ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 4/2018

Воронеж 2018

Главный редактор
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:

Председатель
докт. техн. наук, проф., чл.-кор. РАН
В.И. БОРИСОВ

Зам. председателя
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

докт. физ.-мат. наук, проф.
Э.К. АЛГАЗИНОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф., академик НАН РА
А.С. БАГДАСАРЯН (г. Москва)
докт. техн. наук, проф., академик РАН
А.С. БУГАЕВ (г. Москва)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
Ю.В. ГУЛЯЕВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
Ю.Л. КОЗИРАЦКИЙ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф., академик РАН
Н.А. КУЗНЕЦОВ (г. Москва)
докт. техн. наук, с.н.с.
И.И. МАЛЫШЕВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф.
Ю.Б. НЕЧАЕВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.Н. ПОВЕТКО (г. Воронеж)
докт. техн. наук, доцент
А.Ю. САВИНКОВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
А.С. СИГОВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
Н.М. ТИХОМИРОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
Н.Н. ТОЛСТЫХ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.А. ЦИМБАЛ (г. Серпухов)

Научно-технический журнал «Теория и техника радиосвязи» издаётся с 1966 года.

Выходит 4 раза в год.

В журнале публикуются статьи ведущих специалистов, докторантов и аспирантов АО «Концерн «Созвездие» (Воронежского НИИ связи) и отрасли по общим вопросам радиосвязи, теоретическим и экспериментальным исследованиям в области передачи непрерывных и дискретных сообщений, проблемам помехоустойчивости и методам передачи информации в условиях высокоорганизованного радиопротиводействия; особенностям построения различных видов систем связи с использованием узкополосных и широкополосных шумоподобных сигналов; вопросам разработки методов совмещения телекоммуникационных, измерительных и управляющих систем, а также другим вопросам областей исследований, соответствующих группе специальностей 05.12.00 «Радиотехника и связь» и смежным специальностям группы 05.13.00 «Информатика, вычислительная техника и управление».

Журнал входит в Перечень изданий, рекомендуемых ВАК РФ
для опубликования основных результатов диссертаций
на соискание учёной степени доктора и кандидата наук.

Учредитель и издатель:

АО «Концерн «Созвездие»

Издание зарегистрировано
в Федеральной службе по надзору в сфере связи,
информационных технологий и массовых коммуникаций.
Свидетельство о регистрации
ПИ № ФС77-36740 от 1 июля 2009 г.

Подписной индекс
в Объединенном каталоге «Пресса России»
№ 72972

Сайт в Интернете:
www.sozvezdie.su

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛. Уч.-изд. л. 11,8
Тираж 200 экз. Заказ № 229
Подписано в печать 15.11.2018 г.

© АО «Концерн «Созвездие», 2018

С О Д Е Р Ж А Н И Е

№ 4, 2018

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Научно-методический аппарат для оценки возможностей системы управления авиацией по информационному обеспечению процессов целеуказания и наведения
В.А. Васильев, П.А. Федюнин, М.А. Стафеев, А.В. Васильев ……. 5

К вопросу оценки эффективности функционирования систем программно-определяемого радио в условиях информационного конфликта
М.П. Иванкин, Н.Н. Толстых, А.Ю. Савинков, В.Ф. Свердел …… 14

Природоподобная технология управления сетями связи
А.В. Мержвинский, Б.М. Попов, А.Ю. Савинков …….. 19

Обнаружение импульсных помех в радиолиниях
С.А. Чупеев …….. 23

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Сравнительный анализ спектрально эффективных сигналов с частотным мультиплексированием
Л.И. Аверина, О.К. Каменцев ……..... 36

Интегрированная интеллектуальная система на основе нейросетевой модели управления связью и радиоэлектронным подавлением
М.Н. Данильченко, К.В. Пядухова, Н.М. Рябков, А.Н. Голубинский ……..…… 43

О природоподобной оценке рабочей частоты и спектра радиосигналов методом сжатых измерений
В.М. Кашкаров, И.И. Пеленков, В.Н. Поветко ……..….. 49

Особенности процесса создания инноваций при разработке радиотелекоммуникаций робототехнических комплексов военного назначения
В.М. Кашкаров, В.Н. Поветко, В.И. Штефан …….. 54

Методы оценки программно-аппаратных средств по степени информационной безопасности критически важных систем управления
А.П. Мурзин, И.В. Бутусов, А.А. Романов ……..…… 58

Исследование характеристик помехозащищенности ОСНОД в условиях воздействия преднамеренных помех
А.А. Мухопадов, А.Н. Пуговкин, А.В. Лихачев ……..…… 67

Методика расчета переходных процессов с использованием пакета MATLAB в синтезаторах с фазовой автоподстройкой частоты в режиме ускорения
С.К. Романов, Н.М. Тихомиров, А.Н. Голубинский, В.Н. Тихомиров …….. 75

Оценка помехоустойчивости гибридных ППРЧ-ШПС систем радиосвязи
Д.Ю. Чаркин, С.Ю. Алехин, Е.В. Григорьев, А.Е. Лимарев, В.Е. Прохоров ……..… 85

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Анализ пеленгационных характеристик эквидистантной винтовой антенной решетки
М.Л. Артемов, О.В. Афанасьев, М.П. Сличенко ……..…….. 92

Метод расчета параметров линейных антенн из проводников с многослойным диэлектрическим покрытием в поглощающих средах
Н.Л. Астахова, И.И. Малышев, И.Р. Сиваков ……..…….. 100

Прецизионные контактные устройства для контроля частотных характеристик устройств на ПАВ
А.С. Груздев, А.С. Багдасарян, Т.В. Синицына …….. 108

РАЗНОЕ

Программно-аппаратные среды оборонно-промышленного комплекса России: ключевые проблемы
А.И. Братченко, А.П. Мурзин …….…….. 117

УДК 629.73.018.7

НАУЧНО-МЕТОДИЧЕСКИЙ АППАРАТ ДЛЯ ОЦЕНКИ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АВИАЦИЕЙ ПО ИНФОРМАЦИОННОМУ ОБЕСПЕЧЕНИЮ ПРОЦЕССОВ ЦЕЛЕУКАЗАНИЯ И НАВЕДЕНИЯ

© Авторы, 2018

В.А. Васильев, к.т.н., доцент, e-mail: vashome60@mail.ru
П.А. Федюнин, д.т.н., профессор, начальник кафедры
М.А. Стафеев, к.в.н., старший преподаватель
ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)
А.В. Васильев, мл.н.с., ФГБУ «ГНМЦ» Минобороны России (г. Мытищи)

Рассматривается подход к оценке возможностей системы управления по информационному обеспечению процесса боевого управления ударными авиационными группами при целеуказании и наведении на наземные цели. Предложена имитационная модель на примере одиночного авиационного удара по наземной цели, включающая совокупность методик визуального поиска и обнаружения и увязывающая информационно-боевые показатели возможного исхода авиационного удара с характеристиками наземной системы управления.

***Ключевые слова**: система управления авиацией, целеуказание и наведение, обнаружение наземных целей, модель авиационного поиска.*

SCIENTIFIC-METHODOLOGICAL APPARATUS FOR ASSESSING THE CAPABILITIES OF THE SYSTEM OF AIRCRAFT CONTROL IN PROVIDING INFORMATION TO THE PROCESSES OF TARGETING AND GUIDANCE

© Authors, 2018

V.A. Vasiliev, Ph.D. in Engineering Science, Associate Professor, e-mail: vashome60@mail.ru
P.A. Fedyunin, D.Sc. in Engineering Science, Professor, Head of Department
M.A. Stafeev, Ph.D. in Military Science, Senior Lecturer
Air Force Military Educational and Scientific Center «Air Force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A.Gagarin» (Voronezh)
A.V. Vasiliev, Junior Scientific Assistant

The approach to assessing the capabilities of the control system for information support of the process of combat control of strike aviation groups in the target designation and targeting of ground targets is considered. A simulation model is proposed on the example of a single air strike on a ground target, including a set of methods of visa search and detection and linking information and combat indicators of the possible outcome of an air strike with the characteristics of the ground control system.

***Keywords**: aviation control system, target designation and guidance, ground target detection, aircraft search model.*

Учитывая опыт стран НАТО, приобретенный в конфликтах в Персидском заливе и Афганистане, видно, что большое, зачастую решающее значение в боевых действиях имеет авиация. Однако использование авиации требует проведения целого комплекса организационно-технических мероприятий, которые отвечали бы условиям ведения боевых действий воинскими тактическими формированиями. Такие мероприятия можно реализовать только в системе управления (СУ) авиацией, системе автоматизированной, работающей в режиме реального времени, позволяющей обеспечить оперативное управление средствами авиационной поддержки и функциональное взаимодействие с сопряженными структурами системы управления тактического звена на всех этапах боевых действий. Реализованные в существующих СУ способы и методы управления авиацией не отвечают в полной мере требованиям современного боя [1]. Неэффективное управление приводит к существенному увеличению нагрузки на экипаж при вы-

полнении задач поиска и поражения целей, способствует повышению вероятности ошибочных решений, выражающихся в неправильной оценке тактической ситуации, пропуске целей, поражении своих войск. Таким образом, возникает доминантная необходимость в решении целого ряда вопросов, связанных с уточнением порядка использования придаваемых авиационных групп, совершенствованием организации и структурирования информационного обмена в каналах связи, модернизацией и разработкой эффективных алгоритмов управления, обеспечивающих выполнение целевых функций СУ. Нетривиальность этих вопросов обусловлена тем, что СУ при решении задачи непосредственного управления авиацией испытывают влияние различных факторов: рельеф местности, помеховая обстановка, динамика полета воздушного судна (ВС), метеорологические условия и оптико-физические характеристики цели.

Рельеф местности влияет на устойчивость работы средств СУ (связи, радионавигации, обнаружения, опознавания, наведения, РЭП). Помеховая обстановка включает в себя созданные (преднамеренные) активные и непреднамеренные пассивные помехи. Метеообстановка также создает условия для работы СУ, снижающие ее возможности по информационному обеспечению процесса боевого управления ударными самолетами и вертолетами.

Из опыта применения боевых самолетов и вертолетов следует, что эффективность авиационного удара по малоразмерным замаскированным или подвижным наземным целям во многом зависит от организации и осуществления целеуказания и наведения. Тогда, с учетом указанных факторов, можно выделить частные задачи синтеза СУ, решение которых обеспечит требуемые точность и устойчивость СУ для текущих (прогнозируемых) условий обстановки при заданных информационно-боевых показателях авиационного удара.

Как известно, процедура синтеза сопровождается анализом свойств системы, который позволяет выявить ее работоспособность и оценить степень выполнения требований к ней. В статье рассмотрен возможный подход к решению задачи оценки возможностей СУ по информационному обеспечению процесса боевого управления ударными авиационными группами при целеуказании и наведении на наземные цели. Предлагаемый инструмент для анализа характеризуется системностью, т.е. подходом к оценке влияния СУ на общие результаты выполнения авиационной боевой задачи, а также к рассмотрению хода и результатов функционирования отдельных элементов СУ с позиции достижения поставленных целей.

Теоретический анализ проблемной ситуации

Значительная доля известных подходов к оценке эффективности СУ основывается на понимании цели любого управления – повышение эффективности объекта управления. Из этого следует, что эффективность СУ необходимо оценивать через эффективность объекта управления.

Результативность, или эффективность функционирования ударных боевых авиационных комплексов, в работе [2] предлагается оценивать через вероятность поражения $W_{\text{пор}}$ этой цели в виде произведения частных критериев

$$W_{\text{пор}} = P_{\text{о}}\, P_{\text{ПВО}}\, P_{\text{вых}}\, P_{\text{пор}}, \qquad (1)$$

где $P_{\text{о}}$ – вероятность своевременного вылета; $P_{\text{ПВО}}$ – вероятность преодоления ПВО противника при полете к цели; $P_{\text{вых}}$ – вероятность выхода на наземную цель; $P_{\text{пор}}$ – вероятность поражения цели бортовыми средствами поражения.

Рассмотрим частный критерий $P_{\text{вых}}$, на величину которого СУ оказывает непосредственное влияние. Событие выхода на цель объединяет два взаимосвязанных события: обнаружение цели и исправление ошибок выхода.

Известно, что рассеивание точек выхода ВС на цель по боковой координате

$$\sigma_z = \sqrt{\sigma_{\text{нав}}^2 + \sigma_{\text{ц}}^2}$$

складывается из двух основных групп случайных ошибок: ошибок самолетовождения (навигации) $\sigma_{\text{нав}}$ и ошибок определения (прогнозирования) координат цели $\sigma_{\text{ц}}$.

Ввиду того, что часть пилотажно-навигационных параметров в современной СУ измеряется на борту ВС, точность определения параметров относительно движения центра масс ВС будет определяться не только точностными характеристиками наземных радиотехнических средств (РТС), но и точностными характеристиками пилотажно-навигационного комплекса (ПНК) ВС. Кроме того, к первой группе следует отнести ошибки пилотирования, а также ошибки навигации, обусловленные влиянием на РТС и ПНК различных помех и рельефа местности.

Точность работы ПНК характеризуется отклонением текущих пилотажно-навигационных параметров от их заданных значений. Допусти-

мые значения ошибок задаются в отдельных тактико-технических требованиях в виде среднеквадратических, сдвоенных среднеквадратических (2σ) или гранично-допустимых ошибок (3σ).

Главная задача навигации – определение горизонтальных координат местоположения ВС. При этом основным методом их определения является счисление пути в инерциальном, в инерциально-доплеровском, курсо-доплеровском или аэрометрическом режимах с коррекцией отдельных участков маршрута. В режиме счисления пути ошибки нарастают со временем. Для всех 4-х указанных режимов увеличения среднеквадратических ошибок различны, тем не менее для всех режимов счисления пути требования задают в виде σ_Δ за определенный интервал времени (табл. 1) [3].

Таблица 1

Требования к точности навигации для различных режимов счисления пути

Режим счисления пути	Требования к точности
Инерциальный	$\sigma_\Delta \le 5$ км за 1 час
Инерциально-доплеровский	$\sigma_\Delta \le 3$ км за 1 час
Курсо-доплеровский	$\sigma_\Delta \le 3$ км за 20 мин
Курсо-аэрометрический	$\sigma_\Delta \le 10$ км за 20 мин

Накопленные за время счисления пути ошибки на интервале коррекции списываются до уровня, обусловленного точностью системы коррекции. Точность системы коррекции, в свою очередь, зависит от типа системы, алгоритмов, времени коррекции, режимов работы, методов коррекции и т.д. Пример требований к точности коррекции приведен в табл. 2.

Таблица 2

Требования к точности коррекции

Система коррекции	Условия коррекции	Время коррекции	Точность коррекции
РСБН	прямая видимость	практически мгновенно	≤ 0,2 км
		100 с	≤ 0,1 км
РСДН	зона действия наземных маяков	практически мгновенно	≤ 2…3 км
		100 с	≤ 1…2 км
Оптические, электронно-оптические визиры	дальность до ориентира 10 км	практически мгновенно	≤ 0,2 км
		10 с	≤ 0,15 км
РЛС	дальность до ориентира 50 км	практически мгновенно	≤ 1 км
		10 с	≤ 0,5 км
КЕНС (по полю рельефа местности)	среднепересеченная (холмистая местность)	100 с	≤ 0,15 км
КЕНС (по аномальному полю Земли)	высота полета 15 км	300 с	≤ 0,1 км
Спутниковые системы навигации	в перспективе без ограничений	-	≤ 0,1 км

Ошибки второй группы включают в себя:

– ошибки $\sigma_{\text{тек}}$, величина которых зависит от используемых средств и методов получения информации о текущем положении цели, подготовки данных и передачи команд и информации экипажу;

– ошибки $\sigma_{\text{прогн}}$ прогнозирования координат цели к моменту выхода ВС на боевой курс (для подвижных целей).

Целеуказание и наведение могут осуществляться в полярной и прямоугольной системах координат.

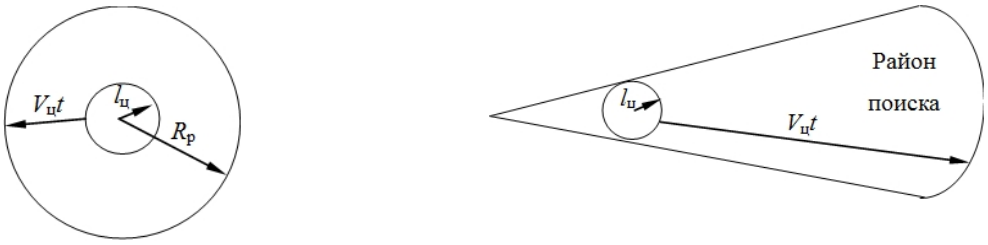
Полярная система координат принята для РЛС и может применяться для целеуказания и наведения всех типов самолетов (вертолетов). При целеуказании в тех системах координат, в которых решаются навигационные задачи на борту ВС, полярные координаты могут использоваться в качестве дополнительной информации, облегчающей экипажам поиск и выход на заданные цели.

Среднее квадратическое радиальное отклонение в определении местоположения цели в полярной системе координат на карте масштаба 1 : 100000 при удалении цели от опорного ориентира до 10 км составляет 150–200 м. Для более удаленных объектов целеуказания ошибки могут возрастать до 500 м и более.

Погрешности в определении прямоугольных координат составляют 100–150 м. По этой причине прямоугольные координаты являются основными как при целеуказании, так и при обмене информацией между пунктами управления.

Как показывает опыт, точность определения координат целей, обеспечивающая выход самолетов (вертолетов) на цели и атаку их с ходу, должна составлять 50–100 м. Современные угломерные и дальномерные приборы позволяют определять азимут цели с ошибкой 1^{o} и дальность с погрешностью 3–5 м. Однако при последующем нанесении целей, например, на планшет масштаба 1 : 25000 ошибки в определении координат могут возрасти до 70–80 м.

Задача целеуказания и наведения существенно осложняется в случае, когда цель подвижная и способна перемещаться со скоростью $V_{ц}$. Если по данным разведки определяется ее исходное положение с максимальной радиальной ошибкой $l_{ц}$ ($3\sigma_{ц}$), а направление возможного перемещения установить не удалось, но предполагается ее выдвижение в любом направлении, то район вероятного местонахождения цели к моменту выхода в ее район ударной группы по истечении времени t от момента обнаружения цели разведчиком будет иметь вид круга, радиус которого равен $R_{р} = l_{ц} + V_{ц}t$ (рис. 1а).



а) б)

Рис. 1. Построение района вероятного нахождения цели

Если на основании оценки обстановки удается установить сектор возможного перемещения цели, район поиска будет представлять собой некоторую область, построенную в соответствии с рис. 1*б*. Полученный район описывается квадратом или прямоугольником, привязывается по карте к ориентирам на местности и указывается в боевой задаче как район поиска. Окончательная форма найденного района поиска может быть уточнена с учетом знания тактики противника, оценки дорог на местности и других данных обстановки.

Таким образом, минимальная погрешность в определении координат цели на момент выхода ВС в район цели равна $l_{ц}$ (для неподвижной цели), а максимальная (для подвижной цели) будет определяться качеством прогнозирования, которое зависит от $l_{ц}$, параметров движения цели и времени старения информации о ее состоянии.

Для получения количественных оценок влияния бокового уклонения $l_{ош}$ ВС от линии заданного пути на успех вывода экипажа на цель авторами разработана имитационная модель на примере одиночного авиационного удара по цели, находящейся на удалении 3–5 км от переднего края.

Имитационное моделирование выхода ВС на цель

Структурная схема модели, включающая пять основных модулей, представлена на рис. 2.

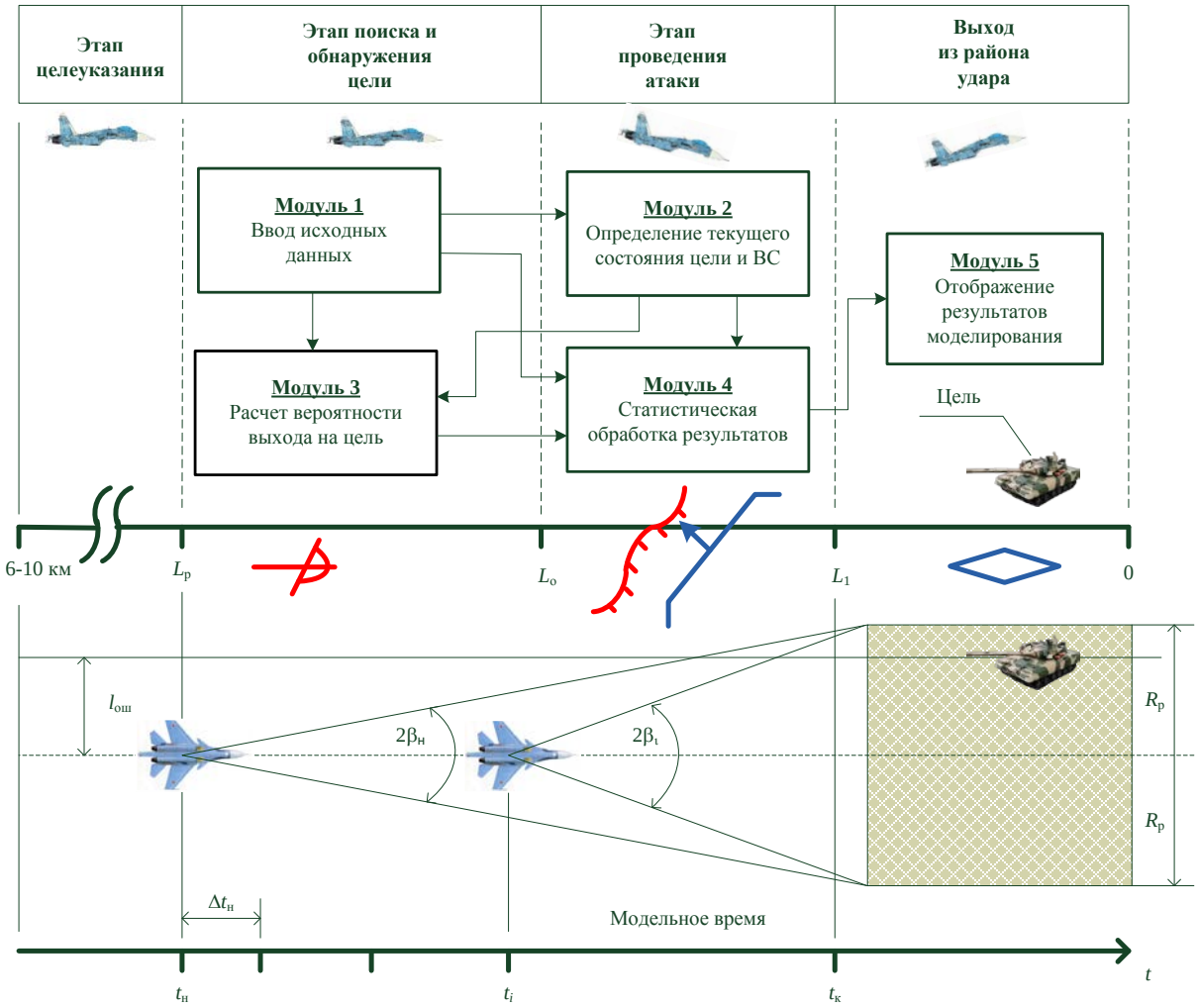


Рис. 2. Структура имитационной модели выхода ВС на цель

Моделирующий алгоритм построен на событиях, под которыми понимаются начало и завершение полного цикла визуального просмотра зоны поиска с использованием симметричного обзора. При поиске наземных целей на предельно малых высотах (для предотвращения столкновения с наземными препятствиями) применяется симметричный сектор обзора (рис. 3).

В промежутках между событиями модель остается неизменной. Начало моделирования $t_н$ соответствует моменту достижения ВС максимальной дальности видимости цели $L_р$, определяемой условиями наблюдения (рис. 3). Момент окончания модельного времени $t_к$ определяется минимальной дальностью применения бортовых средств поражения L_1 (рис. 2).

Во втором модуле определяется текущее состояние ВС и цели. При этом в исходных данных задается траектория полета ВС при курсовом способе целеуказания и наведения. Случайная величина $l_{ош}$ боковой ошибки вывода (рис. 2) вследствие многочисленных факторов, вызывающих ее появление, подчиняется нормальному закону распределения. В модели принимается следующая числовая характеристика закона: математическое ожидание $m_{lош} = 0$, среднее квадратическое отклонение равно $\sigma_{lош}$.

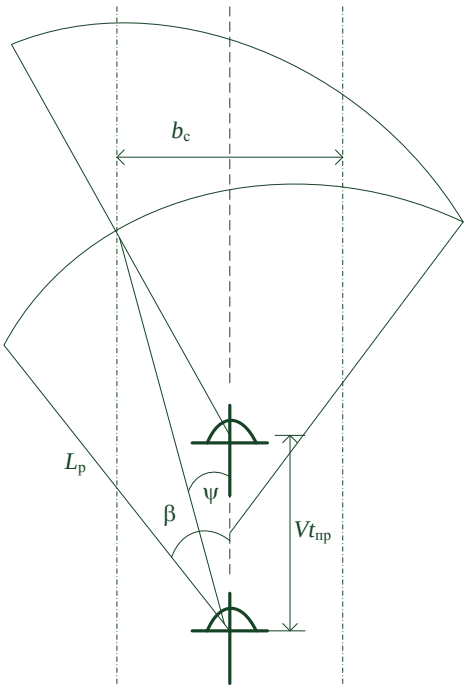


Рис. 3. Поиск цели с использованием симметричного сектора обзора

В основу принципа функционирования третьего модуля положена известная методика Н. Травниковой [4] с дополнительным включением в нее элементов динамического характера. Сущность предлагаемых включений заключается в следующем.

В каждом i-м интервале на основе подходов, изложенных в [4], рассчитывается вероятность $P_{обн}$ визуального обнаружения цели

$$P_{обн} = 1 - \exp\left(-\frac{C_1 K^2 \gamma^3 B_ф^{0,3} t}{(2\beta)^2}\right), \qquad (1)$$

где C_1 – некоторая константа, характеризующая конкретного наблюдателя; K – первоначальный, не искаженный атмосферной дымкой контраст между объектом и фоном; γ – угловой размер цели; $B_ф$ – истинная яркость фона; t – время поиска цели; 2β – угловой размер зоны поиска.

Динамические аспекты в методике (в отличие от методики Н. Травниковой) отражены в изменениях во времени углового размера 2β поля обзора с учетом величины эффективной ширины полосы сплошного просмотра местности (ЭШПП) b_c (рис. 3). Наличие ЭШПП объясняется пропуском некоторых участков местности в зоне авиационного поиска, что может привести к необнаружению цели. Из рис. 3 ЭШПП можно определить по формуле

$$b_c = 2L_р \sin\psi, \qquad (2)$$

где ψ – угол, под которым просматривается ЭШПП:

$$\psi = \beta - \arcsin\left(\frac{Vt_{пр}}{L_р}\sin\beta\right). \qquad (3)$$

В формуле (3) $t_{пр}$ – продолжительность полного цикла просмотра зоны поиска: $t_{пр} = 4\beta/\omega_в$, а угловая скорость перемещения взгляда $\omega_в$ принимается равной примерно 40 градусам в секунду.

Кроме того, в модели с учетом заданных значений минимального радиуса разворота ВС и минимальной дальности L_1 применения оружия по известной методике принимается решение о возможности ближнего наведения ВС на цель.

Первой отличительной особенностью предлагаемой расширенной методики является пошаговый расчет и розыгрыш исходов выхода ВС на цель методом Монте-Карло в динамике развития боевого эпизода с последующей статистической обработкой результатов моделирования по множеству реализаций. Второй особенностью является использование научно-методического подхода к оценке максимальной дальности видимости $L_р$ с применением модальных категорий оптической маскировки, переведенных в числовые значения по данным экспертизы (результатов эксперимента) [5].

Обобщающим элементом модели является модуль статистической обработки результатов (модуль 4). В нем с использованием «дерева событий» выполняются следующие функции:

– расчет вероятности того, что экипаж обнаружил и атаковал цель (P_1);

– расчет вероятности того, что экипаж обнаружил, но не успел атаковать цель (P_2);

– расчет вероятности того, что цель не обнаружена (P_3).

Очевидно, что сумма данных величин равна единице.

В качестве исходных данных в имитационной модели приняты:

– линейные размеры цели, а также значения степени ее видимости при обнаружении и опознавании;

– метеорологические условия;

– параметры движения цели и ВС.

В модели принят ряд ограничений и допущений: не учитывается влияние рельефа местности и ПВО противника; не учитывается влияние скорости цели на среднее время поиска.

Авторами разработана программная реализация вышеописанной модели на языке VBA Excel, которую удобно использовать для количественной оценки влияния компонентов σ_z на результат выхода ВС на цель для различных исходных данных, характеризующих условия наблюдения, а также динамические параметры ВС и цели. Графический интерфейс программы представлен на рис. 4.

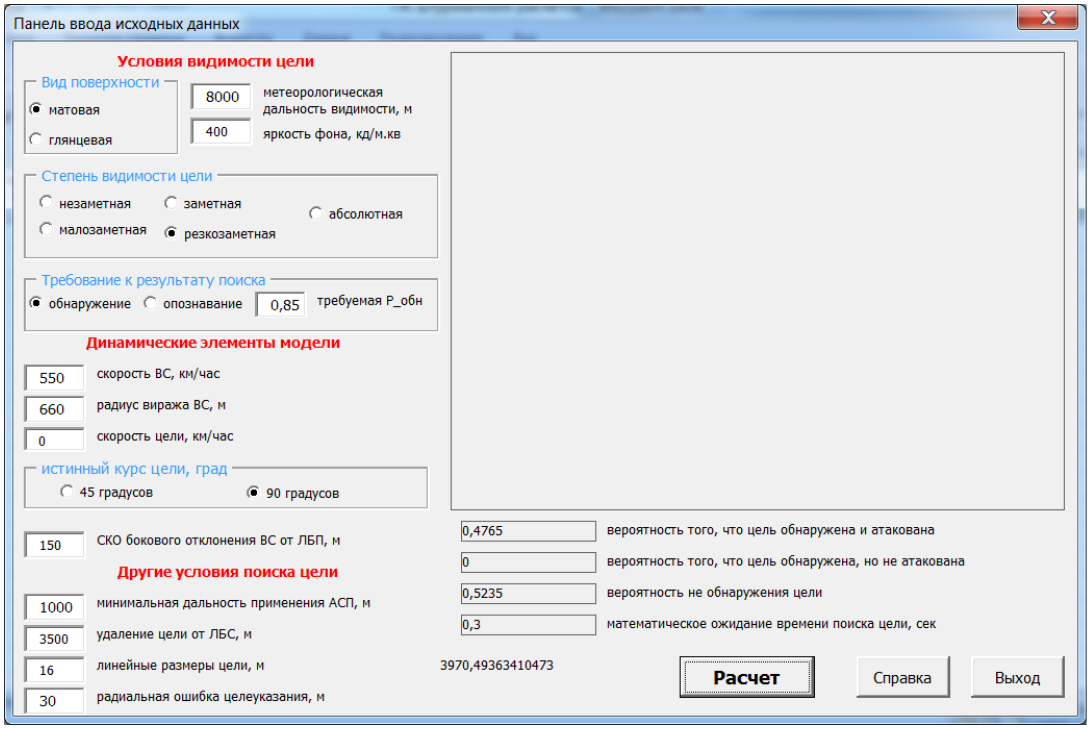


Рис. 4. Интерфейс программы

На рис. 5 представлена зависимость вероятности P_1 обнаружения и атаки неподвижной резкозаметной цели от величины $\sigma_{\text{ош}}$ среднеквадратического отклонения бокового уклонения ВС при высоте полета 200 м для типовых условий наблюдения ($L_м$ = 6000 м; $B_ф$ = 400 кд/м^2) при курсовом (азимутальном) целеуказании и наведении.

Рис. 5. Зависимость вероятности выхода ВС на цель от СКО бокового уклонения

Представленная на рис. 5 зависимость позволяет определять общие требования к СУ по точности и устойчивости функционирования на основе выбранного показателя – вероятности выхода ВС на цель. При этом если оставить за рамками рассмотрения «неизменную» часть СУ, включающую функционально-необходимые элементы (ПНК и наземные РТС) и определяющую ошибки навигации $\sigma_{нав}$, то можно получить количественные данные для анализа и синтеза «изменяющейся» части СУ (табл. 3).

Таблица 3

Расчетные данные по ошибкам навигации и целеуказания

$\sigma_{нав}$, м	$\sigma_ц$, м			$\sigma_{нав}$, м	$\sigma_ц$, м		
	$P_1 = 0{,}99$	$P_1 = 0{,}85$	$P_1 = 0{,}7$		$P_1 = 0{,}99$	$P_1 = 0{,}85$	$P_1 = 0{,}7$
10	39	79	120	70	0	0	97
20	35	77	118	80	0	0	89
30	26	74	116	90	0	0	79
40	0	69	113	100	0	0	66
50	0	62	109	110	0	0	48
60	0	53	104	120	0	0	0

Регулятор «изменяющейся» части СУ формирует информацию для целеуказания (как предварительного, так и непосредственного) и наведения, а качество его функционирования характеризуется величиной ошибок определения (прогнозирования) координат цели $\sigma_ц$.

Декомпозиция системы на «неизменную» и «изменяющуюся» позволяет определить тип и место «корректирующего» элемента, реализующего соответствующий закон регулирования (управления), с целью придания СУ требуемой точности и устойчивости. Функции «корректирующего» элемента могут выполнять: математические модели и алгоритмы в специальном программном обеспечении комплексов средств автоматизации пунктов управления; технические устройства, структурирующие организацию информационного обмена в каналах связи, и т.п.

Оценка сходимости модели с данными, полученными из опыта применения оперативно-тактической авиацией (ОТА) средств поражения на полигонах и в локальных войнах, осуществлялась для схожих условий по двум признакам:

– соответствие руководящим документам и наставлениям по управлению самолетами ОТА;

– согласованность с данными экспертного опроса летного состава ОТА.

Дополнительно верификация модели проводилась на непротиворечивость результатам теоретических и экспериментальных исследований в области визуального поиска и обнаружения малоразмерных объектов.

Опустив рассмотрение промежуточных результатов сравнения, укажем лишь, что по первому признаку при курсовом (азимутальном) целеуказании и наведении расчетный показатель P_1=0,99 и опытный показатель, представленный по документам в вербальном выражении («гарантированный выход на цель»), обеспечивались при одних и тех же исходных данных.

Следует отметить, что авторы заведомо не стремились к получению точных оценок информационно-боевых показателей $P_1 – P_3$, больший интерес представляла тенденция их изменения при различных сочетаниях исходных данных. Это объясняется невозможностью в рамках одной статьи рассмотреть влияние ошибок целеуказания и навигации на возможные исходы авиационного удара для всех известных в практике применения ОТА способов целеуказания и наведения. Из тех же соображений представлены и результаты моделирования.

Заключение

Повышение результативности, или эффективности (1) функционирования ударных боевых авиационных комплексов, является комплексной задачей, одному из частных решений которой посвящена данная работа. В статье приводится обзор и описание не достаточно изученных фактов и явлений, оказывающих значительное влияние на точность выхода (по времени и месту) ВС на наземные цели, для обоснования рациональных причин проведения дальнейших исследований в рассматриваемой области военных знаний. По мнению авторов, в первую очередь требуют разработки актуальные вопросы совершенствования формируемого в СУ информационного поля (обработки, систематизации, хранения, формирования и выдачи информации эки-

пажам ВС и должностным лицам пунктов управления), необходимого для принятия решения и планирования боевого управления ударными авиационными группами в условиях конкретной обстановки. Эти вопросы предлагается решать на основе интеграции и обобщения накопленных знаний в оценке соответствия текущих (прогнозируемых) условий (метеорологических, геофизических, наличия информационных и технических ресурсов) выполнению авиацией боевых задач.

Литература

1. *Кондратьев А.* Проблемы организации авиационной поддержки операций сухопутных войск США // Зарубежное военное обозрение. №11. 2009. С. 32–40.

2. *Арбузов И.В., Болховитинов О.В.* Боевые авиационные комплексы и их эффективность. М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. 224 с.

3. Руководство по воздушной навигации авиации вооруженных сил Российской Федерации. М.: Военное изд-во, 1994. 149 с.

4. *Травникова Н.П.* Эффективность визуального поиска. М.: Машиностроение, 1985. 127 с.

5. *Васильев В.А., Бут Д.В., Дорофеев В.В., Степанов А.В.* Научно-методический подход к формализации критерия видимости объекта в условиях оптической маскировки // Вестник Тамбовского государственного технического ун-та. Серия: Естественные и технические науки. 2013. Т. 18. С. 2459–466.

Статья поступила в редакцию 15 августа 2018 года

УДК 519.7:621.39

К ВОПРОСУ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОГО РАДИО В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО КОНФЛИКТА

© Авторы, 2018

М.П. Иванкин, к.т.н., конструктор, АО «Концерн «Созвездие»
Н.Н. Толстых, д.т.н., профессор, научный референт, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: tnn@sozvezdie.su
А.Ю. Савинков, д.т.н., доцент, Воронежский гос. университет
В.Ф. Свердел, начальник войск связи ЗВО

Рассмотрен подход к оценке эффективности систем, построенных на основе программно-определяемого радио и функционирующих в условиях информационного противоборства.

Ключевые слова: *двухконтурная система управления, закон распределения, инфокоммуникационная система, информационное воздействие, программно-определяемое радио, эффективность*

TO THE ISSUE OF EVALUATING THE EFFECTIVENESS OF SOFTWARE-DEFINED RADIO SYSTEMS IN THE CONTEXT OF INFORMATION CONFLICT

© Authors, 2018

M.P. Ivankin, Ph.D. in Engineering Science, Designer, JSC «Concern «Sozvezdie»
N.N. Tolstykh, D.Sc. in Engineering Science, Professor, Scientific Adviser, JSC «Concern «Sozvezdie»
A.Yu. Savinkov, D.Sc. in Engineering Science, Associate Professor, Voronezh State University
V.F. Sverdel, Head of the Western Command Signal Corps

Considered an approach to assessing the effectiveness of systems built on the basis software-defined radio and operating in the conditions of information confrontation.

Keywords: *effectiveness, dual circuit system, distribution, infocommunication system, information impact, software-defined radio.*

В настоящее время эффективность функционирования систем, в том числе систем критических приложений, зависит от их способности изменяться при изменении внешних условий так, чтобы целевая функция была достигнута. Для этого необходимо предсказание поведения таких систем при неполных данных: оценка степени адекватности (выполнимости) принимаемых решений при ведении различных, в том числе и запланированных [1], действий и оценка эффективности функционирования системы при их принятии. Такими возможностями обладают в первую очередь системы, построенные на основе программно-определяемого радио, в том числе когнитивные, которые способны получать информацию о текущих рабочих характеристиках и на их основе корректировать параметры работы.

Стоит отметить, что при анализе любой инфокоммуникационной системы, функционирующей в условиях информационного конфликта, ее целесообразно разделить на уровни представления: сигнальный и информационный. Сигнальный уровень определяет процессы передачи, приема и первичной обработки сигнала. Информационный включает в себя: семантический, на котором принятый сигнал сопоставляется с командами и данными и представляет собой унитарный код; прагматический, на котором формируется решение и собирается последовательность команд для решения центральной задачи системы [2]. Так как функционирование системы заключается в решении центральной задачи системы и реализации ее целевой функции, количественным показателем эффективности функционирования системы может служить вероятность распределения и реализации ее целевых функций.

Структуру таких систем, исходя из [3], целесообразно представить с помощью сетей Петри–Маркова. Двухконтурная система управления [4, 5], представленная на рис. 1, описывает информационный конфликт в системе, построенной на основе технологии программно-определяемого радио, следующим образом:

 ISSN 1995-7009

S_1 – общий ресурс системы;

S_2 – реальное состояние системы;

a_{13} – изменение состояния системы $S_{POR} = k_A \cdot S_V + k_V \cdot S_A$;

a_{14} – оценка состояния $S_V - S_{POR}$;

a_{15} – оценка результативности и коррекция k_A;

a_2 – информационное воздействие;

a_{16} – оценка состояния $S_A - S_{POR}$;

a_{17} – оценка ошибки и коррекция k_V;

a_{18} – коррекция системы;

z_{14} – выход системы $O_{POR}(t)$;

z_{15}, z_{17} – состояние системы передано;

z_{16} – оценка получена;

z_1 – k_A откорректирован и конфликтный компонент запущен;

z_2 – результат воздействия $u_V(t-\tau_V)$;

z_0 – оценка получена;

z_{18} – k_V откорректирован и конфликтный компонент запущен;

z_{19} – результат коррекции системы $u_A(t-\tau_A)$;

a*1 – выбор решения: блочное кодирование, скремблирование $I_A^1(a_{19}, a_{22})$;

a*2 – выбор решения: блочное кодирование, перемежение, скремблирование $I_A^2(a_{19}, a_{21}, a_{22})$;

a*3 – выбор решения: блочное кодирование, сверточное кодирование, скремблирование $I_A^3(a_{19}, a_{20}, a_{22})$;

a*4 – выбор решения: блочное кодирование, сверточное кодирование, перемежение, скремблирование $I_A^4(a_{19}, a_{20}, a_{21}, a_{22})$;

a*5 – сбор статистики по пакетам приема, передачи данных a_{12}^x;

a*6 – анализ сетевого трафика;

z*1 – решение выработано $Res(S_V)$;

z*2 – данные обновлены $a_{12}^x \pm a_{12}^i$;

z*3 – определение формата протокола $Res(a_{12}^x)$.

В качестве примера рассмотрим два случая: статическую конфигурацию компонента системы I_A и его динамическое изменение в процессе функционирования системы. В первом случае данный компонент будет линейным и не изменяющимся в течение времени жизни системы программно-определяемого радио [3]. Такой случай можно описать через системы нелинейных дифференциальных уравнений [5]:

$$a_0 \frac{d^n O_A(Z)}{dt^n} + a_0 \frac{d^{n-1} O_A(Z)}{dt^{n-1}} + \ldots + a_n O_A(Z) = $$

$$= b_0 \frac{d^n I_A(Z)}{dt^n} + \ldots + b_m I_A(Z).$$

Здесь $I_A(Z)$ и $O_A(Z)$ – входная и выходная функции переходов между состояниями функционирующий сети Петри–Маркова; $a_i, i = \overline{1,n}$ и $b_j, j = \overline{1,m}$ – некоторые постоянные, определяемые параметрами компонентов линейной части. Далее на их основе целесообразно записать передаточную функцию [1], которая будет представлять собой следующее выражение при нулевых начальных условиях:

$$\Phi_{linear} = \frac{O_A(Z)}{I_A(Z)} = \frac{L\{o(t)\}}{L\{i(t)\}},$$

где $L\{o(t)\}$ и $L\{i(t)\}$ – изображения по Лапласу, которые выражаются через

$$L\{f(t)\} = \int_0^\infty e^{-pt}\{f(t)\}dt.$$

Во втором случае при динамическом изменении компонента I_A получим нелинейную функцию, которая зависит от $I_A(Z)$ и ее производной от одной переменной:

$$O_A(Z) = \Phi_{nonlinear}(I_A(Z), \dot{I}_A(Z)).$$

В качестве примера запишем передаточные функции контуров управления, представленных на рис. 1 [3]. Функция Φ_{linear}^V будет одинаковой для обоих случаев:

$$\Phi_{linear}^V = \frac{Rx(O_{por}(t))}{O_{por}(t)} \cdot \frac{res(S_V - S_{POR})}{S_V - S_{POR}} \cdot \frac{res(S_V)}{k_A} \cdot \left(\frac{res(u_V)}{u_V(t-\tau_V)} + \frac{Rx(u_V)}{Tx(u_V)} + \frac{\frac{res(S_V)}{k_A}}{1 + \frac{res(S_V)}{k_A} \cdot \frac{a_{12}^x \pm a_{12}^i}{a_{12}^x} \cdot \frac{res(a_{12}^x)}{a_{12}^x}} \right).$$

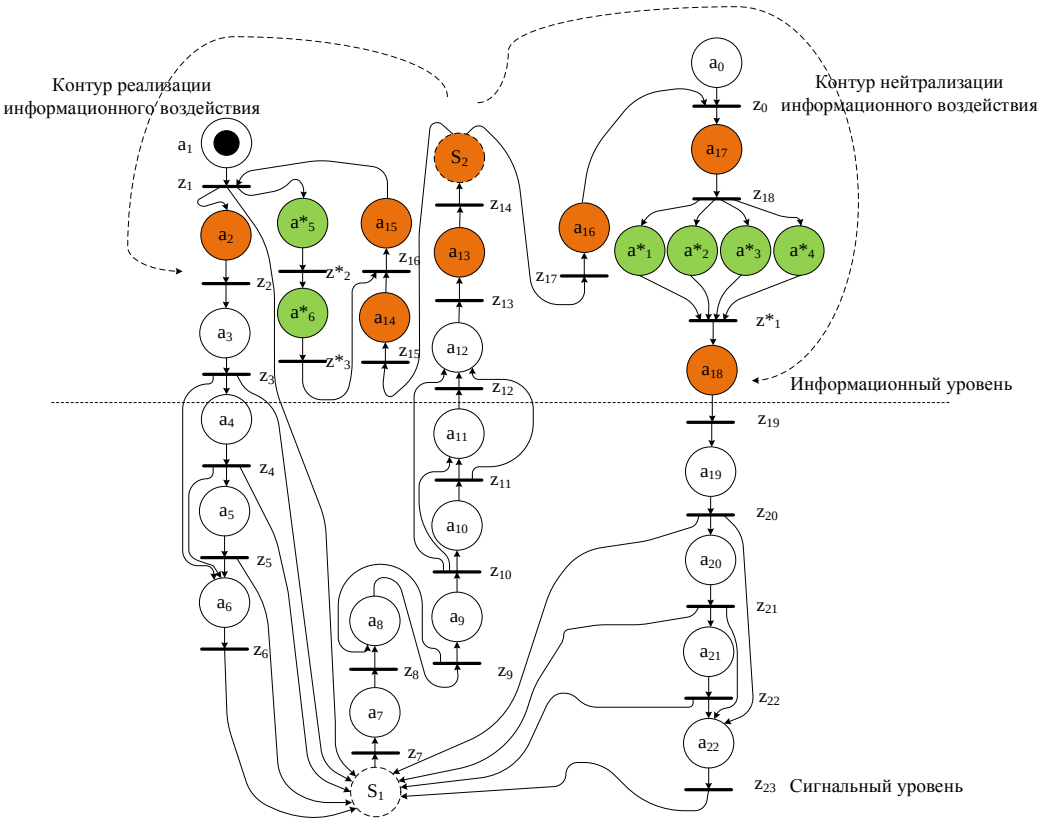


Рис. 1. Сеть Петри–Маркова при реализации конфликтного компонента в системе, построенной на основе программно-определяемого радио

Для случая, когда компонент I_A имеет статическую конфигурацию, передаточная функция будет иметь следующий вид:

$$\Phi^A_{linear} = \frac{Rx(O_{por}(t))}{O_{por}(t)} \cdot \frac{res(S_A - S_{POR})}{S_A - S_{POR}} \cdot \frac{S_A(u_A)}{k_V} \cdot I_A\left(a_i,...,a_j\right).$$

Во втором случае передаточная функция будет включать в себя нелинейную часть:

$$\Phi^A_{linear} = \frac{Rx(O_{por}(t))}{O_{por}(t)} \cdot \frac{res(S_A - S_{POR})}{S_A - S_{POR}} \cdot \frac{S_A(u_A)}{k_V} \times$$

$$\times \Phi^A_{nonlinear}\left(I^1_A\left(a_{19,}a_{22}\right), I^2_A\left(a_{19,}a_{21},a_{22}\right), I^1_A\left(a_{19,}a_{20},a_{22}\right), I^1_A\left(a_{19,}a_{20},a_{21},a_{22}\right)\right).$$

В случае прохода контура A система может изменить параметры для $\Phi^A_{nonlinear}$, выбрав один из четырех параметров I_A.

На основе построенных сетей представляется возможным описать частные целевые функции реализации информационного воздействия на сигнальном и информационном уровнях и вероятность их реализации. В общем виде частная целевая функция будет описана следующим образом:

$$P^{a,z}_S(x_1,...,x_n) =$$

$$= \{par_1(x_1,...,x_n), par_2(x_1,...,x_n),..., par_m(x_1,...,x_n)\}.$$

Отсюда частная целевая функция реализации информационного воздействия в пространстве состояний сети Петри–Маркова в системе, построенной на основе программно-определяемого радио, на сигнальном уровне определяется набором [4]:

$$P^{a,z}_S(x,t) = \{P_{crc}(t), P_{conv}(t,\alpha), P_{inl}(t,n), f_{i(a)i(z)}(x), A, Z, \mathrm{I}_A(Z), \mathrm{O}_A(Z), M\},$$

где x – случайная величина определенного закона распределения;

t – вероятность появления битовой ошибки в канале связи;

α – параметр выбора программной или аппаратной реализации декодера Витерби;

n – количество пакетов для перемежения;

$P_{crc}(t)$ – вероятность реализации целевой функции на этапе блокового кодирования;

$P_{conv}(t, \alpha)$ – вероятность реализации целевой функции на этапе сверточного кодирования;

$P_{inl}(t, n)$ – вероятность реализации целевой функции на этапе перемежения;

$f_{i(a)i(z)}(x)$ – плотность вероятности реализации частной целевой функции в пространстве сети Петри–Маркова;

A, Z, $I_A(z)$, $O_A(Z)$, M – структурно-параметрические характеристики функционирующей системы.

Аналогичным образом могут быть описаны и информационные уровни представления: семантический и прагматический. В таком случае полная вероятность реализации целевой функции системы критических приложений

$$P(x) = \left(1 - P^{a,z}_{Signal}(x_1,...,x_n)\right)\left(1 - P^{a,z}_{Semantic}(x_1,...,x_n)\right)\left(1 - P^{a,z}_{Pragmatic}(x_1,...,x_n)\right),$$

где $P^{a,z}_{Semantic}(x_1,...,x_2)$ – вероятность реализации целевой функции конфликтного компонента на информационном уровне. Соответственно, корректируя параметры работы системы критических приложений, функционирующей в условиях информационного конфликта, получим второй набор вероятностей $P'(x)$. Тогда эффективность функционирования будет описана следующим соотношением:

$$Э = \frac{P(x)}{P'(x)} = \frac{\left(1 - P^{a,z}_{Signal}(x_1,...,x_n)\right)\left(1 - P^{a,z}_{Semantic}(x_1,...,x_n)\right)\left(1 - P^{a,z}_{Pragmatic}(x_1,...,x_n)\right)}{\left(1 - P^{a,z}_{Signal}'(x_1,...,x_n)\right)\left(1 - P^{a,z}_{Semantic}'(x_1,...,x_n)\right)\left(1 - P^{a,z}_{Pragmatic}'(x_1,...,x_n)\right)}.$$

В качестве примера целесообразно рассмотреть два случая, когда в системе на сигнальном уровне вырабатываются решения $I^2_A(a_{19}, a_{21}, a_{22})$ и $I^4_A(a_{19}, a_{20}, a_{21}, a_{22})$, и рассчитать $P^{a,z}_{Signal}(x_1,...,x_n)$. Для сбора статистики и определения закона распределения воспользуемся имитационной моделью, построенной на основе сети Петри–Маркова [3] и представленной на рис. 2.

Для случая, когда было выработано решение о выборе набора $I^2_A(a_{19}, a_{21}, a_{22})$, включающего в себя блочное кодирование, ранее было доказано [3], что в системе, построенной на основе программно-определяемого радио, вероятность реализации конфликтного компонента на сигнальном уровне распределена по экспоненциальному закону:

$$f_{i(a)i(z)}(x) = \int_0^\infty \lambda e^{-\lambda x} dx.$$

В случае выбора набора $I^4_A(a_{19}, a_{20}, a_{21}, a_{22})$, когда дополнительно используется сверточное кодирование, – по закону Вейбулла:

$$f_{i(a)i(z)}(x) = \int_0^\infty \frac{k}{\lambda}\left(\frac{x}{\lambda}\right)^{k-1} e^{-\left(\frac{x}{\lambda}\right)^k} dx.$$

Подставив соответствующие плотности вероятностей в выражение для эффективности, получим:

$$Э = \frac{P(x)}{P'(x)} = \frac{1 - \frac{k}{\lambda} \times \frac{x}{\lambda}^{(k-1)} \times e^{-\left(\frac{x}{\lambda}\right)^k}}{1 - \lambda e^{-\lambda x}} \times$$

$$\times \frac{\left(1 - P^{a,z}_{Semantic}(x_1,...,x_n)\right)\left(1 - P^{a,z}_{Pragmatic}(x_1,...,x_n)\right)}{\left(1 - P^{a,z}_{Semantic}'(x_1,...,x_n)\right)\left(1 - P^{a,z}_{Pragmatic}'(x_1,...,x_n)\right)}.$$

На информационном уровне определим закон распределения, исходя из того что оценка эффективности функционирования системы программно-определяемого радио направлена на повышение в дальнейшем ее надежности. Для описания таких процессов лучше всего подходят различные виды гамма-распределений. В качестве примера рассмотрим случай, когда на информационном уровне вероятность реализации конфликтного компонента распределена по закону хи-квадрата. Тогда финальное выражение для эффективности примет следующий вид:

$$Э = \frac{P(x)}{P'(x)} = \frac{1 - \frac{k}{\lambda}\cdot\frac{x}{\lambda}^{(k-1)}\cdot e^{-\left(\frac{x}{\lambda}\right)^k} - \frac{x^{\frac{\alpha}{2}-1}\cdot\left(\frac{1}{2}\right)^{\frac{\alpha}{2}}\cdot e^{-\frac{x}{2}}}{\Gamma\left(\frac{\alpha}{2}\right)} + \frac{k}{\lambda}\cdot\frac{x}{\lambda}^{(k-1)}\cdot e^{-\left(\frac{x}{\lambda}\right)^k}\cdot\frac{x^{\frac{\alpha}{2}-1}\cdot\left(\frac{1}{2}\right)^{\frac{\alpha}{2}}\cdot e^{-\frac{x}{2}}}{\Gamma\left(\frac{\alpha}{2}\right)}}{1 - \lambda e^{-\lambda x} - \frac{x^{\frac{\alpha}{2}-1}\cdot\left(\frac{1}{2}\right)^{\frac{\alpha}{2}}\cdot e^{-\frac{x}{2}}}{\Gamma\left(\frac{\alpha}{2}\right)} + \lambda e^{-\lambda x}\cdot\frac{x^{\frac{\alpha}{2}-1}\cdot\left(\frac{1}{2}\right)^{\frac{\alpha}{2}}\cdot e^{-\frac{x}{2}}}{\Gamma\left(\frac{\alpha}{2}\right)}}.$$

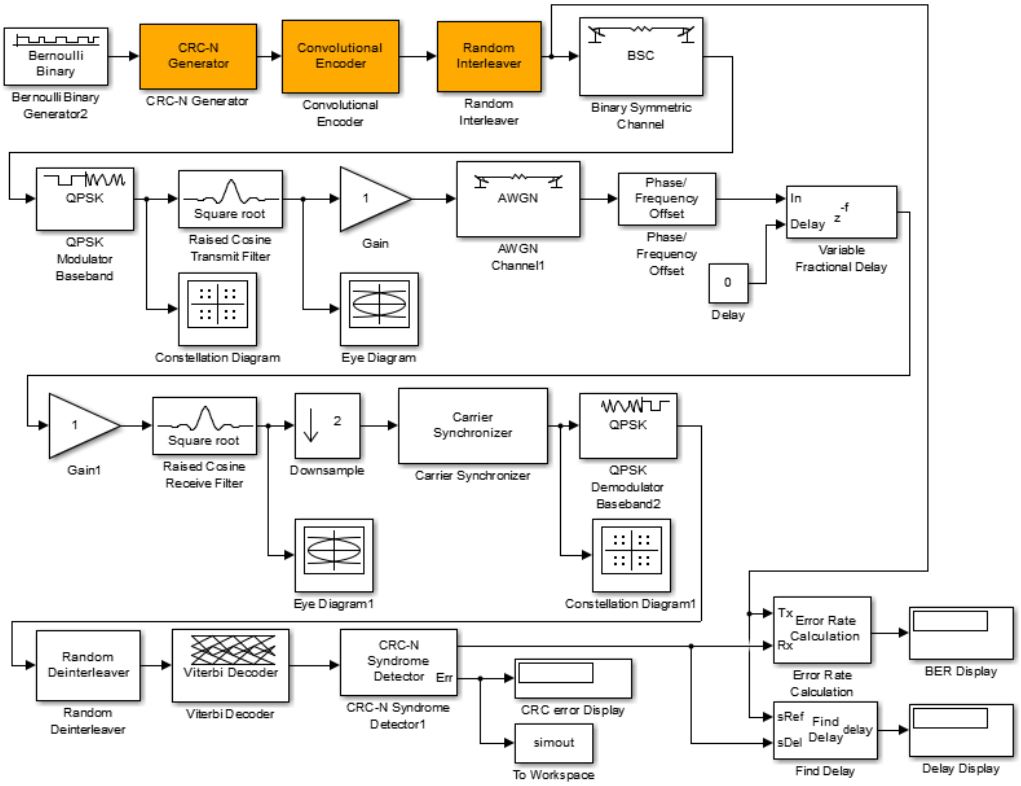


Рис. 2. Имитационная модель для сети Петри–Маркова, описывающей реализацию информационного воздействия в системе программно-определяемого радио на сигнальном уровне

Таким образом, полученные результаты применимы при исследовании функционирующей системы программно-определяемого радио в условиях информационного конфликта. На основе полученных выражений подсистема управления может скорректировать рабочие параметры для повышения эффективности функционирования.

Литература

1. *Советов Б.Я., Яковлев С.А.* Моделирование систем: учеб. для вузов, 3-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. шк., 2001. 343 с.: ил.

2. *Наумов Б.Н.* Теория нелинейных автоматических систем. Частотные методы. М.: Главная редакция физико-математической литературы изд-ва «Наука», 1972. 544 с.

3. *Иванкин М.П., Толстых Н.Н.* К вопросу оценки устойчивости системы программно-определяемого радио в условиях информационного противоборства. Теория и техника радиосвязи. 2017. № 3. С. 21–27.

4. *Алферов А.Г., Толстых Н.Н., Белицкий А.М., Степанец Ю.А.* Перехват управления инфокоммуникационных систем. Теория и техника радиосвязи. 2014. №4. С. 5–13.

5. *Толстых Н.Н.* Программно-аппаратные средства обеспечения информационной безопасности: учеб. пос. [Электронный ресурс]. Воронеж: ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет», 2013.

Статья поступила в редакцию 17 октября 2018 года

УДК 621.391.23

ПРИРОДОПОДОБНАЯ ТЕХНОЛОГИЯ УПРАВЛЕНИЯ СЕТЯМИ СВЯЗИ

© Авторы, 2018

А.В. Мержвинский, начальник отдела, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: meralb@mail.ru
Б.М. Попов, консультант, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: bmp49@yandex.ru
А.Ю. Савинков, д.т.н., доцент, Воронежский гос. университет

Производится оценка необходимости и возможности продвижения природоподобных технологий в коммуникационную сферу. Предлагается подобная природным технология стабилизации функциональных характеристик системы связи, реализующей организацию и предоставление услуг связи для транспортных объектов системы управления, функционирующей в режиме реального времени.

***Ключевые слова**: системы управления реального времени, системы связи.*

THE NATURE-LIKE TECHNOLOGY FOR NETWORK MANAGEMENT

© Authors, 2018

A.V. Merzhvinsky, Head of department, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: meralb@mail.ru
B.M. Popov, Consultant, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: bmp49@yandex.ru
A.Yu. Savinkov, D.Sc. in Engineering Science, Associate Professor, Voronezh State University

Assesses the necessity and possibility of promotion of nature-like technologies in the telecommunication sphere. A mechanism like the natural one for stabilization of the functional characteristics of the communication system implementing the organization and provision of communication object for transport facilities of the control system functioning in real time is proposed.

***Keywords:** real time control systems, communication systems.*

Президент Российской Федерации В.В. Путин в своей речи на юбилейной 70-й Генеральной Ассамблее ООН [1] заявил о необходимости развития природоподобных технологий. Природоподобные технологии, по мнению В.В. Путина, должны стать решающим фактором нейтрализации существующей дисгармонии техносферы и биосферы. Но М.В. Ковальчук, который первым поставил вопрос о создании природоподобных технологий [2], рассматривает более широкий спектр проблем, подлежащих решению внедрением в техносферу технологий природоподобного характера.

Следует отметить, что сама идея приложить понятие «технология» к принципам построения мироздания является настолько новой, что говорить о технологиях, подобных «технологиям природы», возможно только в некотором метафорическом ракурсе, прибегая к методу аналогий. Метод аналогий, конечно, несовершенен, но в данной ситуации и другие методы не лучше, а если и лучше, то только при прочих равных условиях, которые обычно неравны. На наиболее характерный аспект проявления природной активности обратил внимание ещё И. Ньютон [3]: «Природа проста и всегда сама с собой согласна и ничего не делает напрасно и не достигает с помощью многого того, что можно было достигнуть с помощью немногого». Само понятие «технология» имеет сложный генезис и, соответственно, множество толкований. Мы в дальнейшем изложении будем придерживаться толкования технологий, приведённого в работе [4]: « Технологии – это не просто кодифицированные знания о технофактах и способах их создания, а такие виды деятельности, результат которых не зависит от места, времени и деятеля, которого, в принципе, может заменить автомат».

Исключительная экономичность течения природных процессов базируется на однородности (минимуме разнообразия), избыточности, прозрачности (взаимодействие двух объектов не зависит от их взаимодействия с третьим объектом), инертности, симбиозе (наращивании, развитии используемого ресурса). Кроме того, протеканию процессов в природных системах свойственно сначала возникновение импульсного эффекта с выделением энергии, затем, через короткий промежуток времени и иногда в другом месте (распространение колебаний), эффекта с

поглощением энергии. Если их суметь разделить, то можно перенаправить поток природной активности (или активности надсистемы) в нужное русло. Эта задача успешно решается внедрением в систему агентов-преобразователей гистерезисного типа, реализующих накопление с насыщением. В тепловых насосах эту роль выполняет хладагент, в радиоприёмных устройствах – диполь Герца и т. д.

Суть проблемы, которую предлагается решать природоподобным способом. В идеальном варианте предоставление услуг связи для системы управления, функционирующей в режиме реального времени, должно осуществляться мгновенно, без временной задержки на реализацию процесса подготовки требуемого сетевого соединения. В некоторых системах управления с детерминированным числом объектов управления для этого применяется стратегия с предварительным распределением и закреплением каналов связи за транспортными объектами системы управления. При столь жёсткой организации системы связи система управления получает канал связи мгновенно, и предоставление услуг связи здесь является по сути вневременным (безынерционным). Однако эта стратегия слишком ресурсоёмка, уязвима в плане живучести и, по понятным причинам, не может быть распространена на системы с переменным составом и большим числом объектов управления, охваченных сетью связи общего назначения.

Для сетей, отрабатывающих спонтанные запросы системы управления, характерна множественность и текучесть состояний, причём изменения этих состояний не связаны друг с другом не только причинно-следственными, но и закономерными связями. Поэтому здесь проблематично обеспечение предсказуемости их поведения в реальном масштабе времени методами, которые основаны на теории автоматического управления, и методами традиционного системного анализа. Причина низкой эффективности мониторинга и администрирования существенно нагруженных сетей даже не в том, что они отвлекают на себя значительную часть ресурса, а в том, что принципиально невозможно логическим путём справиться с проблемами физического плана. Для управления объектом необходимо иметь его модель. Модель, ориентированная на определенную группу свойств сложной системы, всегда проще самой системы. Но создание полной модели для сложной системы вообще бесполезно, так как в силу гипотезы фон Неймана, переведённой Аланом Тьюрингом в ранг теоремы, существует порог сложности, выше которого любая модель сложной системы заведомо сложнее самой моделируемой системы – минимальное описание есть сама система. Иначе говоря, такая модель будет как минимум столь же сложной, как и моделируемая система. Но сеть не атом, не делится на части – она одно целое. Граничные условия задачи мониторинга сети все время меняются, и время оценки состояния больше времени изменения состояний в сетевом множестве.

Не спасают положения и попытки применения в качестве посредника между системами связи и управления средств современного искусственного интеллекта, способного к решению только узкоспециализированных задач. Применение же здесь агентов управления, построенных на принципах нейронных сетей, представляется излишним, так как сети связи сами обладают не меньшей, чем нейронные сети, гибкостью, пластичностью и памятью. И это не наш путь, ибо в проявлениях природной активности не замечено посредников, подобных «демону Лапласа», который знает поведение каждой молекулы, её прошлое, задаёт её будущее и господствует над частицами предельной дискретности.

Современные системы и сети связи имеют массу достоинств, но не лишены недостатков [5]. Большинство декларируемых недостатков ассоциируется с недостаточной предсказуемостью их поведения. А предсказуемость поведения – это базовое требование к объектам техносферы, основной фактор их актуальности и обусловленности к применению в сфере любой результативной деятельности. Проблема недостаточной предсказуемости поведения сетей не является новой. Она возникла одновременно с их появлением, и современные телекоммуникационные технологии, несмотря на отсутствие общего решения проблемы нестабильности сетевых характеристик, содержат ряд частных решений природоподобного типа по нейтрализации данного негативного сетевого свойства. Например, приемлемое качество функционирования современных коммерческих телекоммуникационных сетей обеспечивается за счёт большой избыточности пропускной способности линий связи и скорости обработки в узлах сети связи по отношению к циркулирующим в них потокам трафика. Негативный фактор отсутствия предсказуемости здесь в значительной

степени элиминируется избыточностью ресурса, или, иначе говоря, непредсказуемость поглощается избыточностью. Однако в системах связи специального назначения избыток подобного масштаба отсутствует. Поэтому имеющийся избыток должен в них использоваться максимально эффективно.

Проблема сложна, и, тем не менее, при учёте принципов построения и симбиотического характера совместного функционирования систем управления и сетей связи оказывается возможным нахождение иной стратегии, обеспечивающей непрерывное поддержание системы связи в алертном состоянии (high degree of alert) – иначе говоря, в состоянии готовности к незамедлительному соединению любых транспортных объектов системы управления. В публикациях [6–9] указаны различные пути достижения этой цели, например путь самоактуализации сети связи, способ перевода её поведения из хаотического в гистерезисное (дарвиновское). Механизм реализации здесь во многом подобен реализации механизма ассоциативного запоминающего устройства (АЗУ), быстродействующей буферной кэш-памяти ограниченного объема, базирующегося на предпосылке о наличии у пользователей повышенного спроса на отдельные информационные ресурсы, серийности запросов на них. Такой механизм делает системы не просто взаимодействующими, а взаимосодействующими, симбионтами, иначе говоря, ибо облигатным признаком симбиоза является развитие используемого ресурса.

Сети связи, как и любые сети, состоят из узлов и соединяющих их линий, а конкретно – из узловых станций (с функциями коммутации) и многоканальных линий связи, соединяющих эти станции. К узловым станциям через оборудование доступа абонентскими линиями подключены терминалы потребителей услуг связи. Сеть в общем случае не является полносвязной, но любой узел сети можно соединить с любым другим узлом той же сети транзитом через другие узлы этой же сети составным каналом связи, образуемым из простых каналов связи с помощью средств коммутации станций. Простой канал представляет собой часть пропускной способности линии связи, напрямую соединяющей два узла. Сетевые станции, имеющие общий канал сигнализации, при организации соединений оперируют не только простыми каналами, но и уже имеющимися их агрегациями (соединениями, составными каналами), представляя их рекурсивно: деталь для построения соединения – это 1) простой канал, а также 2) деталь для построения соединения, к которой подключён простой канал.

Созданные соединения не следует разрушать после освобождения, а по аналогии с механизмом кэш-памяти предлагается сохранять для повторного использования до тех пор, пока не понадобятся одиночные транзитные участки этих составных каналов (или совокупности, состоящие из уже соединённых одиночных участков) для образования новых составных каналов – соединений для удовлетворения новых предпочтений потребителей. В порядке соблюдения принципа дарвиновского отбора, при дефиците простых каналов, нужных для образования нового соединения, разрушению следует подвергать последние по времени образования соединения, ибо при высокой серийности все новации, влекущие реорганизацию, идут от маргинальных пользователей, а мейнстрим эксплуатирует организованные ресурсы. В результате такой стратегии, за счёт большей инерционности/активности предпочтений тех или иных пользователей (транспортных объектов), возникает фильтрующий (вырезающий) «медленный» процесс концентрации пропускной и обрабатывающей способности на наиболее востребованных направлениях связи, обеспечивается накопление ресурса сетевых соединений между наиболее активными транспортными объектами для работы в наиболее востребованных направлениях связи. Данный «вырезающий процесс» действует как оператор гистерезисного типа и имеет консервативный характер, не требует для своей реализации какого-либо ресурса. Однако результат его действия имеет предметно-физическую специфику, поскольку, несмотря на свою медленность, он способен на опережающее приведение структуры сети связи в актуальное (алертное) для системы управления состояние. Отметим, что делает он это непрерывно, поскольку актуальность изменчива и никакая комбинация структур сети не может быть объявлена заранее окончательно актуальной. При резкой вариации предпочтений потребителей в коммутационном пространстве сети неактуальные структуры (соединения) автоматически исчезают, а актуальные – порождаются, как происходит в природе при действии дарвиновского «естественного отбора». Процесс, образно говоря, по стилю напоминает и действие «невидимой, но шустрой руки» Адама Смита, стабилизирующей спрос и предложение на рынке, и «хлопок одной рукой» дзенского коана. То есть

при наличии некоторой стабильности предпочтений пользователей телекоммуникационной сети относительно работы в тех или иных направлениях связи сохранение использованных соединений как следов их деятельности снимает априорную неопределённость и обеспечивает непрерывное действие механизма опережающей адаптации сетевых структур к вариациям в тематике и интенсивности пользовательских запросов.

Предложенный подход позволяет фиксировать процессы в сети связи, переводя сети в структурные состояния. Он имеет корреляцию с понятием из классического системного анализа – «телеологические механизмы», характеризующим материальный механизм через использование понятия «циклическая причинность», наблюдаемого в системе, где новые формы поведения посредством «обратной связи» попадают под влияние прежних форм. Элементарная кибернетическая мысль – удар топора управляется предыдущей засечкой.

Литература

1. *Путин В.В.* Текст выступления президента России на 70-й сессии Генеральной Ассамблеи ООН [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.prezidentpress.ru/news/3472-tekst-vystupleniya-prezidenta-rossii-vladimira-putina-na-70-y-sessii-generalnoy-assamblei-oon.html.

2. *Ковальчук М.В.* Конвергенция наук и технологий, прорыв в будущее [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.nrcki.ru/pdf-products/36244.pdf.

3. *Ньютон И.* Математические начала натуральной философии. М., 1989.

4. *Вотяков А.А.* ЛОГОС. К.: София, 1998.

5. *Шнепс М.А.* Телекоммуникации для экстренных и военных нужд: параллели // Intenational Journal. 2014. Vol. 2, No.7.

6. *Мержвинский А.В., Попов Б.М.* Сети, самоактуализирующиеся в процессе функционирования // Материалы X международного симпозиума по фундаментальным и прикладным проблемам науки. Т. 1. М.: РАН МСМНТ, 2015. С. 43–51.

7. *Мержвинский А.В., Попов Б.М.* Технология самоактуализации сетей связи в режиме, опережающем режим реального времени системы управления // Теория и техника радиосвязи. 2018. № 1. С. 27–33.

8. *Мержвинский А.В., Попов Б.М.* Стабилизация функциональных характеристик систем, допускающих хаотическое поведение // Сборник докладов XXIV МНТК «Радиолокация, навигация, связь». 17–19 апреля 2018, г. Воронеж: ООО «Вэлборн», 2018. Т. 5. С. 415–420.

9. *Попов Б.М.* Учение о системах и структурах организаций / АО «Концерн «Созвездие». Воронеж, 2009.

Статья поступила в редакцию 1 октября 2018 года

УДК 621.396

ОБНАРУЖЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ В РАДИОЛИНИЯХ

© Автор, 2018

С.А. Чупеев, к.т.н., заместитель директора НТЦ, ОАО «Концерн «Созвездие», e-mail: cserg73@yandex.ru

Предложено устройство, обнаруживающее импульсные помехи на фоне аддитивного гауссова шума и полезного сигнала с неопределенной фазой. Проведён анализ предложенного устройства. Найдена плотность вероятностей огибающей смеси сигнала, импульсных помех и шума. Получены значения вероятности ложного обнаружения импульсной помехи, вероятности необнаружения импульсной помехи, плотности эффективного значения огибающей при пропуске импульсной помехи.

Ключевые слова: *импульсные помехи, пакетная радиосвязь, плотность вероятности, обнаружение импульсной помехи, ложное обнаружение импульсной помехи.*

IMPULSE INTERFERENCE DETECTION IN RADIO LINKS

© Author, 2018

S.A. Chupeev, Ph.D. in Engineering Science, Deputy Director of Scientific and Technical Centre, JSC «Concern «Sozvezdie»

In the article the device, that detects impulse interference against additive Gaussian noise and a useful signal with an uncertain phase is offered. The analysis of the offered device is carried out. Envelope probabilities density of the mix of signal, impulse interference and noise is found. Impulse interference false detection and not detection probability values are received. Density of envelope effective value in the impulse interference loss are obtained.

Keywords: *impulse interference, packet radio, probability density, impulse interference detection, impulse interference false detection.*

Современные системы радиосвязи в тактическом звене управления (ТЗУ) основываются на пакетных радиоканалах с многокритериальной адаптацией под фактические условия распространения радиосигнала [1]. Повышение устойчивости и оперативности автоматического управления войсками обуславливает увеличение глубины адаптации и количества параметров радиолинии или радиосети, изменяемых в процессе адаптации [2].

Производители современных радиосредств декларируют высокую эффективность различных проприетарных технических решений. Учитывая, что в тактическом звене управления радиосвязь является основным видом связи [3], заявляемая производителями эффективность должна быть проверена в условиях реальной эксплуатации.

Рассмотрим пакетную систему радиосвязи тактического звена управления на примере радиостанций семейства Р-168 [4]. При проведении трассовых испытаний было установлено существенное влияние на качество работы радиолинии импульсных помех (ИП) различного происхождения. Перспективные системы радиосвязи должны быть устойчивы к воздействию импульсных помех. Это определяет актуальность задачи построения системы передачи пакетной информации, адаптирующейся к воздействию ИП как естественного, так и искусственного происхождения. Целью данной работы является построение и анализ работы устройства, обнаруживающего ИП и пораженные ими информационные символы в принимаемой цифровой информации.

Определим, что средним количеством ИП на один пакет χ является количество символов, поражённых ИП, делённое на число символов в пакете. Учитывая, что при действии мощной импульсной помехи двоичный символ будет принят неправильно с вероятностью 0.5, а радиостанции семейства Р-168 должны обеспечивать вероятность ошибки на бит не более 0.05 [4], получим предельно допустимое значение $\chi = 0.1$. При $\chi \leq 0.005$ вклад ИП в общее число ошибок составит не более 0.0025, что является несущественным для обеспечения работы радиостанции. Таким образом, дальнейший анализ будет проводиться при 3-х значениях χ, а именно:

1) $\chi = 0.2$, что соответствует случаю, при котором радиостанции не смогут обеспечить функционирование радиолинии;

2) $\chi = 0.1$, что соответствует случаю, при котором радиостанции смогут обеспечить нормальное функционирование радиолинии в отсутствие аддитивного шума;

3) $\chi = 0.005$, что соответствует случаю, при котором наличие ИП не оказывает влияния на функционирование радиолинии.

Для уменьшения влияния ИП на качество приема информации произведем сепарацию (разделение) принимаемых символов в пакете на символы, пораженные ИП, и на символы, не пораженные ИП. Для этого найдем плотность огибающей суммы ИП, сигнала и шума. Учитывая, что фазы ИП и сигнала являются независимыми друг от друга и в общем случае равномерно распределены в диапазоне $[0\ldots2\pi]$, найдем плотность эффективного значения огибающей смеси сигнала, шума и ИП. Для получения плотности будем использовать метод расчета вероятностных характеристик, основанный на дискретном представлении плотности вероятности [6]. Амплитуда A_{0i} суммы принимаемого относительной фазовой телеграфии ОФТ или фазовой телеграфии ФТ сигнала и ИП при заданной разности фаз сигнала и ИП $\Delta\phi = 2\cdot\pi\cdot\frac{i}{M}$ может быть получена дискретным образом с использованием правила сложения векторов в евклидовом пространстве:

$$A_{0i} = \sqrt{\left(A_{\text{ип}}\cdot\cos\left(2\cdot\pi\cdot\frac{i}{M}\right)+A_1\right)^2+\left(A_{\text{ип}}\cdot\sin\left(2\cdot\pi\cdot\frac{i}{M}\right)\right)^2}, \quad (1)$$

где M – количество отсчетов для которых вычисляется амплитуда; i – индекс, принимающий значения $[0, M-1]$.

Рассчитанные в соответствии с (1) зависимости для различных отношений амплитуды ИП к амплитуде сигнала приведены на рис. 1.

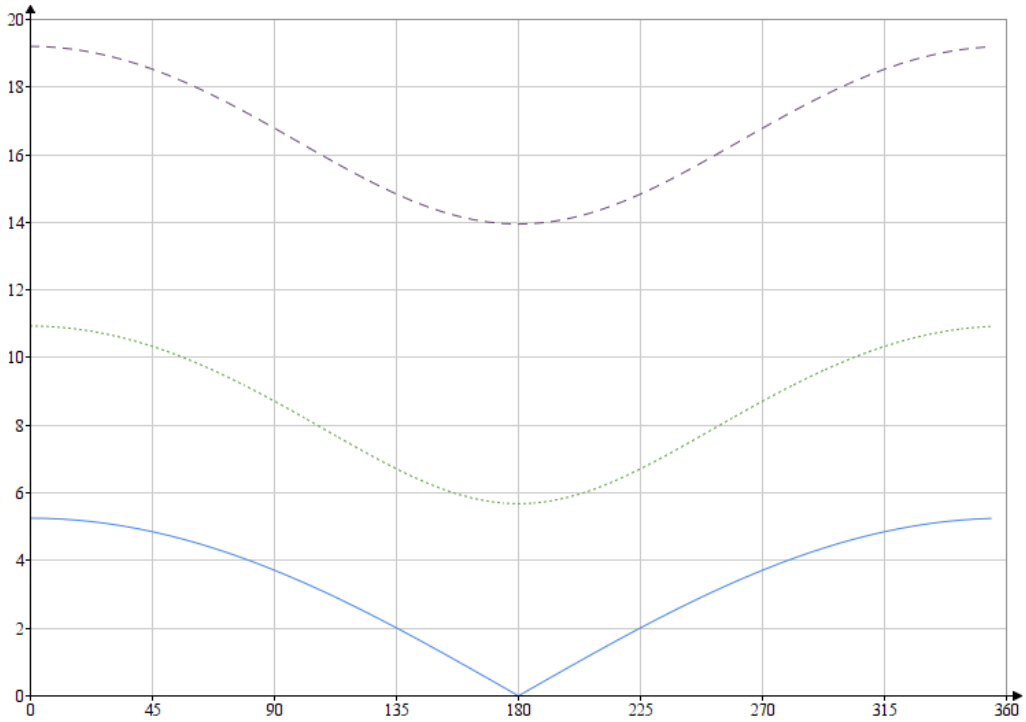


Рис. 1. Зависимость амплитуды суммы двух векторов от разности фаз $\Delta\phi$

На рис. 1 по оси абсцисс отложена разность фаз между вектором ИП и вектором сигнала $\Delta\phi$, по оси ординат – амплитуда результирующего вектора. Сплошной линии на рис. 1 соответствует случай равных амплитуд сигнала и ИП; пунктирной линией показан случай, при котором амплитуда ИП на 10 дБ больше амплитуды сигнала; штриховой линией показан случай, при котором амплитуда ИП больше амплитуды сигнала на 16 дБ.

Учитывая равномерное распределение разности фаз $\Delta\phi$, получим плотность огибающей суммы сигнала, ИП и шума усреднением плот-

ности обобщенного распределения Релея с ранее полученными амплитудами A_{0i} (1):

$$W1_i = \frac{1}{M}\sum_{i1=0}^{M-1}\frac{2\cdot R\cdot i}{N_1\cdot\sigma^2}\cdot e^{-\frac{\left(\frac{2\cdot R\cdot i}{N_1}\right)^2+A_{0i1}{}^2}{\sigma^2}}\times$$

$$\times I_0\left(\frac{A_{0i1}\cdot\frac{2\cdot R\cdot i}{N_1}}{\sigma^2}\right), \qquad (2)$$

где A_{0i1} – $i1$-й отсчет амплитуды на входе приёмника (1); N_1 – количество отсчетов при дискретном представлении искомой плотности; σ – среднеквадратическое значение гауссова шума на входе приемника; R – размах области дискретного представления полученной плотности [6]; I_0 – функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Полученные в соответствии с (2) плотности вероятности представлены на рис. 2.

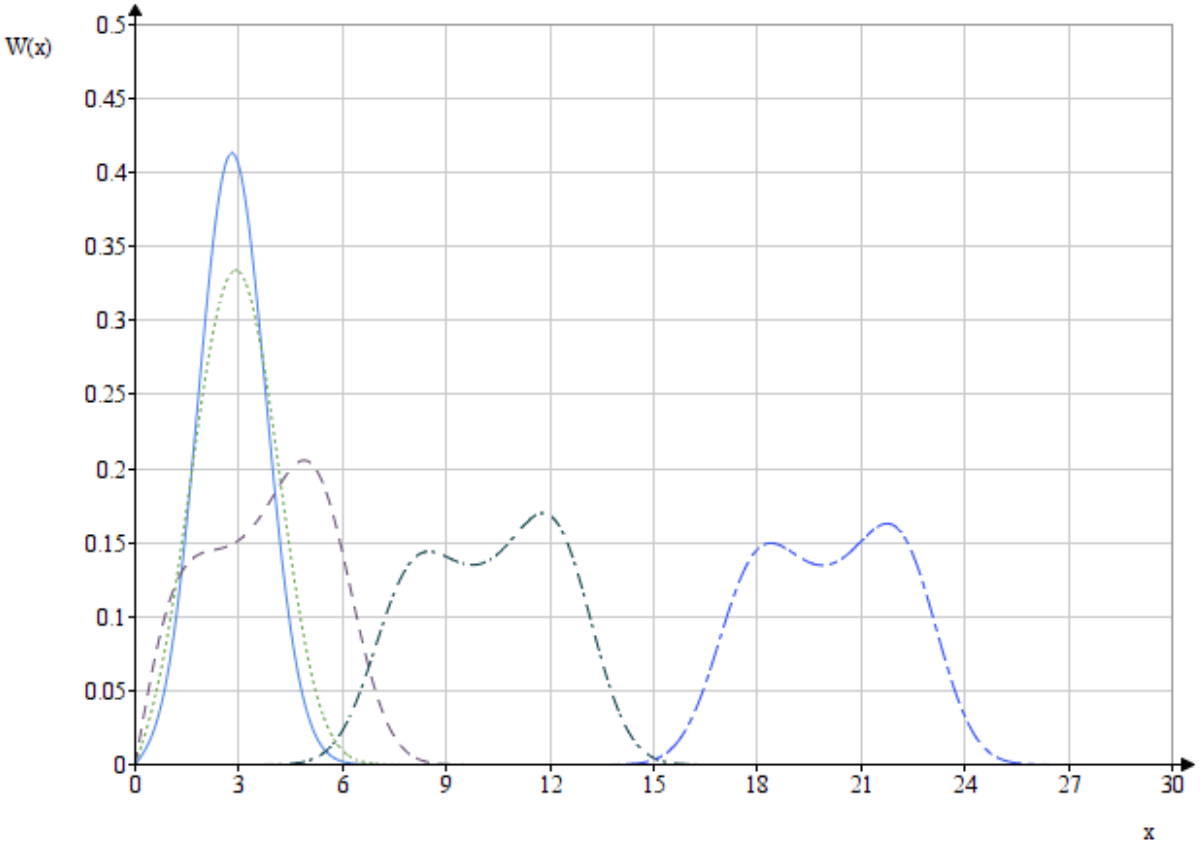


Рис. 2. Плотность вероятностей огибающей смеси сигнала, ИП и шума

На рис. 2 ось абсцисс градуирована в нормированных относительно σ значениях случайной величины. Сплошной линией показана плотность огибающей смеси сигнала, ИП и шума при $A_{ип} = 0$, пунктирной – при $A_{ип} = 1$, штриховой линией – при $A_{ип} = A_1$. Штрихпунктирная линия соответствует $A_{ип} = 3.3\cdot A_1$, крайний правый график, показанный сплошной линией, построен для $A_{ип} = 6.8\cdot A_1$.

Анализируя полученный результат, можно сделать вывод, что по форме плотность огибающей смеси сигнала, ИП и шума при $A_{ип} > 1$ начинает отличаться от обобщенного релеевского распределения – её распределение становится двухмодовым.

Как было показано ранее, для получения оценок мощности полезного сигнала, шума и ИП необходимо производить сепарацию принимаемых символов на символы, пораженные ИП, и символы, не пораженные ИП. Для сепарации необходим обнаружитель ИП, например, по критерию Неймана-Пирсона. Построение подобных устройств описано в [7]. На основе приведённых в [7] структурных схем и алгоритмов разработано устройство, производящее сепарацию символов на символы, пораженные ИП, и символы, не по-

раженные ИП. Структурная схема разработанного устройства приведена на рис 3. Данное устройство (сепаратор) обеспечивает получение оценок мощности смеси полезного сигнала и шума, мощности ИП. В качестве расчётного примера рассмотрим анализ характеристик устройства для значения вероятности ложной тревоги $P_{лт} = 0.06$.

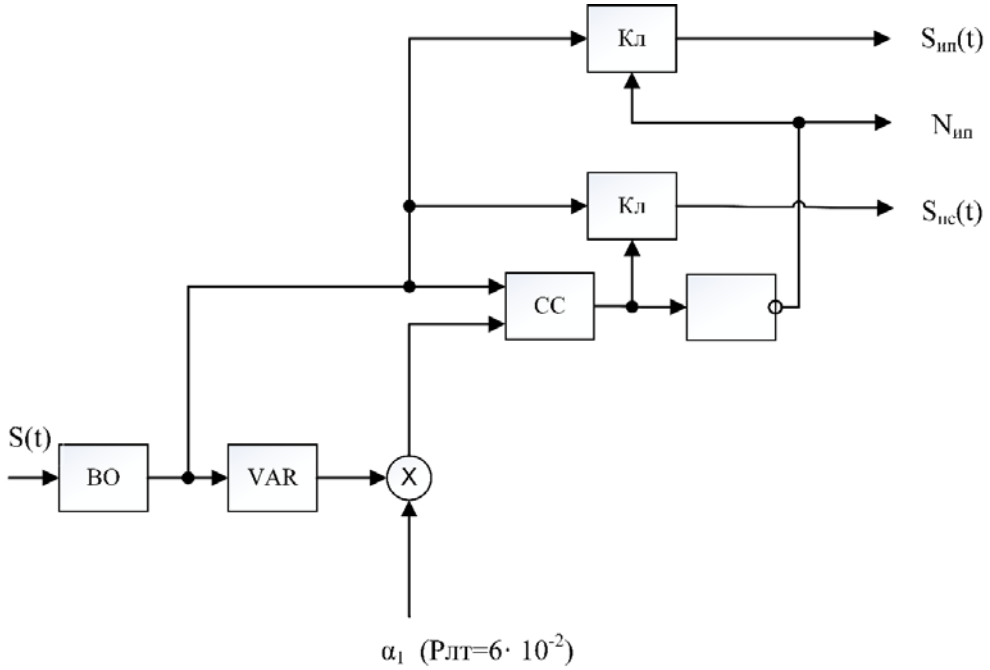


Рис. 3. Структурная схема сепаратора для разделения принимаемых символов пакетной радиолинии на пораженные ИП и не пораженные ИП

На рис. 3 обозначено:

ВО – вычислитель огибающей;

VAR – устройство взятия порядковой статистики;

X – умножающее устройство;

СС – схема сравнения, формирующая сигнал с уровнем логической «1» при превышении сигнала первого входа по сравнению со вторым входом;

Кл – управляемый ключ;

$S(t)$ – входной сигнал, содержащий аддитивный шум, полезный сигнал и ИП;

$S_{ип}(t)$ – сигнал с выхода сепаратора, содержащий те составляющие, в которых символы полезного сигнала предположительно поражены ИП;

$S_{ис}(t)$ – сигнал с выхода сепаратора, содержащий те составляющие, в которых символы полезного сигнала предположительно не поражены ИП;

α_1 – квантиль обобщенного релеевского распределения, соответствующий вероятности ложной тревоги 0.06;

$N_{ип}$ – сигнал не обнаружения ИП.

Прибор на рис. 3 работает следующим образом. На вход прибора поступает смесь полезного сигнала, гауссова шума и ИП, обозначенная $s(t)$. Далее в ВО производится вычисление эффективного значения огибающей входного сигнала для каждого символа. Вычисление производится по формуле

$$A(t) = \sqrt{\left(s(t) \otimes h_s(t)\right)^2 + \left(s(t) \otimes h_c(t)\right)^2}, \qquad (3)$$

где $s(t)$ – входной сигнал; $h_s(t)$ – импульсная характеристика полосового фильтра (интервал корреляции импульсной характеристики соответствует длине символа); $h_c(t)$ – преобразование Гильберта от $h_s(t)$; $\otimes$ – операция свертки.

После получения эффективного значения огибающей всех символов принимаемого пакета они сохраняются в памяти, после чего из них формируется вариационный ряд. Заранее определённый член вариационного ряда поступает на умножитель, который формирует пороги умножением на постоянный коэффициент. Коэффициент выбирается исходя из требуемого значения вероятности ложной тревоги. Для формирования порога заранее определённый член вариационного ряда умножается на коэффициент, соответствующий вероятности ложной тревоги – в

рассматриваемом случае данная вероятность $6 \cdot 10^{-2}$. Далее на один вход схемы сравнения СС поступают эффективные значения огибающей всех символов пакета, а на второй вход – сформированные пороговые значения. При превышении порога схема сравнения вырабатывает сигнал логической единицы, при непревышении порога – сигнал логического нуля. С выхода схемы сравнения сигнал поступает на логический инвертор и далее на ключевое устройство, которое открывается при наличии на его входе управления логической единицы. На второй вход ключа с выхода вычислителя огибающей ВО поступают эффективные значения огибающей всех символов пакета. Таким образом, на выходе ключевого устройства будут присутствовать только те эффективные значения огибающей, которые превысили порог, то есть в которых схема сравнения не обнаружила наличие ИП.

Получим плотность огибающей смеси сигнала, шума и импульсной помехи со случайной начальной фазой на входе пакетной радиостанции, а также оценим вероятность ложной тревоги и вероятность пропуска ИП в предложенном сепараторе.

На выходе сепаратора возможны четыре события, указанные события несовместные и образуют полную группу:

1. Случайная величина на входе порогового устройства представляет собой эффективное значение огибающей смеси полезного сигнала, шума и ИП. Происходит ***правильное обнаружение*** ИП (эффективное значение огибающей смеси полезного сигнала, шума и ИП больше порогового значения).

2. Случайная величина на входе порогового устройства представляет собой эффективное значение огибающей смеси полезного сигнала и шума. Происходит ложное обнаружение ИП – ***ложная тревога*** (эффективное значение огибающей смеси полезного сигнала и шума больше порогового значения).

3. Случайная величина на входе порогового устройства представляет собой эффективное значение огибающей смеси полезного сигнала, шума и ИП. Не происходит обнаружения ИП – ***пропуск*** ИП (эффективное значение огибающей смеси полезного сигнала и ИП меньше порогового значения).

4. Случайная величина на входе порогового устройства представляет собой эффективное значение огибающей смеси полезного сигнала и шума. Не происходит обнаружение ИП – ***правильное необнаружение*** ИП (эффективное значение огибающей смеси полезного сигнала и шума больше порогового значения).

Зададим исходное значение вероятности ложной тревоги при отсутствии ИП равным $6 \cdot 10^{-2}$. Необходимо получить вероятности пропуска ИП, правильного обнаружения ИП, вероятность правильного обнаружения отсутствия ИП, вероятность ложной тревоги при отсутствии ИП. Также необходимо получить усеченные по плотности порога плотности вероятности эффективного значения огибающей смеси полезного сигнала, шума и ИП при превышении и непревышении порога. Кроме того, найдём плотности вероятности эффективного значения огибающей смеси полезного сигнала и шума при превышении и непревышении порога для различных вероятностей ложной тревоги.

Получение плотности величины формируемого порога

Для сепарации символов на содержащие ИП и не содержащие ИП необходимо сформировать порог. Порог и эффективное значение огибающей символа являются слабо зависимыми случайными величинами [5, 8]. Известны способы получения порога на основе порядковых статистик [7]. Они позволяют сформировать статистику, слабо зависящую от присутствующих в выборке аномальных значений с неизвестными плотностями распределения [8]. В силу независимости поражения символов принимаемого пакета ИП распределение количества случайных величин (символов), содержащих ИП и попавших в пакет, подчиняется биноминальному закону. Очевидно, что при уменьшении амплитуды ИП увеличивается вероятность её пропуска. Анализ работы сепаратора ИП целесообразно проводить для наиболее неблагоприятного сочетания амплитуд ИП, попавших в принимаемый пакет информации.

Когда амплитуды всех ИП имеют минимальное значение, достигаются максимальные значения вероятности пропуска ИП. Рассмотрим случай, когда амплитуды всех ИП равны и соответствуют задаваемому минимальному уровню (оценка сверху). При наличии ИП с уровнем существенно выше амплитуды полезного сигнала случайные величины, пораженные ИП в вариационном ряду, оказываются в области максимальных значений и фактически не учавствуют в формировании порядковой статистики [8]. Это

эквивалентно уменьшению размера вариационного ряда. Таким образом, получаем формулу для порядковой статистики $i2$, образованной выборкой случайных величин, часть которых имеет сильно отличающееся распределение. Количество случайных величин с отличающимся распределением подчиняется биноминальному закону:

$$W51_i^{i2} = \sum_{i1=0}^{N} \left((N - i_1) \cdot C_{N-i1-1}^{i2-1} \cdot F1_i^{\,i2-1} \cdot (1 - F1_i)^{N-i1-i2} \cdot W1_i \cdot C_N^{i1} \cdot P_\chi^{\,i1} \cdot (1 - P_\chi)^{N-i1} \right), \quad (4)$$

где N – количество символов в принимаемом пакете; $i1$ – количество ИП, которые попали в пакет; $i2$ – номер порядковой статистики; $W1$ – вектор, содержащий значения плотности распределения случайной величины, которой образован вариационный ряд; $F1$ – вектор, содержащий значения функции распределения случайной величины, которой образован вариационный ряд; $P\chi$ – вероятность поражения ИП принимаемого символа; χ – скважность ИП; F – функция вероятности огибающей смеси полезного сигнала и шума.

Упрощенная схема формирования порога, предложенная в [7], представлена на рис. 4.

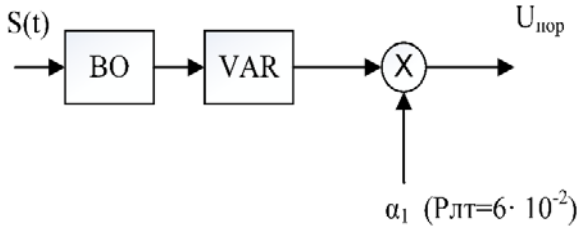


Рис. 4. Схема формирования порога

Как показано на рис. 4, порог формируется с помощью умножения порядковой статистики на константу. Как известно [5], умножение на константу k преобразует плотность распределения следующим образом:

$$W_1(y) = \frac{1}{|k|} \cdot W_2\left(\frac{y}{k}\right), \quad (5)$$

где W_2 – исходная плотность распределения; W_1 – плотность распределения случайной величины, умноженная на константу k.

Выбрав требуемое значение k для вероятности ложной тревоги $P_{лт}$ = 0.06 из табл. 2 и используя (4) и (5), получим векторы плотности порога для различных значений χ.

Полученные плотности изображены на рис. 5. Как видно из представленных на рисунке графиков, при поражении принимаемого пакета ИП происходит смещение среднего значения порога, что оказывает влияние на вероятностные характеристики схемы обнаружения.

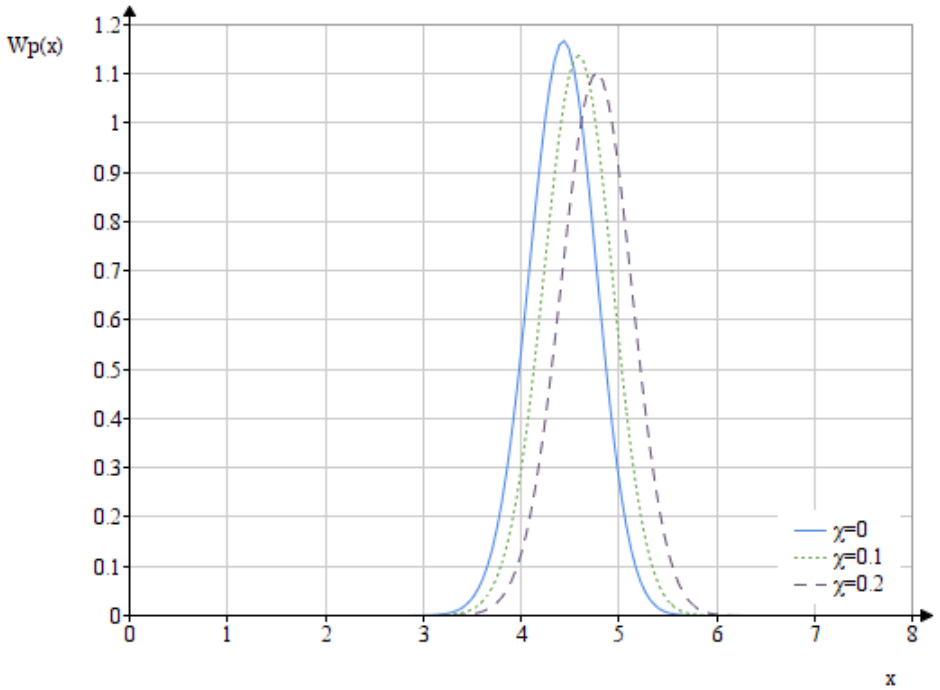


Рис. 5. Плотности порога при различном числе ИП в принимаемом пакете при вероятности ложной тревоги $P_{лт}$ = 0.06

Известны следующие соотношения для математического ожидания и центральных моментов 2 и более порядков отклонения [6]:

$$M_1 = \frac{S}{N_2 \cdot S} \cdot \sum_{i=0}^{N_2-1} i \cdot W_i, \qquad (6)$$

$$M_n = \frac{S}{N_2 \cdot S} \cdot \sum_{i=0}^{N_2-1} (i - M_1)^n \cdot W_i, \qquad (7)$$

где n – номер момента; W_i – отсчеты вектора плотности распределения; M_1 – математическое ожидание, полученное по (6); S – количество отсчетов в одной сигме вектора плотности; N_2 – количество отсчетов в W.

Полученные значения моментов порога для $N = 384$ [4] и i_2-й порядковой статистики приведены в табл. 1.

Таблица 1

Математические ожидания M_1 и среднеквадратичные отклонения $\sqrt{M_2}$ порогов

№	χ	M_1	$\sqrt{M_2}$	i_2
1	0	4.103	0.317	19
2	0.1	4.246	0.325	19
3	0.2	4.419	0.336	19
4	0	4.067	0.207	38
5	0.1	4.204	0.214	38
6	0.2	4.37	0.222	38
7	0	4.052	0.164	57
8	0.1	4.189	0.17	57
9	0.2	4.356	0.178	57
10	0	4.039	0.14	76
11	0.1	4.179	0.146	76
12	0.2	4.35	0.154	76

Получение вероятностей ложной тревоги и пропуска

В [8] показано, что порядковая статистика слабо коррелирована с элементами вариационного ряда, поэтому в первом приближении можно считать напряжение порога независимым от выборки случайного процесса. Найдем вероятность превышения порога эффективным значением огибающей смеси полезного сигнала, шума и ИП. Порог будем формировать из порядковой статистики умножением на постоянный коэффициент. Известно, что вероятность события, при котором одна независимая случайная величина больше другой, можно определить следующим образом [5]:

$$P = \int_{-\infty}^{\infty} F(y) \cdot W(y) dy, \qquad (8)$$

где $F(x)$ – функция вероятности первой случайной величины; $W(x)$ – плотность второй случайной величины.

Переписывая для дискретной формы представления плотности и учитывая коэффициент, на который умножается порядковая статистика, получим

$$P_{\text{ЛТ}}(i_2) = \sum_{i=0}^{N_2-1} F_i \cdot Wp_i^{i_2}, \qquad (9)$$

где $P_{\text{ЛТ}}(i_2)$ – вероятность ложной тревоги для порога, полученного из i_2-го члена вариационного ряда; $Wp_i^{i_2}$ – i-е значение вектора плотности порога, сформированного на основе i_2-го члена вариационного ряда; F_i – i-е значение вектора функции вероятности, сравниваемой с порогом случайной величины.

Вычисленные при различных значениях χ в соответствии с (8) и (9) графики зависимости вероятности ложной тревоги $P_{\text{лт}}$ от множителя k для различных членов вариационного ряда приведены на рис. 6–9. Размер вариационного ряда соответствует длине пакета изделия Р-168 и равен 384.

На рис. 6–9 по оси абсцисс отложен множитель k, по оси ординат – вероятность ложной тревоги. Сплошной график соответствует случаю χ = 0, пунктирный построен для χ = 0.1, штриховая линия построена для χ = 0.2.

Анализ представленных на рис. 6–9 данных подтверждает увеличение крутизны спада функции вероятности пропуска при увеличении χ и номера порядковой статистики (члена вариационного ряда). Как будет показано ниже (рис. 13–14), незначительное уменьшение дисперсии порога при увеличении номера порядковой статистики сопровождается увеличением зависимости вероятности пропуска от χ. Уменьшение этой зависимости возможно при уменьшении номера порядковой статистики, используемой для формирования порога. В [5] и [7] доказано, что наименьшее отношение среднего значения к среднеквадратичному значению достигается в порядковой статистике с наименьшим номером.

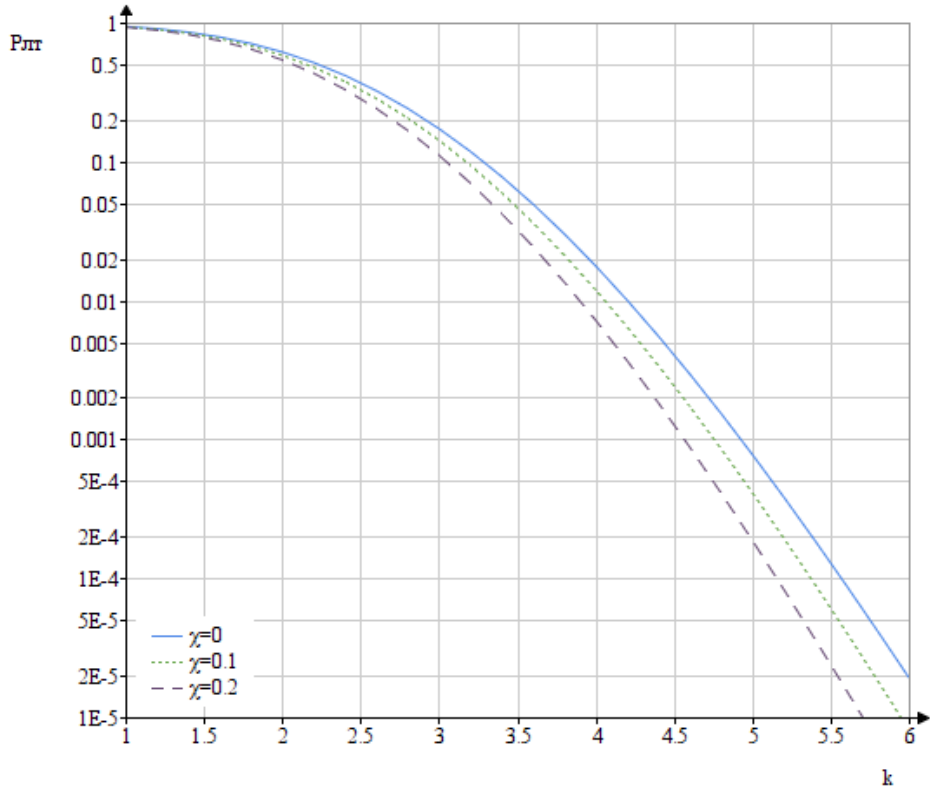


Рис. 6. Зависимость вероятности ложной тревоги от множителя *k* для порога, сформированного из 19-го члена вариационного ряда

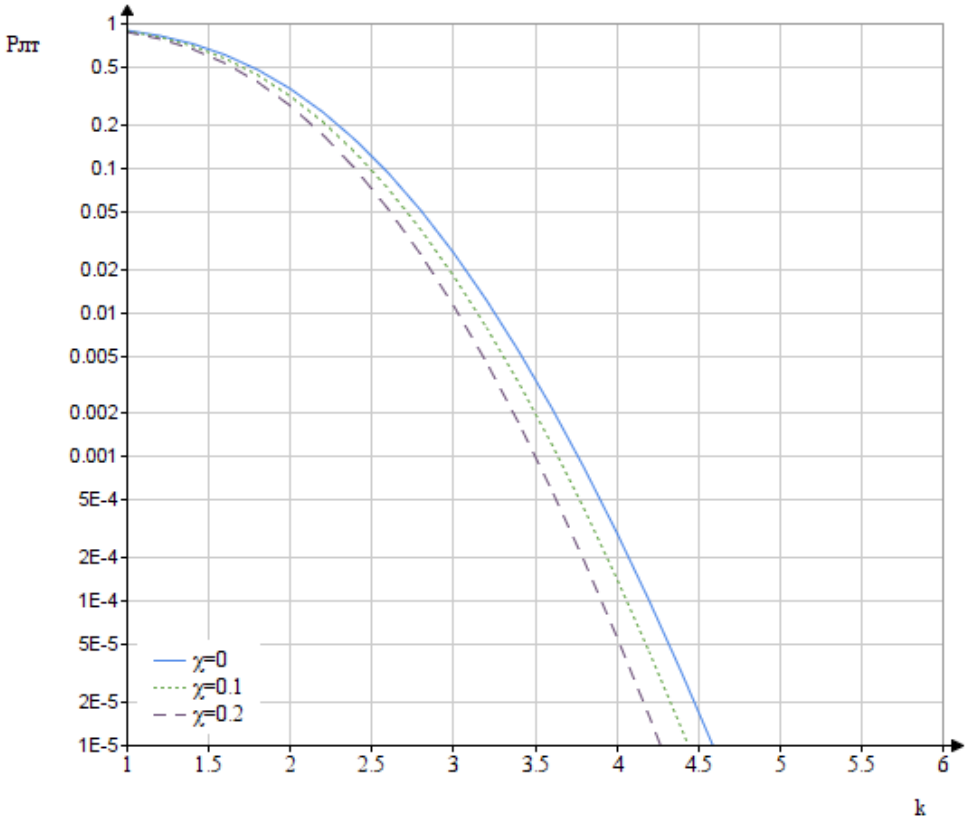


Рис. 7. Зависимость вероятности ложной тревоги от множителя *k* для порога, сформированного из 38-го члена вариационного ряда

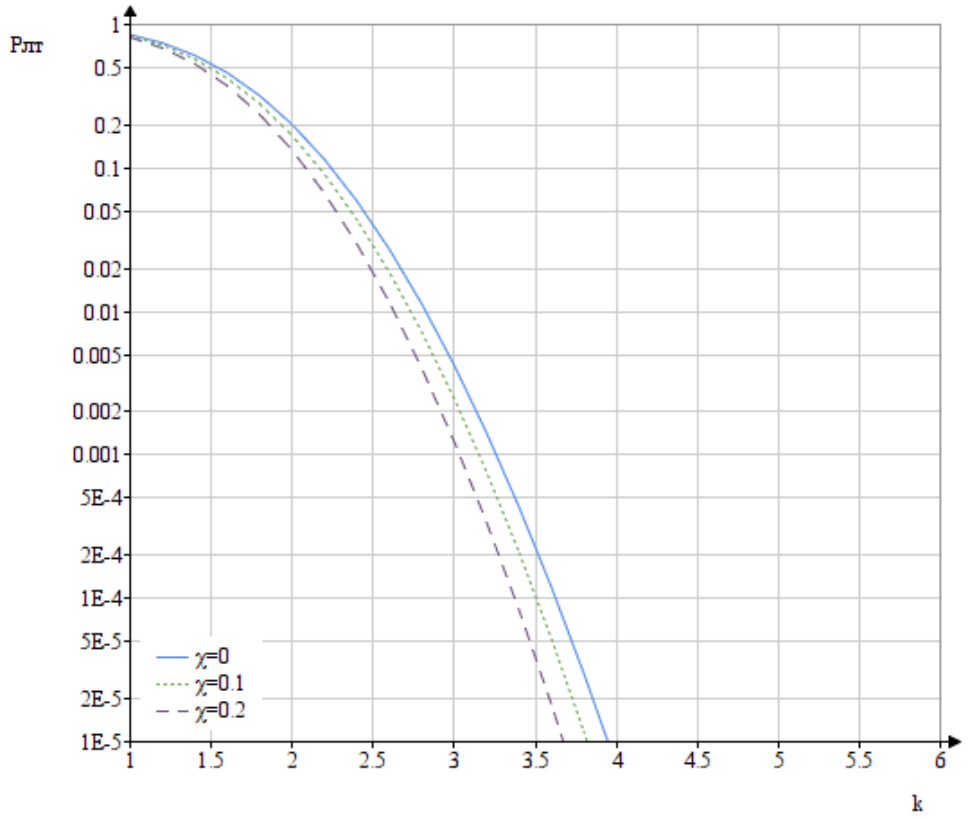


Рис. 8. Зависимость вероятности ложной тревоги от множителя *k* для порога, сформированного из 57-го члена вариационного ряда

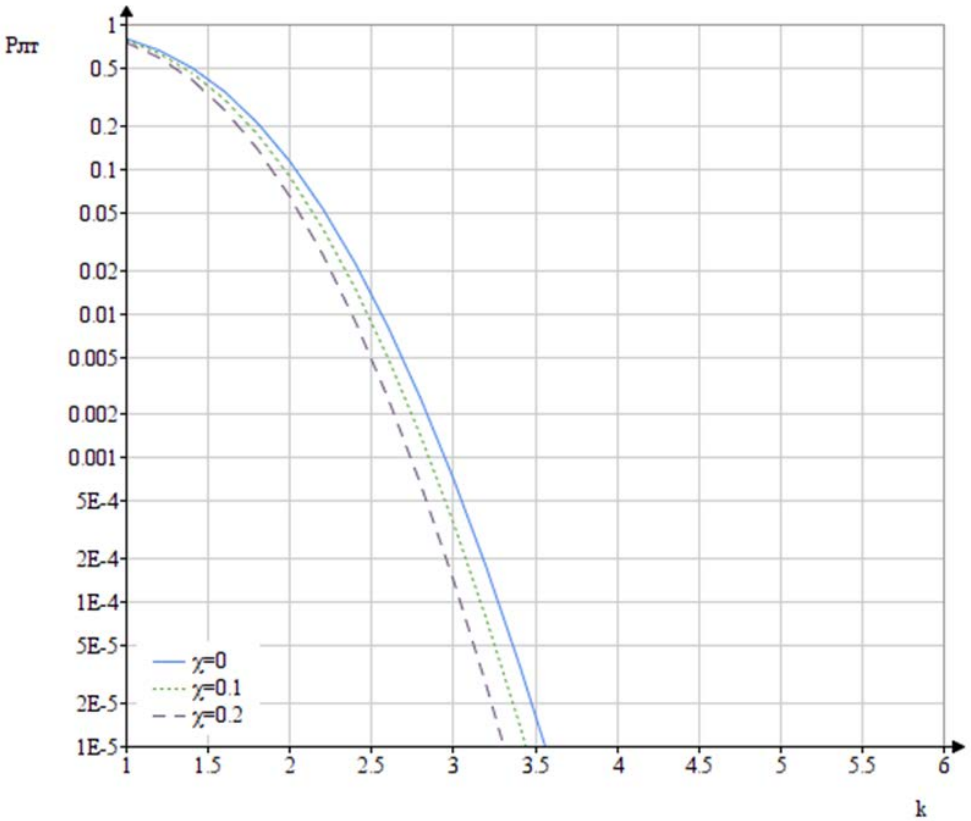


Рис. 9. Зависимость вероятности ложной тревоги от множителя *k* для порога, сформированного из 86-го члена вариационного ряда

Поражение ИП части символов пакета меняет размер вариационного ряда, образующего порядковую статистику. Вызванное этим эффектом изменение основных статистических характеристик, в частности вероятности ложной тревоги, не рассматривается в настоящей работе.

Задавшись некоторым значением вероятности ложной тревоги, например $P_{лт}$ = 0.01, и номером порядковой статистики 19, используя метод Мюллера [10], получим значение коэффициента k, на которое нужно умножить порядковую статистику, чтобы сформировать порог. Вычисленные значения коэффициентов приведены в табл. 2.

Таблица 2

Значения коэффициента k для различных вероятностей ложной тревоги $P_{лт}$

№	χ	k	$P_{лт}$
1	0	4.203	0.01
2	0.1	4.059	0.01
3	0.2	3.898	0.01
4	0	4.927	10^{-3}
5	0.1	4.756	10^{-3}
6	0.2	4.566	10^{-3}
7	0	5.568	10^{-4}
8	0.1	5.372	10^{-4}
9	0.2	5.156	10^{-4}
10	0	6.166	10^{-5}
11	0.1	5.948	10^{-5}
12	0.2	5.704	10^{-5}

Получение плотностей вероятностей случайных величин, образующих полную группу событий

Рассмотрим функционирование фрагмента схемы сепаратора, представленного на рис. 3. Структурная схема рассматриваемого фрагмента приведена на рис. 10. Представленное на нем устройство реализует сепарацию случайных величин $x(t)$, поступающих на его первый вход, на превысившие порог и не превысившие порог. Значение порога $U_{пор}$ подаётся на второй вход устройства. Превышению порога соответствует сигнал логической единицы на выходе блока СС. Затем этот сигнал поступает на вход инвертора. По сигналу логической единицы с выхода инвертора производится открытие ключа Кл, поэтому на выход ключа передаются только те случайные величины, которые оказались ниже порога. Одновременно осуществляется подсчёт количества этих величин в накопителе L. На выходе ключа получаем совокупность случайных величин $y(t)$, которые не превосходят пороговое значение $U_{пор,}$ и на выходе накопителя – их количество L. Полученная совокупность случайных величин описывается усеченным распределением [9] входного сигнала относительно распределения порога.

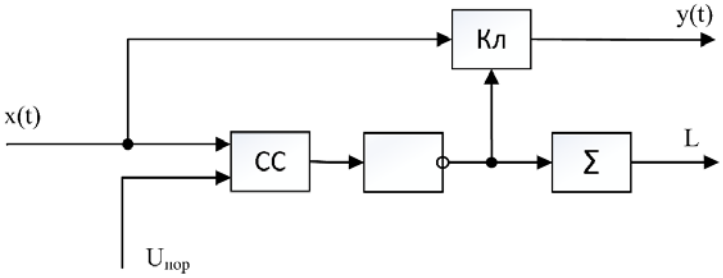


Рис. 10. Структурная схема фрагмента сепаратора

Апостериорная вероятность случайной величины на выходе схемы сравнения СС (рис. 10) отличается от усеченной плотности только масштабом. Для получения апостериорной вероятности усеченная плотность умножается на вероятность непревышения порога. Обратное преобразование осуществляется делением апостериорной вероятности на вероятность непревышения порога:

$$W_i = \frac{AP_i}{\sum_{i1=1}^{L} AP_{i1}},$$

$$AP_i = W1_i \text{ для } i < L_1,\ AP_i = 0 \text{ для } i \geq L_1,$$

где W_i – отсчет вектора усеченного распределения; $W1_i$ – отсчет вектора исходного распределения; AP_i – отсчет вектора апостериорной вероятности; L – количество отсчетов в векторе апостериорной вероятности; L_1 – отсчет, соответствующий напряжению порога.

В устройстве на рис. 10 при прохождении случайных величин через схему сравнения СС происходит усечение плотности входных величин по плотности порога. Пороговое значение задано плотностью Wp, а сравниваемая с ним случайная величина задана плотностью W_1. Искомая апостериорная вероятность для каждого

значения порога Wp_i находится умножением ограниченной значением порога плотности случайной величины на вероятность получения этого значения порога. Таким образом, апостериорная вероятность случайной величины на выходе порогового устройства примет следующий вид:

$$Px = \sum_{i=0}^{N_2-1}\left(\sum_{i1=0}^{N_2-1}(1-\Phi(i1-i))\cdot W1_{i1}\right)\cdot Wp_i, \quad (10)$$

где Ф – шаговая функция Хэвисайда.

Плотность Wx, усеченная по плотности порога, определена следующим образом:

$$Wx = \frac{Px}{Pc}, \quad (11)$$

где Pc – вероятность появления несовместного события. Вероятность Pc можно определить следующим образом:

$$Pc = \sum_{i=0}^{N_2-1} Px_i. \quad (12)$$

Используя полученные ранее (2) плотности огибающей смеси полезного сигнала, шума и ИП (для случаев отсутствия ИП $A_{ип}$ принимается равной нулю), получаем плотности вероятности правильного необнаружения ИП и пропуска ИП.

Плотности случайной величины на входе и выходе порогового устройства, полученные по формуле (12), приведены на рис. 11.

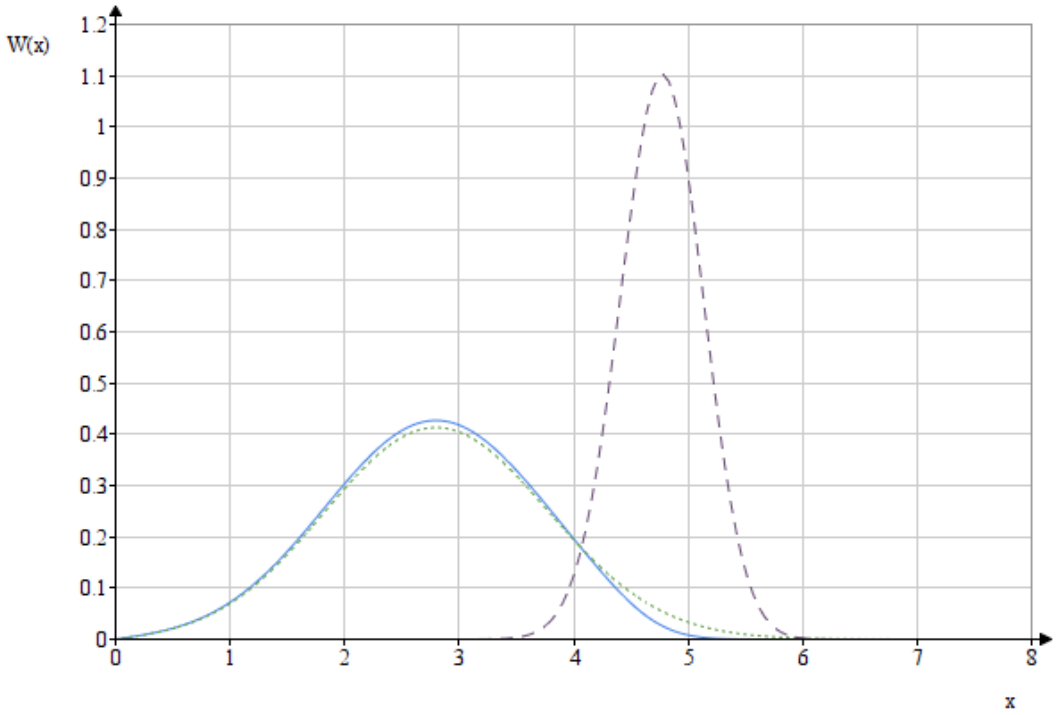


Рис. 11. Плотности случайной величины на входе и выходе порогового устройства

На рис.11:

– сплошной линии соответствует плотность случайной величины смеси сигнала и шума без ИП на выходе схемы сравнения;

– пунктирной линии соответствует плотность на входе схемы сравнения;

– штриховой линии соответствует плотность порога.

Аналогично по формуле (12) вычисляется плотность случайной величины на выходе схемы сравнения для входных случайных величин, содержащих смесь сигнала и шума с ИП. Используется плотность $W1$, полученная при $A_{ип} \neq 0$. Вычисленные по формуле (12) плотности случайной величины (плотность пропуска ИП) на выходе схемы сравнения для этого случая приведены на рис. 12, где:

– сплошной линии соответствует плотность эффективного значения огибающей при пропуске ИП с отношением $A_{ип} / A1 = 0.191$;

– пунктирной линии соответствует плотность эффективного значения огибающей при пропуске ИП с отношением $A_{ип} / A1 = 0.532$;

– штриховой линии соответствует плотность эффективного значения огибающей при пропуске ИП с отношением $A_{ип} / A1 = 2.482$.

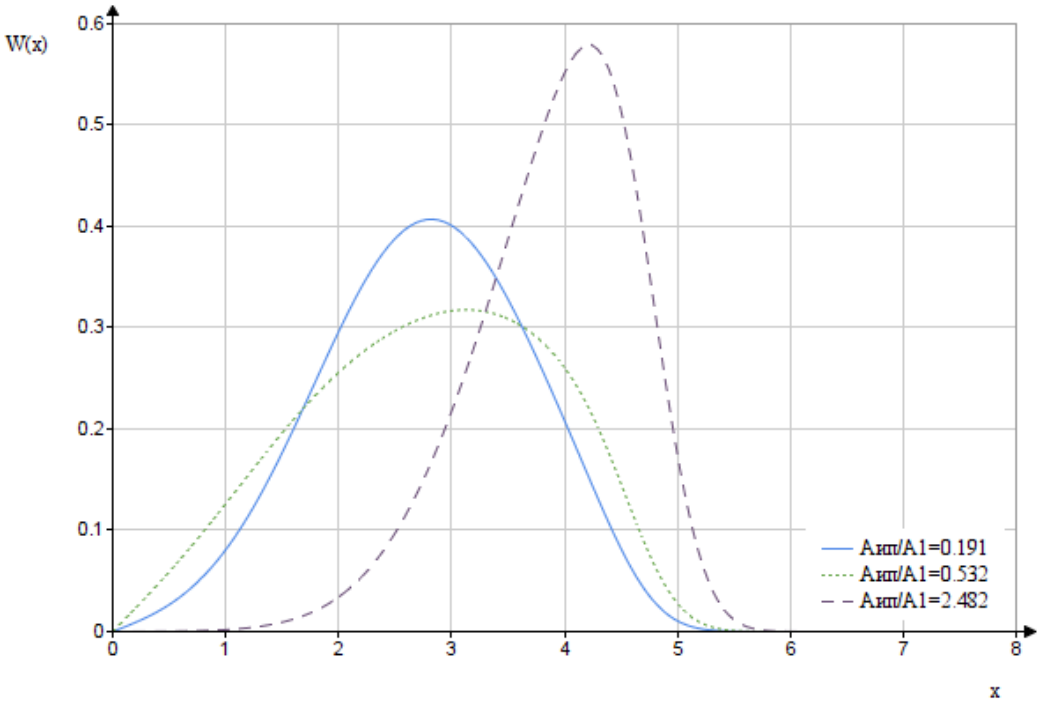


Рис. 12. Плотности эффективного значения огибающей при пропуске ИП

Вероятность пропуска ИП

Полученные при расчете вероятности пропуска ИП (12) зависимости $P_{пр}$ от отношения $A_{ип}$ / $A1$ для различных значений χ приведены на рис. 13–14.

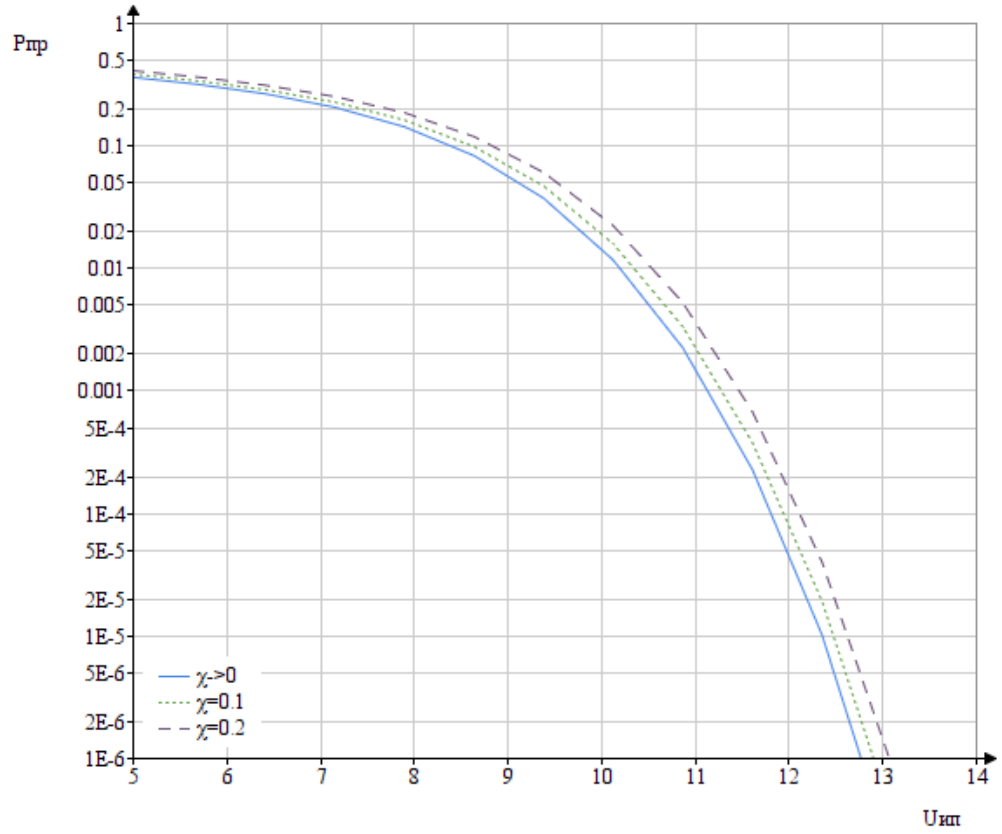


Рис. 13. Вероятность пропуска при $P_{лт}$ = 0.06

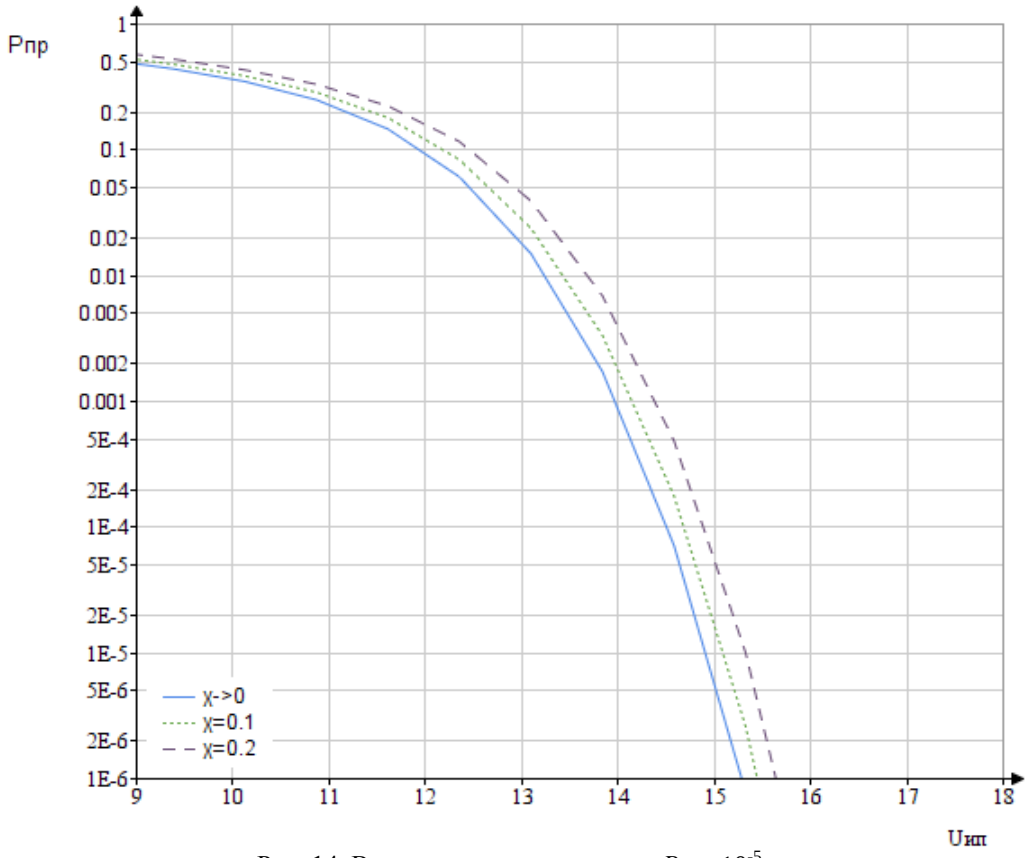


Рис. 14. Вероятность пропуска при $P_{лт} = 10^{-5}$

На рис. 13–14 сплошной линией обозначена вероятность пропуска для случая бесконечно малых величин χ, пунктирной – для $\chi = 0.1$, штриховой – для $\chi = 0.2$.

Выводы

Таким образом, в работе получена плотность огибающей смеси сигнала, шума и импульсной помехи со случайной начальной фазой на входе пакетной радиостанции. Проведён статистический анализ алгоритмов работы предложенного сепаратора, а именно:

– рассчитана вероятность ложной тревоги;

– вычислена вероятность пропуска ИП.

Получены плотности эффективного значения огибающей при пропуске импульсной помехи.

Результаты могут быть использованы при построении системы передачи пакетной информации при воздействии ИП.

Литература

1. *Маковий В.А., Голубинский А.Н.* Реализованные и потенциально возможные скорости передачи в автоматизированных системах управления и связи // Теория и техника радиосвязи. 2018. № 2. С. 97–109.

2. *Маковий В.А.* Построение современных систем радиосвязи КВ диапазона // Теория и техника радиосвязи. 2009. № 3. С. 76–86.

3. *Макаренко С.И., Сапожников В.И., Захаренко Г.И., Федосеев В.Е.* Системы связи / Под общ. ред. С.И. Макаренко. Воронеж: ВАИУ, 2011. 285 с.

4. Радиостанция Р-168-25У-2. Технические условия ИТНЯ.464511.245-05ТУ.

5. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

6. *Чупеев С.А.* Метод расчета вероятностных характеристик на основе дискретного представления плотности вероятности // Радиотехника. 2016. № 5. С. 112–119.

7. *Бокк О.Ф., Грибко В.М.* Анализ работы блока защиты при воздействии на его вход белого шума // Техника средств связи. Сер. ТРС. 1985. Вып. 7. С. 114–121.

8. *Дейвид Г.* Порядковые статистики. М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1979. 366 с.

9. *Вадзинский Р.Н.* Справочник по вероятностным распределениям. СПб.: Наука, 2001. 295 с.

10. *Корн Г.А., Корн Т.М.* Справочник по математике (для научных работников и инженеров). Определения, теоремы, формулы. Сер. Учебники для вузов. Специальная литература. Изд. 6-е, стер. СПб.: Лань, 2003. 832 с.

Статья поступила в редакцию 15 октября 2018 года

УДК 621.391.8

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СПЕКТРАЛЬНО ЭФФЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ С ЧАСТОТНЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ

© Авторы, 2018

Л.И. Аверина, д.ф.-м.н., доцент, Воронежский гос. ун-т, e-mail: averina@phys.vsu.ru
О.К. Каменцев, конструктор, e-mail: kamentsevok@gmail.com
АО «Концерн «Созвездие»

Синтезированы модели перспективных систем беспроводной связи, использующие различные спектрально эффективные сигналы со многими несущими. Проведен сравнительный анализ данных систем по таким показателям, как пик-фактор, спектральная и временная эффективность, помехоустойчивость при прохождении через канал с белым аддитивным гауссовским шумом и частотно-селективными замираниями. Также проведён сравнительный анализ данных систем с традиционными системами, использующими сигналы на основе Фурье-базиса.

Ключевые слова: *сигналы с частотным мультиплексированием, спектральная эффективность, банки фильтров, сигналы с универсальной фильтрацией.*

COMPARATIVE ANALYSIS OF SPECTRALLY EFFECTIVE SIGNALS WITH FREQUENCY MULTIPLEXING

© Authors, 2018

L.I. Averina, D.Sc. in Physics and Mathematics, Associate Professor, Voronezh State University
O.K. Kamentsev, Designer, e-mail: kamentsevok@gmail.com
JSC «Concern «Sozvezdie»

Models of perspective wireless communication systems using different spectrally effective signals with many carriers have been developed. A comparative analysis of these systems is carried out for such characteristics as peak factor, spectral and temporal efficiency, noise immunity when passing through channels with white additive Gaussian noise and frequency selective fading. Also a comparative analysis of these systems with traditional systems using signals based on the Fourier basis is carried out.

Keywords: *frequency division multiplexing, spectral efficiency, filter bank, universal filtered multi-carrier.*

Согласно требованиям [1], будущие сети мобильной связи 5G должны обеспечивать на порядок более высокие характеристики по сравнению с сетями LTE-Advanced, в том числе поддерживать скорость передачи данных до 20 Гбит/с, сетевые задержки – до 1 мс и возможность обслуживания до 1 млн. устройств на квадратный километр.

Рост объема данных, передаваемых в мобильных сетях, и необходимость организации широкополосного доступа в сетях 5G в условиях ограниченности частотного ресурса требуют развития новых методов передачи данных, позволяющих повысить эффективность использования спектра. В настоящий момент наиболее часто в системах широкополосного радиодоступа используется технология ортогонального частотного разделения с мультиплексированием (OFDM). Однако тех характеристик, которых позволяет добиться технология OFDM в сетях 4G, уже недостаточно для удовлетворения высоких требований к сетям 5G. Поэтому для сетей 5G рассматриваются такие новые перспективные технологии, как, например, многочастотная передача с гребенчатой фильтрацией FBMC (Filter Bank Multi Carrier) и многочастотная передача с универсальной фильтрацией UFMC. Благодаря применению дополнительных цифровых фильтров в технологиях FBMC и UFMC можно отказаться от использования защитного интервала с циклическим префиксом и тем самым повысить их спектральную эффективность по сравнению с технологией OFDM. Благодаря фильтрации, снижающей уровень боковых лепестков поднесущих, технологии FBMC и UFMC более устойчивы к ошибкам оценки частотного и временного сдвигов, чем технология OFDM, и поэтому

 ISSN 1995-7009

не требуют передачи дополнительных обучающих сигналов и сложных систем синхронизации, что особенно важно для дешевых устройств IoT/M2M.

Также среди возможных вариантов для применения в перспективных стандартах связи рассматриваются спектрально эффективные сигналы SEFDM, которые отличаются от известных OFDM-сигналов тем, что частотный разнос между поднесущими выбирается меньше, чем требуется для выполнения условия нулевой межсимвольной интерференции (МСИ). Ожидается, что потери на сложность реализации алгоритма приема и энергетические потери, вызванные наличием МСИ, будут скомпенсированы значительным увеличением спектральной эффективности.

Поэтому основной задачей настоящей работы является построение моделей систем беспроводной связи, использующих различные сигналы с частотным мультиплексированием, и проведение сравнительного анализа их поведения в различных каналах распространения с целью оценки возможности более широкого внедрения данных технологий.

Методы частотного мультиплексирования сигналов, основанные на фильтрации подканалов

Упрощённая структура системы связи, использующей сигналы со многими несущими [2], представлена на рис. 1. Предполагается, что бинарная и, в более общем случае, M-уровневая последовательность преобразуется в N параллельных частотных каналов, каждый из которых обрабатывается формирующим фильтром $h_T(t)$ и переносится на частоту, соответствующую k-му каналу. Скорость параллельного цифрового потока в каждом канале уменьшается в N раз по сравнению с последовательным потоком. В результате при общей неизменной битовой скорости и неизменной занимаемой полосе частот в сигнале со многими несущими длительность импульсов в каждом канале увеличивается в N раз. Приведённая схема может быть использована для синтеза/анализа сигналов, отличающихся друг от друга длительностью символа T и импульсными характеристиками формирующих фильтров $h_T(t)$ и $h_R(t)$.

Для традиционных OFDM систем $h_T(t)$ имеет форму прямоугольного импульса единичной амплитуды. Реализация OFDM в условиях многолучевого распространения требует использования защитного интервала во временной области, обычно содержащего отсчеты так называемого циклического префикса [3]. При этом длительность символа увеличивается с $T_{\text{БПФ}}$ до T путём копирования последних G отсчётов OFDM-символа в его начало, что в свою очередь уменьшает эффективность использования спектра. Верхняя граница, равная единице, может быть достигнута только в идеальном канале, на практике же приходится использовать защитный интервал, который может в некоторых случаях достигать четверти длины символа.

Применение банков фильтров для разделения частотных каналов имеет свои преимущества и недостатки по сравнению с системами OFDM. Для FBMC характерно отсутствие защитных интервалов, что в свою очередь ведёт к увеличению спектральной эффективности, но усложняет реализацию алгоритмов оценки частотно-временных характеристик канала [3]. В отличие от систем с ортогональным частотным разделением с мультиплексированием банки фильтров позволяют значительно уменьшить уровень внеполосного излучения, а также степень влияния соседних каналов друг на друга за счёт малого уровня боковых лепестков АЧХ формирующего фильтра.

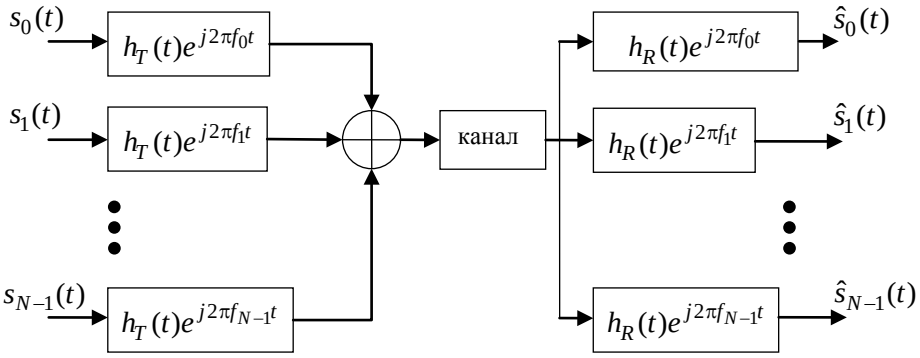


Рис. 1. Структурная схема системы связи, использующей сигналы со многими несущими

В технологии UFMC, в отличие от FBMC, фильтруется не каждая поднесущая в отдельности, а группы поднесущих частот (поддиапазонные блоки), состоящие из определенного количества соседних поднесущих частот. Такой подход позволяет уменьшить внеполосные излучения, по сравнению с технологией OFDM, без существенного увеличения длины символа, что достигается благодаря использованию при расчете цифрового фильтра весового окна меньшей длины, чем в технологии FBMC. Поэтому преимуществом технологии UFMC перед FBMC являются меньшие задержки передачи данных [4].

Благодаря использованию фильтрации в технологии UFMC, соседние канальные символы не накладываются друг на друга при увеличении задержки распространения в многолучевом канале и соответственно не создают межсимвольную интерференцию. Сглаживание фронтов канальных символов при свёртке с характеристикой фильтра во временной области не вносит существенных искажений, однако позволяет подавить межсимвольную интерференцию в случае, если задержка распространения в канале не превышает длину весового окна фильтра.

Спектрально эффективные FDM-сигналы

Впервые идея повышения спектральной эффективности за счет введения МСИ была применена к сигналам с линейной модуляцией и sinc-импульсами. Модуляционные символы передавались в $1/\alpha$ раз быстрее ($0<\alpha<1$), чем требуется для выполнения ортогональности sinc-импульсов. В частности, было показано, что при использовании сигнального созвездия BPSK уменьшение α от 1 до 0,8, соответствующее 25% выигрышу в спектральной эффективности, не приводит к энергетическим потерям. Учитывая, что сигналы с линейной модуляцией и sinc-импульсом имеют прямоугольный спектр и, таким образом, скорость следования модуляционных символов при $\alpha<1$ превосходит предел Найквиста для передачи модуляционных символов без МСИ, было предложено называть такие сигналы Faster-than-Nyquist (FTN).

Наиболее популярный алгоритм формирования сигналов спектрально эффективных FDM-сигналов (SEFDM) отличается от алгоритма формирования сигналов OFDM только тем, что после выполнения ОБПФ отбрасываются несколько отсчетов сигнала [5]. Демодуляция осуществляется в спектральной области с помощью вычислительно простого алгоритма. Для уменьшения влияния межсимвольной интерференции был предложен подход, который заключается в применении турбокодера со сверточным кодированием. Несмотря на низкое качество вычислительно простого демодулятора, общий результат оказывается удовлетворительным за счет итеративной обработки, включающей SISO (soft input soft output – с мягкими решениями на входе и на выходе) декодирование сверточного кода [5]. В данной схеме в турбокодер от источника информации поступает пакет битовой информации, где он кодируется до степени кодирования 1/3 (возможны и другие скорости). На приемной стороне от демодулятора поступают метрики символов модуляции («мягкие» отсчеты), используя которые детектор принимает решение о вероятности значения каждого бита в пакете информации. Окончание процесса декодирования происходит либо после выполнения заданного количества итерационных циклов, либо после того, как величина поправки результата декодирования достигнет установленного порога.

Сравнительный анализ характеристик систем связи

Целесообразно провести сравнение различных сигналов с частотным мультиплексированием по нескольким критериям, а именно: вычислительные затраты на один квадратурный символ, спектральная эффективность, пик-фактор, помехоустойчивость в гауссовском канале и в канале с рэлеевскими замираниями. Для этого было проведено имитационное моделирование. Были сформированы OFDM-сигнал с 256 поднесущими и длиной циклического префикса 40 отсчетов, FBMC и UFMC-сигналы с аналогичными параметрами и SEFDM-сигнал с 256 поднесущими и различными коэффициентами сужения спектра.

Спектральная эффективность сигналов вычислялась с помощью соотношения

$$CE = R_b / B, \qquad (1)$$

где R_b – битовая скорость передачи данных (бит/с), B – эффективная ширина спектра сигнала (Гц). Значения спектральной эффективности полученных сигналов в единицах спектральной эффективности стандартного OFDM-сигнала и вычислительных затрат на один квадратурный символ (число комплексных умножений) представлены в табл. 1. Выигрыш в спектральной эффективности технологий UFMC и FBMC по сравнению с технологией OFDM достигается во

временной области за счет возможности не передавать циклический префикс и тем самым повысить скорость передачи информационных данных. Однако использование в технологии UFMC дополнительной фильтрации увеличивает длину символов по сравнению с длиной символов OFDM и тем самым снижает скорость передачи информационных данных. Расширение символа UFMC во временной области зависит от длины весового окна, используемого для формирования поддиапазонных фильтров. Чем больше длина весового окна, тем больше расширение UFMC-символа во временной области. В технологии FBMC фильтрации подвергается каждая поднесущая, вследствие чего при длине импульсной характеристики фильтра, равной N отсчетов, возможно перекрытие во временной области $\frac{N-1}{2}$ символов, что исключает необходимость защитных интервалов.

В случае спектрально эффективных FDM-сигналов выигрыш в спектральной эффективности достигается в частотной области за счет сжатия спектра вследствие неортогональности поднесущих и пропорционален коэффициенту сжатия α.

В работе также исследовалась такая характеристика полученных сигналов, как пик-фактор, который определяется соотношением

$$PAPR = \frac{\max\limits_{0 \le t \le T} |x(t)|^2}{E\left[\frac{1}{T}\int\limits_{-T/2}^{T/2} |x(t)|^2 \, dt\right]}, \qquad (2)$$

где $x(t)$ – изменение огибающей сигнала, E – оператор усреднения по времени. Полученные значения пик-факторов показаны в табл. 1.

Таблица 1

Сравнительная таблица спектрально эффективных сигналов

	OFDM	FBMC	UFMC	SEFDM				
				α = 0,9	α = 0,8	α = 0,7	α = 0,6	α = 0,4
Вычислительные затраты	1792	12288	11776	1792	1792	1792	1792	1792
Спектральная эффективность	1	1,15	1,11	1,11	1,25	1,43	1,67	2,5
Пик-фактор	7,6	7,8	6,9	7,8	7,7	7,6	7,6	7,8
EVM	0	0	0	33,5	50,1	66,2	83,1	98,8

В работе анализировалось прохождение рассмотренных выше сигналов через канал с аддитивным белым гауссовским шумом при различных значениях отношения сигнал/шум. Полученные кривые помехоустойчивости для сформированных сигналов представлены на рис. 2. Кривые, соответствующие сигналам, основанным на банках фильтров, полностью совпадают с кривыми, полученными для OFDM-сигналов. Кривые для SEFDM-сигналов уже не совпадают с теоретической кривой для модуляции.

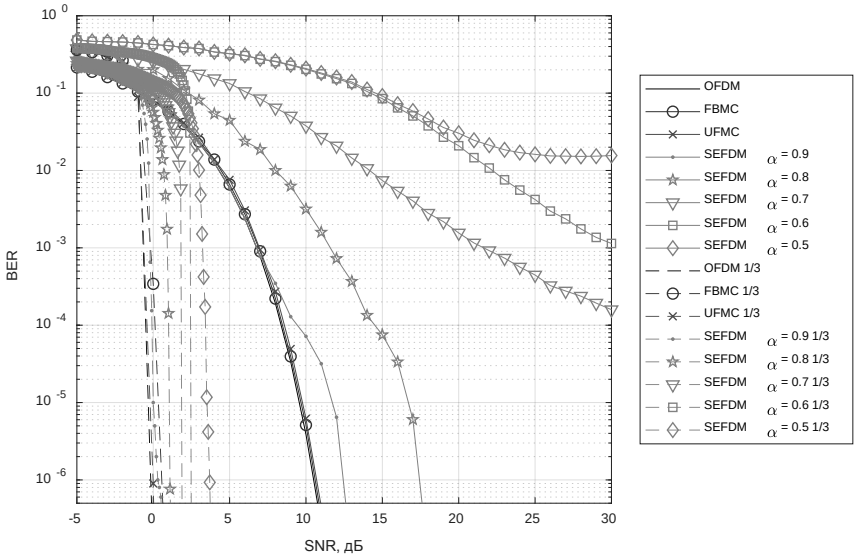


Рис. 2. Кривые помехоустойчивости сигналов в канале с аддитивным белым гауссовским шумом

При увеличении коэффициента сжатия спектра α заданный уровень ошибки достигается при большем отношении сигнал/шум или не достигается вообще. Так, для α = 0,9 уровень ошибки 10^{-6} достигается при отношении сигнал/шум на 2 дБ большем, чем при одночастотной модуляции; при α = 0,8 на 7 дБ при коэффициенте α меньшем либо равном 0,7 уровень ошибки 10^{-6} не достигается, и на кривой помехоустойчивости образуется «плато». Все это подтверждает неортогональность выбранных базисов и говорит об ощутимом влиянии межканальной интерференции.

Применение помехоустойчивого кодирования позволяет улучшить характеристику помехоустойчивости. В качестве кодера был выбран турбокодер с декодированием по максимуму апостериорной вероятности, случайным перемежителем и схемой выкалывания и мультиплексирования. Длины блоков для всех типов сигналов составили 4096 бит. Кривые помехоустойчивости для скорости кодирования также представлены на рис. 2. Выигрыш в отношении сигнал/шум составляет порядка 10,5 дБ по уровню вероятности битовой ошибки 10^{-6} для OFDM-, FBMC-, UFMC-сигналов, 11,7 дБ для SEFDM-сигнала при α = 0,9; 16,3 дБ для SEFDM-сигнала при α = 0.8. Применение такого кодирования для SEFDM-сигналов с коэффициентом α меньшим либо равным 0,7 позволяет обеспечить работу системы с уровнем ошибки, равным 10^{-6}.

Релеевские замирания, обусловленные интерференцией достаточно большого числа рассеянных сигналов и сильным ослаблением прямого сигнала, являются наиболее глубокими и приводят к значительным ошибкам при передаче информации. Поэтому в работе также анализировались характеристики помехоустойчивости полученных сигналов в релеевском канале. При моделировании канала связи учитывалось наличие двух лучей – основного и переотражённого. Причём рассматривались две ситуации: когда второй луч приходит с достаточно большой задержкой и затуханием 10 дБ и когда он приходит с маленькой задержкой и без затухания. Тогда в первом случае канал будет проявлять слабые частотно-селективные свойства (глубина замираний до 10 дБ), а во втором случае будет наблюдаться сильная частотная селективность канала (глубина замираний до 60 дБ). Полученные кривые помехоустойчивости в канале для разных типов сигналов представлены на рис. 3 в канале со слабой частотной селективностью и на рис. 4 в канале с сильной частотной селективностью.

Из полученных кривых видно, что спектрально эффективные сигналы с частотным мультиплексированием обладают худшей помехоустойчивостью в канале с рэлеевскими замираниями, чем стандартные FDM-сигналы.

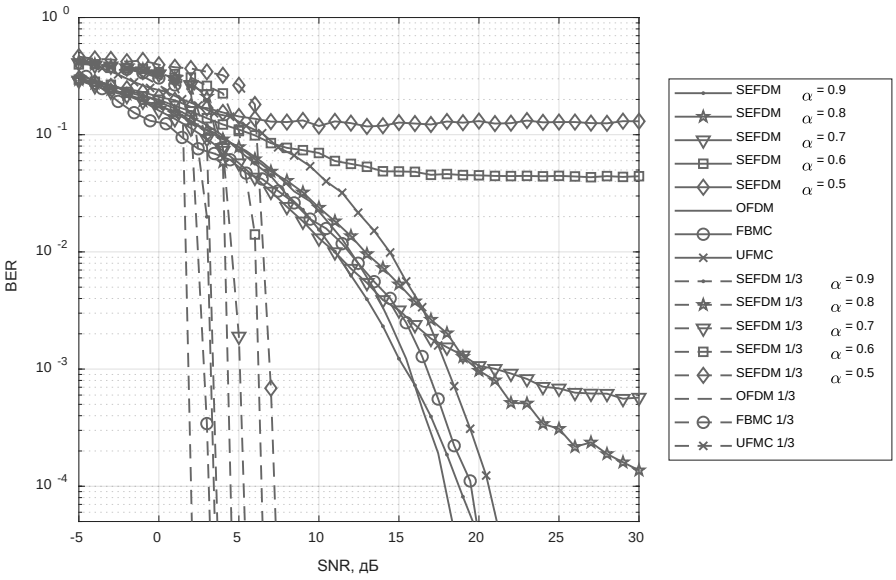


Рис. 3. Кривые помехоустойчивости сигналов в канале с релеевскими замираниями в случае канала со слабой частотной селективностью

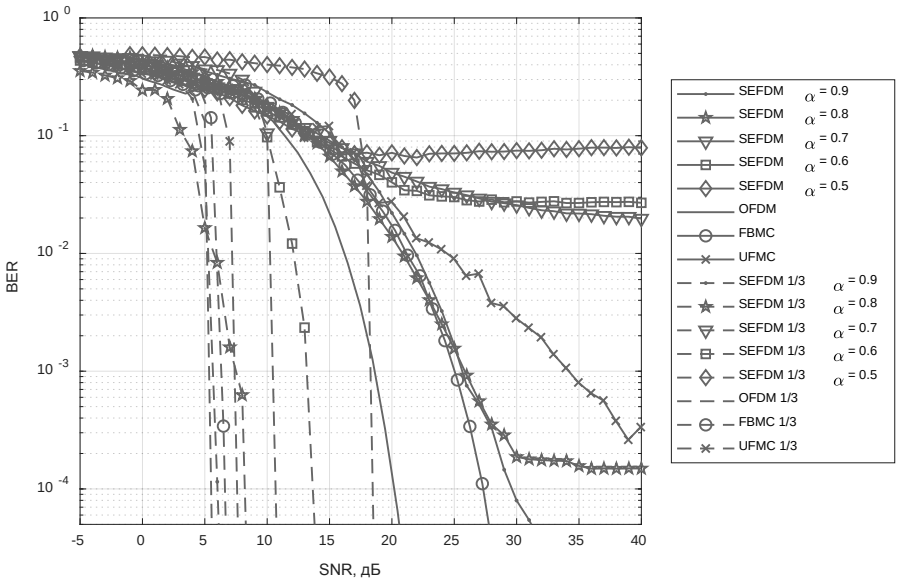


Рис. 4. Кривые помехоустойчивости сигналов в канале с релеевскими замираниями в случае канала с сильной частотной селективностью

Для канала со слабой частотной селективностью по уровню ошибки 10^{-4} проигрыш в отношении сигнал/шум составляет порядка 2 дБ для FBMC и порядка 3 дБ для UFMC-сигналов, SEFDM-сигналы также обладают меньшей помехоустойчивостью. Так, для $\alpha = 0{,}9$ уровень ошибки 10^{-6} достигается при отношении сигнал/шум на 5 дБ большем, чем у OFDM. Уровень ошибки 10^{-6} не достигается для SEFDM-сигналов с α, меньшим, чем 0,9.

Применение кодирования позволяет обеспечить работу всех рассматриваемых сигналов и получить выигрыш в отношении сигнал/шум по уровню вероятности битовой ошибки 10^{-3} порядка 10 дБ для всех типов исследуемых сигналов. В канале с сильной частотной селективностью проигрыш в отношении сигнал/шум для FBMC-сигналов составил порядка 7 дБ, а для UFMC-сигналов – порядка 25 дБ. В данном канале ни один из SEFDM-сигналов не обеспечивает работу с вероятностью ошибки 10^{-6}. Применение кодирования со скоростью 1/3 также позволяет обеспечить работу всех типов исследуемых сигналов.

Заключение

В работе рассмотрена возможность использования в системах беспроводной связи сигналов, основанных не методе фильтрации частотных подканалов, таких как сигналы с применением банков фильтров и сигналы с универсальной фильтрацией подполос, а также сигналов с частотным мультиплексированием с неортогональным базисом.

Данные сигналы обладают большей спектральной эффективностью, нежели сигналы с ортогональным частотным мультиплексированием, при относительно небольшом увеличении вычислительной сложности алгоритмов формирования и приема, а также при неизменном пик-факторе.

В гауссовских каналах кривые помехоустойчивости сигналов, основанных на фильтрации подполос, совпадают с теоретическими кривыми для модуляций, что говорит об ортогональности выбранных базисов, в отличие от SEFDM-сигналов с неортогональным базисом, на кривых помехоустойчивости которых при малом коэффициенте сужения спектра образуются «плато».

Все исследуемые сигналы обладают меньшей помехоустойчивостью в канале с рэлеевскими замираниями, нежели чем стандартные FDM-сигналы. Для сигналов, основанных на фильтрации подполос, проигрыш в требуемом отношении сигнал/шум для достижения заданной вероятности ошибки в канале со слабой частотной селективностью составил 2–3 дБ. Спектрально эффективные FDM-сигналы в подобных каналах связи при коэффициентах сужения спектра, меньших 0,8, не обеспечивают уровень ошибки 10^{-5}.

В канале с сильной частотной селективностью помехоустойчивость систем становится еще хуже. Так, по уровню ошибки 10^{-6} проигрыш в отношении сигнал/шум составляет порядка 7 дБ для FBMC-сигналов, а ни UFMC, ни SEFDM-сигналы не обеспечивают работу системы связи с заданным уровнем ошибки.

Применение кодирования позволяет обеспечить работу всех рассматриваемых сигналов и получить достаточно большой выигрыш в отношении сигнал/шум для всех типов рассматриваемых сигналов как в канале с аддитивным белым гауссовским шумом, так и в каналах с рэлеевскими замираниями.

Результаты, полученные в ходе исследования, позволяют сделать вывод о возможности широкого практического использования сигналов, основанных не методе фильтрации частотных подканалов и спектрально эффективных сигналов с частотным мультиплексированием.

Литература

1. *Hu F.* Opportunities in 5G Networks: A Research and Development Perspective. CRC Press, 2016. 556 p.

2. *Farhang-Boroujeny B.* Signal Processing Techniques for Software Radios. Lulu publishing house, 2010. 517 p.

3. *Yong Soo Cho [etc.]* MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB. Wiley-IEEE Press, 2010. 457 p.

4. *Farhang-Boroujeny B.* OFDM Versus Filter Bank Multicarrier // IEEE Signal Processing Magazine. 2011. Vol. 28. № 3. Pp. 92–112.

5. *Isam S., Darwazeh I.* Simple DSP–IDFT techniques for generating spectrally efficient FDM signals // IEEE IET Int. Symp. Commun. Syst., Netw., Digital Signal Process. 2010. Pp. 20–24.

6. *Prasad R.* OFDM for wireless communications systems. Artech House, Inc.ВоСПВn. 291 p.

7. *Isam S., Darwazeh I.* Simple DSP–IDFT techniques for generating spectrally efficient FDM signals // IEEE IET Int. Symp. Commun. Syst., Netw., Digital Signal Process. 2010. Pp 20–24.

8. *Xu T., Grammenos R.C., Darwazeh I.* FPGA implementations of real–time detectors for a spectrally efficient FDM system // 20th Int. Conf. on Telecommunications (ICT). 2013. Pp. 1–5.

9. *Гельгор А.Л. Горлов А.И., Попов Е.А.* Преодоление «барьера» Найквиста при использовании одночастотных неортогональных многокомпонентных сигналов // Радиотехника. 2015. №1. С. 32–48.

Статья поступила в редакцию 9 октября 2018 года

УДК 004.896

ИНТЕГРИРОВАННАЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА НА ОСНОВЕ НЕЙРОСЕТЕВОЙ МОДЕЛИ УПРАВЛЕНИЯ СВЯЗЬЮ И РАДИОЭЛЕКТРОННЫМ ПОДАВЛЕНИЕМ

© Авторы, 2018

М.Н. Данильченко, начальник отдела, e-mail: danmisha@list.ru
К.В. Пядухова, начальник отдела, e-mail: p_tina@list.ru
Н.М. Рябков, научный сотрудник, e-mail: lunapit@rambler.ru
А.Н. Голубинский, д.т.н., доцент, заместитель научного руководителя, e-mail: a.n.golubinskiy@sozvezdie.su
АО «Концерн «Созвездие»

Проведен анализ математического аппарата искусственных нейронных сетей, предложены варианты его применения для решения задач управления связью и радиоэлектронным подавлением в интегрированной системе.

***Ключевые слова**: искусственная нейронная сеть, искусственный интеллект, архитектура искусственной нейронной сети, алгоритм обратного распространения ошибки, алгоритм Левенберга–Марквардта.*

INTEGRATED INTELLECTUAL SYSTEM BASED ON THE NEURAL NETWORK MODEL OF COMMUNICATION CONTROL AND ELECTRONIC SUPPRESSION

© Authors, 2018

M.N. Danilchenko, Head of department, e-mail: danmisha@list.ru
K.V. Pyadukhova, Head of department, e-mail: p_tina@list.ru
N.M. Ryabkov, Researcher, e-mail: lunapit@rambler.ru
A.N. Golubinsky, D.Sc. in Engineering Science, Associate Professor, Deputy Scientific Adviser
JSC «Concern «Sozvezdie»

An analyzis of the mathematical apparatus of artificial neural networks was carried out proposes solutions for its application for solving communication control and electronic suppression problems in an integrated system.

***Keywords**: artificial neural network, artificial intelligence, ANN architecture, back propagation error algorithm, Levenberg–Marquardt algorithm.*

В автоматизированных системах управления специального назначения (АСУ СН) получение максимального эффекта от применения информационных технологий возможно при наличии непрерывного, устойчивого соединения абонентов сети в условиях воздействия помех от комплексов радиоэлектронного подавления (РЭП). Используемые в современных системах методы решения указанной проблемы связаны со значительными временными интервалами, необходимыми для перестройки рабочей частоты в условиях РЭП источника радиоизлучения (ИРИ), что определяет продолжительные временные интервалы отсутствия управления компонентами системы. Поэтому при переходе к сетецентрической концепции в связи с повышением требований к непрерывности управления задача совместного бесконфликтного функционирования систем управления РЭП и связью АСУ СН является актуальной.

Один из возможных путей решения обозначенной задачи состоит в применении методов искусственного интеллекта (ИИ). Используемые в настоящее время подходы к математической формализации ИИ базируются на математическом аппарате искусственных нейронных сетей (ИНС), нечеткой логике, генетических (эволюционных) алгоритмах и их гибридных модификациях [1].

Искусственные нейронные сети широко применяются при решении самых разных задач и все чаще в случае, когда обычные алгоритмы решения оказываются неэффективными или нереализуемыми. К числу таких задач можно отнести:

– управление информационными потоками в телекоммуникационных сетях;

– управление радиоэлектронным подавлением;

– управление перестройкой частоты в радиосетях;

– автоматическую классификацию объектов и ситуаций;

– видеонаблюдение;

– распознавание изображений;

– поддержку принятия решений и др.

Использование ИНС для решения задачи интеллектуализации системы управления определено следующими преимуществами [2]:

– способностью решать задачи при неизвестных закономерностях;

– некритичностью к шуму входных параметров;

– адаптацией к изменениям окружающей среды;

– потенциально высоким быстродействием работы по сравнению с обычными алгоритмами решения;

– отказоустойчивостью при аппаратной реализации ИНС.

В данной работе рассмотрен вопрос применения аппарата ИНС для интеллектуализации задач управления связью и РЭП.

Определим перечень исходных данных для задач управления связью и РЭП (рис. 1).

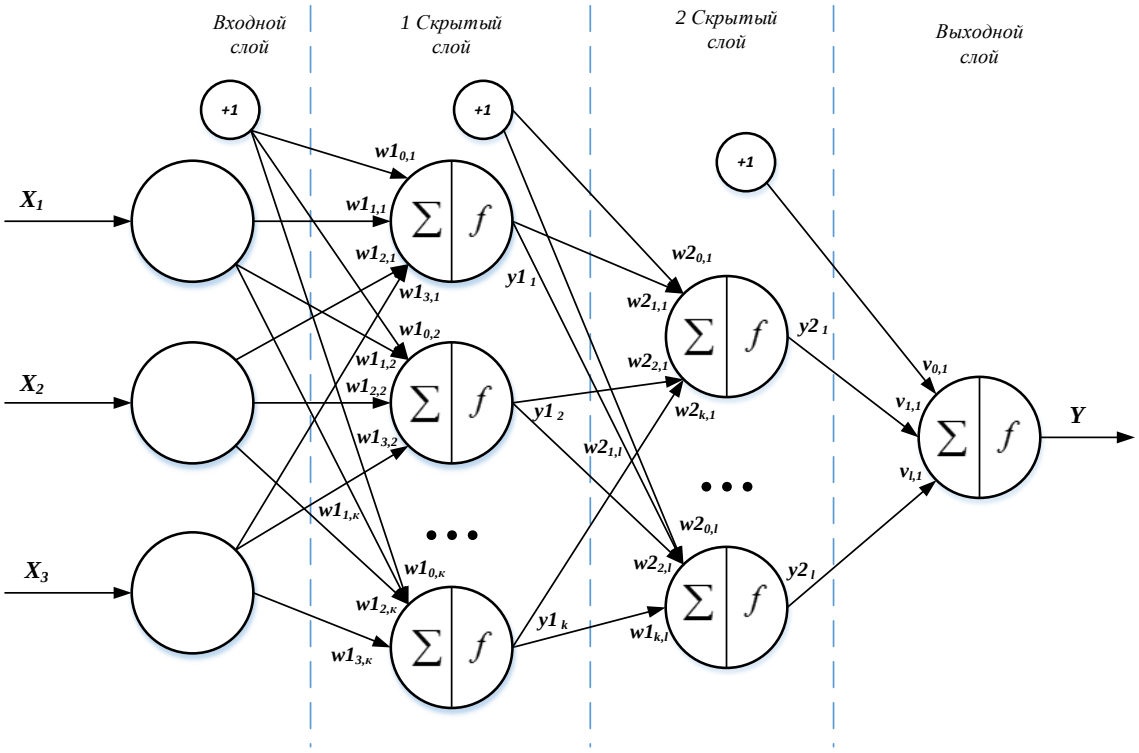


Рис. 1. Общая архитектура трёхслойной ИНС

При формализации *задачи управления связью* в качестве примера использовались следующие исходные параметры [3]:

– x_1 – параметр, характеризующий количество абонентов, с которыми установлена радиосвязь, относительно общего количества (b) абонентов сети типа MANET, $x_1=\overline{0/b,\ 1/b,\ 2/b,...1}$;

– x_2 – параметр, характеризующий состояние канала при организации радиосвязи на рабочей частоте f_1 $x_2=\overline{0,\ 1}$ (0 – отсутствие ИРИ на частоте f_1; 1 – наличие ИРИ на частоте);

– x_3 – параметр, характеризующий мощность помех, обусловленных всеми ИРИ, шумами и прочими помехами на частоте f_1 $x_3 \in [0;1]$ (0 – в случае, когда $P_{\text{помех}} \le P_{\text{порог}}$; 1 – в случае, когда отношение $P_{\text{сигн}}/P_{\text{помех}}$ превосходит критическое значение ($\delta_{\text{кр}}$));

– y_1 – выходной параметр, принимающий значения: 0 – не перестраивать рабочую частоту; 1 – перестраивать рабочую частоту.

С целью реализации модельного примера использовались следующие параметры для формализации *задачи управления РЭП*:

– $u_{1,j}$ – параметр, характеризующий критичность функционирования j-го ИРИ $u_{1,j} \in [0;1]$ (0 – не опасен; 1 – опасен);

– $u_{2,j}$ – параметр, характеризующий возможность подавления j-го ИРИ в зависимости от дальности до него $u_{2,j} \in [0;1]$ (0 – минимальная нормированная дальность до ИРИ; 1 – максимальная нормированная дальность до ИРИ);

– $u_{3,j}$ – параметр, характеризующий возможность подавления j-го ИРИ альтернативным абонентом $u_{3,j}=\overline{0,\ 1}$ (0 – возможно; 1 – невозможно);

– z_j – выходной параметр, принимающий значения: 0 – осуществлять РЭП; 1 – не осуществлять РЭП.

Пример исходных параметров применительно к задачам управления связью и РЭП приведен в табл. 1 в виде соответствующего фрагмента данных [3]. При этом для задачи управления связью использовалось 24 обучающих вектора, а для задачи управления РЭП – 29 обучающих векторов.

Таблица 1

Фрагмент обучающих последовательностей
для задач управления связью и РЭП

№	Задача управления связью				Задача управления РЭП			
	x_1	x_2	x_3	y	$u_{1,j}$	$u_{2,j}$	$u_{3,j}$	z_j
1	0	0	0	1	0	0	0	0
2	0	0	1	1	0,25	0	0	0
3	0,375	0	0	1	0,5	0	0	0
4	0,375	0	0,25	1	0,5	0,25	0	0
5	0,375	0	0,75	1	0,5	0,25	1	0
…								

Для решения указанных задач применялась сеть прямого распространения. Её выбор определен простотой реализации по сравнению с другими вариантами архитектур ИНС при наличии принципиально возможного решения поставленной задачи [4, 5].

Для интеллектуализации задач управления связью и РЭП использовалась трехслойная полносвязная ИНС (два скрытых слоя и выходной слой). Выбор трехслойной модели определен тем, что меньшее количество слоев ИНС не обеспечивает требуемую способность к обобщению и обучению (максимальное количество правильных реакций ИНС на входные обучающие векторы).

При описании архитектуры ИНС будем использовать обозначение: (n)-k-l-m, где n – количество входов; k, l, m – количество нейронов в первом, втором скрытых и выходном слоях ИНС соответственно. Для математической формализации ИНС введём следующие обозначения:

– x_1, x_2, x_3 – значения соответствующих входных параметров;

– $w_{1i,j}$ – весовой коэффициент нейрона первого скрытого слоя, где i – номер входа ИНС, j – номер нейрона в первом слое ИНС;

– y_{1j} – выходное значение нейрона первого скрытого слоя;

– $w_{2j,p}$ – весовой коэффициент нейрона второго скрытого слоя, где p – номер нейрона во втором скрытом слое ИНС;

– y_{2p} – выходное значение нейрона второго скрытого слоя;

– $v_{p,1}$ – весовой коэффициент нейрона выходного слоя ИНС;

– Y – выходной параметр ИНС;

– f – функция активации нейрона [6]: в работе использовалась сигмоидальная функция $f(x)=1/(1+e^{-\alpha x})$.

Для выходного слоя дополнительно с целью формирования решения использовалась пороговая функция.

На практике для обучения ИНС, как правило, применяются градиентные методы первого и второго порядков [7]. Рассмотрим алгоритм обучения с учителем, реализуемый посредством алгоритма обратного распространения ошибки, который в силу своего широкого распространения подробно описан в известной литературе [4–6]. Заметим, что величина корректировки весов выходного нейрона определяется выражением

$$v_{p,1}= v_{p,1}+\eta\cdot\delta\, y2_p, \qquad (1)$$

где $\delta=(y_i-Y)\cdot Y\cdot(1-Y)$.

Корректировка весов нейронов второго скрытого слоя:

$$w2_{i,p} = w2_{i,p} + \eta \cdot \delta \cdot y2_p \cdot (1 - y2_p) \cdot y1_j \cdot v_{p+1,1}, \quad (2)$$

далее корректируются веса нейронов первого скрытого слоя:

$$w1_{i,j} = w1_{i,j} + \eta \cdot \delta \cdot y2_p \cdot (1 - y2_p) \cdot y1_j \cdot (1 - y1_j) \cdot x_i \cdot w2_{i+1,p}. \quad (3)$$

Основными параметрами, определяющими эффективность обучения ИНС, являются скорость (η) и количество эпох (λ) обучения, требуемых для расчета весовых коэффициентов нейронов, обеспечивающих заданное значение ошибки.

Для выполнения сравнительного анализа применяемых архитектур математическая модель ИНС обучалась с использованием алгоритма обратного распространения ошибки при пакетном режиме обучения. Пакетный режим обеспечивает более точную оценку вектора градиента, а также возможность распараллеливания вычислений [6], что особенно явно проявляется на больших обучающих выборках. При этом был реализован модифицированный алгоритм обратного распространения ошибки путем введения дополнительного слагаемого (константы момента) при расчете значений корректируемых весов нейронов сети – *обобщенное дельта-правило* [6]. Использование константы момента позволяет предотвратить нежелательную остановку алгоритма в локальном минимуме на поверхности ошибок [6]. Несмотря на широкое применение, определённое его простотой, алгоритм обратного распространения ошибки имеет ряд недостатков, таких как медленная сходимость, «застревания» в локальных минимумах и др. Существуют методы, лишённые таких недостатков, одним из которых является алгоритм Левенберга–Марквардта.

В результате компьютерного моделирования установлено, что решить *задачу управления связью* позволяет ИНС архитектуры (3)-3-2-1. Зависимость значения ошибки сети от эпохи обучения приведена на рис. 2 для алгоритмов обратного распространения ошибки (ОРО) и Левенберга–Марквардта. В результате обучения ИНС при достижении ошибки менее –25 дБ (пороговое значение ошибки обучения) обеспечивается безошибочное формирование правильных решений по заданным обучающим последовательностям.

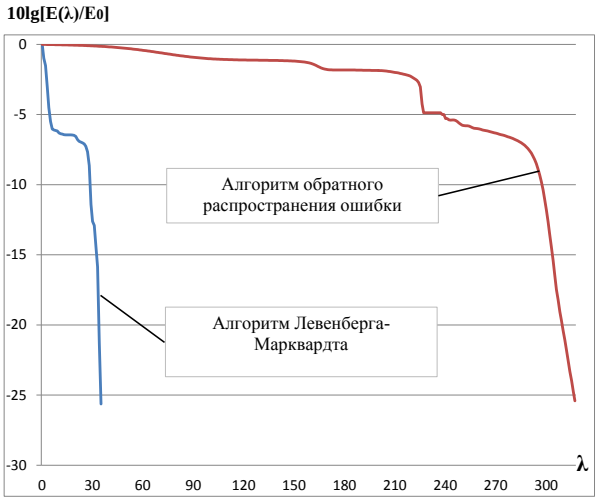


Рис. 2. Зависимость значения ошибки сети от эпохи обучения для алгоритмов ОРО и Левенберга–Марквардта (задача управления связью)

Пороговое значение ошибки обучения для алгоритма ОРО соответствовало 318-й эпохе (рис. 2), а для алгоритма Левенберга–Марквардта – 36-й эпохе (E_0 – значение ошибки до обучения).

При решении *задачи управления РЭП* в ходе моделирования было установлено, что решение задачи позволяет обеспечить ИНС с архитектурой (3)-9-9-1. Зависимость значения ошибки сети от эпохи обучения для алгоритмов ОРО и Левенберга–Марквардта приведена на рис. 3.

Заметим, что достижение порогового значения ошибки обучения для алгоритма ОРО соответствовало 319-й эпохе (рис. 3), а для алгоритма Левенберга–Марквардта – 18-й эпохе.

На рис. 4 в качестве примера представлен интерфейс программной реализации (в среде *Python*) задачи управления РЭП.

После нажатия кнопки «График ошибки» выводится график зависимости ошибки от эпохи обучения (рис. 5).

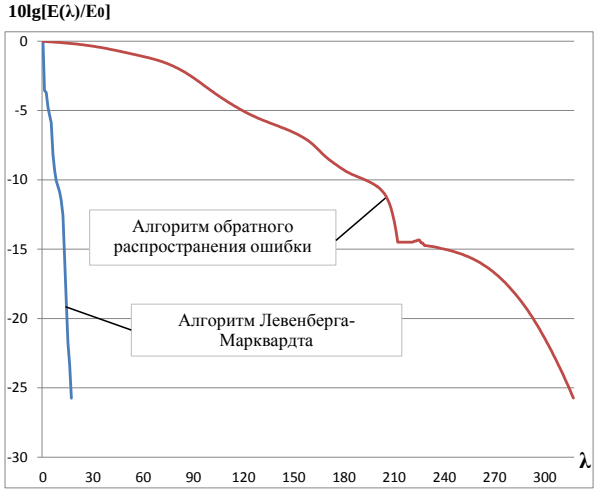


Рис. 3. Зависимость значения ошибки сети от эпохи обучения для алгоритмов ОРО и Левенберга-Марквардта (задача управления РЭП)

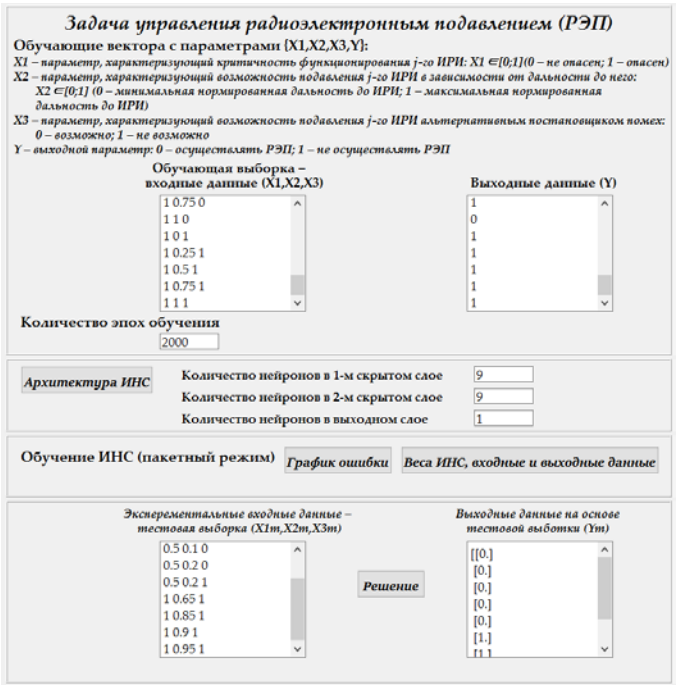


Рис. 4. Интерфейс программной реализации (в среде *Python*) задачи управления РЭП

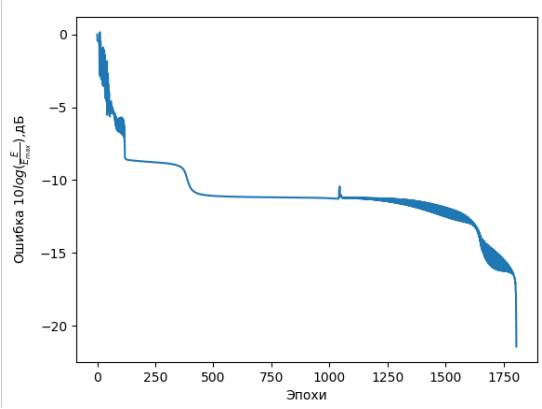


Рис. 5. Вариант графика зависимости ошибки от эпохи обучения

Заключение

Таким образом, результаты проведенных исследований подтвердили состоятельность аппарата искусственных нейронных сетей для интеллектуализации задач управления связью и РЭП. При этом на примере рассмотренных задач была установлена необходимость усложнения архитектуры ИНС по мере увеличения разброса значений входных параметров для обеспечения её эффективного обучения. Однако следует иметь в виду, что усложнение архитектуры ИНС в свою очередь влечет увеличение объемов необходимых вычислений при обучении, что характеризуется увеличением требуемого для этого времени.

Литература

1. *Рутковская Д., Пильминьский М., Рутковский А.* Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. М.: Горячая линия – Телеком, 2006. 452 с.

2. *Макаров И.Н., Лохин В.М.* Интеллектуальные системы автоматического управления. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2001. 576 с.

3. *Данильченко М.Н., Пядухова К.В., Голубинский А.Н.* Нейросетевая модель управления связью и радиоэлектронным подавлением в интегрированной системе // Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». 2018. Том № 5. С. 361–368.

4. *Бодянский Е.В., Руденко О.Г.* Искусственные нейронные сети: архитектуры, обучение, применение. Харьков: ТЕЛЕТЕХ, 2004. 369 с.

5. *Комашинский В.И., Смирнов Д.А.* Нейронные сети и их применение в системах управления и связи. М.: Горячая линия – Телеком, 2003. 94 с.

6. *Хайкин С.* Нейронные сети: полный курс. М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2006. 1104 с.

7. *Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвилль А.* Глубокое обучение. М.: Дмк-Пресс, 2017. 652 с.

Статья поступила в редакцию 28 сентября 2018 года

УДК 537.86:519.2

О ПРИРОДОПОДОБНОЙ ОЦЕНКЕ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ И СПЕКТРА РАДИОСИГНАЛОВ МЕТОДОМ СЖАТЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

© Авторы, 2018

В.М. Кашкаров, к.ф.-м.н., главный специалист, e-mail: kash@phys.vsu.ru
И.И. Пеленков, начальник сектора, e-mail: k-natu@yandex.ru
В.Н. Поветко, д.т.н., главный специалист
АО «ВНИИ «Вега» (г. Воронеж)

Рассмотрены математические основы технологии природоподобной оценки рабочей частоты и спектра радиосигналов методом сжатых измерений. Представлены качественные оценки возможностей технологии. Сформулированы направления дальнейших исследований.

***Ключевые слова**: мониторинг, сжатые измерения, природоподобная технология, оценка частоты и спектра, когнитивное радио.*

ON THE NATURAL-LIKE ESTIMATION OF THE OPERATING FREQUENCY AND WIRELESS SIGNAL SPECTRUM BY COMPRESSED SENSING TECHNIQUE

© Authors, 2018

V.M. Kashkarov, D.Sc. in Physics and Mathematics, Main Specialist, e-mail: kash@phys.vsu.ru
I.I. Pelenkov, Head of Section, e-mail: k-natu@yandex.ru
V.N. Povetko, D.Sc. in Engineering Science, Main Specialist
JSC «VSRI «VEGA», Voronezh

Mathematical foundations of the technique for natural-like evaluation of the operating frequency and wireless signal spectrum using compressed sensing are presented in the work. Qualitative estimations for the capabilities of the novel technology are provided. New trends are formulated for the further investigations.

***Keywords**: monitoring, compressed sensing, natural-like technique, frequency and spectrum estimation, cognitive radio.*

Известны математические теоремы о сжатых измерениях [1], которые утверждают, что существует возможность синтеза такого способа наблюдения сигналов (векторов их параметров), при котором не требуется раздельно наблюдать каждый из параметров, но (при некоторых допущениях) весьма экономно и эффективно в вычислительном отношении можно определять все их значения. Это обеспечивается одновременным применением нескольких функций наблюдения векторов параметров сигналов, число которых меньше (много меньше) числа координат этих векторов при том, что число ненулевых координат векторов параметров сигналов также мало.

Известно также [2], что глаз человека является энергетическим приемником и имеет всего 3 (по другим моделям 4) спектрозональных канала. Вместе с тем он различает более 10 тысяч спектрально чистых цветов (то есть частот излучения). Число различаемых не спектрально чистых цветов (то есть комбинированных частот) на порядки больше. Причем тактовая частота органов зрения человека всего несколько герц. Несомненно, это «сжатые измерения» частоты и спектра оптического излучения.

В настоящее время технологии сжатых измерений для различных технических приложений, в том числе и для мониторинга радиочастотного спектра, интенсивно развиваются [3–4].Однако обычно рассматриваются функции наблюдения рабочих частот и спектра радиосигналов одноканальным широкополосным приемником, специальным образом формируемые аналого-цифровыми преобразователями (АЦП) с более низкой частотой выборок, чем требуется для обычных (прямых) измерений. Такой подход несколько снижает требования к АЦП, но не столь радикально, как в случае органов зрения человека. Целью настоящей ста-

тьи является анализ природоподобной (аналогичной зрению человека) технологии оценки рабочей частоты и спектра радиосигналов методом сжатых измерений.

Необходимо отметить, что органы зрения человека создавались для решения определенных задач в условиях, которые отличаются от задач и условий мониторинга радиочастотного спектра. Вместе с тем принципы устройства и функционирования органов зрения человека можно использовать в рассматриваемом приложении. Отличия могут быть в отдельных параметрах технической реализации, прежде всего – в учете вида и параметров радиоизлучений, используемых, например, в радиосвязи.

Возможная реализация природоподобной технологии оценки рабочей частоты и спектра радиосигналов методом сжатых измерений представлена на рис. 1.

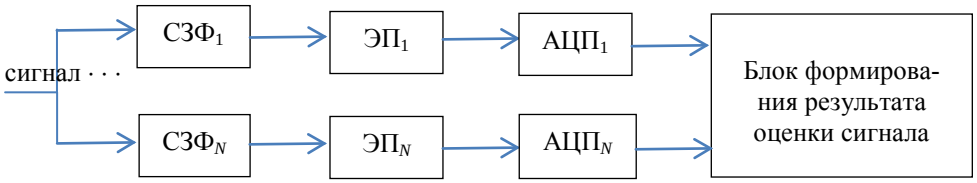


Рис. 1. Укрупненная структурная схема устройства для оценки рабочей частоты и спектра радиосигнала

На схеме представлены N спектрозональных фильтров (СЗФ), амплитудно-частотные характеристики которых по аналогии со спектральной чувствительностью фотоприемников глаза [2] отличаются (они имеют смещенные по частоте максимумы, но при этом полосы частот фильтров в значительной мере пересекаются). На схеме также представлены N энергетических приемников (ЭП) и аналого-цифровых преобразователей (АЦП). То есть устройство представляет собой N-канальный приемник с блоком формирования результата оценки рабочей частоты и спектра радиосигнала.

В математическом описании индивидуальное влияние вида и параметров сигнала имеет вид

$$B_{in} = \int_0^{\Delta}\left[\int_{-\infty}^{\infty} S_i(\tau) h_n(t-\tau)\, d\tau\right]^2 dt + B_{\text{шп}}, \quad (1)$$

или в другом представлении

$$B_{in} = E_i A_{in}^2 + B_{\text{шп}}, \quad (2)$$

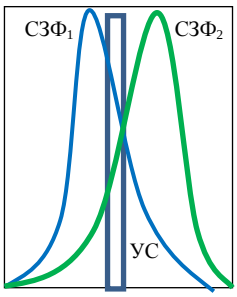
где B_{in} – выход n-го АЦП при наличии на входе i-го сигнала, $S_i(\tau)$ – i-й сигнал, $h_n(t)$ – импульсная характеристика n-го СЗФ; Δ – время накопления сигнала; $B_{\text{шп}}$ – шум n-го канала приемника; E_i – энергия i-го сигнала за время его накопления; A_{in}^2 – усредненный по спектру сигнала квадрат АЧХ n-го СЗФ.

Если для возможного множества сигналов будут специальным образом выбраны число каналов, характеристики СЗФ, время накопления сигнала и шумы N-канального приемника позволят, он сможет обнаруживать и различать эти сигналы, отличающиеся видом и параметрами (в рассматриваемом случае – рабочей частотой и спектром).

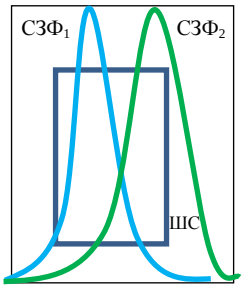
Относительно выбора числа каналов необходимо отметить, что оно не должно быть слишком малым, так же как и слишком большим. Например, при одноканальном приемнике оценка рабочей частоты и спектра, по крайней мере, в случае очень узкополосных радиосигналов невозможна вследствие влияния на значения B_{11} неопределенности мощности сигнала[1]. Для двухканального приемника такая возможность уже появляется, однако с ограничениями, обусловленными влиянием на значения B_{1n} ширины спектра сигнала и характеристик СЗФ. В частности, в случае узкополосных радиосигналов достаточно высокой мощности и одномодальных (имеющих единственный максимум) амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) СЗФ значения B_{n1} однозначно определяют рабочую частоту сигнала (рис. 2). Однако при широкополосном сигнале значения B_{n1} могут быть не однозначны. При дальнейшем увеличении числа каналов возможности оценки

[1]Существует и другое мнение, основанное на попытке решить задачу одновременного обнаружения и оценивания параметров сигнала методом максимального правдоподобия, однако по крайней мере в случае узкополосных сигналов функция правдоподобия может иметь локальные минимумы, практически не отличающиеся от глобального.

рабочей частоты и спектра радиосигнала должны повышаться. Однако чем оно больше, тем больше размерность вектора B_{in} и тем больше вычислительная сложность алгоритма принятия решения о рабочей частоте и спектре суммы радиосигналов[2].



а) узкополосный сигнал (УС)



б) широкополосный сигнал (ШС)

$B_1 = A_{11}^2 E$, $B_2 = A_{12}^2 E$

Рабочая частота однозначно определяется путем вычисления отношения B_1/B_2 и его сравнения с отношениями заранее вычисленных значений АЧХ $СЗФ_1$ и $СЗФ_2$ на разных частотах

в) реакция на УС (E – энергия сигнала)

$B_1 = A_{21}^2 E$, $B_2 = A_{22}^2 E$

Рабочая частота определяется с погрешностью, причем при наличии шума погрешность может быть большой

г) реакция на ШС

Рис. 2. Пример АЧХ СЗФ двухканального приемника со значениями B_n без учета влияния шума

Относительно выбора наилучших характеристик СЗФ необходимо отметить, что они зависят от возможного множества сигналов. Как свидетельствуют примеры на рис. 2, от выбора характеристик СЗФ могут зависеть, прежде всего, возможности различения частоты и спектра широкополосных и сверхширокополосных сигналов. Однако от характеристик СЗФ зависят также шумы каналов приемника и, следовательно, его чувствительность и точность измерения параметров сигнала.

Относительно выбора времени накопления сигнала необходимо отметить, что оно может быть достаточно большим: в зависимости от цели оценки рабочей частоты и спектра радиосигналов – соизмеримым с длительностью бита и больше. При этом быстродействие АЦП может быть небольшим – не более скорости передачи информации в канале связи.

Относительно шумов каналов приемника необходимо отметить, что при широком диапазоне оцениваемых частот и относительно малом числе каналов уровень шумов в каналах может быть достаточно большим. С учетом применения энергетических приемников с достаточно широкими СЗФ шумы каналов должны иметь центральное χ^2-распределение с $m = [2\Delta W]$ степенями свободы (где W – полоса частот СЗФ, $[\cdot]$ – целая часть числа). При этом уровень шумов в каналах прямо пропорционален полосе частот СЗФ. Как следствие, отношение сигнал–шум в каналах обратно пропорционально полосе частот СЗФ. Поэтому данная особенность технологии может быть ее основным недостатком.

Ключевым вопросом технологии является вопрос о возможности оценки рабочей частоты и спектра радиосигналов, если на вход многоканального приемника они будут поступать одновременно.

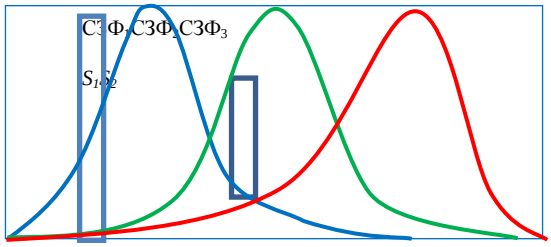
Для поиска ответа на этот вопрос учтем, что для нормального функционирования средств и системы радиосвязи одновременно на одной рабочей частоте или в полосе частот может работать только один источник излучения. Исключением являются случаи применения преднамеренных помех и использования средств радиосвязи с расширением спектра сигналов их модуляцией псевдослучайной последовательностью с кодовым разделением каналов. Причем число используемых видов сигналов конечно. С учетом этих обстоятельств каждый вид сигнала и его параметры будут иметь свою индивидуальную реакцию N-канального приемника.

При одновременном наличии нескольких сигналов в полосе частот многоканального приемника с отличающимися рабочими частотами или спектрами на вход блока формирования результата оценки сигналов будет поступать вектор B_n, каждый n-й элемент которого может содержать сумму реакций на эти сигналы. Поэтому блок формирования результата оценки сигналов должен быть способным разделить эти реакции. Потенциальная возможность решения этой задачи существует[3]. Она обусловлена конечным числом используемых на практике видов сигналов, разнесением сигналов по частоте, возможностью выбора наилучших для возможного множества сигналов АЧХ СЗФ и применения специальных алгоритмов принятия решения о числе сигналов, их рабочей частоте и спектре.

[2] Вопросы влияния ширины спектра сигнала и характеристик СЗФ, а также влияния числа сигналов и каналов на количественном уровне являются предметом дальнейших исследований.

[3] Решение этой задачи для общего случая может быть предметом дальнейших исследований.

В качестве примера на рис. 3 представлены набор из двух узкополосных радиосигналов, разнесенных по несущей частоте не менее чем на ширину спектра сигнала, набор из трех АЧХ СЗФ и значения B_n для этих сигналов без учета влияния шума.



а) набор сигналов и АЧХ СЗФ

$B_1 = A_{11}^2E_1 + A_{21}^2E_2$, $B_2 = A_{12}^2E_1 + A_{22}^2E_2$,
$B_3 = A_{13}^2E_1 + A_{23}^2E_2$

б) значения реакций на сигналы

Рис. 3. Пример для пояснения потенциальной возможности решения задачи разделения суммы реакций на одновременно наблюдаемые сигналы

Поскольку в рассматриваемом примере число сигналов меньше числа СЗФ, значения энергий E_1 и E_2 могут быть определены, например, из выражений для B_1 и B_2 и подставлены в выражение для B_3. Тогда рабочие частоты сигналов S_1 и S_2 могут быть найдены как решение нелинейного уравнения относительно A_{in}^2. Однозначность этого решения может быть обеспечена выбором характеристик СЗФ.

В общем случае число сигналов неизвестно. Однако вследствие условия разнесения сигналов по частоте их число много меньше числа потенциально возможных рабочих частот. Значения B_n в этом случае имеют вид

$$B_n = \sum_i E_i A_{in}^2 + B_{\text{шп}}. \qquad (3)$$

В этой системе уравнений неизвестными величинами являются число сигналов, их энергии и частоты (спектры частот). При этом, кроме указанных выше ограничений на виды сигналов, известны АЧХ каждого СЗФ на любой частоте. Представляется вероятным, что неизвестные величины в общем случае могут быть определены как величины, соответствующие максимуму функций правдоподобия для совокупности B_n (функции правдоподобия в рассматриваемом случае являются плотностью вероятности нецентральных χ^2-распределений с соответствующими (3) параметрами нецентральности). Технология решения такой задачи может быть аналогичной технологии решения близкой, на наш взгляд, задачи разделения неортогональных сигналов, предлагаемой кафедрой радиофизики БФУ имени И. Канта [5, 7 и др.], но с учетом особенностей χ^2-распределений [6].

В технологии, предлагаемой в [5, 7] для одноканального неэнергетического приемника, используется описание (модель) сигналов, заданных с точностью до неизвестных параметров. Функция правдоподобия суммы сигналов соответствует плотности нормального закона распределения вероятности наблюдаемой суммы сигналов в аддитивном коррелированном шуме. Используется итерационный алгоритм оценки числа, амплитуд и параметров сигналов. Критерием оценки числа, амплитуд и параметров сигналов является глобальный минимум логарифма функции правдоподобия. Поиск этого минимума в зависимости от приложения и модели сигналов может осуществляться по разным вычислительным алгоритмам. В нашем случае используется многоканальный энергетический приемник, отличающийся спектральной чувствительностью каналов. Функция правдоподобия суммы сигналов не соответствует плотности нормального закона распределения вероятностей. В остальном эти технологии могут совпадать.

При ограниченной эффективности рассмотренного многоканального приемника (из-за присутствия большого числа сигналов и необходимости поиска экстремума функции правдоподобия численными методами) или при одновременном наличии нескольких сигналов с совпадающими видом и параметрами, когда реакции на них будут совпадать, для их разделения будет необходимо использовать дополнительную информацию (например, оценку направления прихода сигналов).

Таким образом, предложена природоподобная технология оценки рабочей частоты и спектра радиосигналов методом сжатых измерений, потенциально позволяющая существенно снизить требования к элементной базе для технической реализации. Она может быть использована для многих приложений, например для когнитивного радио при оценке занятости радиочастотного спектра.

Литература

1. *Кашин Б.С., Темляков В.Н.* Замечание о задаче сжатого измерения // Математические заметки. Декабрь 2007. Т. 82, вып. 6. С. 829-837.

2. *Джадд Д., Вышецки Г.* Цвет в науке и технике. М.: Мир, 1978.

3. *Marco F. Duarte, Yonina C. Eldar* Structured Compressed Sensing: From Theory to Applications. 2011. Pp. 1–60 [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://arxiv.org/pdf/1106.6224.

4. *Juhwan Yoo* Compressed Sensing Receivers: Theory, design, and performance limits. 2012. 156 p. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://thesis.library.caltech.edu/7163/2/JuhwanYoo-thesis-update.pdf.

5. *Пахотин В.А., Бессонов В.А., Молостова С.В., Власова К.В.* Теоретические основы оптимальной обработки сигналов: Курс лекций для радиофизических специальностей. Калининград: Изд-во ФГУ им. И. Канта, 2008. 189 с.

6. Справочник по специальным функциям / Под редакцией М. Абрамовица и И. Стиган. М.: Наука, 1979. 832 с.

7. *Власова К.В., Пахотин В.А.* Алгоритм обработки радиолокационных данных с повышенным разрешением по дальности // Морские интеллектуальные технологии. 2017. Т. 1, № 3 (37). С. 118–123.

Статья поступила в редакцию 31 июля 2018 года

УДК 338.246

ОСОБЕННОСТИ ПРОЦЕССА СОЗДАНИЯ ИННОВАЦИЙ ПРИ РАЗРАБОТКЕ РАДИОТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ

© Авторы, 2018

В.М. Кашкаров, к.ф.-м.н., главный специалист, e-mail: kash@phys.vsu.ru
В.Н. Поветко, д.т.н., главный специалист
В.И. Штефан, д.э.н., к.т.н., генеральный директор
АО «ВНИИ «Вега» (г. Воронеж)

Рассмотрены особенности создания инноваций при разработке радиотелекоммуникаций робототехнических комплексов военного назначения. Показано, что этот процесс должен осуществляться на двух уровнях. Сформулированы рекомендации по проведению необходимых работ.

***Ключевые слова**: робототехнические комплексы, инновации, управление, комплекс технических решений.*

SPECIFICITIES OF THE PROCESSES FOR CREATING OF INNOVATIONS DURING ELABORATIONS OF THE WIRELESS TELECOMMUNICATIONS FOR MILITARY ROBOTIC SYSTEMS

© Authors, 2018

V.M. Kashkarov, D.Sc. in Physics and Mathematics, Main Specialist, e-mail: kash@phys.vsu.ru
V.N. Povetko, D.Sc. in Engineering Science, Main Specialist
V.I. Shtefan, D.Sc. in Economics, Ph.D in Engineering Science, CEO
JSC «VSRI «VEGA», Voronezh

The features of creation of the innovations during elaboration of the wireless telecommunications for military robotic systems are considered. This process was shown to be realized at two levels. Recommendations were formulated for performing of the required jobs.

***Keywords:** robotic systems, innovations, management, a set of technical solutions.*

Робототехника является одним из приоритетных направлений развития техники и технологий. Внедрение роботов в производство позволяет не только удалить человека от опасных зон, но и повысить производительность труда, обеспечить экономию сырья. В последние годы во многих странах, включая Россию, активно разрабатываются робототехнические комплексы военного назначения (РТК ВН). По оценкам американских военных специалистов, боевые возможности подразделений, оснащенных РТК ВН, возрастут в 2–2,5 раза [1].

РТК ВН классифицируются по многим признакам [1, 2]. Среди РТК ВН особо можно выделить РТК, предназначенные для решения боевых задач (боевые РТК). Именно они могут обеспечить достижение главных целей военной робототехники – минимизации возможных потерь личного состава и расширения функциональных возможностей человека при решении боевых задач. Однако принципы построения системы управления боевыми РТК и другими РТК ВН имеют много общего. В России, как и за рубежом, на современном уровне развития военной робототехники реализуются технологии дистанционного управления РТК ВН. При дистанционном управлении РТК ВН, за редким исключением, неизбежно использование радиотелекоммуникаций. Причем к ним предъявляется комплекс противоречивых требований. Обусловлено это рядом уязвимостей радиотелекоммуникаций. Уязвимость линий радиосвязи при управлении и передаче информации (данных) РТК ВН, как показал опыт боевых действий в Сирийской Арабской Республике, может быть достаточно высокой. Во-первых, может быть подавлена навигационная система РТК. Во-вторых, может быть вскрыт и уничтожен наземный пункт управления РТК. В-третьих, может быть подавлен канал управления РТК. В-четвертых, могут быть подавлены каналы передачи информации (данных) с борта робота. В-пятых, потенциально может быть перехвачено управление роботами.

Для обеспечения защищенности навигационной системы РТК можно ее комплексировать, то есть использовать не только спутниковую

 ISSN 1995-7009

навигацию, но и другие методы. Число возможных технических решений достаточно велико.

Для снижения вероятности вскрытия и уничтожения наземного пункта управления наряду со снижением его радиолокационной и оптической заметности возможно использование энергоскрытных сигналов, снижающих радиозаметность средств радиосвязи пункта управления до дальностей, меньших дальности радиосвязи. Среди таких энергоскрытных сигналов целесообразно выбирать сигналы с комбинированными методами расширения спектра [3, стр. 346], например расширение спектра модуляцией рабочей частоты псевдослучайной последовательностью и псевдослучайная перестройка рабочей частоты. Они не только снижают радиозаметность средств радиосвязи пункта управления до дальностей, меньших дальности радиосвязи, но и обладают повышенной помехозащищенностью.

Для обеспечения помехозащищенности линий радиосвязи при управлении и передаче информации (данных) с борта роботов применения комбинированного метода расширения спектра сигналов, как показал опыт разработки, недостаточно. В частности, применение комбинированного метода расширения спектра сигналов имеет ограниченную эффективность для высокоскоростных каналов передачи данных с борта роботов. Поэтому целесообразно применение комплекса технических решений. В комплекс технических решений могут входить сетевые технологии, направленные антенные системы, аппаратно-программные решения, реализующие технологии адаптивной по направлению компенсации помех и режекции непреднамеренных помех от источников радиоизлучений, использующих сигналы с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты.

В части защиты от потенциально возможного перехвата управления РТК и несанкционированного получения информации (данных) с борта робота целесообразно применение средств криптографической защиты информации класса не ниже КС3.

Таким образом, разработка радиотелекоммуникаций РТК ВН предполагает реализацию достаточно большого числа современных и перспективных технологий. Причем по ряду причин она осуществляется небольшими коллективами разработчиков разных предприятий по требованиям разных заказчиков, отличающихся по форме и содержанию. Это приводит к существенному снижению качества, неэффективному использованию ресурсов и увеличению сроков разработки средств. Весьма часто для радиотелекоммуникаций РТК ВН используются технологии, основанные на гражданских технологиях широкополосного радиодоступа, которые лишь в некоторой степени адаптируются в направлении обеспечения скрытности и устойчивости управления. Целью статьи является разработка предложений по определению возможных направлений создания инноваций в сфере радиотелекоммуникаций РТК ВН, направленных на повышение качества разработок.

Учитывая, что инновация – это конечный результат научно-исследовательской и практической деятельности специалистов в виде нового продукта или процесса, созданного с целью получения, как правило, экономического эффекта, то создание инновации имеет очень большое значение для долгосрочного развития предприятия.

Инновации при разработке радиотелекоммуникаций РТК ВН в настоящее время могут быть получены в результате реализации следующих процессов:

– оптимизации тактико-технических требований к радиотелекоммуникациям РТК ВН;

– оптимизации комплекса технических решений по построению радиотелекоммуникаций РТК ВН;

– разработки новых технических решений по построению средств и устройств радиотелекоммуникаций РТК ВН;

– разработки новых технических решений по построению сетей информационного обмена для РТК ВН.

Процесс создания инноваций при разработке радиотелекоммуникаций РТК ВН может осуществляться как на уровне заказчиков, так и на уровне организаций-разработчиков.

В СССР для уровня заказчиков существовала возможность оптимизации тактико-технических требований к военной технике силами обладавших большим научно-техническим потенциалом научно-исследовательских учреждений МО. В настоящее время силы (штатная численность) и научно-технический потенциал этих учреждений существенно снизились. Вероятно, лица, принимавшие решения по реформированию военно-технической науки, рассчитывали на рыночные механизмы управления инновационным развитием военной техники. Для этого в РФ создана и совершенствуется система

межведомственных научно-технических советов, в задачи которых входит, в частности, и задача разработки рекомендаций по оптимизации тактико-технических требований к военной технике по результатам создаваемого организациями-разработчиками научно-технического задела. В связи с этим возрастает актуальность уделения особого внимания процессу создания инноваций при разработке радиотелекоммуникаций РТК ВН на уровне организаций-разработчиков.

Для создания инноваций при разработке радиотелекоммуникаций РТК ВН на уровне организаций-разработчиков необходимо обеспечить:

– сбор и анализ сведений о тактике современных боевых действий;

– сбор и анализ сведений о возможностях и направления развития средств и систем радиоэлектронной войны;

– сбор и анализ сведений о линиях радиосвязи для управления и передачи информации (данных) РТК ВН;

– сбор и анализ сведений о современных технологиях радиосвязи и навигационных систем;

– формирование вариантов технических решений по построению радиотелекоммуникаций РТК ВН;

– разработку необходимых моделей (методик) и оценку вариантов технических решений по построению радиотелекоммуникаций РТК ВН;

– разработку критериев и выбор оптимального варианта технического решения по построению радиотелекоммуникаций РТК ВН;

– реализацию выбранных технических решений по построению радио телекоммуникаций РТК ВН и их испытания;

– поиск и выбор источников финансирования для выполнения всех этих работ.

Выполнение этих работ требует соответствующих специалистов и их достаточно высокой квалификации. Некоторые из специалистов должны иметь компетенции в военно-технической области. Во многих организациях-разработчиках такие специалисты в настоящее время имеются. Это способствует разработке и внедрению инновационных технических решений такими организациями.

Наиболее критическими вопросами в процессе создания инноваций являются вопросы финансирования работ при разработке радиотелекоммуникаций РТК ВН. Как уже отмечалось, в настоящее время она осуществляется небольшими коллективами разработчиков разных предприятий по требованиям разных заказчиков. Выделяемые финансовые ресурсы, как правило, недостаточны для выполнения всех указанных выше работ в полном объеме и с высоким качеством. Поэтому целесообразно привлечение дополнительных источников финансирования. Практика свидетельствует, что основным дополнительным источником финансирования могут быть собственные средства (чистая прибыль) организаций-разработчиков.

Необходимо отметить, что описанный выше процесс создания инноваций при разработке радиотелекоммуникаций РТК ВН имеет еще одну важную особенность – его результаты можно использовать для повышения конкурентоспособности и другой выпускаемой предприятием продукции. Обусловлено это комплексом противоречивых требований, предъявляемых не только к радиотелекоммуникациям РТК ВН, но и к радиотелекоммуникациям ВН в целом. Так, в тактическом звене управления воинскими формированиями к радиотелекоммуникациям предъявляются в основе своей аналогичные требования в части скорости передачи данных, разведзащищенности и помехоустойчивости. Поэтому результаты разработки новых технических решений по построению средств и сетей радиотелекоммуникаций РТК ВН могут быть научно-техническим заделом для разработки средств и системы радиосвязи перспективной автоматизированной системы управления тактического звена. При этом технико-экономическая эффективность использования этого задела, по нашему мнению, может состоять в следующем:

– в снижении сроков разработки эскизно-технических проектов на 20–30%;

– в снижении сроков разработки рабочей конструкторской документации на 30–40%;

– в снижении сроков изготовления опытных образцов на 10–20%;

– в снижении сроков испытаний на 20–30%;

– в снижении суммарной стоимости разработки на 40–50%;

– в повышении рентабельности работ в 1.5–2 раза.

Таким образом, процесс создания инноваций при разработке радиотелекоммуникаций РТК ВН в настоящее время должен осуществляться на двух уровнях. Основной объем работ

по подготовке управленческих решений могут выполнять организации-разработчики. Вместе с тем, на уровне заказчиков процесс создания инноваций должен опираться не только на научно-технический задел, создаваемый организациями-разработчиками. Этот уровень должен использовать сведения, получаемые заказчиками из различных источников. В конечном итоге результаты процесса создания инноваций при разработке радиотелекоммуникаций РТК ВН, требующего реализации большого числа современных и перспективных технологий, могут быть использованы для повышения конкурентоспособности и другой выпускаемой предприятием продукции.

Литература

1. *Макаренко С.И.* Робототехнические комплексы военного назначения – современное состояние и перспективы развития // Системы управления, связи и безопасности. 2016. № 2. С. 73–132.

2. Робототехнические средства, комплексы и системы военного назначения. Основные положения. Классификация / Федеральное государственное бюджетное учреждение «Главный научно-исследовательский испытательный центр робототехники» МО РФ. Москва, 2015.

3. *Борисов В.И.* Помехозащищенность систем радиосвязи. Основы теории и принципы реализации. М.: Наука, 2009. 358 с.

Статья поступила в редакцию 28 августа 2018 года

УДК 004.056

МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫХ СРЕДСТВ ПО СТЕПЕНИ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ КРИТИЧЕСКИ ВАЖНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

© Авторы, 2018

А.П. Мурзин, к.т.н., доцент, заслуженный деятель науки Республики Адыгея, временный генеральный директор, e-mail: myrzin@systemprom.ru
И.В. Бутусов, начальник научно-исследовательского управления комплексной безопасности, e-mail: butusigor@yandex.ru
А.А. Романов, д.т.н., главный специалист, e-mail: ralexhome@yandex.ru
АО «Концерн «Системпром»

Предлагается метод количественной оценки уровня доверия. Показатель уровня доверия включает в себя показатели уровня обеспечения информационной безопасности и технологической независимости. Определяются верхние и нижние границы заданных интервалов уровней доверия, граничные значения уровней доверия для этих интервалов, значимость составных и частных критериев доверия. Количественные оценки уровней степеней доверия соотносятся с одним из интервалов доверия.

***Ключевые слова**: уровень доверия, интервалы доверия, безопасность информации, технологическая независимость, критерии доверия, экспертные оценки, замещение импорта.*

METHODS OF EVALUATION HARDWARE AND SOFTWARE ACCORDING TO THE DEGREE OF INFORMATION SECURITY CRITICAL SYSTEMS MANAGEMENT

© Authors, 2018

A.P. Murzin, Ph.D. in Engineering Science, Associate Professor, Honoured Worker of Science of the Republic of Adygeya, Interim Director-General, e-mail: myrzin@systemprom.ru
I.V. Butusov, Head of the Integral Security Research Department, e-mail: butusigor@yandex.ru
A.A. Romanov, D.Sc. in Engineering Science, Main Specialist, e-mail: ralexhome@yandex.ru
JSC «Concern «Systemprom»

A method of quantitative assessment of the level of trust is proposed. The indicator of the level of trust includes indicators of the level of information security and technological independence. The upper and lower bounds of the given confidence level intervals, the boundary values of the confidence levels for these intervals, the significance of the composite and particular trust criteria are determined. Quantitative estimates of confidence levels are related to one of the confidence intervals.

***Keywords**: the level of trust, confidence intervals, information security, technological independence, the criteria of credibility, expert assessment, replacement of imports.*

Оценка программно-аппаратных средств по степени информационной безопасности критически важных систем управления неразрывно связана с понятием «доверие». В соответствии с ГОСТ Р ИСО/МЭК 15408-1-2012 [1] доверие дает основание для уверенности в том, что объект оценки отвечает конкретным функциональным требованиям безопасности.

Уровень доверия – это степень доверия, соответствующая специальной шкале, применяемой в методе обеспечения доверия (ГОСТ Р 54581-2011 [2], ISO/IEC TR 15443-1, ISO/IEC TR 15443-1:2012 [3]). Следует отметить, что уровень (степень) доверия не измеряется в настоящее время количественными показателями и обычно определяется усилиями, затраченными на выполнение определенных действий. Требования доверия определяются исходя из требований безопасности и других факторов. К другим факторам необходимо отнести, в первую очередь, обеспечение требования технологической независимости (достигнутого технологического уровня разработки и производства) отечественных программно-аппаратных средств, используемых в процессе создания критически важных систем управления.

 ISSN 1995-7009

Необходимость реализации требований обеспечения технологической независимости как составной части обеспечения информационной безопасности критически важных систем управления связана с тем обстоятельством, что отставание в области информационных технологий и сфере развития национального сегмента цифровой экономики несет стратегически значимую угрозу утраты технологического и экономического суверенитета и закрепления за Россией долгосрочного статуса «технологической периферии» (определено в Стратегии экономической безопасности Российской Федерации, утвержденной Указом Президента Российской Федерации от 13 мая 2017 г. № 208). Коме того, в условиях интенсивного развития глобального информационного общества реализация стратегических национальных приоритетов Российской Федерации, определенных положениями Стратегии национальной безопасности Российской Федерации (утверждена Указом Президента Российской Федерации от 31 декабря 2016 г. № 683) и конкретизированных для информационной сферы в Доктрине информационной безопасности Российской Федерации (утверждена Указом Президента Российской Федерации от 5 декабря 2016 г. № 646) в существенной степени зависит от защищенности критически важных систем управления.

Таким образом, уровень (степень) доверия – комплексный и достаточно сложный показатель, интегрирующий в себе показатели обеспечения безопасности информации (БИ) и технологической независимости. Требования БИ применимы как к отдельным проектируемым и разрабатываемым программно-аппаратным средствам, включая и механизмы защиты, реализующие совместно с определенными мероприятиями функции обеспечения БИ, так и к критически важным системам управления в целом. Но гарантии технологической независимости обеспечиваются только отдельными программно-аппаратными средствами [4].

К показателям обеспечения БИ можно отнести, например, страну происхождения программно-аппаратного средства, объем предоставляемого для исследований исходного кода программного средства, наличие сертификата соответствия (заключения) на программное, аппаратное или программно-аппаратное средство по требованиям БИ, наличие и полноту конструкторской документации и т.п., а к показателям технологической независимости – наличие аттестованного по требованиям качества и БИ производства, возможность тиражирования, поставки и технической поддержки разработанных программно-аппаратных средств и т.п. [5, 6]. В свою очередь, эти показатели могут распадаться на ряд частных показателей. Например, процесс сертификации программных средств на соответствие требованиям БИ зависит от таких частных показателей, как размер исследуемого средства, квалификация исполнителей (аналитиков, программистов), опыт работы по исследованию программных кодов, опыт работы с языком программирования и т.д. Сертифицированное по требованиям систем качества производство (проектирование, разработка), продукция которого отвечает современному нормативному и технологическому уровню развития, определяется частными показателями переносимости программных средств и их взаимодействием по уровням интероперабельности [4].

Таким образом, показатель степени доверия можно применить для оценки обеспечиваемого программно-аппаратными средствами уровня технологической независимости при одновременном выполнении требований БИ. Как отмечалось ранее, в настоящее время уровень доверия не измеряется количественными показателями, а степень доверия соотносится со специальными шкалами, применяемыми в методах обеспечения доверия.

Но, на наш взгляд, количественная оценка степени доверия к программно-аппаратным средствам позволяет более строго ранжировать их в рамках применяемых специальных шкал, что приобретает особую актуальность при переводе критически важных систем управления на отечественные платформы. Основу существующих подходов к количественным оценкам значений показателей доверия и их весовых коэффициентов важности составляют, как правило, рейтинги, формируемые методами непосредственного оценивания путем опроса специалистов-экспертов и представляющими собой числа из некоторого отрезка числовой оси, или условные баллы. Для решения таких задач традиционные (классические) методы могут применяться ограниченно.

***Постановка задачи** [7]*

Рассмотрим множество программно-аппаратных средств (далее по тексту – изделий) $o_i \in O$, $i = \overline{1, N}$. Изделия o_i оцениваются по показателям (критериям) доверия $KR = \{kr_k\}$, где

KR – множество критериев, $k=\overline{1,K}$; $\hat{kr}_k^i$ – значение критерия kr_k для изделия o_i.

Часть критериев $kr_k \in TB$, $k \in tb$, где tb – подмножество индексов k критериев, применяется для оценки выполнения требований БИ, другая часть $kr_{k''} \in TN$, $k \in tn$, где tn – подмножество индексов k критериев, – для оценки технологической независимости рассматриваемых изделий, $tb \cap tn = \varnothing$, $tb \cup tn = \{1,2,...,K\}$.

Критерий kr_k может быть составным. В этом случае он оценивается по частным критериям $K\hat{R}_k = \{k\hat{r}_{k\hat{k}}\}$, $\hat{k}_k = \overline{1,\hat{K}_k}$; $\hat{kr}_{k\hat{k}}^i$ – значение частного критерия $k\hat{r}_{k\hat{k}}$ для изделия o_i критерия kr_k.

Количественные оценки значений критериев доверия формируются методом непосредственного оценивания путем опроса специалистов-экспертов $EK = \{ek_m\}$, $m=\overline{1,M}$, и представляют собой числа из некоторого отрезка числовой оси, или условные баллы.

Каждый составной критерий доверия оценивается по шкале $ub^k = \{1,2,...,UB^k\}$, $\hat{kr}_k^i \in ub^k$, а каждый частный критерий – по шкале условных баллов $ub^{k\hat{k}} = \{1,2,...,UB^{k\hat{k}}\}$, $\hat{kr}_{k\hat{k}}^i \in ub^{k\hat{k}}$.

Степень доверия будем соотносить с одним из интервалов доверия $u=\overline{1,U}$, $UD = \{ud_u\}$. Требуется определить верхние $\overline{ud}_u$ и нижние $\underline{ud}_u$ границы интервалов доверия $ud_u = \{\underline{ud}_u, \overline{ud}_u\}$, размеры интервалов доверия $sz_u = (\overline{ud}_u - \underline{ud}_u)$, $u=\overline{1,U}$, с учетом значимости (важности) критериев. Для нижних и верхних границ требуется вычислить граничные значения степеней доверия $\{\overline{ud}_u^{sd}, \underline{ud}_u^{sd}\}$.

По результатам анализа оценок $\hat{kr}_k^i$ составных $KR = \{kr_k\}$ и $\hat{kr}_{k\hat{k}}^i$ частных $K\hat{R}_k = \{k\hat{r}_{k\hat{k}}\}$ критериев для доверия изделия $o_i \in O$ необходимо определить количественную оценку степени его доверия sd_i и соотнести ее с одним из интервалов доверия $\{\overline{ud}_u^{sd}, \underline{ud}_u^{sd}\}$.

Для решения поставленной задачи применим метод анализа иерархий и метод экспертных оценок, которые базируются на представительной процедуре опроса специалистов-экспертов с последующей корректной обработкой его результатов для формирования матрицы показателей степеней доверия изделиям [8].

1. Формирование значений критериев доверия

Количественные оценки значений составных $\hat{kr}_k^i$ и частных $\hat{kr}_{k\hat{k}}^i$ критериев доверия формируются методами непосредственного оценивания путем опроса специалистов-экспертов и представляют собой числа из некоторого отрезка числовой оси, или условные баллы.

В предлагаемой работе применим условную балльную систему экспертной оценки критериев доверия: каждый составной критерий доверия оценивается по шкале $ub^k = \{1,2,...,UB^k\}$, а каждый частный критерий – по шкале $ub^{k\hat{k}} = \{1,2,...,UB^{k\hat{k}}\}$.

2. Оценка значимости критериев доверия

Для количественной оценки значимости критериев воспользуемся процедурой парных сравнений. В рамках данной процедуры определяется, насколько один критерий превосходит другой по значимости с точки зрения отнесения изделия к одному из интервалов доверия. Будем использовать шкалу важности, представленную в таблице [8]. Процедура парных сравнений применима тогда, когда число сравниваемых критериев достаточно велико и эксперту затруднительно непосредственно установить количественно степень влияния того или иного критерия на степень доверия.

Таблица

Шкала важности критериев доверия

Значение шкалы превосходства	Содержание значений шкалы превосходства
1	Критерий сравнительно не важен
3	Критерий незначительно важен
5	Критерий сильно важен
7	Критерий очень сильно важен
9	Критерий абсолютно важен
2, 4, 6, 8	Промежуточные значения шкалы (для компромиссных решений)

Степень превосходства одного критерия над другим может быть охарактеризована как промежуточное значение основной шкалы превосходства (т.е. среднее между «одинаковы» и «незначительно превосходит», «незначительно превосходит» и «сильно превосходит» и т.п.). В этом случае присваиваются значения шкалы, равные 2, 4, 6, 8.

Процедура парных сравнений при оценке значимости критериев, характеризующих степень доверия к изделию, осуществляется следующим образом.

При групповой экспертной оценке в соответствии со шкалой превосходства критериев доверия (табл. 1) каждому k-му критерию каждый m-й эксперт присваивает оценку r_k^m. В результате проведения экспертного оценивания формируется матрица оценок $\| r_k^m \|$ размерности $K \times M$, где K – число критериев, а M – число экспертов.

Для определения количественной оценки степени влияния каждого из критериев на результат оценки степени доверия перейдем от матрицы оценок к матрице парных сравнений. Для этого на основе матрицы $\| r_k^m \|$ строится M матриц парных сравнений R_m, $m = \overline{1, M}$, где M – число экспертов. Элементы этих матриц определяются следующим образом:

$$R_m = \| r_{il}^m \| = \begin{cases} 1, & \text{если } r_{im} > r_{lm} \text{ (критерий } kr_i \text{ более значим, чем критерий } kr_l \text{)}, \\ 0{,}5, & \text{если } r_{im} \approx r_{lm} \text{ (критерии } kr_i \text{ и } kr_l \text{ равноценны)}, \\ 0, & \text{если } r_{im} < r_{lm} \text{ (критерий } kr_i \text{ менее значим, чем критерий } kr_l \text{)}, \end{cases}$$

где m – номер эксперта, i и l – номера сравниваемых критериев.

К полученным матрицам парных сравнений всех экспертов применим метод обработки парных сравнений [9, 10]. Его итерационная процедура позволяет получить коэффициенты относительной важности критериев доверия по степени их влияния на количественную оценку степени доверия к изделиям.

Последовательность обработки парных сравнений заключается в том, что на основании таблиц парных сравнений M экспертов строится обобщенная матрица оценок всех пар критериев. Затем по этой матрице вычисляется вектор коэффициентов относительной важности критериев доверия.

Если при оценке пары kr_{im} из общего количества экспертов M_i высказались в пользу предпочтения kr_i, M_j экспертов – в пользу kr_j, а M_p считает эти критерии равноценными, то обобщенная оценка величины r_{ij} будет равна [9]

$$x_{ij} = M[r_{ij}^m] = 1 \times \frac{M_i}{M} + 0{,}5 \times \frac{M_p}{M} + 0 \times \frac{M_j}{M},$$

$$m = \overline{1, M}.$$

Так как общее количество экспертов $M = M_i + M_j + M_p$, то, определяя отсюда M_p и подставляя его в вышеприведенное выражение, получим

$$x_{ij} = \frac{M_i}{M} + 0{,}5 \times \frac{(M - M_i - M_j)}{M} = \frac{1}{2} + \frac{M_i - M_j}{2M}.$$

Очевидно, что $x_{ij} + x_{ji} = 1$. Совокупность величин x_{ij} образуют матрицу $X = \| x_{ij} \|$ размерности $K \times K$, на основе которой можно построить ранжировку всех критериев и определить коэффициенты относительной важности критериев доверия, то есть вектор

$$V = [v_1, v_2, ..., v_K]^T.$$

Одним из способов определения значений элементов вектора V является итерационный алгоритм следующего вида [9, 10]:

а) начальное условие при $t = 0$:

$$V^0 = [1, 1, ..., 1]^T;$$

б) рекуррентные соотношения

$$\mathrm{v}^t = \frac{1}{\lambda^t} \times X \times \mathrm{v}^{t-1},$$

$$\lambda^t = [1, 1, ..., 1]^T \times X \times \mathrm{v}^{t-1}, \; t = 1, ..., T,$$

где X – матрица обобщенных оценок пар критериев, v^t – вектор коэффициентов относительной важности изделий в итерации t;

$\sum_{k=1}^{K} \mathrm{v}^t = 1$ – условие нормировки;

в) признак окончания алгоритма

$$|\mathrm{v}^t - \mathrm{v}^{t-1}| < E,$$

где E – заданная точность вычисления.

Если матрица X неотрицательна и неразложима (то есть путем перестановки строк и столбцов ее нельзя привести к треугольному виду), то при увеличении числа итераций $t \to \infty$ величина λ^t сходится к максимальному собственному числу матрицы X, то есть

$$\mathrm{v} = \lim_{t\to\infty} \mathrm{v}^t, \ \sum_{k=1}^{K} \mathrm{v}_k = 1.$$

Это утверждение следует из теоремы Перрона–Фробениуса и доказывает сходимость приведенного выше алгоритма [11].

3. Значимость критериев при оценке степени доверия

Для каждого критерия доверия по всем изделиям определяется максимальное $kr_k^{\max} = \max_i kr_k^i$ и минимальное $kr_k^{\min} = \min_i kr_k^i$, $i = \overline{1,N}$, значения и вычисляется его (критерия) вклад в оценку степени доверия рассматриваемого изделия:

$$Y_k^i = v_k \times \frac{(kr_k^i - kr_k^{\min})}{(kr_k^{\max} - kr_k^{\min})},$$

где $kr_k^{\min}$ и $kr_k^{\max}$ – соответственно минимальное и максимальное значения критерия доверия множества рассматриваемых изделий; kr_k^i – фактическое значение критерия доверия для рассматриваемого изделия O_i, $i = \overline{1,N}$; v_k – коэффициент значимости рассматриваемого критерия.

В случае составного критерия kr_k оценки частных критериев $kr_{k\hat{k}}^i$ и коэффициенты относительной важности частных критериев доверия $\hat{V}_k = [\hat{v}_{k1}, \hat{v}_{k2}, ..., \hat{v}_{\hat{K}_k}]^T$ вычисляются по методике, изложенной выше.

В этом случае $Y_k^i = \sum_{\hat{k}=1}^{\hat{K}_k} v_{k\hat{k}} \times \frac{(kr_{k\hat{k}}^i - kr_{k\hat{k}}^{\min})}{(kr_{k\hat{k}}^{\max} - kr_{k\hat{k}}^{\min})}$ интерпретируется как вклад частных критериев в оценку составного критерия kr_k^i.

Для составных критериев доверия $kr_k^{\max} = kr_{k\hat{k}}^{\max}$, $kr_k^{\min} = kr_{k\hat{k}}^{\min}$.

Значение степени доверия к рассматриваемому изделию определяется как сумма вкладов в степень доверия каждого из критериев доверия:

$$sd_i = \sum_{k=1}^{K} Y_k^i.$$

Отметим, что при количественной оценке степени доверия к импортным изделиям наиболее важными являются критерии, по которым оценивается выполнение требований БИ. Для отечественных изделий важно оценить достигнутый технологический уровень разработки и производства.

4. Значимость интервалов доверия

Интервалы доверия могут иметь разную значимость. Допустим, что наиболее значимый интервал доверия имеет наименьший размер (предъявляются более жесткие требования к степени доверия), а менее значимый – наибольший.

Величина $SZ = (\sum_{k=1}^{K} kr_k^{\max} - \sum_{k=1}^{K} kr_k^{\min})$ представляет собой сумму размеров всех интервалов доверия:

$$SZ = \sum_{u=1}^{U} sz_u = \sum_{u=1}^{U} (\overline{ud}_u - \underline{ud}_u).$$

Так как количество интервалов доверия не велико, то для определения их значимости используем процедуру групповой экспертной оценки при непосредственном оценивании [9].

Пусть M экспертов провели оценку U интервалов доверия по показателю их значимости. Результаты оценивания представлены величинами ud_{um}^z, где u – номер интервала, m – номер эксперта. Величины ud_{um}^z, полученные методом непосредственного оценивания, представляют собой числа из некоторого отрезка числовой оси, или условные баллы.

Вычисление групповых оценок и коэффициентов компетентности экспертов для этого случая осуществляется следующим образом [9]:

а) начальные условия при $t=0$:

$$k_m^0=\frac{1}{M}, m=\overline{1,M},$$

т.е. начальное значение коэффициентов компетентности для всех экспертов принимается одинаковым и равным;

б) рекуррентные соотношения для $t=1,2,3,...$:

$ud_u^{zt}=\sum_{m=1}^{M} ud_{um}^z k_m^{t-1}$, $u=\overline{1,U}$ – групповая оценка для u-го интервала на t-ом шаге на основе индивидуальных оценок ud_{um}^z;

$\lambda^t=\sum_{u=1}^{U}\sum_{m=1}^{M} ud_u^{zt} ud_{um}^z$ – нормировочный коэффициент;

$k_m^t=\frac{1}{\lambda^t}\sum_{u=1}^{U} ud_u^{zt} ud_{um}^z$, $m=\overline{1,M-1}$ – коэффициент компетентности m-го эксперта на t-м шаге;

$k_m^t=1-\sum_{m=1}^{M-1} k_m^t$, $m=\overline{1,M-1}$ – коэффициент компетентности m-го эксперта из условия нормировки;

в) признак окончания итерационного процесса:

$$\max(|ud_u^{zt}-ud_u^{zt-1}|)<E,$$

где E – заданная точность вычисления.

Сходимость данной итерационной процедуры доказана в [9].

Коэффициенты компетентности экспертов вычисляются по результатам оценки интервалов доверия в предположении, что компетентность эксперта должна оцениваться по степени согласованности его оценок с групповой оценкой.

Примем, что размер интервала доверия обратно пропорционален значению его значимости. Тогда элементарную единицу L измерения интервалов можно определить из выражения

$$L\times\sum_{u=1}^{M}\frac{1}{ud_u^z}=\sum_{u=1}^{M}k_u^z=SZ,$$

$$\mathrm{int}(L)=\frac{SZ}{\sum_{u=1}^{M}k_u^z}.$$

Здесь через $\mathrm{int}(L)$ обозначена целочисленная часть значения L.

Вычислим размеры интервалов доверия по степени убывания их значимости:

$$ud_1^z>ud_2^z>...>ud_{U-1}^z>ud_U^z,$$

$$k_1^z<k_2^z<...<k_{U-1}^z<k_U^z,$$

$$sz_1=\mathrm{int}(k_1^z*\mathrm{int}(L)),$$

$$sz_2=\mathrm{int}(k_2^z*\mathrm{int}(L)),...,$$

$$sz_U=SZ-\sum_{u=1}^{M-1}\mathrm{int}(k_u^z*\mathrm{int}(L)).$$

Соответственно верхние и нижние границы интервалов доверия определяются как

$$\overline{ud}_1=SZ,\quad \underline{ud}_1=SZ-sz_1;$$

$$\overline{ud}_2=\underline{ud}_1,\quad \underline{ud}_2=\overline{ud}_2-sz_2;$$

……

$$\overline{ud}_U=\underline{ud}_{U-1},\quad \underline{ud}_U=\overline{ud}_U-sz_U.$$

Граничные значения степеней доверия для интервалов доверия будем вычислять по формулам

$$\overline{ud}_1^{sd}=\sum_{k=1}^{K}v_k\times\frac{(kr_k^{\max}-kr_k^{\min})}{(kr_k^{\max}-kr_k^{\min})}=1,$$

$$\underline{ud}_1^{sd}=\sum_{k=1}^{K}v_k\times\frac{(\underline{ud}_1-kr_k^{\min})}{(kr_k^{\max}-kr_k^{\min})},$$

$$\overline{ud}_2^{sd}=\underline{ud}_1^{sd},\ \underline{ud}_2^{sd}=\sum_{k=1}^{K}v_k\times\frac{(\underline{ud}_2-kr_k^{\min})}{(kr_k^{\max}-kr_k^{\min})},$$

……..

$$\overline{ud}_U^{sd}=\underline{ud}_{U-1}^{sd},\ \underline{ud}_U^{sd}=\sum_{k=1}^{K}v_k\times\frac{(kr_k^{\min}-kr_k^{\min})}{(kr_k^{\max}-kr_k^{\min})}=0.$$

Соответствие оцениваемого изделия o_i, $i=\overline{1,N}$, одному из интервалов доверия $ud_u\in UD$, $u=\overline{1,U}$, определяется из условия $\overline{ud}_u^{sd}<sd_i\le\underline{ud}_1^{sdu}$.

5. Составные и частные критерии степени доверия

В статье [5] рассматриваются четыре интервала (уровня) доверия к программным средствам: 1) очень высокий, 2) высокий, 3) умеренный и 4) низкий. Соответственно, количественную оценку степени доверия к программным

средствам можно использовать для сопоставления с одним из этих интервалов. Для этого необходимо вычислить с учетом принимаемой шкалы условных баллов размеры и границы интервалов доверия, а также соответствующие им граничные значения интервалов доверия.

Количественная оценка степени доверия к программным средствам, следуя [5], может производиться по пяти составным критериям: kr_1 – оценка компании-разработчика (наивысшие оценки для российских компаний); kr_2 – объем предоставляемых исходных кодов; kr_3 – оценка исследований программных средств по требованиям безопасности информации; kr_4 – оценка производства программных средств; kr_5 – оценка технической поддержки программных средств. Обобщенные критерии kr_2 и kr_3 позволяют оценить выполнение разработчиком kr_1 требований БИ, а критерии kr_4 и kr_5 характеризуют степень технологической независимости изготавливаемых программных средств.

Одним из условий выполнения требований БИ является предоставление исходных текстов программного средства, конструкторской документации и их исследование на отсутствие недекларируемых возможностей (НДВ) при полном соответствии заявленным, реально декларируемым возможностям (РДВ). Поэтому составной критерий kr_3 (оценка исследований программного средства по требованиям безопасности информации) представляет собой составной критерий, включающий в себя частные критерии, характеризующие сложность анализируемого (исследуемого) изделия: $k\hat{r}_{31}$ – тип изделия; $k\hat{r}_{32}$ – классификация (размер) изделия; $k\hat{r}_{33}$ – квалификация исполнителей (аналитиков, программистов); $k\hat{r}_{34}$ – опыт работы по исследованию программных кодов; $k\hat{r}_{35}$ – опыт работы с языком программирования; $k\hat{r}_{35}$ – атрибуты инструментальных средств анализа.

Степень технологической независимости – наличие сертифицированного по требованиям систем качества производства (проектирования, разработки), продукция которого отвечает современному нормативному и технологическому уровню развития. Вследствие этого оценка общего (составного) критерия kr_4 (оценка производства программных средств) зависит от оценок таких частных критериев, как $k\hat{r}_{41}$ – свойство переносимости программного средства и критериев оценки программного средства по уровням взаимодействия (интероперабельности): $k\hat{r}_{42}$ – на семантическом уровне, $k\hat{r}_{43}$ – на синтаксическом (структурном) уровне, $k\hat{r}_{44}$ – на техническом уровне.

Выражение $\mu^i_{k\,T\tilde{B}}(o_i) = \dfrac{(\backepsilon kr^i_k - \backepsilon kr^{\min}_k)}{(\backepsilon kr^{\max}_k - \backepsilon kr^{\min}_k)}$ можно интерпретировать как степень соответствия исследуемого программного средства $o_i \in O$ требованиям БИ по общему критерию kr^i_k при условии $kr_k \in TB$ и как степень соответствия требованиям технологической независимости $\mu^i_{k\,T\tilde{N}}(o_i) = \dfrac{(\backepsilon kr^i_k - \backepsilon kr^{\min}_k)}{(\backepsilon kr^{\max}_k - \backepsilon kr^{\min}_k)}$ при условии $kr_k \in TN$.

Тогда по совокупности составных критериев, относящихся к оценке требований БИ, степень соответствия изделий $o_i \in O$ требованиям БИ можно определить как

$$\mu^i_{T\tilde{B}}(o_i) = \mu^i_{\cap_k\, k\,T\tilde{B}}(o_i) =$$

$$= 1 - \min\{1, [\sum_k (1 - \mu_{k\,T\tilde{B}}(x))^p]^{1/p},\ p \ge 1,\ k \in tb.$$

Аналогично определяется степень соответствия изделий $o_i \in O$ требованиям технологической независимости:

$$\mu^i_{T\tilde{N}}(o_i) = \mu^i_{\cap_k\, k\,T\tilde{N}}(o_i) =$$

$$= 1 - \min\{1, [\sum_k (1 - \mu_{k\,T\tilde{N}}(x))^p]^{1/p},\ p \ge 1,\ k \in tn.$$

Здесь выражение

$$\gamma = 1 - \min\{1, [\sum_k (1 - \mu_{k\,T\tilde{B}}(x))^p]^{1/p}$$

интерпретируется как операция пересечения нечетких множеств. Выбор такой операции определяется следующими соображениями.

Из известных операций [12, 13] пересечение по Заде $^z\mu_{\tilde{A}\cap\tilde{B}}(x) = \min(\mu_{\tilde{A}}(x), \mu_{\tilde{B}}(x))$ дает са-

мый «жесткий» результат, пересечение по Лукасевичу ${}^{l}\mu_{\tilde{A}\cap\tilde{B}}(x)=\max(0,\mu_{\tilde{A}}(x)+\mu_{\tilde{B}}(x)-1,0)$ – самый «мягкий». Другими словами, если $\alpha=(1-\gamma)$ – порог разделения нечетких множеств, то ${}^{z}\alpha<{}^{l}\alpha$, т.е. порог разделения нечетких множеств по Заде выше, чем по Лукасевичу. Изменяя параметр p, выбранная функция позволяет гибко изменять порог разделения нечетких множеств: при p = 1 имеем результат, аналогичный пересечению по Лукасевичу, а при увеличении p результат стремится к пересечению по Заде.

Применение предложенной методики для оценки степеней доверия к программным и аппаратным средствам предполагает создание системы составных и частных критериев их оценки.

Количественные оценки степеней доверия и соответствия отечественных программно-аппаратных средств требованиям технологической независимости могут служить показателями преодоления критической зависимости России от импортных поставок программных и аппаратных средств вычислительной техники. Такая задача поставлена в Стратегии экономической безопасности Российской Федерации (утверждена Указом Президента РФ от 13 мая 2017 г. № 208) в целях нейтрализации стратегически значимой угрозы утраты технологического и экономического суверенитета и закрепления за нашей страной долгосрочного статуса «технологической периферии».

Заключение

1. Предложен метод количественной оценки уровня доверия к программно-аппаратным средствам критически важных систем управления по значениям составных и частных критериев доверия с учетом их значимости.

2. Метод позволяет соотнести исследуемые программные и аппаратные средства с одним из заданных интервалов доверия, определить по совокупности составных критериев степени их соответствия требованиям безопасности информации и технологической независимости.

3. Применение предложенного метода для оценки степеней доверия к программным и аппаратным средствам предполагает разработку системы составных и частных критериев их оценки.

4. Количественная оценка степени доверия к программным и аппаратным средствам применяется для контроля достигнутого технологического уровня разработки и производства средств защиты информации.

5. Количественные оценки степеней доверия и соответствия отечественных программно-аппаратных средств требованиям технологической независимости могут служить показателями преодоления критической зависимости России от импортных поставок программных и аппаратных средств вычислительной техники.

Литература

1. ГОСТ Р ИСО/МЭК 15408-1-2012. Информационная технология (ИТ). Методы и средства обеспечения безопасности. Критерии оценки безопасности информационных технологий. Часть 1. Введение и общая модель.

2. ГОСТ Р 54581-2011. Информационная технология. Методы и средства обеспечения безопасности. Основы доверия к безопасности ИТ. Часть 1. Обзор и основы (п. 2.10).

3. ISO/IEC TR 15443-1 ISO/IEC TR 15443-1:2012. Information technology – Security techniques – Security assurance framework. Part 1: Introduction and concepts.

4. *Бутусов И.В., Нащекин П.А., Романов А.А.* Теоретико-семантические аспекты организации комплексной системы защиты информационных систем // Вопросы кибербезопасности. 2016. № 1 (14). С. 9–16.

5. *Бородакий Ю.В., Добродеев А.Ю., Бутусов И.В.* Доверенная среда – основа гарантированной безопасности! // Information Security / Информационная безопасность. 2013. №2. С. 36–37.

6. *Бородакий Ю.В., Миронов А.Г., Добродеев А.Ю., Болдина М.Н.* Проблемы и перспективы создания эволюционирующих интеллектуальных систем защиты информации для современных распределенных информационно-управляющих систем и комплексов специального и общего назначения // Научные проблемы национальной безопасности Российской Федерации. Вып. 5: К 20-летию образования Совета Безопасности Российской Федерации. М.: Известия. С. 303–307.

7. *Захаренков А.И., Бутусов И.В., Романов А.А.* Метод количественной оценки степени доверенности программно-аппаратных средств // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. Автоматизированные системы управления. 2017. №8. С. 34–39.

8. Методика отнесения объектов государственной и негосударственной собственности к критически важным объектам для национальной безопасности Российской Федерации. Утверждена заместителем

Министра Российской Федерации по делам гражданской обороны, чрезвычайным ситуациям и ликвидации последствий стихийных бедствий 17 октября 2012 года № 2-4-87-23-14. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://docs.cntd.ru/document/420342486

9. Обработка экспертных оценок. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.habarov.spb.ru/new_es/exp_sys/es03/ es3.htm

10. Павлов А.Н., Соколов Б.В. Методы обработки экспертной информации: учебно-методическое пособие. СПб: ГУАП, 2005. 42 с.

11. *Гантмахер Ф.Р.* Теория матриц. М.: Наука, 1966. 576 с.

12. *Заде Л.А.* Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию приближенных решений. М.: Мир, 1976. 165 с.

13. *Аверкин А.Н., Батыршин И.З. и др.* Нечеткие множества в моделях управления и искусственного интеллекта / Под ред. Д.А. Поспелова. М.: Наука. Гл. ред. физ-мат. лит., 1986. 312 с.

Статья поступила в редакцию 28 февраля 2018 года

УДК 621.396

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ ОСНОД В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ ПОМЕХ

© Авторы, 2018

А.А. Мухопадов, преподаватель, e-mail: lelik83am@gmail.com
А.Н. Пуговкин, преподаватель
А.В. Лихачев, курсант
ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Проведены исследования помехозащищенности ОСНОД в условиях воздействия заградительных и прицельных помех. Приведены зависимости вероятности информационных ошибок на приеме от отношения сигнал/помеха. Сформулированы рекомендации по повышению помехозащищенности аппаратуры ОСНОД в условиях воздействия преднамеренных помех.

Ключевые слова: *ОСНОД, помехозащищенность, преднамеренные помехи.*

RESEARCH THE CHARACTERISTICS OF ISNDI NOISE IMMUNITY IN THE CONDITIONS OF INFLUENCE OF DELIBERATE JAMMING

© Authors, 2018

A.A. Mukhopadov, Lecturer, e-mail: lelik83am@gmail.com
A.N. Pugovkin, Lecturer
A.V. Likhachev, Cadet
Air Force Military Educational and Scientific Center «Air Force Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A.Gagarin» (Voronezh)

Researches of Incorporated System of Navigation and Data Interchange (ISNDI) noise immunity in the conditions of influence of broadband and aim jamming are conducted. Dependences of probability of information errors on reception from the relation a signal/noise are resulted. Recommendations about increase of noise immunity of ISNDI equipment in the conditions of influence of deliberate jamming are formulated.

Keywords*: ISNDI, noise immunity, deliberate jamming.*

Многогранность задач информационного обмена, решаемых типовыми средствами радиосвязи всех видов и родов войск, с одной стороны, и недостаточная эффективность и полнота их решения – с другой, послужили предпосылкой для создания качественно новой системы связи, способной обеспечивать обмен и распределение данных в едином информационном поле для всех видов вооруженных сил Российской Федерации и в различных звеньях управления.

Объединенная система связи, навигации, обмена данными и опознавания (ОСНОД), принятая на снабжение в Министерстве обороны Российской Федерации, является унифицированной системой распределения и обмена тактической информацией в различных видах вооруженных сил и помимо передачи данных поддерживает также специальные режимы, такие как автоматическое зависимое наблюдение и относительная навигация. Данная система обеспечивает выполнение специальных задач, задач боевой подготовки, в том числе и групповых действий, боевых задач при ведении боевых действий.

Несмотря на широкий спектр решаемых задач, в настоящее время возможности ОСНОД не используются в полной мере, поскольку система до сих пор не развернута и не функционирует в штатном режиме. Кроме того, на текущий момент отсутствуют достоверные данные о реальных уровнях помехозащищенности данной системы в условиях ведения противником радиоэлектронной борьбы (РЭБ). Вместе с тем, при выполнении боевых задач Воздушно-космическими силами Российской Федерации в Сирии, где ОСНОД была запущена и функционировала в тестовом режиме, неоднократно отмечались факты помехового воздействия на приемо-передающие терминалы системы, что приводило к кратному увели-

чению навигационных ошибок в режиме относительной навигации.

В этой связи, ввиду отсутствия достаточной статистики по результатам воздействия на элементы системы средствами РЭБ противника, возникает своевременная и актуальная задача исследования помехозащищенности ОСНОД от преднамеренных помех, что позволит в будущем выработать комплекс эффективных мер по обеспечению выполнения задач системой в условиях сложной электромагнитной обстановки на театре военных действий.

Оценка помехозащищенности системы проводилась с помощью единого информационного показателя, определяющего эффективность функционирования любой системы связи как инструмента передачи дискретной информации, – вероятности появления ошибок при приеме информационных сообщений. Таким образом, основные цели исследований могут быть сформулированы следующим образом: в условиях существующих множеств параметров радиосигналов $\{\Pi_{СИГН}\}$, параметров применяемых помехоустойчивых кодов $\{\Pi_{ПУК}\}$ и параметров помех противника $\{\Pi_{РЭП}\}$ оценить вероятность появления ошибок на приеме в элементах передаваемой информации $P_{ОШ\,ИНФ}(q)$ в зависимости от отношения сигнал/помеха q на входе приемника сигналов:

$$P_{ОШ}\left(\{\Pi_{СИГН}\},\{\Pi_{ПУК}\},\{\Pi_{РЭП}\}\right)=>P_{ОШ\,ИНФ}(q). \quad (1)$$

Полученное семейство зависимостей $P_{ОШ\,ИНФ}(q)$ позволит провести оценку пороговых уровней (отношений сигнал/помеха) нормального функционирования аппаратуры ОСНОД в условиях применения противником организованных помех различного вида и интенсивности. Для достижения поставленной цели разработана имитационно-аналитическая модель, описывающая функционирование ОСНОД в условиях помеховой обстановки, которая включает ряд частных моделей:

– математическую модель приемопередатчика ОСНОД;

– математическую модель источника преднамеренных помех;

– блок расчета статистических характеристик.

При разработке моделей приемопередатчика ОСНОД был проведен анализ сигнально-кодовых конструкций, применяемых в системе.

Функционирование ОСНОД основано на комбинированном методе расширения спектра сигналов: за счет псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ) несущей и внутриимпульсной частотной манипуляции [1, 2]. Сигналы системы представляют собой последовательность радиоимпульсов со скважностью 2 длительностью 6,4 мкс, каждый из которых обозначает информационный символ первичного алфавита системы. Режим ППРЧ реализуется в системе путем скачкообразного изменения несущей частоты сигнала от импульса к импульсу в выделенном для работы системы диапазоне частот 960–1215 МГц с шагом 2,5 МГц. Каждый радиоимпульс представляет собой информационную бинарную 32-элементную посылку с модуляцией несущей по методу частотной манипуляции с минимальным сдвигом (*MSK*). Обобщенная структура сигнала приведена на рис. 1.

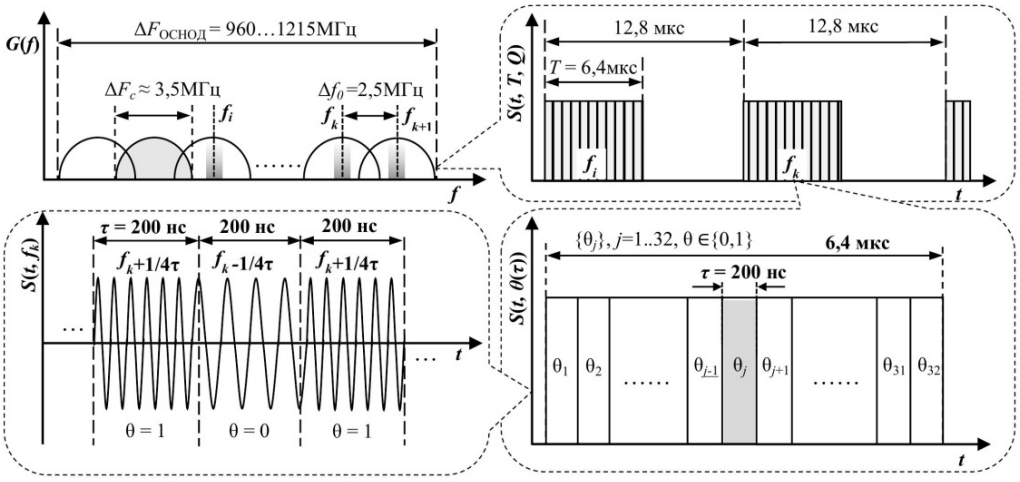


Рис. 1. Структура сигнала в ОСНОД

Для информационной окраски посылок используется метод манипуляции циклического сдвига внутриимпульсного кода, при котором различным значениям информационного параметра сигнала соответствуют различные значения циклического сдвига известной на приеме опорной псевдослучайной последовательности (ПСП). Количество возможных циклических сдвигов соответствует длине внутриимпульсного кода, что определяет объем первичного алфавита сигналов системы как $M = 32$. Для повышения помехоустойчивости приема сигналов используется помехоустойчивое кодирование недвоичным кодом Рида-Соломона (31, 15) над 32-значным алфавитом информационных сигналов [1].

Аналитическое представление радиосигнала ОСНОД, лежащее в основе модели приемопередатчика, включает в себя основные этапы преобразований циркулирующей в системе информации – от момента ее поступления на вход аппаратуры передачи данных до момента излучения передатчиком радиосигналов и обратно:

1. Разбиение входной последовательности произвольной длины Z информационных символов M-значного алфавита на блоки длиной K:

$$\{I\}^K => \{\{I\}^K\}^{Z\ div\ K},\ I = 1...M,\ M = 32,\ K = 15. \quad (2)$$

2. Помехоустойчивое кодирование в недвоичном коде Рида-Соломона $RS(N, K)$ над полученными кодовыми комбинациями $\{I\}^K$, в результате чего образуется последовательность N-символьных кодовых комбинаций:

$$\{\{I\}^N\}^{Z\ div\ K} => \left\{\mathrm{RS}_{(N,K)}[\{I\}^K]\right\}^{Z\ div\ K},\ N = 31. \quad (3)$$

3. Формирование из полученных N-значных кодовых комбинаций последовательностей символьных информационных сигналов $I(T)$ длиной $Y = N \cdot (Z\ div\ K)$ длительностью T с внутриимпульсной информационной окраской M-значной опорной последовательностью $M_{\text{ОП}}$ двоичных элементов $\theta(\tau)$ длительностью τ с циклическим сдвигом на величину значения передаваемого информационного символа I:

$$\{\{I\}^N\}^{Z\ div\ K} => \{I(T)\}^Y, \quad (4)$$

$$I(T) => G_M(T, \theta(\tau), t) = M_{\text{ОП}}(T, t) >>> I,\ T = 6{,}4\ \text{мкс},\ \tau = T / M. \quad (5)$$

4. Формирование из последовательности информационных символов $\left\{G_M(T, \theta(\tau), t)\right\}^Y$ последовательности радиоимпульсов длительностью T с MSK-модуляцией на несущей частоте f_0:

$$\left\{I(T)\right\}^Y = \left\{G_M(T, \theta(\tau), t)\right\}^Y => S_{MSK}[f_0, G_M, t], \quad (6)$$

где сигнал S_{MSK} можно представить как

$$S_{MSK}[f_0, G_M, t] =$$

$$= A_0\left(\theta(\tau)\cos\left(2\pi f_0 t + \frac{1}{4\tau}\right) + (1 - \theta(\tau))\cos\left(2\pi f_0 t - \frac{1}{4\tau}\right)\right). \quad (7)$$

При этом период следования MSK-радиоимпульсов определяется скважностью Q и равен QT, а несущая частота f_0 меняется от импульса к импульсу по псевдослучайному закону. Таким образом, конечный радиосигнал системы ОСНОД можно представить как ППРЧ со скважностью $Q = 2$:

$$S(t) = \eta\left(\sin\left(2\pi t / (QT)\right)\right) S_{MSK}[f_0, G_M, t],$$

$$f_0 \in \{f_l\} \in \Delta F_{\text{ОСНОД}},\ l = 1...L, \quad (8)$$

где $\{f_l\}$ – номиналы частот, используемых при перестройке; L – количество частотных каналов в диапазоне частот $\Delta F_{\text{ОСНОД}}$, выделенных с шагом 2,5 МГц для работы ОСНОД (рис. 1).

На приемной стороне описанные выше операции производятся в обратном порядке. В демодуляторе сигналов происходит прием входной реализации, которая представляет собой аддитивную сумму полезного сигнала (7) и помеховой составляющей $H(t)$:

$$\xi(t) = \eta\left(\sin\left(2\pi t / (QT)\right)\right) S_{MSK}[f_0, G_M, t] + H(t), \quad (9)$$

выделение на псевдослучайных несущих частотах информационных радиоимпульсов, искаженных влиянием помехи $H(t)$, и снятие внутриимпульсной MSK-модуляции:

$$\xi(t) => G'_M\left(T,\theta(\tau),t\right). \quad (10)$$

В результате получаются 32-элементные информационные бинарные последовательности, которые содержат информацию о передаваемом информационном символе $I'(T)$. Идентификация символов выполняется по правилу

$$I'(T) = Arg\left[MAX\left(R(J)\right)\right], \forall J = 1...M, \quad (11)$$

$$R(J) = \int_0^T G'_M\left(T,\theta(\tau),t\right)\cdot\left(M_{\text{ОП}}(T,t) >>> I\right)dt, \quad (12)$$

т.е. производится вычисление значений корреляционной функции (КФ) между принятой последовательностью и M-мерным массивом сдвинутых последовательно на $J = 0...M-1$ опорных ПСП $M_{\text{ОП}}$, обозначающих двоичное представление информационных символов I первичного алфавита. Выделение информационных символов $I'(T)$ на приеме производится по значению аргумента (рис. 2) в точке экстремума графика КФ.

Полученная последовательность информационных символов $\{I'(T)\}^Y$ группируется в N-элементные кодовые комбинации $\{I'(T)\}^Y => \{\{I'\}^N\}^{Z\ div\ K}$ и подвергается декодированию, в результате чего получается последовательность K-элементных кодовых комбинаций

$$\{\{I'\}^K\}^{Z\ div\ K} => \left\{\text{RS}^{-1}_{(N,K)}[\{I'\}^N]\right\}^{Z\ div\ K}, \quad (13)$$

которые образуют принимаемое сообщение длиной Z:

$$\{\{I'\}^K\}^{Z\ div\ K} => \{I'\}^Z. \quad (14)$$

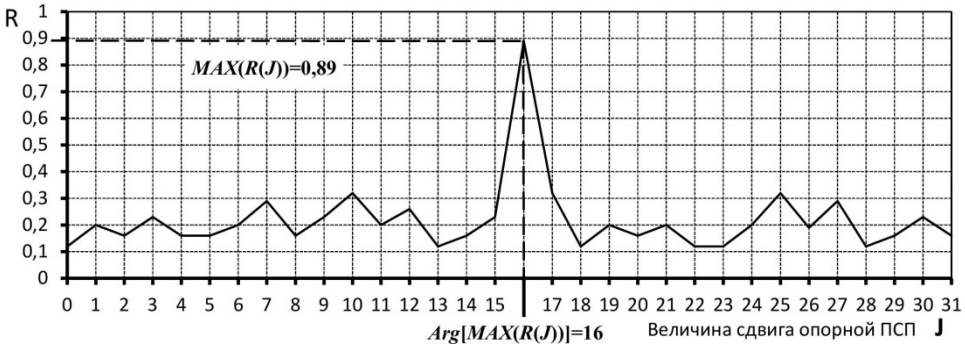


Рис. 2. График корреляционной функции между опорной и принимаемой внутриимпульсной ПСП

При построении математической модели источника преднамеренных помех проведен анализ возможностей потенциального противника, в результате которого выявлено, что он может не только обеспечить непрерывное ведение радиоразведки в диапазонах частот функционирования системы ОСНОД, но и обеспечить непрерывное радиопротиводействие в любых районах ее предполагаемого боевого применения, что подтверждает актуальность и своевременность поставленной научно-практической задачи оценки помехозащищенности системы в условиях воздействия преднамеренных помех. Установлено, что основными видами помех, используемыми для противодействия аппаратуре ОСНОД, являются гауссовская шумовая широкополосная помеха (ГШП) и сигналоподобная прицельная помеха (СПП) [3].

ГШП является заградительной помехой, применяемой для подавления сигналов с ППРЧ. Она, как правило, ставится во всем диапазоне работы средств радиосвязи с ППРЧ. Особенностью взаимодействия данного вида помехи с сигналом ОСНОД является то, что она действует на протяжении всего такта перестройки несущей частоты, т.е. ГШП является не сосредоточенной ни по времени, ни по спектру. Ее можно описать аддитивным белым гауссовским шумом (БГШ) $N(t)$ с равномерным спектром и с постоянной спектральной плотностью мощности, равной дисперсии значений отсчетов.

СПП относится к классу прицельных по частоте помех и является сосредоточенной как по спектру, так и по времени. Данный вид помехи применяется для подавления сетей радиосвязи с ППРЧ методом «погони по частоте». Суть его заключается в перестройке рабочей частоты помехи синхронно с несущей частотой подавляемого радиосигнала. Такая перестройка будет происходить с небольшой временной задержкой $\tau_з$ относительно изменения несущей частоты подавляемого радиосигнала. Сигналоподобная помеха,

как следует из ее названия, должна быть по структуре похожа на информационный сигнал системы, поэтому данную помеху, действующую на входе приемника аппаратуры ОСНОД, на каждом такте перестройки на несущей частоте f_0 можно представить как

$$J(t)=\eta\left(\sin\left(2\pi\left(t-\tau_з\right)/\left(QT\right)\right)\right)S_{MSK}\left[f_{\Pi},X_M,t\right],$$
$$f_{\Pi}\in\left\{f_l\right\}\in\Delta F_{\text{ОСНОД}}, \qquad (15)$$

где f_{Π} – несущая частота помехи; $X_M=X_M\left(T,\theta(\tau),t-\tau_{\Pi}\right)$ – случайная модулирующая бинарная ПСП, сдвинутая относительно принимаемого сигнала на случайную задержку $\tau_{\text{п}}$ с равномерным распределением; $\tau_з$ – время задержки накрытия помехой частотного элемента сигнала ОСНОД на каждом такте перестройки (рис. 3).

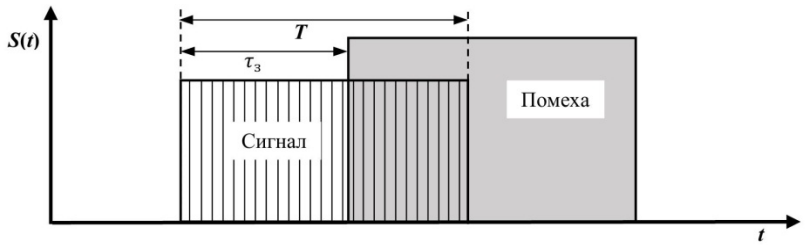


Рис. 3. Задержка накрытия помехой частотного элемента ППРЧ

По своей структуре радиоимпульсы помехи $S_{MSK}\left[f_{\Pi},X_M,t\right]$ можно представить следующим образом:

$$A_{\Pi}\left(\theta(\tau)\cos\left(2\pi f_{\Pi}\left(t-\tau_{\Pi}\right)+\frac{1}{4\tau}+\varphi\right)+\left(1-\theta(\tau)\right)\cos\left(2\pi f_{\Pi}\left(t-\tau_{\Pi}\right)-\frac{1}{4\tau}+\varphi\right)\right), \qquad (16)$$

где A_{Π} – амплитуда помехи, φ – случайная начальная фаза сигнала. То есть случайный характер помехи определяется не только временем сдвига ПСП модулирующей X_M относительно информационных внутриимпульсных последовательностей G_M, но и случайной начальной фазой несущей помехи. Такая модель дает достаточно адекватное представление СПП и особенностей ее влияния на передаваемые радиосигналы ОСНОД.

В модели не учитываются возможности несовпадения несущих частот помехи и сигнала, т.е. предполагается, что $f_{\Pi} = f_0$, и воздействие помехи происходит по основному каналу приема, что вполне допустимо ввиду известной противнику сетки частот работы системы.

Описанные выше частные модели объединяются в едином контуре статистического моделирования в обобщенную имитационно-аналитическую модель, представленную на рис. 4.

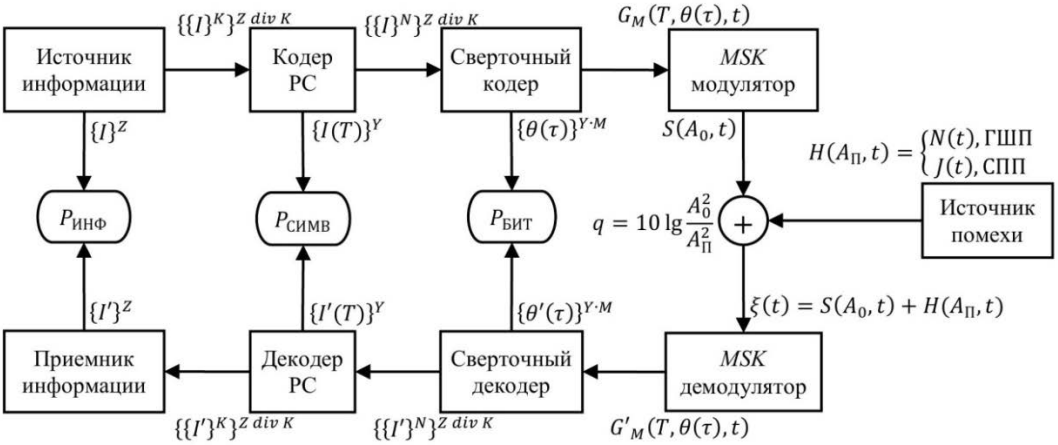


Рис. 4. Имитационно-аналитическая модель оценки помехозащищенности ОСНОД

Блок расчета статистических характеристик определяет следующие основные вероятностные характеристики:

– $P_{\text{БИТ}}$ – вероятность ошибок в битах $\theta(\tau)$ внутриимпульсной бинарной *M*-элементной ПСП (*M* = 32);

– $P_{\text{СИМВ}}$ – вероятности ошибок в символах *N*-элементных кодовых комбинаций $\{\{I'\}^N\}^{Z\ div\ K}$ Рида-Соломона (*N* = 31);

– $P_{\text{ИНФ}}$ – вероятность ошибок в символах *K*-элементных информационных групп $\{\{I'\}^K\}^{Z\ div\ K}$ кода Рида-Соломона (*K* = 15),

а также ряд вспомогательных величин, таких как:

– $P_{\text{неиспр}}$ – вероятность появления ошибочных *K*-элементных информационных групп, не исправленных декодером РС;

– $N_{\text{испр}}$ – относительное количество ошибочных символов информационных групп, исправленных декодером РС.

Вспомогательные показатели характеризуют корректирующие способности применяемого в системе помехоустойчивого кода Рида-Соломона. Основным же информационным показателем, заданным в математической постановке (1), является $P_{\text{ИНФ}} = P_{\text{ОШ ИНФ}}(q)$.

Результаты исследований помехозащищенности аппаратуры ОСНОД

На рис. 5 отражена вероятность ошибочного приема различных структурных информационных элементов сообщений, циркулирующих в системе, при воздействии гауссовской шумовой помехи (ГШП).

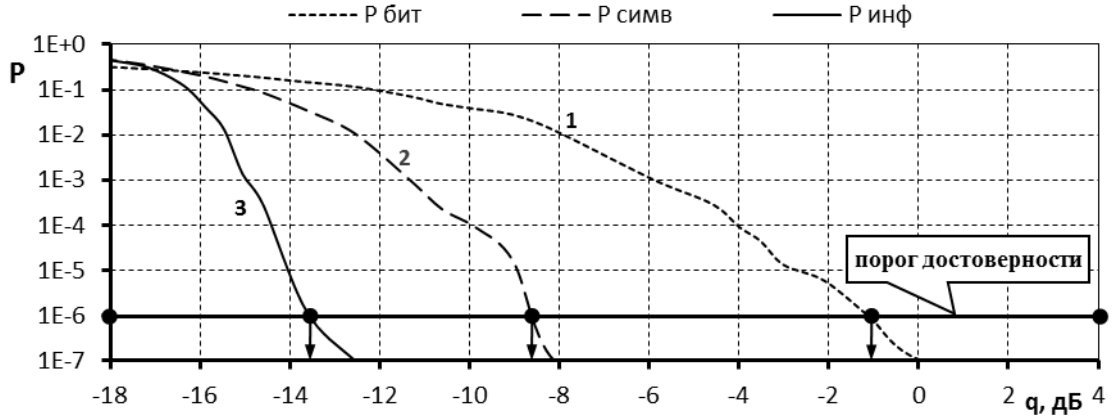


Рис. 5. Вероятности ошибочного приема при воздействии ГШП

Из сравнения кривых 1, 2 и 3 видно, что примененные в ОСНОД методы повышения помехозащищенности достаточно эффективны. Ошибки на приеме в элементах 32-разрядных внутриимпульсных бинарных ПСП, передаваемых с помощью *MSK*-модуляции, появляются с вероятностью 10^{-6} при отношении сигнал/помеха не менее -1 дБ, однако благодаря внутриимпульсному сверточному кодированию, которым производится информационная окраска элементарных радиоимпульсов, система обладает устойчивостью к множественным ошибкам такого характера, что отражается кривой 2. Анализ кривой 2 показывает, что пороговые по отношению сигнал/помеха *q* уровни достоверного приема символов алфавита системы составляют около -8,7 дБ, при этом уровень элементарных ошибок достигает $P_{\text{БИТ}} \approx 0{,}02$. Таким образом, обеспечивается выигрыш в помехозащищенности не менее 7,7 дБ. Применение кода Рида-Соломона способствует еще большему увеличению устойчивости функционирования системы в условиях воздействия ГШП, что подтверждается кривой 3, отражающей вероятность появления ошибок в символах информационных групп. Пороговые уровни отношения сигнал/помеха составляют -13,6 дБ. Таким образом, суммарный выигрыш составляет не менее 12 дБ.

О корректирующих возможностях помехоустойчивого кода Рида-Соломона можно судить по кривым на графике, отображенном на рис. 6. На данном графике виден момент появления ошибок в кодовых комбинациях, с которыми справляется декодер, а также момент появления некорректируемых ошибок в информационных группах.

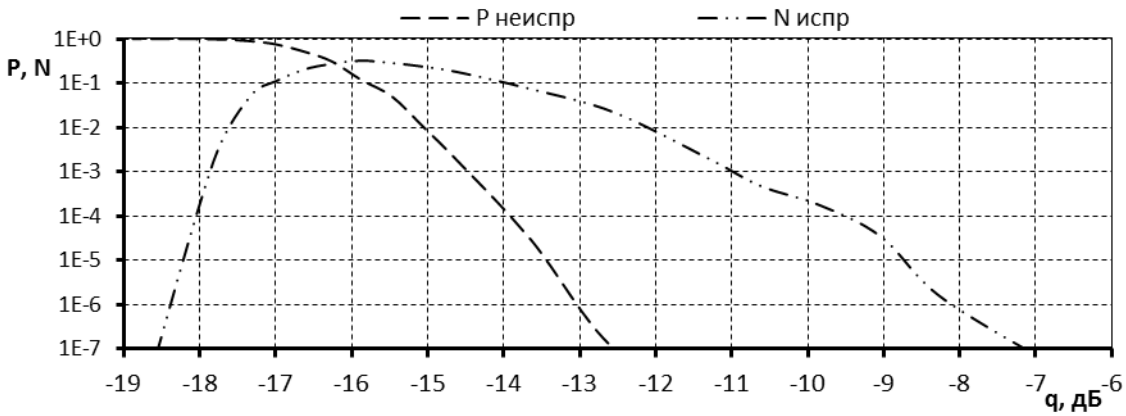


Рис. 6. Корректирующая способность кода Рида-Соломона при воздействии ГШП

Помехозащищенность системы в условиях воздействия сигналоподобных помех (СПП) значительно хуже, чем при ГШП, что подтверждается кривыми 1, 2 и 3 на графике, отображенном на рис. 7.

Пороговые отношения сигнал / помеха q по уровню достоверности 10^{-6} составляют для ошибок в битах около 2 дБ, в символах 31-элементных кодовых комбинаций 1,6 дБ, в символах информационных групп 0,7 дБ, а суммарный выигрыш в помехозащищенности не превышает 1,3 дБ. Корректирующие способности кода Рида-Соломона также ухудшаются, что подтверждается кривыми на графике рис. 8.

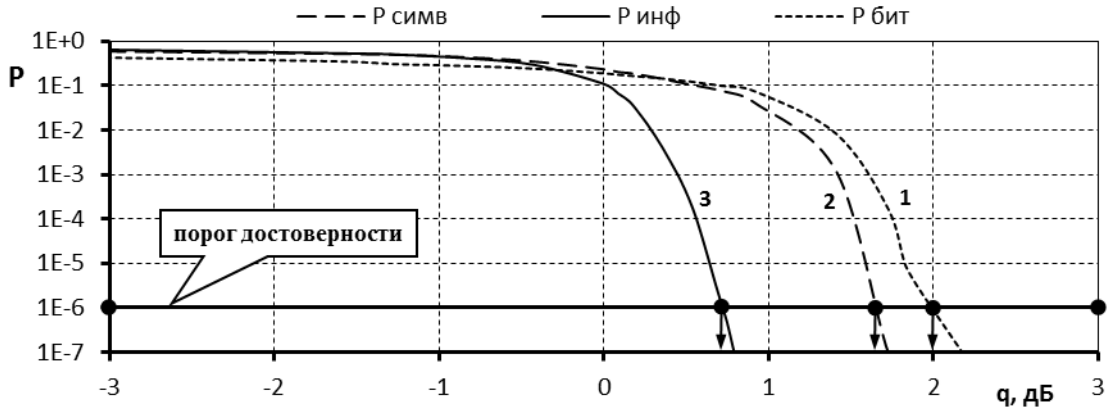


Рис. 7. Вероятности ошибочного приема при воздействии СПП

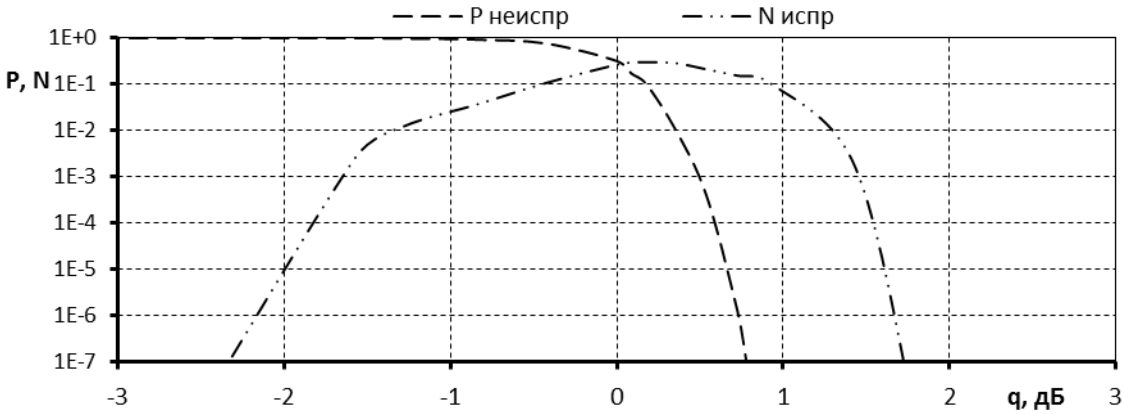


Рис. 8. Корректирующая способность кода Рида-Соломона при воздействии СПП

При радиоподавлении сетей радиосвязи с ППРЧ методом «погони по частоте» существенным параметром, влияющим на эффективность СПП, является коэффициент покрытия $D = (T - \tau_з)/T$, который отражает, какая часть частотного элемента по времени накрыта помехой, поскольку, как было сказано выше, перестройка несущей частоты СПП вслед за подавляемым радиосигналом происходит с задержкой и помеха действует только на части временного интервала существования сигнала.

На рис. 9 отражены пороговые отношения сигнал/помеха для уровня достоверности 10^{-6} при различных значениях *D*.

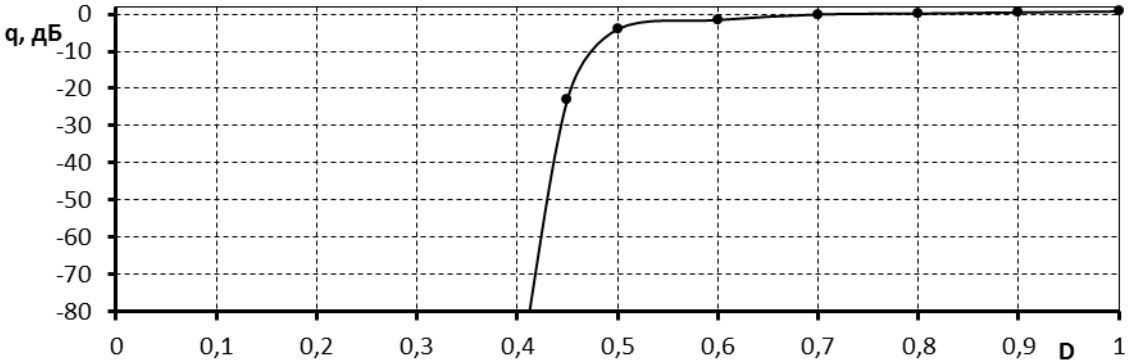


Рис. 9. Зависимость порогового отношения сигнал / помеха от коэффициента покрытия *D*

Видно, что с уменьшением *D* эффективность СПП снижается и имеет пороговый характер; при значениях $D < 0{,}5$ кривые резко обрываются, что свидетельствует о потере эффекта воздействия СПП на сигналы при малых коэффициентах покрытия. На практике конкретные значения *D* определяются взаимными ТТХ аппаратуры ОСНОД и системы постановки помех в части скорости перестройки рабочих частот, времени анализа сигналов и т.п.

Таким образом, полученные результаты исследований позволяют сделать выводы, что основную угрозу для системы представляют сигналоподобные прицельные помехи, эффективность которых, тем не менее, существенно зависит от коэффициента покрытия полезного сигнала, что предъявляет высокие требования к быстродействию аппаратуры постановки помех. Вместе с тем, в настоящее время разработаны и проходят испытание новые станции радиоподавления средств радиосвязи, основанные на многоканальных модулях постановки импульсных ответных помех, позволяющие обеспечить высокие коэффициенты покрытия помехами частотных элементов систем радиосвязи с ППРЧ независимо от скорости перестройки частот. В этих условиях основные усилия по повышению помехозащищенности ОСНОД должны быть направлены на увеличение соотношения сигнал/помеха на входе приемного устройства терминала системы, что позволяет уменьшить вероятности информационных ошибок на приеме. Основные пути решения данной проблемы заключаются в предварительной обработке принимаемых радиосигналов с целью увеличения отношений полезной составляющей к помехе.

Основными методами в данном случае являются:

– пространственно-временная обработка принимаемых радиосигналов, которая может быть реализована за счет применения новых антенных систем;

– компенсация помехи в радиоприемном устройстве за счет использования алгоритмов оценки неизвестных параметров помеховой составляющей с последующим воспроизведением копии помехи на приемной стороне и ее вычитанием из принимаемой смеси;

– реализация обнаружителя сигналов с постоянным уровнем ложных тревог (ПУЛТ).

Указанные методы целесообразно использовать в комплексе, что позволит добиться максимального увеличения помехозащищенности.

Литература

1. Изделие АТМ-2Ж, описание и работа. Нижний Новгород: ОАО НПП «Полет», 2012. 109 с.

2. *Чердынцев В.А, Дубровский В.В.* Системы передачи информации с расширением спектров сигналов: учеб.-метод. пособие. Минск: БГУИР, 2009. 130 с.

3. *Максименков А.* Основные программы ВВС США по созданию средств радиоэлектронной борьбы // Зарубежное военное обозрение. 2010. № 1. С. 54–58.

Статья поступила в редакцию 11 октября 2018 года

УДК 621.396.662

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПАКЕТА MATLAB В СИНТЕЗАТОРАХ С ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ В РЕЖИМЕ УСКОРЕНИЯ

© Авторы, 2018

С.К. Романов, к.т.н., в.н.с., e-mail: skromanov@rambler.ru
Н.М. Тихомиров, д.т.н., начальник НТУ, e-mail: n.m.tihomirov@sozvezdie.su
А.Н. Голубинский, д.т.н., доцент, зам. научного руководителя, e-mail: a.n.golubinskiy@sozvezdie.su
В.Н. Тихомиров, старший конструктор, e-mail: v.tikhomiroff@gmail.com
АО «Концерн «Созвездие»

С использованием решателей дифференциальных уравнений и линейных блок-схем, разработанных в подсистеме Simulink системы MATLAB, предложена методика определения длительностей переходных процессов в нелинейной системе ФАПЧ с частотно-фазовым детектором и коммутируемым фильтром нижних частот.

***Ключевые слова**: синтезатор частот, система импульсной фазовой автоподстройки частоты, переходной процесс, режим биений, управляемый генератор, частотно-фазовый детектор, дробный делитель частоты, метод пространства состояний, показатель колебательности, зарядовая накачка, режим ускорения, таймер.*

CALCULATION TECHNIQUE OF TRANSITION PROCESSES USING A MATLAB PACKAGE IN PSIN WITH A PHASE AUTOMATIC FREQUENCY IN ACCELERATION MODE

© Authors, 2018

S.K. Romanov, Ph.D. in Engineering Science, Lead Research Engineer, e-mail: skromanov@rambler.ru
N.M. Tikhomirov, D.Sc. in Engineering Science, Head of R&D Department, e-mail: n.m.tihomirov@sozvezdie.su
A.N. Golubinsky, D.Sc. in Engineering Science, Associate Professor, Deputy Scientific Adviser
V.N. Tikhomirov, Senior Designer, e-mail: v.tikhomiroff@gmail.com
JSC «Concern «Sozvezdie»

Using solvers of differential equations and linear block diagrams developed in the Simulink subsystem of the MATLAB system, a method for determining the durations of transient processes in a nonlinear PLL with a frequency-phase detector and a switched low-pass filter is proposed.

***Keywords:** frequency synthesizer, pulse phase-locked loop system, transient, beat mode, controlled oscillator, frequency-phase detector, fractional frequency divider, state space method, oscillation index, charge pumping, acceleration mode, timer.*

В начале переходного процесса (ПП) при перестройке широкодиапазонных синтезаторов частот с фазовой автоподстройкой частоты (СЧ-ФАПЧ) возникает режим биений, характерный тем, что разность фаз сравниваемых сигналов на входе частотно-фазового детектора с зарядовой накачкой (ЧФД-ЗН) больше 2π. Применение дробных делителей с переменным коэффициентом деления (ДДПКД) в СЧ-ФАПЧ приводит к еще большей продолжительности режима биений, что создает нежелательное увеличение времени ПП. Поэтому для уменьшения времени установки частоты и фазы производителями интегральных микросхем СЧ-ФАПЧ предлагается ряд способов ускорения ПП, исследованных в [1].

В [1] предложена методика, разработанная в системе MATLAB, для исследования ПП в СЧ-ФАПЧ с реализацией этих способов ускорения установления частоты и фазы выходного сигнала. Эта методика предполагает использование определенного вида расчетных матриц для анализа переходных процессов методом пространств состояний. Вычисление этих матриц при использовании различных типов фильтров нижних частот (ФНЧ) в системе ФАПЧ представляет собой довольно громоздкую задачу. В настоящей работе предлагается получать эти матрицы с помощью анализа линейных Simulink-схем ФАПЧ, разработанных в подсистемах Simscape, SimElectronics системы MATLAB [2].

Для иллюстрации теоретических результатов используем в СЧ систему ФАПЧ 5-го порядка, структурная схема которой приведена на рис. 1. В ее состав входят: Рк – регулятор-корректор; ОР – объект регулирования; ОД – делитель частоты опорного сигнала; ЧФД-ЗН – частотно-фазовый детектор с зарядовой накачкой; ДДПКД – делитель частоты с дробно-переменным коэффициентом деления; ФНЧ – активный ФНЧ 4-го порядка на операционном усилителе (ОУ) с элементами $C_1, C_2, C_3, C_4, R_{11}, R_{11}, R_{12}, R_{21}, R_{22}, R_{31}, R_{32}$); УГ – управляемый генератор, моделируемый сумматором и усилительно-интегрирующими элементами $S_{\text{УГ}}$ и $2\pi / s$. Для реализации ускорения ПП в традиционную схему ФАПЧ добавлены следующие элементы: таймер – устройство, задающее интервал времени ускорения t_k, управляющее ОД, ДПКД, $k(t)$, Кл1, Кл2 и Кл3 и запускаемое от фронта сигнала $U(t)$. Напряжение $U(t)$ в течение всего ПП представим в виде $U(t) = -U_M 1(t) + U_{\text{П}} 1(t - t_k)$, где U_M определяет диапазон перестройки $\Delta f_{\text{УГ}} = f_{\text{УГ_В}} - f_{\text{УГ_Н}} = S_{\text{УГ}} \cdot U_M$ ($f_{\text{УГ_В}}$ – верхняя частота настройки УГ, $f_{\text{УГ_Н}}$ – нижняя частота сигнала УГ, знак минус перед U_M выбран произвольно); $U_{\text{П}}$ – величина помехи коммутации, приведенной ко входу управления частотой УГ и появляющейся в момент времени t_k замыкания ключей Кл1, Кл2 и Кл3 (ключи замкнутые на время t_k и подключающие R_{11} к R_{12}, R_{21} к R_{22} и R_{31} к R_{32}); $k(t)$ – усилитель тока с выхода ЧФД-ЗН.

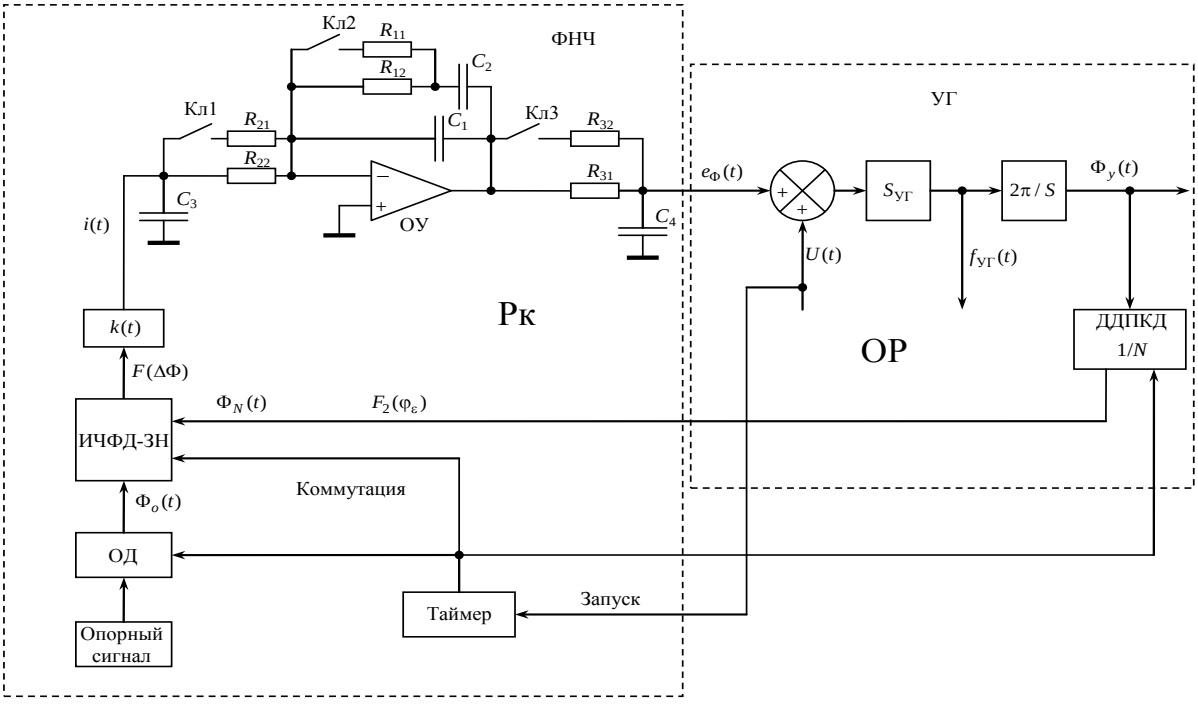


Рис. 1. Схема ФАПЧ с коммутируемым ФНЧ и током ЗН

На рис. 1 также приняты следующие обозначения: $\Phi_O(t), \Phi_N(t), \Phi_{\text{У}}(t)$ – фазы сигналов с ОД, ДДПКД и УГ соответственно; $f_{\text{УГ}}(t)$ – отклонение частоты УГ от номинала; N – целое значение дробного коэффициента деления ДДПКД; $F(\Delta\Phi) = F(\Phi_O(t) - \Phi_N(t))$ – нелинейная функция, характеризующая функционирование ЧФД-ЗН [1]; i_M – максимальное значение тока ЗН; $i(t)$ – ток ЗН для ФНЧ.

На рис. 2 и 3 (на рис. 3 более подробно показан режим биений) приведены графики переходных процессов в ФАПЧ 5-го порядка (рис. 1) с параметрами $S_{\text{УГ}}$ = 15 МГц/В, $\Delta f_{\text{УГ}}$ = 114,48 МГц, i_M = 0.3125 мА, а также на интервале времени от 0 до t_k: базовая частота системы ФАПЧ $\omega_{\text{Б1}} = \sqrt{i_M S_{\text{УГ}} k / (C_1 + C_2) N} = 4 \cdot 45000$ рад/с, период опорного сигнала $t_0 = 1 \cdot 10^{-7}$ с, $N = 221$, $k = 16$, $R_{11} = R_{21} = R_{31}$, $R_{12} = R_{22} = R_{32}$, $R_{11} = R_{12} / 3$, ключи Кл1, Кл2, Кл3 замкнуты.

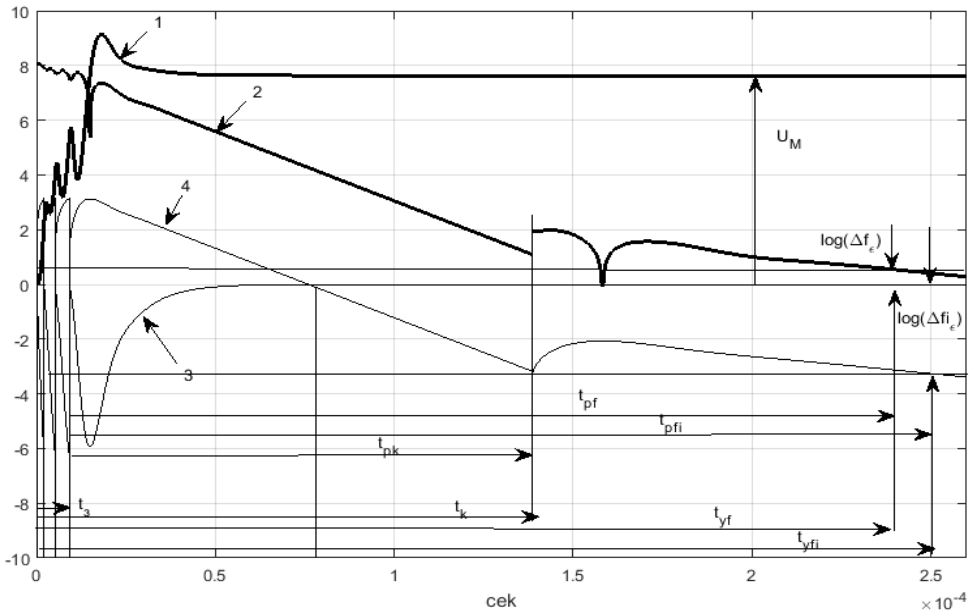


Рис. 2. Переходные процессы в СЧ-ФАПЧ с коммутируемыми ФНЧ и током ЗН

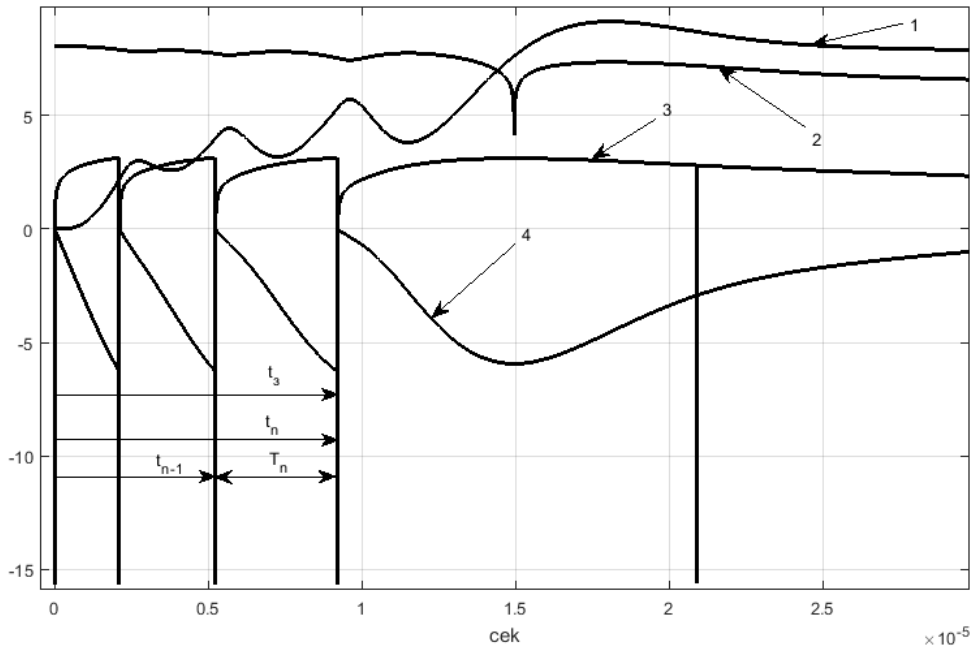


Рис. 3. Переходные процессы в СЧ-ФАПЧ с коммутируемыми ФНЧ и током ЗН на интервале времени от 0 до 0.00003 с

На интервале времени от t_k до t_p автоподстройки t_{pf} по частоте и t_{pfi} по фазе с точностью Δf_ε и Δfi_ε соответственно: $\omega_{Б2} = \sqrt{i_M S_{УГ} k / (C_1 + C_2) N} = 4000$ рад/с, $N = 221$, $t_0 = 1 \cdot 10^{-7}$ с, $k = 1$, а ключи Кл1, Кл2, Кл3 разомкнуты. Система ФАПЧ синтезирована с применением показателя колебательности $M = 1.3$ [3].

«Замороженные» передаточные функции непрерывной разомкнутой ФАПЧ по схеме на рис. 1 с идеальным ОУ можно представить в виде

$$G_1(s) = \frac{\Phi_N(s)}{\Phi_0(s)} =$$

$$= \frac{-S_{УГ} i_M k_1 (T_{11}s + 1)}{s^2 N (C_1 + C_2)(T_{21}s + 1)(T_{31}s + 1)(T_{41}s + 1)} \text{ для } t < t_k$$

$$\text{и } G_2(s)=\frac{\Phi_N(s)}{\Phi_0(s)}=$$

$$=\frac{-S_{\text{УГ}}i_M k_1(T_{12}s+1)}{s^2N(C_1+C_2)(T_{22}s+1)(T_{32}s+1)(T_{42}s+1)} \text{ для } t>t_k,$$

где

$T_{11}=R_{12}\,\|\,R_{11}C_2$, $T_{21}=R_{12}\,\|\,R_{11}C_1C_2/(C_1+C_2)$, $T_{31}=R_{21}\,\|\,R_{22}C_3$, $T_{41}=R_{31}\,\|\,R_{32}C_4$, $R_{12}\,\|\,R_{11}=R_{12}R_{11}/(R_{12}+R_{11})$, $R_{21}\,\|\,R_{22}=R_{21}R_{22}/(R_{21}+R_{22})$, $R_{31}\,\|\,R_{32}=R_{31}R_{32}/(R_{31}+R_{32})$, $T_{12}=R_{12}C_2$, $T_{22}=R_{12}C_1C_2/(C_1+C_2)$, $T_{32}=R_{22}C_3, T_{42}=R_{32}C_4$.

Для такой ФАПЧ выражения для параметрического синтеза с применением показателя колебательности M следующие:

$$T_{11}=\sqrt{M_1/(M_1-1)}/\omega_{\text{Б1}},$$

$$\sum_{i=2}^{4}T_{i1}=\sqrt{M_1(M_1-1)}/[(M_1+1)\omega_{\text{Б1}}],$$

$$T_{12}=\sqrt{M_2/(M_2-1)}/\omega_{\text{Б2}},$$

$$\sum_{i=2}^{4}T_{i2}=\sqrt{M_2(M_2-1)}/[(M_2+1)\omega_{\text{Б2}}].$$

Приведем соотношения для расчета элементов ФНЧ 4-го порядка при условии $T_{22}\approx T_{32}\approx T_{42}=\sum_{i=2}^{4}T_{i2}/3$: $C_1+C_2=i_M S_{\text{УГ}}/\omega_{\text{Б2}}^2N$, $C_1=(C_1+C_2)T_{12}/T_{22}$, $C_2=(C_1+C_2)-C_1$, $R_{12}=T_{12}/C_2$ и примем $R_{22}=R_{32}=R_{12}$, тогда $C_3=T_{32}/R_{32}$, $C_4=T_{42}/R_{42}$, $R_{i1}=R_{i2}/(T_{i2}/T_{i1}-1)$, $i=1...3$.

В момент времени t_k в составе $U(t)$ создан дополнительный скачок напряжения $U_{\text{П}}(t)=U_{\text{П}}1(t-t_k)$, определяющий помеху коммутации размахом $\Delta f_{\text{П}}$ = 100 Гц (факторы, определяющие уровень помехи коммутации, обсуждаются в [2]).

На рис. 3 кривые: 1 – $e_{\Phi}(t)$ – напряжение на конденсаторе C_4 (на выходе ФНЧ); 2 – $\log|[e_{\Phi}(t)+U(t)]S_{\text{УГ}}|$ – отклонение частоты УГ $f_{\text{УГ}}(t)$ от номинала в логарифмическом масштабе; 3 – $U_{\text{ЧФД}}(t)=2\pi\cdot F(\Delta\Phi(t)/i_M$ – сигнал, пропорциональный $F(\Delta\Phi(t))$, 4 – $\log|\Phi_{\text{У}}(t)|$ – отклонение фазы УГ от нуля в логарифмическом масштабе; Δf_{ε} и Δfi_{ε} – «точности» установления ПП по частоте и фазе соответственно.

Из рис. 3 видно, что весь интервал времени переходного процесса можно разделить на два подынтервала: первый – от 0 до $t_З$ – захват (нелинейный режим биений в системе ФАПЧ) и второй – от $t_З$ до t_p – режим автоподстройки, в котором система ФАПЧ является линейной системой 5-го порядка. На втором подынтервале при $t=t_k$ осуществляется коммутация элементов системы ФАПЧ и тока накачки ЧФД-ЗН. Поэтому на данном подынтервале времени ФАПЧ можно считать кусочно-линейной системой.

Рассмотрим более подробно первый подынтервал от 0 до $t_З$, который можно разделить на l участков времени (на рис. 3 подробно изображены три таких участка T_n; $T_n=t_n-t_{n-1}$; $T_1=t_1$, $n=1...3$). Соответственно, $t_З=\sum_{n=1}^{l}T_n$. На каждом участке $T_n-\tau$, $\tau\to 0$, в соответствии с рис. 1, 2 и 3 ФАПЧ является линейной системой; в моменты времени $t_{n+}=\sum_{i=1}^{n}T_i+\tau$, $n=1...l$, $\tau\to 0$, $F(\Delta\Phi(t))=0$. Из последнего соотношения и рис.1, 2 и 3, если положить $\Phi_0(t)=0$, можно записать фазу сигнала УГ $\Phi_y(t)$ на границах участков t_n в виде

$$\left.\begin{aligned}&\left|\Phi_y(t_{n-})\right|=2\pi N,\\&\Phi_y(t_{n+})=0,\end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

где $t_{n-}=\sum_{i=1}^{n}T_i-\tau$, $\tau\to 0$.

Итак, систему ФАПЧ как линейную динамическую систему внутри участков T_n и при $t>t_З$ можно описать с помощью линейных дифференциальных уравнений с учетом скачков её координаты $\Phi_{\text{У}}(t)$ в моменты времени t_n на $2\pi N$ (1).

Поведение $\Phi_{\text{У}}(t)$ и других координат (состояний) ФАПЧ внутри участков T_n, а также сами значения T_n найдем путем использования метода пространств состояний. В качестве состояний примем фазу $\Phi_{\text{У}}(t)$, напряжения на конденсаторах ФНЧ (для ФНЧ на рис. 1 напряжения $U_{C1}(t), U_{C2}(t), U_{C3}(t), U_{C4}(t)$ на конденса-

торах C_1, C_2, C_3, C_4 соответственно); в качестве выходного сигнала используем фазу $\Phi_{\text{У}}(t)$, отклонение частоты сигнала УГ от номинала $f_{\text{УГ}}(t) = S_{\text{УГ}}[e_{\Phi}(t) + U(t)]$ и $e_{\Phi}(t)$ – напряжение на выходе ФНЧ. В качестве входных воздействий на систему ФАПЧ примем сигналы $\Phi_o(t)$ и $U(t) = -U_M 1(t) + U_{\Pi} 1(t - t_k)$. Тогда в соответствии с рис. 1 линейное векторное дифференциальное уравнение, описывающее систему ФАПЧ, на участках времени T_n, а также при $t > t_3$ имеет вид

$$\left.\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}\mathbf{U}(t), \\ \mathbf{Y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(t) + \mathbf{D}\mathbf{U}(t), \end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

где $\mathbf{X}(t)$ – вектор состояния системы ФАПЧ длиной mX (на рис. 1 mX = 5); $\mathbf{A}$ – матрица системы ФАПЧ размером $mX \times mX$; $\mathbf{U} = [\Phi_o(t); U(t)]$ – вектор входных воздействий длиной mU (на рис. 1 mU = 2); $\mathbf{B}$ – вектор управления размером $mX \times mU$; $\mathbf{Y}(t)$ – вектор выхода длиной mY (на рис. 1 $\mathbf{Y} = [e_{\Phi}(t); \Phi_y(t); f_{\text{УГ}}(t)]$ и mY = 3); $\mathbf{C}$ – матрица выхода размером $mY \times mX$; $\mathbf{D}$ – матрица компенсации размером $mY \times mU$.

Для системы ФАПЧ на рис. 1 матрицы $\mathbf{A}$ и $\mathbf{B}$ имеют два значения: $\mathbf{A}1$, $\mathbf{B}1$ для $t < t_k$ и $\mathbf{A}2$, $\mathbf{B}2$ для $t > t_k$; $R_1(t) = R_{12} \| R_{11}$, $R_2(t) = R_{22} \| R_{21}$, $R_3(t) = R_{32} \| R_{31}$, $N(t) = N_1$, $k > 1$ для $t < t_k$ и $R_1(t) = R_{12}$, $R_2(t) = R_{22}$, $R_3(t) = R_{32}$, $N(t) = N_2$, $k = 1$ для $t > t_k$.

Матрицы $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$ найдем (в отличие от [1], где они определяются аналитическим способом), используя функцию MATLAB *linmod('имя файла')*, где *'имя файла'* – имя схемы, разработанной в подсистеме Simulink (Simscape, SimElectronics) системы MATLAB с расширением *slx*. На рис. 4 представлена такая линейная схема, соответствующая ФАПЧ, приведенной на рис. 1.

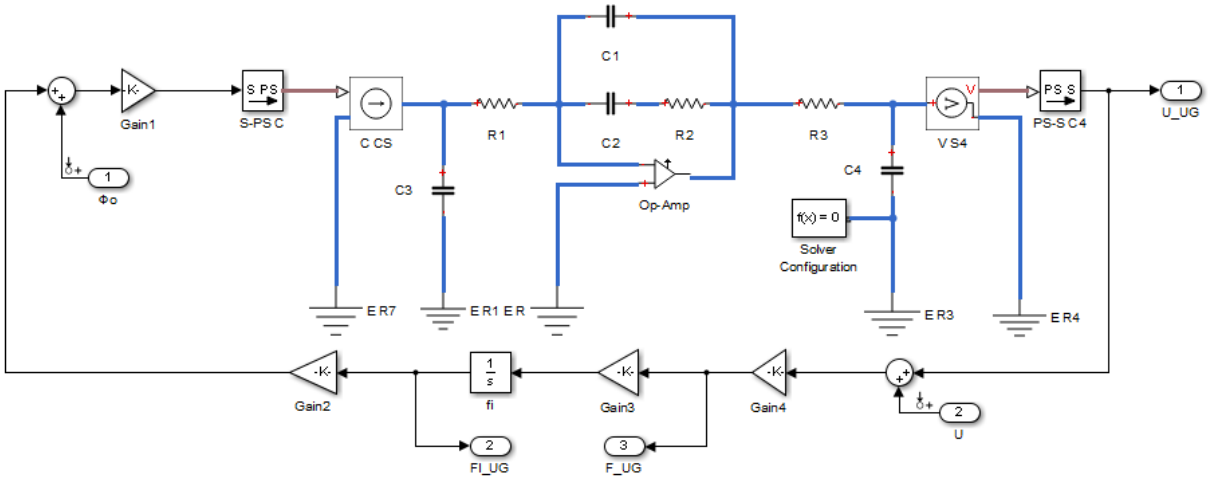


Рис. 4. Simulink-схема ФАПЧ с коммутируемыми ФНЧ и током накачки

На рис. 4 часть схемы, отделенная преобразователями SPS и PSS, выполнена в подсистемах Simscape, SimElectronics системы MATLAB, а остальная часть схемы выполнена в подсистеме Simulink. Входные порты 1-Фо и 2-U соответствуют сигналам входных воздействий $\mathbf{U} = [\Phi_o(t), U(t)]$, выходные порты 1-U_UG, 2-FI_UG и 3-F_UG соответствуют выходным сигналам $\mathbf{Y} = [e_{\Phi}(t); \Phi_y(t); f_{\text{УГ}}(t)]$. Усилители Gain1, Gain2, Gain3, Gain4 имеют значения $i_M k / 2\pi$, $1/N$, 2π, $S_{\text{УГ}}$ соответственно. На рис. 3 также обозначены CCS – преобразователь сигнала в ток, VS4 – преобразователь напряжения на конденсаторе C_4 в сигнал U_UG. Коэффициенты усиления Gain1, Gain2 и резисторы R_1, R_2, R_3 принимают по два значения $i_M k / 2\pi$, $1/N_1$, $R_1 = R_{12} \| R_{11}$, $R_2 = R_{22} \| R_{21}$, $R_3 = R_{32} \| R_{31}$ и $i_M / 2\pi$, $1/N_2$, $R_1 = R_{12}$, $R_2 = R_{22}$, $R_3 = R_{32}$ соответственно. Остальные элементы схемы ФАПЧ соответствуют элементам схемы, изображенной на рис. 1.

При обращении к функции *linmod* как *SYS_FAP = linmod('имя файла') SYS_FAP* представляется линейным стационарным объектом (*lti*-объектом) в виде структуры, в которой матрицы $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$ находятся как

$$\mathbf{A}s = SYS_FAP.a,\ \ \mathbf{B}s = SYS_FAP.b,$$

$$\mathbf{C}s = SYS_FAP.c,\ \ \mathbf{D}s = SYS_FAP.d.$$

Значок *s* при соответствующих матрицах введен для того, чтобы подчеркнуть их получение из Simulink-моделей.

Имена входных и выходных портов определяются из структуры *SYS_FAP* в виде строковых переменных $strI = SYS_FAP.InputName\{i,1\}$, $strO = SYS_FAP.OutputName\{i,1\}$ соответственно (где *i* – номер порта и, например, для рис. 4 $SYS_FAP.InputName\{2,1\} = 'имя_файла'/U$, $SYS_FAP.OutputName\{2,1\} = 'имя_файла'/FI_UG$).

Имена состояний определяются из структуры *SYS_FAP* в виде строковых переменных вида $strS = SYS_FAP.StateName\{i,1\}$, где i – номер состояния (например, для рис. 4 напряжение на конденсаторе C_1 $SYS_FAP.StateName\{4,1\} = 'имя_файла'/C_1$). Необходимо отметить, что в структуре *SYS_FAP* появляются неуправляемые или ненаблюдаемые переменные состояния типа «имя файла»/SolverConfiguration/EVAL_KEY/INPUT_1_1_1, их количество зависит от порядка системы дифференциальных уравнений (2). Для того, чтобы удалить эти переменные состояния, можно воспользоваться встроенной функцией MATLAB *sysr* = *minreal*(sys)[4], где sys-модель класса *ss*, формируемая как *sys = ss(As,Bs,Cs,Ds)*а*sysr*, – новая модель, имеющая минимальный порядок и соответствующая первоначальной системе. Для получения новых матриц $\mathbf{A},\mathbf{B},\mathbf{C},\mathbf{D}$ из sysr небходимо воспользоваться функцией *ssdata* как [**A**,**B**,**C**,**D**] = *ssdata(sysr).*

Так как некоторые элементы в схеме на рис. 3 имеют два значения, для получения матриц $\mathbf{A}1,\mathbf{B}1,\mathbf{C}1,\mathbf{D}1$ и $\mathbf{A}2,\mathbf{B}2,\mathbf{C}2,\mathbf{D}2$ обращение к функциям *linmod* и *minreal* проводится два раза.

При использовании функции *linmod* отметим следующее:

1. Порядок следования сигналов в векторе $\mathbf{Y}$ точно соответствует номерам выходных портов с соответствующими сигналами.

2. Порядок следования номеров состояний не соответствует номерам выходных портов.

Так как в соответствии с (1) производятся некоторые математические манипуляции над состоянием $\Phi_y(t)$, актуальна задача определения *mFi* – номера состояния $\Phi_y(t)$ в векторе $\mathbf{X}(t)$. Из анализа матрицы **C** можно найти *mFi* с использованием встроенной функции MATLAB *max* как определение максимума *FI_M* и номера *mFi* элементов сответствующего массива C(*mFI_UG*,:) [*FI_M*,*mFi*] = *max*(C(*mFI_UG*,:)), где C*(mFI_UG*,:) – строка матрицы **C** с номером *mFI_UG*, соответсвующим выходному порту FI_UG; на рис. 4 *mFI_UG* = 2.

Обозначим состояние с номером *mi* в векторе $\mathbf{X}(t)$ как $X(t,mi)$ и проведем дальнейшие выкладки в предположении, что $\mathbf{U} = [0, U(t)]$. В соответствии с (1) на участках времени T_n начальное состояние с номером *mFi* в векторе $\mathbf{X}(t_{n-1})$ определяется как $X(t_{n-1}, mFi) = 0$, состояние с номером *mFi* в векторе $\mathbf{X}(t_{n-})$ определяется как $|X(t_{n-}, mFi)| = 2\pi N$, начальное состояние с номером *mFi* в векторе $\mathbf{X}(t_i)$ в линейном режиме ФАПЧ для $t > t_з$ ($t_l = t_з$) определяется как $X(t_i, mFi) = 0$. Эти положения будем учитывать при использовании линейных векторных дифференциальных уравнений (2) для расчетов переходных процессов в ФАПЧ в режиме биений.

В соответствии с вышеизложенным для расчета ПП в системе ФАПЧ в среде MATLAB разработана специальная программа. Пакет MATLAB включает в себя несколько функций (солверов) *ODE45*, *ODE23*, *ODE113*, *ODE15S*, *ODE23S*, *ODE23T*, *ODE23TB*, реализующих различные методы решения обыкновенных дифференциальных уравнений вида (2).

Особенностью использования солверов пакета MATLAB при решении дифференциального уравнения (2) для нахождения моментов времени t_n является необходимость задания дополнительного параметра *Events* в *options* = = *odeset('Events',@fun)* [2], где *fun* – имя функции, в которой задаются условия окончания интегрирования (2) ($|\Phi_y(t_{n-})| = 2\pi N$).

Итогом интегрирования (2) с помощью солверов на участке времени $t \le t_з$ является нахождение вектора $\mathbf{X}(t_i)$, в котором состояние с номером *mFi* определяется как $X(t_i, mFi) = 0$ и который будет использоваться в дальнейшем на участке времени $t \ge t_з$ в качестве начального вектора состояния $\mathbf{X}(t_з)$, а также значения $t_з$ для нахождения общего времени ПП.

На рис. 5, 6, 7 приведены фрагменты программы вычисления ПП в режиме биений, подпрограмма вычисления производных для состояний системы ФАПЧ и подпрограмма функции *fun=even_fap* соответсвенно.

```
%Вычисление переходного процесса в нелинейной ФАПЧ с применением
%стандартных решателей ODE45, ODE23, ODE113, ODE15S, ODE23S,
%ODE23T, ODE23TB систем дифференциальных уравнений в форме Коши
%Задание options-аргумент, позволяющий задавать дополнительные параметры
%RelTol - относительная погрешность вычисления, AbsTol - абсолютная погрешность
%вычисления, Events - задает событие, наступление которого влияет на ход
%вычисления, указывает на m-файл(even_fap), отследывающий это событие
options=odeset('RelTol',1e-6,'AbsTol',1e-6,'Events',@even_fap);
%задание начального вектора состояний xt0, n_pll - порядок системы
%дифференциалных уравнений
  xt0=zeros(n_pll,1);
%Приближенное задание окончания времени вычислений биений tk
tk=2*Um*Sug/(N*w01^2)-(t1-t2)/K^0.5;
kkti=0;ti=0; zt=0; tod=0;
%Решение задачи методом накопления (аккумулирования),
% интервал аккумулирования по фазе УГ 0-2PI*N путем обращения
% к ode45 столько раз, сколько имеется биений +1раз
while (ti<tk)          [te,Xe]=ode45(@fap3_6pm,[0 tk-ti],xt0,options);
%определение числа промежуточных точек вычислений kti
kti=length(te);
%определение времени достижения значений Xe(kti,mFi)=2PI*Nпо
% времени (tkti=te(kti))
tkti=te(kti);
%Обнуление фазы УГ при ее достижении 2PI*Nв результате работы
%опции 'Events' Xe(kti,mFi)=0;
Xe(kti,mFi)=0;
%запоминание информации в массивах tod ,Ye о времени и в выходных
%портах
fori=1:kti
tod(kkti+i)=ti+te(i);
%Вычисление сигналов в портах системы ФАПЧ
Ye(kkti+i,:)=C1*(Xe(i,:))'+D1*Uvx;
end
%Накапливание ti-значения времени скольжений и kkti - длины
%массива Xe по времени
ti=ti+tkti;
kkti=kkti+kti;
%Нахождение значения xtn,xt0 - начального вектора для дальнейшего
%вычисления солвером ode45(@fap3_6pm,[0 tk-ti],xt0,options)
xtn=Xe(kti,:);              xt0=xtn;
%Определение zt - числа биений
zt=zt+1;
%Определение tiz(zt) - числа времен биений
tiz(zt)=ti;
%Определение xtz(zt,:)векторов состояний в моменты биений
xtz(zt,:)=xtn;
end
%Определение начального векторXc для расчетов состояний после
%биений(захвата)и tz - время биений(захвата)
ifzt>1
Xc=xtz(zt-1,:);
tz=tiz(zt-1);
%Если отсутствуют биения
Else Xc=zeros(1, n_pll);
tz=0;
end
%Выведение информации из tod,Ye (частоты, фазы и сигнала управления на варикапе УГ)
figure(2),set(figure(2),'Visible','on')      plot(tod,2*pi*Ye(:, mFI_UG)/nd2p,tod,Ye(:,mU_UG),...
 tod,log10(abs((Ye(:, mFI_UG))+eps)),tod,log10(abs((Ye(:,mF_UG))+eps)))
xlabel('cek');
ylabel('Uroven');
gridon
tznn_1 =tz;
Xz= Xc';
```

Рис. 5. Фрагмент программы вычисления переходных процессов состояний системы ФАПЧ и сигналов в выходных портах в режиме биений

```
functionXp=fap3_6pm(t,X);
global A1 B1 Uvx
Xp=A1*X+B1*Uvx;
End
```

Рис. 6. Подпрограмма fap3_6pm вычисления производных для состояний ФНЧ и фазы УГ системы ФАПЧ

```
function [value,isterminal,direction] = even_fap(t,X)
globalN2pi mFi
value=abs(X(mFi)) - N2pi;
isterminal=1;
direction=0;
end
```

Рис. 7. Подпрограмма функции *even_fap* для фиксирования окончания процесса интегрирования систем дифференциальных уравнений в режиме биений

Поясним некоторые обозначения и операторы на этих рисунках. Значком % в программах, написанных на языке MATLAB, обозначены комментарии. Результаты решения с помощью солвера ODE45 представлены в виде *te* – вектора-столбца контрольных значений переменной *t* длиной *kti* на интервале времени T_n; *Xe* – решение, представленное массивом, в котором каждая строка $\mathbf{X^T}$ (транспонированный вектор $\mathbf{X}$) соответствует одному элементу в столбце *te* [2]. Для взаимодействия основной программы вычисления переходных процессов с подпрограммами *fap3_6pm* и *even_fap* параметры A1, B1, Uvx, *N2pi* и *mFi* объявлены глобальными переменными (*global*).

Из рис. 2 (кривые 2, 4) следует, что при «больших» отклонениях времени ($t >> t_з$, $t >> t_к$) от моментов возмущений в линейной ФАПЧ переходные процессы для отклонений по частоте и фазе можно описывать упрощенно в виде уравнений экспоненциальных асимптот (огибающих ПП):

$$\left.\begin{aligned}\Delta f(t) &\approx b_f \exp(\alpha(t-t_\eta)),\\ \Phi_У(t) &\approx b_{fi} \exp(\alpha(t-t_\eta)),\end{aligned}\right\}$$

где t_η равно $t_з$ или $t_к$; b_f, b_{fi} и α – некоторые параметры, найденные в [1].

Далее, используя это упрощение и [1], определим «оптимальное» время коммутации t_{pk0} ФНЧ и тока накачки ЧФД-ЗН в предлагаемой модели ФАПЧ, когда помеха коммутации в момент времени t_k представлена скачком напряжения $U_П(t) = U_П 1(t - t_k)$ на входе УГ. Это значение t_{pk0} минимизирует время перестройки ФАПЧ в линейном режиме по частоте и фазе t_{pf} и t_{pfi} соответственно.

Для решения поставленной задачи использовалась модальная каноническая модель динамической системы, в которой переходная матрица имеет диагональную форму. Для формирования такой канонической SS-модели можно использовать функцию *eig* [4] в системе MATLAB $\mathbf{[P, A_Д]} = \mathrm{eig}(\mathbf{A})$, где $\mathbf{A}_Д$ – диагональная матрица, содержащая на главной диагонали собственные числа матрицы **A**, **P** – матрица правых собственных векторов **A**.

Используем матрицу **P** для преобразования вектора состояний **X** к новому вектору $\mathbf{X_C}$. Этот вектор состояния $\mathbf{X_C}$ связан с исходным вектором соотношением $\mathbf{X_C = P^{-1}X}$, и система уравнений (2) преобразуется к виду

$$\left.\begin{aligned}\dot{\mathbf{X}}_\mathbf{C} &= \mathbf{A}_Д\mathbf{X_C} + \mathbf{B}_Д\mathbf{U},\\ \mathbf{Y} &= \mathbf{C}_Д\mathbf{X_C} + \mathbf{DU},\end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

где $\mathbf{P^{-1}}$ – обратная матрица к **P**, $\mathbf{A}_Д = \mathbf{P^{-1}AP}$, $\mathbf{B}_Д = \mathbf{P^{-1}B}$, $\mathbf{C}_Д = \mathbf{CP}$.

Используя предложенные упрощения и каноническую модель (3) для действительных собственных значений матрицы $\mathbf{A}_{Д1} - \alpha_{1M}$ и $\mathbf{A}_{Д2} - \alpha_{2M}$, где $\mathbf{A}_{Д1}$ и $\mathbf{A}_{Д2}$ определяются из соотношений $\mathbf{[P_1, A_{Д1}]} = \mathrm{eig}(\mathbf{A}1)$, $\mathbf{[P_2, A_{Д2}]} = \mathrm{eig}(\mathbf{A}2)$, функцию t_{pk0} можно найти [1] в виде

$$t_{pko} = \ln \frac{\alpha_{2M} U_П}{(\alpha_{1M} - \alpha_{2M})\mathbf{P_2}^{-1}\mathbf{P_1}(m\alpha_{2M}, m\alpha_{1M})\mathbf{X}_{C1}(m\alpha_{1M}) / \mathbf{P_2}^{-1}\mathbf{U_{CT}}(m\alpha_{2M})} \frac{1}{\alpha_{1M}},$$

для комплексных α_{2M}, α_{1M} $t_{pko} =$

$$= \ln \frac{\mathrm{Re}(\alpha_{2M}) U_{\Pi}}{\mathrm{Re}(\alpha_{1M} - \alpha_{2M}) \left[\left| \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{P}_1 (m\alpha_{2M}, m\alpha_{1M}) \right| + \left| \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{P}_1 (m\alpha_{2M}, m\alpha_{1M} + 1) \right| \right] \left| \mathbf{X}_{C1}(m\alpha_{1M}) / \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{U}_{\mathbf{CT}}(m\alpha_{2M}) \right|} \frac{1}{\mathrm{Re}(\alpha_{1M})},$$

где α_{1M}, α_{2M} – максимальные действительные собственные значения матриц $\mathbf{A}_{Д1}, \mathbf{A}_{Д2}$ или $\mathrm{Re}(\alpha_{1M})$, $\mathrm{Re}(\alpha_{2M})$ – действительные части комплексных собственных значений α_{1M}, α_{2M}, имеющих максимальную действительную часть с номерами $m\alpha_{1M}$, $m\alpha_{2M}$ соответственно; $\mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{U}_{\mathbf{CT}}(m\alpha_{2M})$ – элемент вектора $\mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{U}_{\mathbf{CT}}$, соответствующий номеру α_{2M}; $\mathbf{U}_{C\mathbf{T}} = \mathbf{P}_1 \mathbf{A}_{Д1}^{-1} \mathbf{P}_1^{-1} \mathbf{B}1$ – вектор, определяющий стационарное значение состояний ФАПЧ; $\mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{P}_1(m\alpha_{2M}, m\alpha_{1M})$ – элемент матрицы $\mathbf{P}_2^{-1} * \mathbf{P}_1$, соответствующий номерам α_{2M}, α_{1M}; $\mathbf{X}_{C1}(m\alpha_{1M})$ – элемент вектора $\mathbf{P}_1^{-1}[\mathbf{U}_{\mathbf{CT}} * U_M - \mathbf{X}(t_з)]$, соответствующий номеру α_{1M}.

С учетом вычисленных t_{pk0} и [1] время переходного процесса t_{pf} и t_{pfi} для действительных α_{1M} и α_{2M} определится как

$$\left.\begin{aligned} t_{pf} &= t_з + t_{pk0} + \ln \frac{\Delta f_\varepsilon (\alpha_{2M} - \alpha_{1M})}{\alpha_{1M} C_{Д2Mf} \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{U}_{\mathbf{CT}}(m\alpha_{2M}) U_{\Pi}} \frac{1}{\alpha_{2M}}, \\ t_{pfi} &= t_з + t_{pk0} + \ln \frac{\Delta fi_\varepsilon (\alpha_{1M} - \alpha_{2M})}{\alpha_{1M} C_{Д2Mfi} \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{U}_{\mathbf{CT}}(m\alpha_{2M}) U_{\Pi}} \frac{1}{\alpha_{2M}}; \end{aligned}\right\} \quad (4а)$$

для комплексных α_{1M} и α_{2M}

$$\left.\begin{aligned} t_{pf} &= t_з + t_{pk0} + \ln \frac{\Delta f_\varepsilon \mathrm{Re}(\alpha_{1M} - \alpha_{2M})}{\mathrm{Re}(\alpha_{1M}) 2 \left| C_{Д2Mf} \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{U}_{\mathbf{CT}}(m\alpha_{2M}) \right| U_{\Pi}} \frac{1}{\mathrm{Re}(\alpha_{2M})}, \\ t_{pfi} &= t_з + t_{pk0} + \ln \frac{\Delta fi_\varepsilon \mathrm{Re}(\alpha_{1M} - \alpha_{2M})}{\mathrm{Re}(\alpha_{1M}) 2 \left| C_{Д2Mfi} \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{U}_{\mathbf{CT}}(m\alpha_{2M}) \right| U_{\Pi}} \frac{1}{\mathrm{Re}(\alpha_{2M})}, \end{aligned}\right\} \quad (4б)$$

где $C_{Д2Mf}$ и $C_{Д2Mfi}$ получены следующим образом:

1. Вычисляется матрица $\mathbf{C}2\mathbf{P}_2$.

2. Определяются строки матрицы $\mathbf{C}2\mathbf{P}_2$, соответствующие номерам портов F_UG и FI_UGmF_UG и mFI_UG, то есть $\mathbf{C}2\mathbf{P}_2(mF_UG,:)$ и $\mathbf{C}2\mathbf{P}_2(mFI_UG,:)$.

3. Находятся $C_{Д2Mf}$ и $C_{Д2Mfi}$ как элементы из строк $\mathbf{C}2\mathbf{P}_2(mF_UG,:)$ и $\mathbf{C}2\mathbf{P}_2(mFI_UG,:)$, соответствующие номеру α_{2M}.

Выражения (4а) и (4б) позволяют при «точном» определении $t_з$ найти приближенное значение длительностей ПП в рамках асимптотического характера протекания последних. «Точное» нахождение длительностей ПП при приближенном t_{pk0} возможно несколькими способами. Покажем три из них.

В первом способе на двух участках времени $(t_k - t_з) > t > t_з$ и $t > t_k$ используются солверы системы MATLAB для интегрирования (2) с матрицами $\mathbf{A}1, \mathbf{B}1, \mathbf{C}1, \mathbf{D}1$ и $\mathbf{A}2, \mathbf{B}2, \mathbf{C}2, \mathbf{D}2$ соответственно. Начальное значение вектора состояния, который является результатом интегрирования (2) на участке времени от $t = t_з$ до $t = (t_k - t_з)$, для первого участка времени при $t = t_з$ принимается равным $\mathbf{X}(t_з)$, а для второго участка времени при $t = t_k$ – равным $\mathbf{X}(t_k)$.

Вектор входных воздействий принимается на первом участке времени равным $\mathbf{U}1 = [0; -U_M]$, на втором участке времени – равным $\mathbf{U}2 = [0; -U_M + U_{\Pi}]$.

Во втором способе используется решение (2), когда $\mathbf{U(t)} = const$, в виде

$$\mathbf{X(t) = \Phi(t)X(0) + A^{-1}[\Phi(t) - E]BU}, \qquad (5)$$

$\mathbf{\Phi(t)} = e^{\mathbf{A}t}$ – переходная матрица (для вычисления $\mathbf{\Phi(t)}$ может быть использована встроенная функция MATLAB *expm:* $\mathbf{\Phi(t)} = \exp(\mathbf{A}t)$); $\mathbf{A^{-1}}$ – обратная матрица $\mathbf{A}$, $\mathbf{E}$ – единичная диагональная матрица; значения начального вектора состояния $\mathbf{X(0)}$ и вектора входных воздействий $\mathbf{U} = [0, U(t)]$ на соответствующих интервалах времени принимаются как в первом способе.

В третьем способе [5] используется решение (3), когда $\mathbf{U(t)} = const$, в виде

$$\mathbf{X_C(t) = \Phi(t)X_C(0) + A_Д^{-1}[\Phi(t) - E]B_Д U}, \qquad (6)$$

где для системы ФАПЧ *mX*-го порядка $\mathbf{\Phi(t)} = diag[\exp(\alpha_1 t),\ \exp(\alpha_2 t)...\exp(\alpha_{mX} t)]$ – переходная диагональная матрица; $\alpha_1, \alpha_2 ... \alpha_{mX}$ – собственные значения матрицы **A**; $\mathbf{A_Д^{-1}}$ – обратная матрица $\mathbf{A}_Д$, $\mathbf{A_Д^{-1}} = diag[1/\alpha_1, 1/\alpha_2 ... 1/\alpha_{mX}]$; значения начального вектора состояния $\mathbf{X_C(0)}$ и вектора входных воздействий $\mathbf{U} = [0, U(t)]$ на соответствующих интервалах времени также принимаются как в первом способе.

Результаты вычислений ПП по первой «точной» методике показаны на рис. 3. А разница в вычислениях длительностей ПП по «точной» методике и приближенной для действительных α_{1M} и α_{2M} составляет менее 1 процента, для комплексных α_{1M} и α_{2M} результаты отличаются менее чем на 3 процента.

Таким образом, представлена методика расчетов ПП с использованием линейных векторных дифференциальных уравнений состояний, параметры которых описываются матрицами $\mathbf{A, B, C, D}$, полученными в результате анализа линейных схем ФАПЧ, разработанных в подсистемах Simulink, Simscape, SimElectronics системы MATLAB. Эта методика позволила создать нелинейную нестационарную модель ФАПЧ. Предложенный способ расчетов ПП проверялся на системах ФАПЧ 3, 5 и 6 порядков с коммутируемыми элементами.

Литература

1. *Борисов В.И., Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Тихомиров В.Н.* Методика расчета переходных процессов в системе фазовой автоподстройки синтезатора частот с коммутируемым фильтром нижних частот // Теория и техника радиосвязи. 2017. №1. С. 50–59.

2. *Кетков Ю.Л., Кетков А.Ю., Шульц М.М.* MATLAB 7: программирование, численные методы. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 752 с.

3. *Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К.* Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты. М.: Радио и связь, 1989. 232 с.

4. *Медведев В.С., Потемкин В.Г.* Control System Toolbox. М.: Диалог МИФИ, 1999. 287 с.

5. *Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Тихомиров В.Н.* Переходные процессы в синтезаторах с коммутацией элементов в системе фазовой автоподстройки частоты // Радиотехника. 2012. № 12. С. 104–111.

Статья поступила в редакцию 6 ноября 2018 года

УДК 621.391.372

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ГИБРИДНЫХ ППРЧ-ШПС СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ

© Авторы, 2018

Д.Ю. Чаркин, директор НТЦ, e-mail: office@sozvezdie.su
С.Ю. Алехин, начальник НТУ
Е.В. Григорьев, начальник сектора
А.Е. Лимарев, ведущий конструктор
В.Е. Прохоров, начальник отдела
АО «Концерн «Созвездие»

Приводятся алгоритмы расчета вероятности ошибки на бит в гибридных ППРЧ-ШПС системах радиосвязи в условиях воздействия помех радиоподавления, таких как заградительная помеха и помеха в части полосы. Проведены численные расчеты.

Ключевые слова: *медленная ППРЧ, гибридные системы ППРЧ/ШПС.*

ESTIMATION OF NOISE IMMUNITY OF HYBRID FREQUENCY HOPPING BROADBAND RADIO COMMUNICATION SYSTEMS

© Authors, 2018

D.Yu. Charkin, Director of R&D Center, e-mail: office@sozvezdie.su
S.Yu. Alekhin, Head of R&D Department
E.V. Grigoriev, Head of Section
A.E. Limarev, Lead Designer
V.E. Prokhorov, Head of department
JSC «Concern «Sozvezdie»

Algorithms for calculating the error probability per bit in hybrid frequency hopping broadband radio communication systems under radio interference suppression conditions, such as barrage jamming and noise in the part of the frequency band are given. Numerical calculations are carried out.

Keywords: *Slow Frequency Hopping (SFH), Hybrid System SFH/DSSS.*

Как показано в предыдущих работах [1, 2], с точки зрения помехозащищенности и скрытности чистые методы расширения спектра как методом ППРЧ, так и методом ШПС особыми преимуществами друг перед другом не обладают. Далее при рассмотрении гибридных сигналов наряду с отечественными будем использовать также устоявшиеся в научной литературе англоязычные обозначения. На практике может использоваться как медленная (относительно скорости данных, когда на одном скачке передается больше одного бита) ППРЧ (SFH – Slow Frequency Hopping), так и быстрая ППРЧ (FFH – Fast Frequency Hopping). Гибридные системы ППРЧ/ШПС (DS/SFH) можно рассматривать как ШПС на каждом скачке частоты или, что эквивалентно, ШПС с периодически изменяющейся по псевдослучайному закону несущей. Необходимость применения гибридных ППРЧ-ШПС систем, в первую очередь, обусловлена особенностью функционирования в условиях сложной помеховой обстановки, создаваемой станциями радиоподавления противника [3, 4]. Особый интерес представляют помехи в части полосы, так как они получили наибольшее распространение [5, 6]. Интуитивно гибридные системы борются с помехами в части полосы двумя путями. Во-первых, скачки частоты позволяют часть времени не попадать в ту часть спектра, где расположены помехи. Во-вторых, если все же скачок попал на помеху, то она может быть ослаблена путем расширения спектра с последующим ее сжатием и фильтрацией в более узкой полосе, как это происходит в системах связи с ШПС [6]. Однако в этом случае полосовой фильтр, чтобы пропускать ШПС, оставшийся после снятия скачков частоты, должен иметь более широкую полосу, чем для чистой ППРЧ.

1. Основные понятия и обозначения

На рис. 1а схематично представлен спектр гибридного ШПС/ППРЧ сигнала, гармоническая помеха и помеха в части полосы. Временная структура скачка частоты медленной ППРЧ приведена на рис. 1б. На рис. 1 обозначено: W_{SS} – выделенная для ППРЧ область частот, W_F – ширина полосы ШПС, $M_F=W_{SS}/W_F$ – число допустимых частот (коэффициент расширения спектра за счет ППРЧ), W_J – ширина полосы помехи в части полосы.

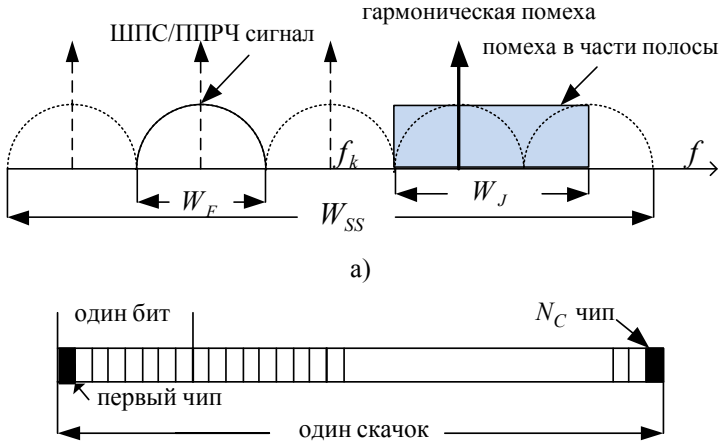


Рис. 1. Спектр гибридного ШПС/ППРЧ сигнала, гармоническая помеха и помеха в части полосы (а); временная структура скачка частоты (б)

Обозначим через T_h длительность скачка частоты; T_b, τ_c – длительности информационных битов и чипов соответственно. Число бит в скачке обозначим через $N_b=T_h/T_b$, число чипов на скачке обозначим $N_c=T_h/\tau_c$, число чипов в одном бите – через $M_c = T_b/\tau_c = W_F/R_b$, $R_b = 1/T_b$ – скорость данных.

Обобщенная структурная схема передатчика гибридной системы ППРЧ/ШПС представлена на рис. 2 [4, 5].

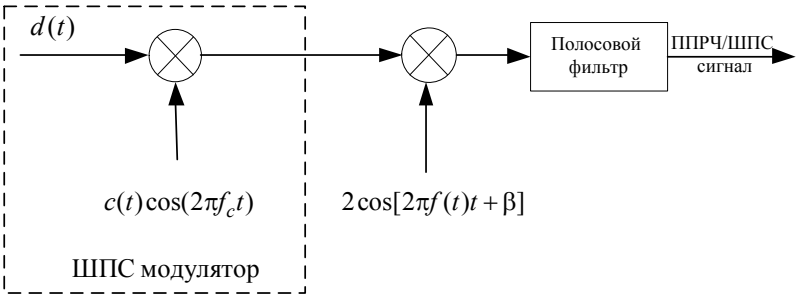


Рис. 2. Передатчик гибридного ППРЧ/ШПС сигнала

В передатчике используются генераторы псевдослучайной последовательности (ПСП) как для генерирования расширяющей спектр последовательности $c(t)$, так и для формирования шаблона последовательности частот ППРЧ $f(t)$. Скачок частоты происходит периодически после поступления фиксированного числа элементов ПСП (чипов). В приемнике после снятия скачков частоты и расширяющей спектр последовательности остается несущая, модулированная сообщением. В гибридных системах может использоваться как когерентная, так и некогерентная манипуляция, например бинарно-фазовая (BPSK), дифференциально-фазовая (DPSK) или с минимальным разносом частот (MFSK). Для BPSK модуляции сигнал на выходе ШПС модулятора передатчика можно выразить следующим образом:

$$s(t) = \sqrt{2P}c(t)d(t)\cos(2\pi f_c t), \qquad (1)$$

где P – средняя мощность сигнала; $c(t)$ – расширяющая спектр псевдослучайная последовательность (ПСП) со значениями {–1,+1} длительно-

сти τ_c; f_c – частота несущей; $d(t)$ – последовательность данных, состоящая из бит {–1,+1} длительности T_b. Предполагается также, что каждый бит данных модулируется M_c чипами, т.е. $T_b = M_c\tau_c$. После умножения на $2\cos(2\pi f(t)t + \beta)$ в смесителе и прохождения через полосовой фильтр излучаемый гибридный сигнал может быть записан в виде [7, 8]

$$s(t) = \sqrt{2P}c(t)d(t)\cos(2\pi[f_c + f(t)]t + \beta), \quad (2)$$

где $f(t)$ – закон изменения скачков частоты во времени, длительность каждого скачка равна T_h; β – начальная фаза опорного сигнала смесителя.

2. Структура и помехоустойчивость когерентного ППРЧ/ШПС приемника BPSK сигналов

Блок-схема когерентного ППРЧ/ШПС приемника показана на рис. 3 [7–10], где ПФ – полосовой фильтр. В приемнике вначале происходит снятие скачков частоты и переход на промежуточную частоту. Полосовой фильтр с полосой W_F удаляет лишние помехи и пропускает шумоподобный сигнал с шириной полосы W_F. Прошедший через полосовой фильтр сигнал умножается на фазокогерентную кодовую последовательность переданного сигнала и интегрируется со сбросом в течение длительности информационного бита T_b, а затем выносится решение о том, какой был передан бит.

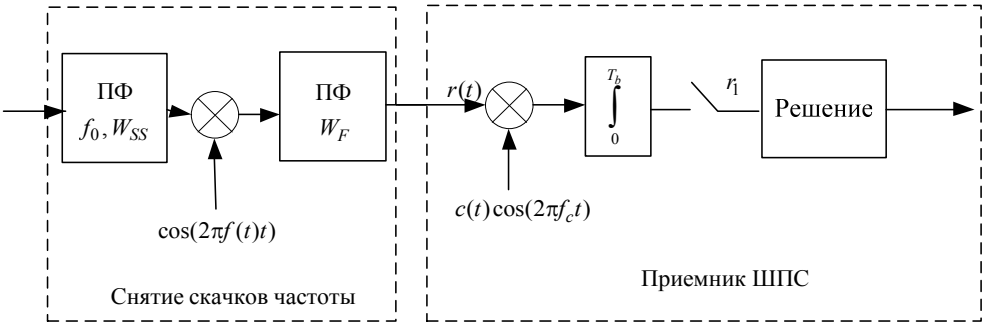


Рис. 3. Приемник когерентного ППРЧ/ШПС сигнала с BPSK модуляцией

Рассмотрим влияние различных видов помех на помехоустойчивость приемника на рис. 3.

Заградительная шумовая помеха

В этом случае во всей области допустимых частот воздействует аддитивно белый гауссовский шум с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 и дополнительно – заградительная во всей полосе помеха со спектральной плотностью мощности N_J. Вероятность ошибки на бит для BPSK модуляции в условиях воздействия белого гауссовского шума с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 и заградительной помехой во всей выделенной для гибридной системы области частот со спектральной плотностью мощности N_J, превосходящей спектральную плотность тепловых шумов, определяется по формуле [6]

$$P_{Eb} = P_{EBPSK} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_T}}\right), \quad (3)$$

где E_b – энергия бита, $Q(x)$ – Q-функция Гаусса:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^\infty e^{-t^2/2}\,dt, \quad (4)$$

$N_T = N_0 + N_J$ – эквивалентная спектральная плотность мощности шума. Преобразуем аргумент Q-функции Гаусса в (3) к виду

$$\frac{2E_b}{N_0 + N_J} = \frac{2E_b}{N_0 + N_J}\cdot\frac{W_{SS}}{W_{SS}} = \frac{2E_b M_F W_F}{P_n + P_J} = \frac{2P_S M_F (W_F / R_b)}{P_n + P_J} = \frac{2P_S M_F M_C}{P_n + P_J}, \quad (5)$$

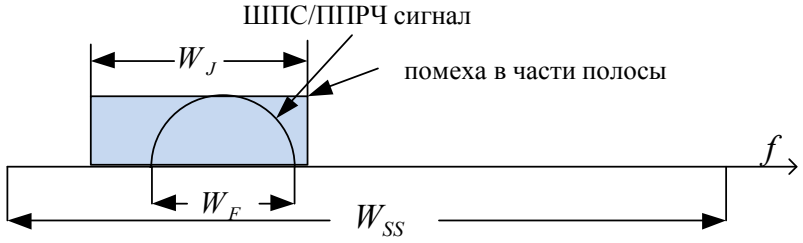
где $P_n = N_0 W_{SS}$, $P_J = N_J W_{SS}$ – мощности теплового шума и заградительной шумовой помехи во всей полосе соответственно. С учетом сделанных преобразований вероятность ошибки на бит может быть переписана как

$$P_{Eb} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_T}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2P_S M_F M_C}{P_n + P_J}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2P_S k_S}{P_n + P_J}}\right), \quad (6)$$

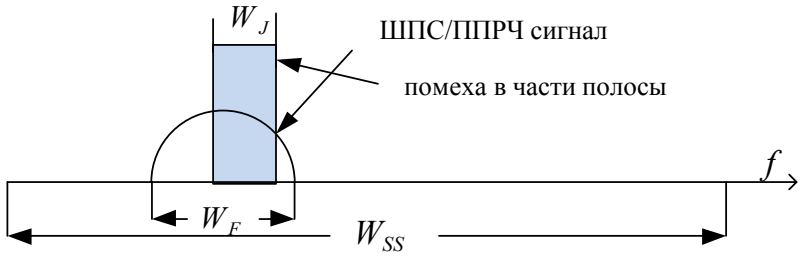
где $k_S = M_C M_F$. Таким образом, из (6) следует, что в условиях воздействия заградительной помехи во всей выделенной полосе частот помехоустойчивость гибридной когерентной ППРЧ/ШПС системы эквивалентна помехоустойчивости чистой когерентной ШПС системы с коэффициентом расширения спектра, равным произведению коэффициентов расширения за счет ППРЧ и ШПС, либо чистой когерентной ППРЧ системе с коэффициентом расширения спектра, равным k_S.

Помеха в части полосы

При воздействии помехи в части выделенной для гибридной системы полосы возможны следующие варианты: спектр помехи может полностью перекрывать спектр ШПС ($W_J > W_F$) (рис. 4а), спектр помехи перекрывает спектр сигнала лишь частично ($W_J < W_F$) (рис. 4б).



а)



б)

Рис. 4. Варианты воздействия помехи в части полосы на гибридные системы ППРЧ/ШПС

Спектр помехи превосходит спектр ШПС ($W_J > W_F$)

Вероятность ошибки на бит может быть найдена следующим образом. Введем три гипотезы: H_0 – бит не поражен помехой, H_1 – бит поражен помехой частично, H_2 – бит поражен помехой полностью. Вероятность ошибки на бит может быть найдена по формуле полной вероятности

$$P_{Eb} = P(E/H_0)P(H_0) + P(E/H_1)P(H_1) + \\ + P(E/H_2)P(H_2), \qquad (7)$$

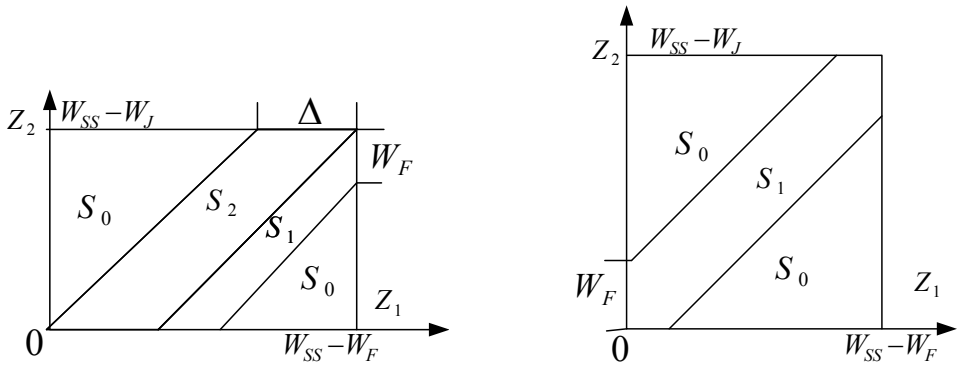
где вероятности гипотез определяются как геометрические при равномерном распределении положения помехи в области допустимых частот. С этой целью введем в рассмотрение две независимые равномерно распределенные в области допустимых частот случайные величины Z_1 и Z_2, характеризующие положение левой границы частотного диапазона ШПС и помехи (рис. 5). Вероятность событий взаимного положения величин не изменится, если из обеих величин вычесть постоянную величину. Поэтому будем считать, что Z_1 равномерно распределена в интервале $[0,\ W_{SS}–W_F]$, а Z_2 – в интервале $[0,\ W_{SS}–W_J]$. Спектр помехи полностью перекроет спектр ШПС, если одновременно будут выполнены следующие два события: $(Z_1 > Z_2) \wedge (Z_1 - Z_2 < \Delta)$, где $\Delta = W_J - W_F$. Геометрически это соответствует области S_2. Аналогично спектр помехи перекроет спектр сигнала лишь частично, если выполняются условия $(\Delta \le Z_1 - Z_2) \wedge (Z_1 - Z_2 < W_J)$. Геометрически это соответствует области S_1. Области S_0 соответствует случай воздействия только теплового шума (помеха не воздействует). Вероятности попадания случайного вектора с координатами $\{Z_1,\ Z_2\}$ в указанные области соответствуют относительные площади. Вычислив относительные площади, получим вероятности гипотез:

$$P(H_0) = S_0 / S = [(1-\gamma)^2 - (1-\gamma)/M_F + 1/(2M_F^2)]/[(1-\gamma)(1-1/M_F)], \quad (8а)$$

$$P(H_1) = S_1 / S = \frac{1}{M_F}[1-\gamma-1/(2M_F)]/[(1-\gamma)(1-1/M_F)], \quad (8б)$$

$$P(H_2) = S_2 / S = [(1-\gamma)(\gamma-1/M_F)]/[(1-\gamma)(1-1/M_F)]. \quad (8в)$$

Так как $W_J > W_F$, то формула (8) справедлива для $\gamma > 1/M_F$, т.е. $M_F > 1/\gamma$.



а) б)

Рис. 5. Геометрическая интерпретация вероятностей гипотез

Условные вероятности ошибок определяются согласно формуле (6). Для случая, когда спектр помехи в части полосы полностью перекрывает спектр ШПС, имеем

$$P(E/H_0) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2P_S k_S}{P_n}}\right), \quad (9а)$$

$$P(E/H_1) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b \cdot W_{SS}}{(N_0 + \eta\tau_C P_J)W_{SS}}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2P_S \cdot k_S}{P_n + \eta P_J M_F}}\right), \quad (9б)$$

$$P(E/H_2) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + N_J}\frac{W_{SS}}{W_{SS}}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2P_S k_S}{P_n + P_J/\gamma}}\right), \quad (9в)$$

где $N_J = P_J / W_J = P_J / (W_{SS}\gamma)$ – спектральная плотность мощности помехи в части полосы, η – параметр помехи. После подстановки вероятностей гипотез (8) и условных вероятностей в (9) в (7) получим выражение для вероятности ошибки на бит в случае гибридного ППРЧ/ШПС сигнала при воздействии помехи в части полосы, превосходящей спектр ШПС. В случае, когда расширение спектра за счет ШПС отсутствует, т.е. $k_S = M_F >> 1$, членами порядка $1/M_F$ в выражениях для вероятностей гипотез (8) можно пренебречь. В этом случае имеют место приближенные соотношения $P(H_0) \approx 1-\gamma$, $P(H_1) \approx 0$, $P(H_2) \approx \gamma$, и средняя вероятность ошибки записана в виде

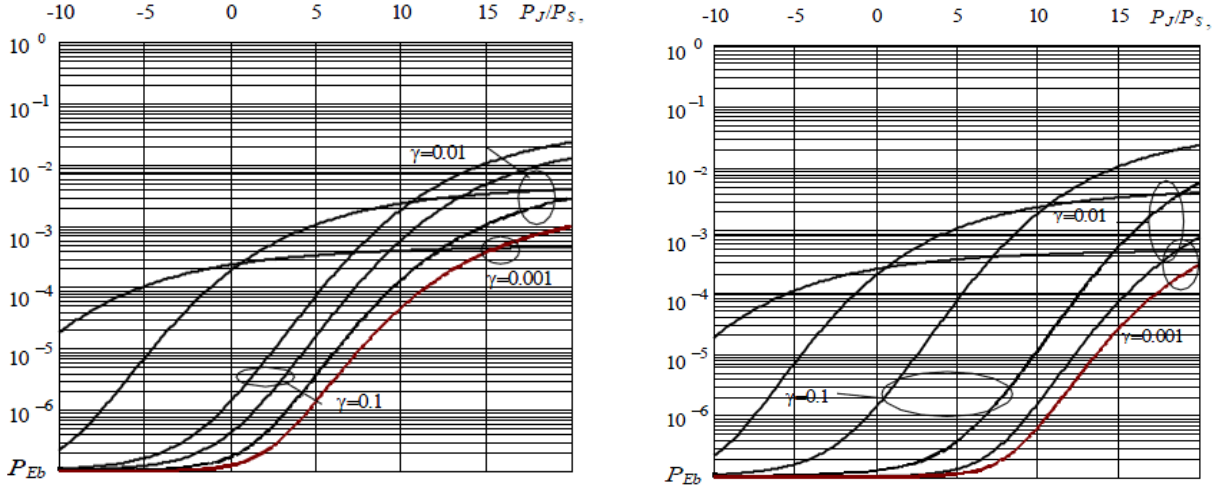
$$P_{Eb} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)(1-\gamma) + Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + N_J}}\right)\gamma. \quad (10)$$

Преобразовав аргумент Q-функции Гаусса как в (5), получим выражение для вероятности ошибки на бит:

$$P_{Eb} = Q\left(\sqrt{\frac{2P_S G_{hybr}}{P_n}}\right)(1-\gamma) + Q\left(\sqrt{\frac{2P_S G_{hybr}\gamma}{P_J + \gamma P_n}}\right)\gamma, \quad (11)$$

которая соответствует чистой когерентной ППРЧ с коэффициентом расширения спектра $k_S = M_F\ G_{hybr}$ при воздействии помехи в части полосы, спектр которой превышает спектр ШПС и $W_{SS} >> W_F$. На рис. 6а приведены зависимости вероятности ошибки на бит от отношения сиг-

нал–помеха при следующих значениях параметров: P_J / P_S изменяется от –10 до 20 дБ, $M_F = M_C = 16$, $k_S = M_F \cdot M_C = 256$, $\gamma = 0.1$ и $\gamma = 0.01$. Аналогичные кривые приведены на рис. 6б при следующих значениях $M_F = 4$, $M_C = 64$. На рис. 6 верхние кривые каждой пары соответствуют чистой ППРЧ с расширением спектра, равным произведению $k_S = M_F \cdot M_C$.



а) б)

Рис. 6. Зависимость вероятности ошибки на бит от отношения помеха–сигнал

Как следует из рис. 6, помехоустойчивость гибридной системы при $W_J > W_F$ превосходит помехоустойчивость чистой ППРЧ. Причем разница в помехоустойчивости увеличивается с уменьшением параметра γ и расширением спектра за счет ШПС.

Спектр помехи уже спектра ШПС ($W_J < W_F$)

В этой ситуации спектр помехи либо частично перекрывает спектр сигнала, либо вообще его не пересекает, т.е. имеют место две гипотезы: H_0 – сигнал не поражен помехой, H_1 – широкополосный сигнал поражается помехой в части полосы ШПС. Спектр помехи пересечет спектр ШПС, если выполняется хотя бы одно из событий: $(Z_1 > Z_2) \wedge (Z_1 - Z_2 < W_J)$ либо $(Z_2 > Z_1) \wedge (Z_2 - Z_1 < W_F)$. Как и в предыдущем случае, предполагается равномерное распределение положения спектра бита и помехи в области допустимых частот. Вероятности гипотез в этом случае находятся как относительные площади областей:

$$P(H_0) = S_0 / S = \frac{[1 - \gamma - 1/M_F]^2}{(1-\gamma)(1-1/M_F)},$$

$$P(H_1) = S_1 / S = 1 - P(H_0). \qquad (12)$$

Условные вероятности ошибки определяются с учетом (7), и средняя вероятность ошибки принимает вид

$$P_{Eb} = P(H_0) Q\left(\sqrt{\frac{2P_S M_F M_C}{P_n}}\right) +$$

$$+ P(H_1) Q\left[\sqrt{\frac{2P_S G_{hybr}}{P_n + \eta P_J M_F}}\right]. \qquad (13)$$

При расширении спектра за счет ШПС вероятность поражения бита увеличивается, и средняя вероятность ошибки гибридной ППРЧ/ШПС системы при мощной помехе может превзойти вероятность ошибки чистой ППРЧ (рис. 6а). В этом случае (как это было показано в [6]) влияние узкополосной помехи существенным образом может быть ослаблено путем ее режектирования.

Выводы по гибридным ШПС-ППРЧ системам

Рассмотрены варианты реализации гибридных ППРЧ/ШПС приемопередатчиков, когда на каждом скачке частоты происходит расширение спектра с помощью ШПС. При воздействии заградительной шумовой помехи во всей полосе частот помехоустойчивость гибридной системы эквивалентна чистой ППРЧ или ШПС системе. При воздействии широко распространенной на практике помехи в части полосы с шириной

спектра, превосходящей ширину спектра ШПС, помехоустойчивость гибридной системы выше, чем помехоустойчивость чистой ППРЧ или ШПС с мультипликативным коэффициентом расширения спектра. Если спектр помехи значительно уже спектра ШПС, то для очень мощных помех помехоустойчивость чистой ППРЧ может оказаться выше, чем у гибридной системы.

Таким образом, можно сделать вывод, что с учетом наличия блока защиты в приемнике ШПС в условиях воздействия помехи в части полосы помехоустойчивость гибридной системы выше, чем помехоустойчивость чистой ППРЧ и ШПС.

Литература

1. *Чаркин Д.Ю., Алехин С.Ю., Григорьев Е.В., Лимарев А.Е., Прохоров В.Е.* Сравнительный анализ помехоустойчивости и скрытности различных методов расширения спектра сигналов. Часть 1. Помехоустойчивость // Теория и техника радиосвязи. 2017. №4. С. 18–24.

2. *Чаркин Д.Ю., Алехин С.Ю., Григорьев Е.В., Лимарев А.Е., Прохоров В.Е.* Сравнительный анализ помехоустойчивости и скрытности различных методов расширения спектра сигналов. Часть 2. Скрытность // Теория и техника радиосвязи. 2017. №4. С. 25–32.

3. *Чаркин Д.Ю., Алехин С.Ю., Григорьев Е.В., Лимарев А.Е., Прохоров В.Е.* Гибридные ППРЧ/ШПС системы связи. Часть 1. Основы теории // Теория и техника радиосвязи. 2017. № 3. С. 41–51.

4. *Чаркин Д.Ю., Алехин С.Ю., Григорьев Е.В., Лимарев А.Е., Прохоров В.Е.* Гибридные ППРЧ-ШПС системы связи. Часть 2. Вариант реализации // Теория и техника радиосвязи. 2017. №3. С. 52–58.

5. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Мухин Н.П., Шестопалов В.И.* Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. М.: Радио и связь, 2000. 384 с.

6. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Шестопалов В.И.* Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательности. М.: РадиоСофт, 2011. 550 с.

7. *Holmes J.K.* Spread Spectrum Systems for GNSS and Wireless Communication. Norwood: Artech House, 2007. 855 p.

8. *Peterson R.L., Ziemer R.E., Borth D.E.* Introduction to Spread Spectrum Communication. Prentice Hall, Inc., 1995. 695 p.

9. *Olama M.M., Xiao Ma, Kuruganti T.P., Smith S.F., Djouadi S.M.* Hybrid DS/FFH Spread-Spectrum: A Robust, Secure Transmission Technique for Communication in Harsh Environments // The 2011 Military Communications Conference. Track 5. Communications and Network Systems. Pp. 2136–2141.

10. *Geraniotis E.A.* Coherent Hybrid DS-SFH Spread-Spectrum Multiple-Access Communications // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 1985. Vol. SAC-3, No. 5. Sept. Pp. 595–705.

Статья поступила в редакцию 9 октября 2018 года

УДК 537.86:519.2

АНАЛИЗ ПЕЛЕНГАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭКВИДИСТАНТНОЙ ВИНТОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

© Авторы, 2018

М.Л. Артемов, д.т.н., доцент, директор НТЦ, e-mail: artemov@sozvezdie.su
О.В. Афанасьев, к.т.н., заместитель начальника НТУ, e-mail: ntu541@sozvezdie.su
М.П. Сличенко, к.ф.-м.н., начальник сектора, e-mail: ntu541@sozvezdie.su
АО «Концерн «Созвездие»

Проведен анализ пеленгационных характеристик объемной антенной решетки, элементы которой расположены вдоль винтовой линии. Показано, что данная структура антенной системы позволяет обеспечить повышение точности и разрешающей способности моноимпульсного пеленгования по углу места и не требует увеличения количества антенных элементов и радиоприемных каналов обнаружителя-пеленгатора.

Ключевые слова: *антенная решетка, винтовая линия, объемная решетка, обнаружитель-пеленгатор, пеленгационный рельеф.*

THE ANALYSIS OF DIRECTION FINDING CHARACTERISTICS OF EQUIDISTANT SCREW ANTENNA LATTICE

© Authors, 2018

M.L. Artemov, D.Sc. in Engineering Science, Associate Professor, Director of R&D Center
O.V. Afanasiev, Ph.D. in Engineering Science, Deputy Head of R&D Department, e-mail: ntu541@sozvezdie.su
M.P. Slichenko, Ph.D. in Physics and Mathematics, Head of Section, e-mail: ntu541@sozvezdie.su
JSC «Concern «Sozvezdie»

The analysis direction finding characteristics of the volume antenna lattice which elements are located along a screw line is carried out. It is shown that the given structure of antenna system allows to provide increase of accuracy and resolution monopulse direction finding on a corner of a place and does not demand increase in quantity of antenna elements and radio reception channels of detection-direction finder.

Keywords*: antenna lattice, screw line, volume lattice, a detection-direction finder, detecting finding a relief.*

В настоящее время задача снижения массогабаритных характеристик обнаружителей-пеленгаторов (ОП) имеет особую практическую значимость, в частности, при размещении ОП в качестве целевой нагрузки на беспилотных летательных аппаратах. При этом для пеленгования наземных источников радиоизлучения (ИРИ) необходимо обеспечить прием радиоволн в общем случае с ненулевым углом места направления прихода, зависящего как от взаимного расположения ИРИ и антенной системы (АС), так и от углов пространственной ориентации носителя. Это определяет необходимость разработки АС ОП, конфигурация которой позволяет обеспечить требуемые показатели точности и достоверности пеленгования в азимутально-угломестном секторе приема.

В работах [1–6] в рамках теории статистической радиотехники предложены и проанализированы способы обнаружения и пеленгования ИРИ многоканальным ОП с АС с произвольными структурой и характеристиками направленности антенных элементов. Продемонстрировано, что показатели потенциальной точности пеленгования ИРИ в значительной степени определяются структурой, количеством и характеристиками направленности АС.

На практике широкое распространение получили ОП с плоской антенной решеткой, элементы которой расположены эквидистантно по окружности (т.н. ЭКАР). Ввиду свойств симметрии АС такой структуры, ОП с ЭКАР обеспечивают равноточные измерения направления прихода радиоволны в круговом азимутальном секторе. В [7] показано, что в случае ОП с ЭКАР при отсутствии взаимных влияний флуктуационные составляющие ошибок оценивания азимута и угла места не коррелированы и инвариантны к значению азимута ввиду симметричной структуры антенной решетки. Однако при стремлении угла места к нулю средняя квадратическая ошибка (СКО) пеленгования по углу

 ISSN 1995-7009

места неограниченно возрастает, что обусловлено уменьшением апертуры ЭКАР в проекции на плоскость волнового фронта радиоволны.

С целью повышения точности пеленгования и разрешающей способности ОП по углу места необходимо обеспечить пространственный разнос антенных элементов вдоль вертикальной оси, что соответствует объемной конфигурации антенной решетки. В ряде случаев в качестве объемной АС рассматривают две ЭКАР, разнесенные в пространстве вдоль вертикальной оси. В случае моноимпульсного приема структура такой АС предполагает увеличение (по сравнению со случаем плоской ЭКАР) количества радиоприемных каналов и массогабаритных характеристик ОП. Соответствующее повышение вычислительных ресурсов аппаратуры, энергопотребления и массы ОП в ряде случаев может являться технически неоправданным, причем степень реализуемости такого ОП существенным образом ограничивается возможностями носителя по использованию ОП в качестве целевой нагрузки. Переход (с целью снижения массы и энергопотребления) к немоноимпульсному приему с последовательной во времени коммутацией радиоприемных каналов к элементам АС приводит не только к снижению точности и достоверности пеленгования ИРИ, но и к принципиальному ухудшению возможности ОП по пеленгованию ИРИ, работающих в режиме программной перестройки рабочей частоты (за счет конечного времени коммутации приемных трактов, соизмеримого с временем перестройки частоты).

Поэтому особый практический интерес представляет развитие способов повышения точности пеленгования и разрешающей способности моноимпульсного ОП по углу места при незначительном увеличении массогабаритных характеристик ОП, в значительной степени определяющихся количеством радиоприемных каналов и антенных элементов АС.

В качестве одной из возможных конфигураций объемной АС рассмотрим эквидистантную винтовую антенную решетку (ЭВАР), представленную на рис. 1. Соседние антенные элементы ЭВАР расположены на одинаковом расстоянии вдоль винтовой линии – кривой в трехмерном пространстве, расположенной на круглом цилиндре. По сравнению с конфигурацией АС вида двух разнесенных по высоте ЭКАР данная конфигурация обладает рядом преимуществ. Во-первых, конфигурация N-элементной ЭВАР может быть получена из N-элементной ЭКАР путем вертикального перемещения точек расположения антенных элементов вдоль поверхности цилиндра. Данная трансформация обеспечивает сохранение расстояния между элементами вдоль горизонтальной плоскости, т.к. проекция ЭВАР на эту плоскость совпадает с соответствующей ей ЭКАР. Это обеспечивает неизменную по сравнению со случаем ЭКАР точность пеленгования в азимутальной плоскости. Во-вторых, данная трансформация конфигурации АС не предполагает увеличения количества антенных элементов, что при обеспечении моноимпульсного приема радиосигналов не приводит к увеличению количества радиоприемных каналов ОП. В-третьих, при варьировании отношения шага витка (h) винтовой линии к радиусу (R) окружности образующего цилиндра становится возможным существенное повышение точности и разрешающей способности пеленгования ИРИ при ненулевых углах места.

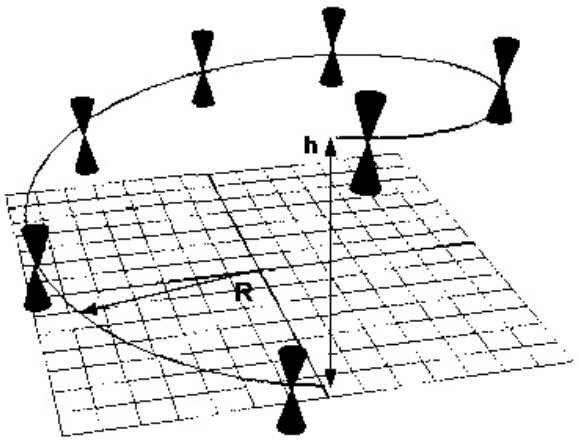


Рис. 1. Изображение модели семиэлементной ЭВАР из биконических симметричных вибраторов

Указанные свойства конфигурации ЭВАР определяют практический интерес в анализе ее пеленгационных характеристик и достижимых показателей эффективности моноимпульсного пеленгования ИРИ с помощью ОП с АС данной структуры.

Рассмотрим случай оценивания направления прихода плоской монохроматической волны ОП с АС вида ЭВАР, имеющей $N > 3$ выходов, подключаемых ко входам N-канального пеленгаторного приемника с идентичными синфазными пространственными каналами. АС будем характеризовать N-мерной векторной комплексной диаграммой направленности (ВКДН) $\dot{\mathbf{H}}(\boldsymbol{\alpha})$, зависящей от азимута θ и угла места β прихода радиоволны, $\boldsymbol{\alpha} = (\theta, \beta)^T$, а также от ее частоты (для сокращения записи последующих выражений частотную зависимость ВКДН не будем отображать).

В качестве наблюдаемых данных будем рассматривать совокупность $\wp = \left\{\dot{\mathbf{V}}_r,\ r = \overline{1, R}\right\}$ измеренных векторов $\dot{\mathbf{V}}_r$, $r = \overline{1, R}$. Функция совместного распределения наблюдаемых данных зависит от следующих неизвестных параметров: вектора комплексных амплитуд $\dot{\mathbf{E}} = \left\{\dot{E}_r\right\}$ и истинного значения $\boldsymbol{\alpha}_0 = (\theta_0, \beta_0)^T$. Данная зависимость описывается функцией правдоподобия, представляющей собой условную (относительно $\dot{\mathbf{E}}$ и $\boldsymbol{\alpha}_0$) совместную плотность вероятности элементов матрицы измеренных напряжений $\dot{\boldsymbol{\Omega}} = \left(\dot{\mathbf{V}}_1, \dot{\mathbf{V}}_2, ..., \dot{\mathbf{V}}_R\right)$.

В [7] получено выражение для нижней границы матрицы ковариации совместных оценок азимута и угла места прихода радиоволны с помощью многоканального ОП с АС с произвольной структурой и характеристиками направленности антенных элементов. Неравенство Крамера-Рао в рассматриваемом случае запишем как

$$\dot{\mathbf{K}}_{\theta\beta} \geq \dot{\boldsymbol{\Phi}}^{-1}, \qquad (1)$$

где $\dot{\mathbf{K}}_{\theta\beta}$ – матрица ковариации оценок азимута и угла места, полученных в рамках метода оценивания по произвольному правилу, оптимальному в смысле некоторого заданного критерия оптимальности; $\dot{\boldsymbol{\Phi}}$ – информационная матрица Фишера:

$$\dot{\boldsymbol{\Phi}} = 2\mu\dot{\boldsymbol{\Phi}}_0, \qquad (2)$$

$$\dot{\boldsymbol{\Phi}}_0 = \frac{\partial\dot{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{\alpha})}{\partial\boldsymbol{\alpha}}\dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1}\frac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\boldsymbol{\alpha})}{\partial\boldsymbol{\alpha}} =$$

$$= \begin{pmatrix} \dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{\alpha})}{\partial\theta}\dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1}\dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\boldsymbol{\alpha})}{\partial\theta} & \dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{\alpha})}{\partial\theta}\dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1}\dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\boldsymbol{\alpha})}{\partial\beta} \\ \dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{\alpha})}{\partial\beta}\dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1}\dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\boldsymbol{\alpha})}{\partial\theta} & \dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{\alpha})}{\partial\beta}\dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1}\dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\boldsymbol{\alpha})}{\partial\beta} \end{pmatrix}; \qquad (3)$$

μ – энергетическое отношение сигнал/шум; $\dot{\boldsymbol{\Lambda}}$ – матрица коэффициентов ковариации аддитивного шума. Матричное неравенство (1) понимается в том смысле, что разностная матрица $\dot{\mathbf{K}}_{\theta\beta} - \dot{\boldsymbol{\Phi}}^{-1}$ является неотрицательно определенной.

Нижняя граница неравенства Крамера-Рао представляет собой матрицу, обратную матрице Фишера (3), а именно

$$\boldsymbol{\Phi}^{-1} = \begin{pmatrix} \sigma_\theta^2 & -\dot{r}_{\theta\beta}\sigma_\theta\sigma_\beta \\ -\dot{r}_{\theta\beta}^*\sigma_\theta\sigma_\beta & \sigma_\beta^2 \end{pmatrix}, \qquad (4)$$

где

$$\sigma_\theta^2 = \frac{1}{2\mu}\frac{1}{\left(1-\left|\dot{r}_{\theta\beta}\right|^2\right)}\frac{1}{\dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\boldsymbol{\alpha})^{\mathrm{H}}}{\partial\theta}\dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1}\dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\boldsymbol{\alpha})}{\partial\theta}}, \qquad (5)$$

$$\sigma_\beta^2 = \frac{1}{2\mu}\frac{1}{2\left(1-\left|\dot{r}_{\theta\beta}\right|^2\right)}\frac{1}{\dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\boldsymbol{\alpha})^{\mathrm{H}}}{\partial\beta}\dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1}\dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\boldsymbol{\alpha})}{\partial\beta}} \qquad (6)$$

– дисперсии совместных оценок азимута и угла места направления прихода радиоволны;

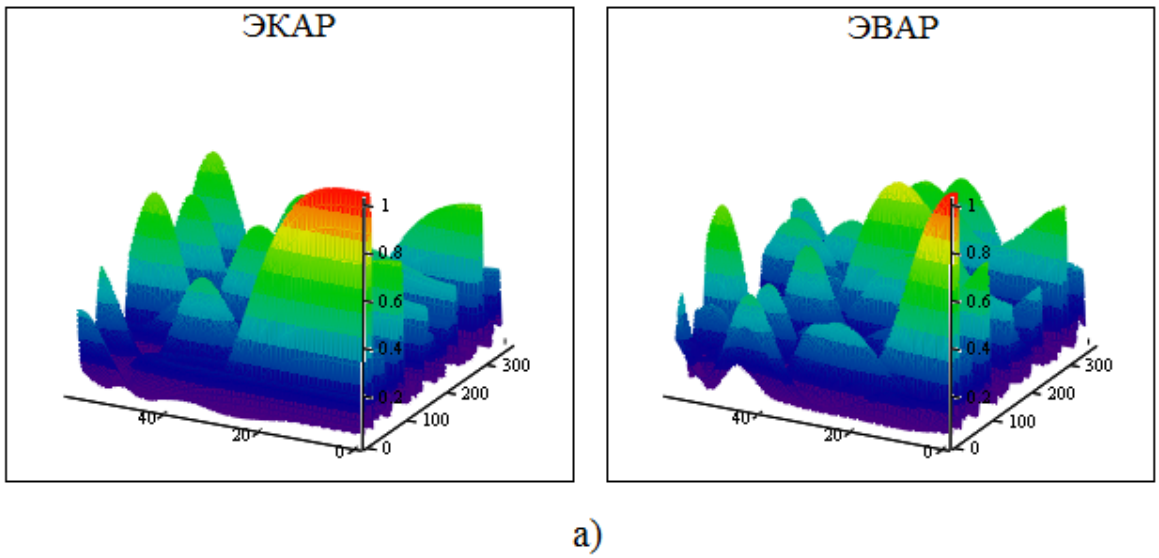
$$\dot{r}_{\theta\beta} = \frac{\dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\boldsymbol{\alpha})^{\mathrm{H}}}{\partial\theta}\dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1}\dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\boldsymbol{\alpha})}{\partial\beta}}{\sqrt{\dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\boldsymbol{\alpha})^{\mathrm{H}}}{\partial\theta}\dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1}\dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\boldsymbol{\alpha})}{\partial\theta}}\sqrt{\dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\boldsymbol{\alpha})^{\mathrm{H}}}{\partial\beta}\dot{\boldsymbol{\Lambda}}^{-1}\dfrac{\partial\dot{\mathbf{H}}(\boldsymbol{\alpha})}{\partial\beta}}}$$

– комплексный коэффициент корреляции совместных оценок.

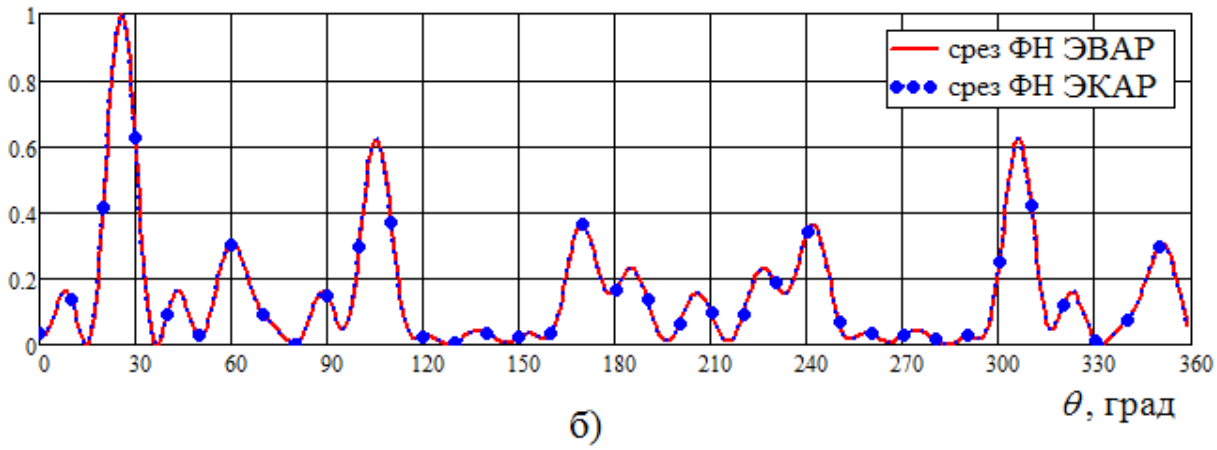
В качестве примера рассмотрим ОП с ЭВАР, полученной из 7-ЭКАР. В результате пространственного разноса антенных элементов вдоль вертикальной оси АР данная АР по сравнению с плоской 7-ЭКАР обладает лучшей разрешающей способностью и точностью пеленгования по углу места. Для плоской ЭКАР определяющим параметром функции неопределенности (ФН), характеризующим соотношение параметров конфигурации АС и длины пеленгуемой волны, является отношение R/λ. Для анализи-

руемой ЭВАР такими параметрами являются R/λ и h/R, где R – радиус окружности в проекции винтовой линии на горизонтальную плоскость; h – шаг спирали (см. рис. 1).

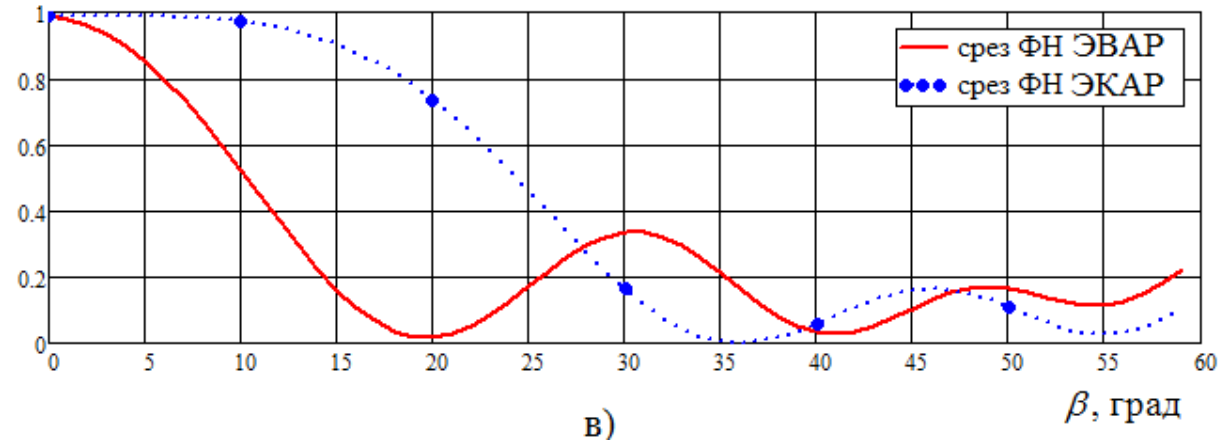
На рис. 2–4 представлены функции неопределенности (а) по азимуту и углу места для 7-ЭКАР и 7-ЭВАР и их угломестные (б) и азимутальные (в) срезы вдоль истинного значения направления прихода в случае прихода радиоволны с азимута $360/14 \approx 25{,}7^{\circ}$ и угла места $\beta_0 = 0^{\circ}$, 10° и 20° при $R/\lambda = h/R = 1$.



а)

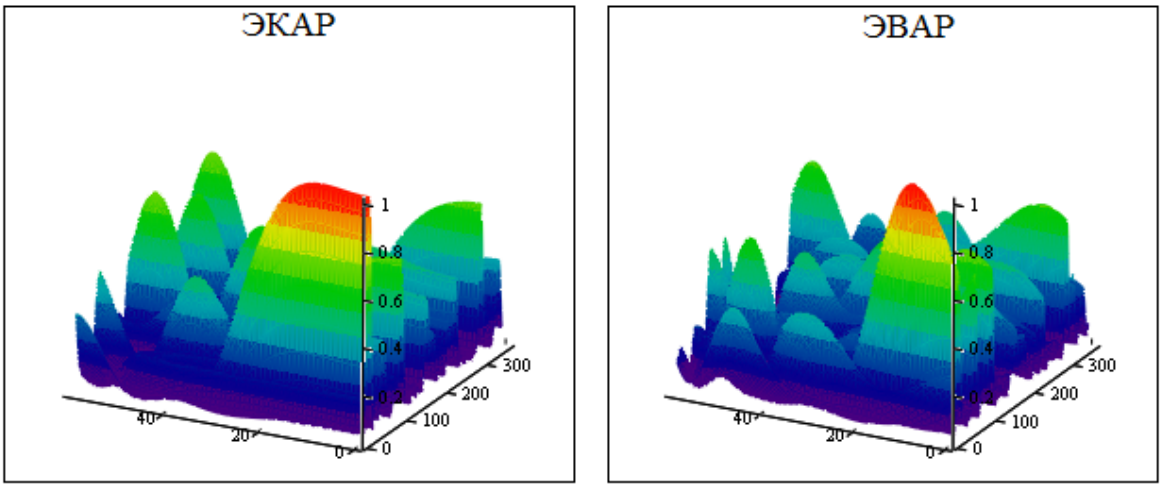


б)

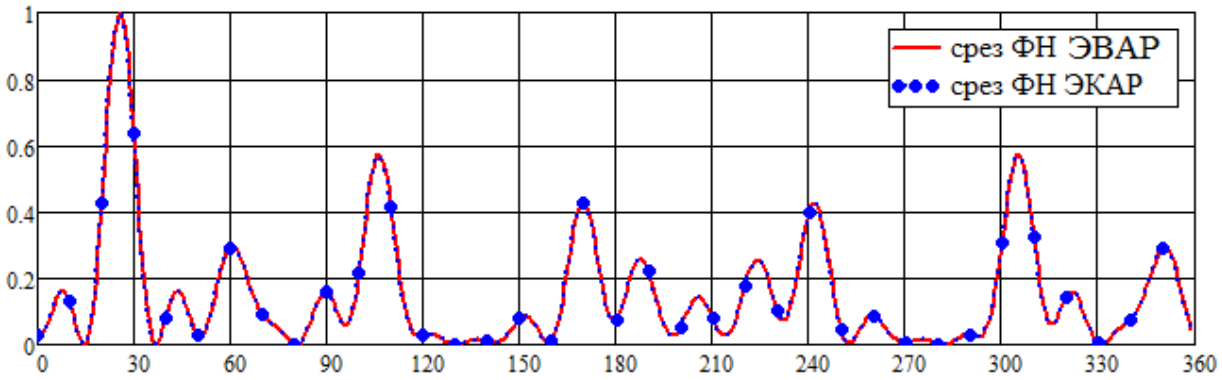


в)

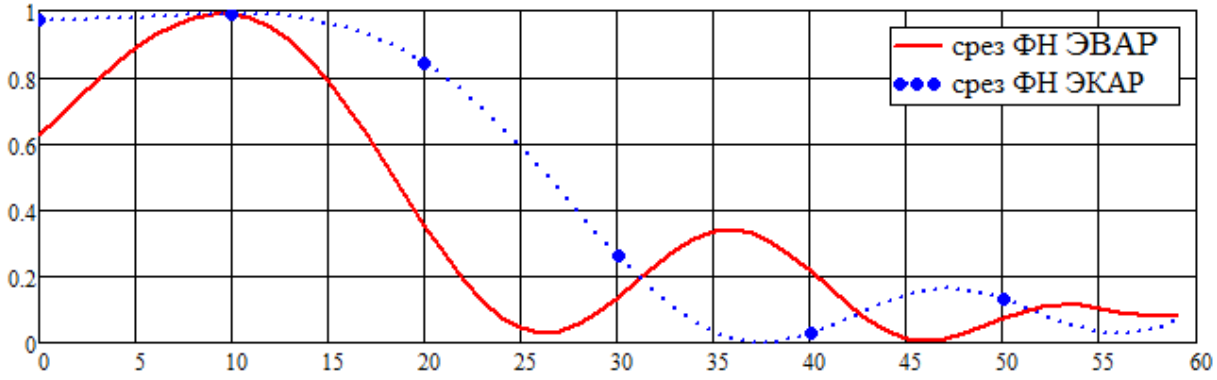
Рис. 2. ФН (а), азимутальный (б) и угломестный (в) срезы ФН для 7-ЭКАР и 7-ЭВАР при $\theta = (360/14)^{\circ}$, $\beta_0 = 0^{\circ}$



а)



б)



в)

Рис. 3. ФН (а), азимутальный (б) и угломестный (в) срезы ФН
для 7-ЭКАР и 7- ЭВАР при $\theta = (360/14)^{\circ}, \beta_0 = 10^{\circ}$

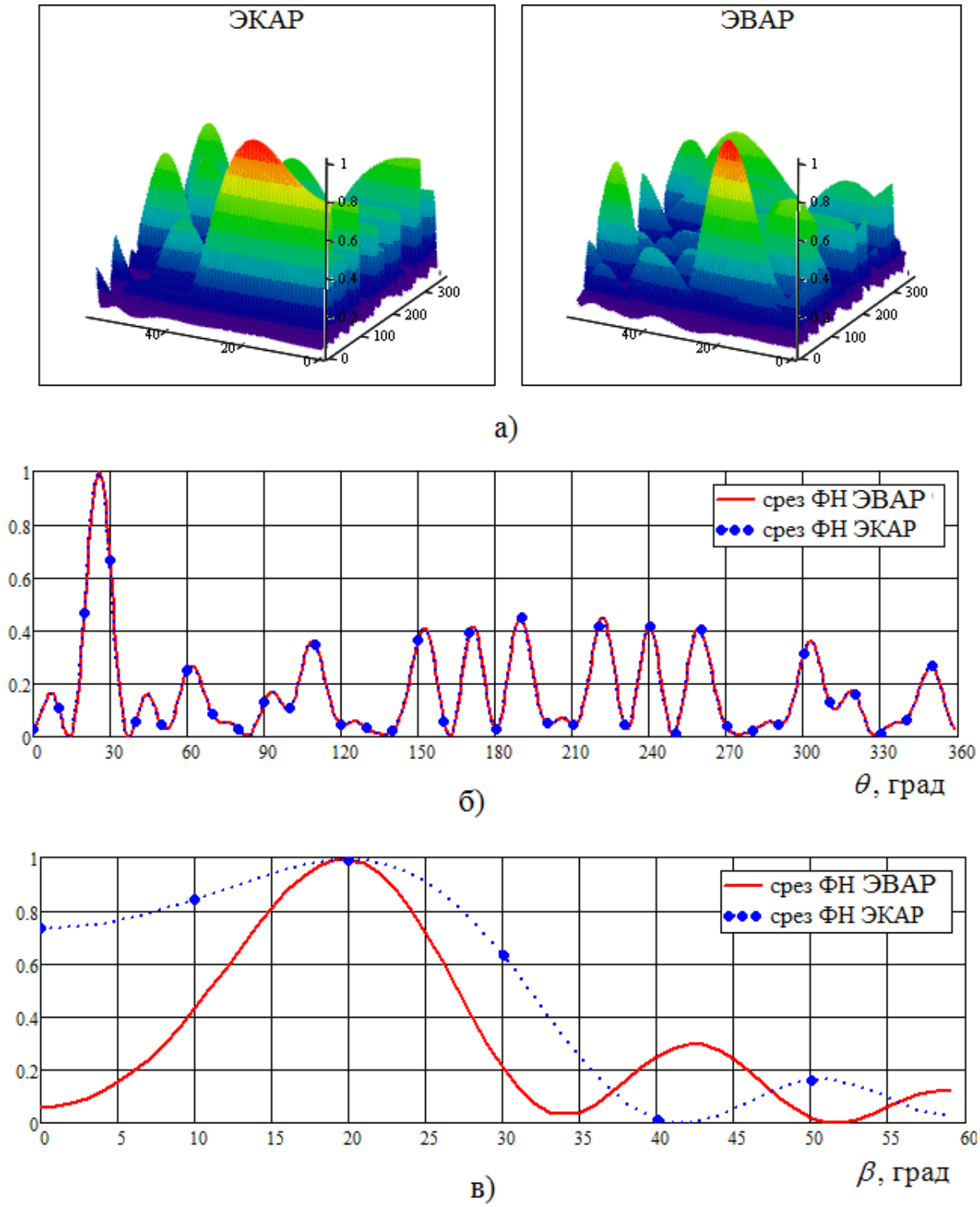


Рис. 4. ФН (а), азимутальный (б) и угломестный (в) срезы ФН для 7-ЭКАР и 7-ЭВАР при θ =(360/14)º, β_0 =20º

Видно, что плоская ЭКАР в сравнении с ЭВАР при малых углах места практически не обеспечивает разрешение по данному параметру. В отличие от ЭКАР, ФН ЭВАР даже при малых углах места (менее 20º) имеет «локализованный» главный лепесток, ориентированный на истинное направление прихода радиоволны, со сравнимыми по величине значениями ширины лепестка вдоль азимутального и угломестного срезов. Это обеспечивает повышение разреша-

ющей способности и точности пеленгования в угломестной плоскости. Угломестные срезы ЭВАР и соответствующей ей ЭКАР совпадают (см. рис. 2б–4б), что обусловлено соответствием параметров проекции ЭВАР на горизонтальную плоскость и параметров рассматриваемой ЭКАР.

Варьируя величину отношения шага винтовой линии к радиусу образующего цилиндра h/R, можно обеспечить требуемую точность и достоверность пеленгования по азимуту и углу места, оставляя неизменными (в сравнении с соответствующей ЭКАР) количество радиоприемных каналов ОП и габаритные характеристики АС в горизонтальной плоскости. Использование ЭВАР позволяет при неизменной (соответствующей плоской ЭКАР) точности пеленгования по азимуту повысить точность, разрешающую способность и достоверность пеленгования по углу места. В предельном случае, при h/R=0, конфигурация ЭВАР трансформируется в плоскую ЭКАР.

На рис. 5 представлена зависимость от угла места β отношения потенциальной СКО пеленгования по углу места $\sigma_\beta^{(ЭКАР)}$ для ОП с ЭКАР к СКО в случае ЭВАР $\sigma_\beta^{(ЭВАР)}$. Кривые 1–4 соответствуют отношениям шага винтовой линии к радиусу образующего цилиндра h/R = 0,1; 0,5; 1 и 1,5 соответственно. Кривые построены по формулам (6) и (7) в случае аддитивного некоррелированного шума при значении азимута $\theta = 2\pi/7$ и справедливы при произвольном значении R/λ и количестве антенных элементов ЭВАР.

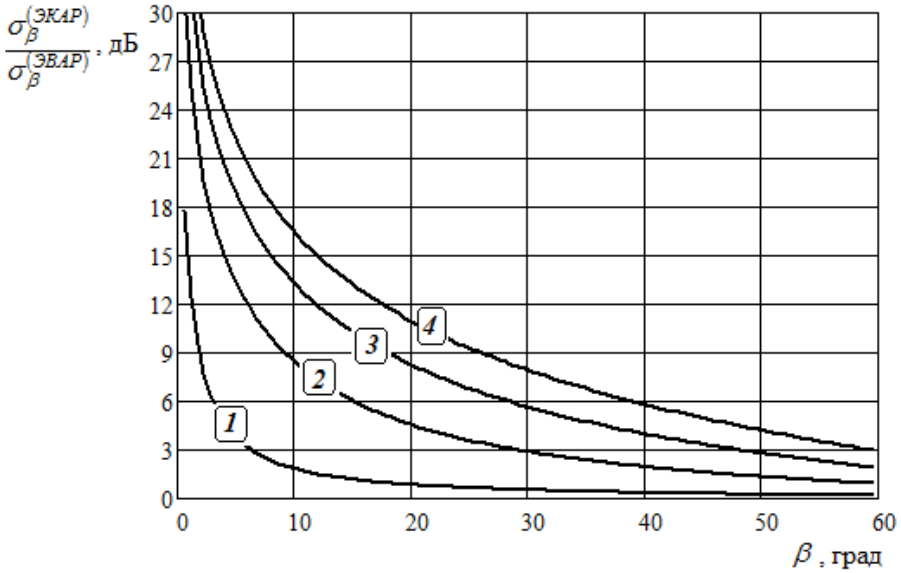


Рис. 5. Отношение потенциальных СКО пеленгования по углу места, обеспечиваемых ОП с ЭКАР и ОП с ЭВАР

Видно, что при фиксированном угле места с увеличением шага винтовой линии выигрыш в точности пеленгования за счет использования ЭВАР повышается, что обусловлено ростом кривизны главного лепестка азимутально-угломестной функции неопределенности. В частности, уже при шаге витка ЭВАР, равном радиусу ЭКАР, при углах места менее 10 град. выигрыш в СКО пеленгования составляет не менее 13 дБ. С ростом угла места прихода радиоволны различие в потенциальных характеристиках ЭВАР и ЭКАР уменьшается.

Выводы

1. Предлагаемая структура объемной АС обеспечивает повышение точности и разрешающей способности пеленгования по углу места, оставляя неизменной (по сравнению со случаем ЭКАР) точность пеленгования в азимутальной плоскости.

2. Использование ЭВАР не предполагает увеличения количества антенных элементов по сравнению со случаем использования соответствующей ей ЭКАР, что при обеспечении моноимпульсного приема радиосигналов не приводит к увеличению количества радиоприемных

каналов ОП, и не требует значительного повышения вычислительных ресурсов аппаратуры, энергопотребления и массы ОП.

Результаты исследования уровней боковых лепестков в азимутально-угломестном секторе приема, а также аномальных ошибок пеленгования при использовании ЭВАР будут представлены в последующих публикациях авторов по данной тематике.

Литература

1. *Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П.* Обнаружение и пеленгование источников радиоизлучений в рамках теории статистической радиотехники // Радиотехника. 2016. №5. С. 26–40.

2. *Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П.* Методы статистической радиотехники в современном решении задач радиомониторинга // Антенны. 2016. №6. С. 55–62.

3. *Дмитриев И.С., Сличенко М.П.* Максимально правдоподобное обнаружение и оценивание направления прихода и амплитуды напряженности радиоволны с помощью многоканального радиопеленгатора с антенной системой произвольной конфигурации // Антенны. 2011. № 5. С. 59–64.

4. *Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Левченко В.Н., Дмитриев И.С., Сличенко М.П.* Максимально правдоподобное обнаружение и оценивание направления прихода и потока мощности радиоволны с помощью многоканального амплитудного радиопеленгатора с антенной системой произвольной конфигурации // Антенны. 2012. №5. С.10–18.

5. *Сличенко М.П.* Адаптивное максимально правдоподобное обнаружение и пеленгование радиоволн с помощью многоканального амплитудного радиопеленгатора с антенной системой произвольной конфигурации // Антенны. 2014. №5. С. 69–72.

6. *Артемов М.Л., Борисов С.Г., Сличенко М.П.* Характеристики максимально правдоподобного обнаружения радиосигналов моноимпульсными обнаружителями-пеленгаторами с антенной системой произвольной конфигурации // Радиотехника. 2014. №11. С. 11–14.

7. *Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П.* Потенциальная точность совместного оценивания азимута и угла места направления прихода радиоволн от источников радиоизлучения //Антенны. 2018. №5. С.38–46.

Статья поступила в редакцию 15 октября 2018 года

УДК 621.396.67

МЕТОД РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕНН ИЗ ПРОВОДНИКОВ С МНОГОСЛОЙНЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПОКРЫТИЕМ В ПОГЛОЩАЮЩИХ СРЕДАХ

© Авторы, 2018

Н.Л. Астахова, зам. начальника отдела, ПАО «РИМР» (г. Санкт-Петербург), e-mail: klon@land.ru
И.И. Малышев, д.т.н., с.н.с., советник ген. директора, АО «Концерн «Созвездие»
И.Р. Сиваков, д.т.н., профессор, гл.н.с., АО «Концерн «Созвездие»

Приведено развитие методики расчета параметров цилиндрического изолированного от окружающей среды проводника с многослойным диэлектрическим покрытием путем построения эквивалентной схемы замещения диэлектрического покрытия многополюсником, образованным цепочечным и последовательным соединением четырехполюсников. Описана методика расчета и приведены результаты расчетов.

Ключевые слова: *антенная система, линейные антенны в поглощающих средах, изолированный проводник, многослойная изоляция, цепочечное соединение.*

THE METHOD FOR CALCULATION THE PARAMETERS OF LINEAR ANTENNAS CONSISTING OF CONDUCTORS WITH A MULTILAYER DIELECTRIC COATING IN ABSORBING ENVIRONMENT

© Authors, 2018

N.L. Astakhova, Deputy Head of department, PJSC «RIPR» (St. Petersburg), e-mail: klon@land.ru
I.I. Malyshev, D.Sc. in Engineering Science, Senior Researcher, JSC «Concern «Sozvezdie»
I.R. Sivakov, D.Sc. in Engineering Science, Professor, Chief Researcher, JSC «Concern «Sozvezdie»

The development of the method for calculating the parameters of a cylindrical conductor isolated from the environment with a multilayer dielectric coating by creating an equivalent circuit for replacing the dielectric coating with a multi-pole formed by a chain and a serial connection of four-poles is presented. The method of calculation is described and the results of calculations are presented.

Keywords: *antenna system, the linear antenna in absorbing media, insulated conductor, multilayer insulation, chain connection.*

Излучающие системы, состоящие из изолированных проводников, достаточно широко применяются в различных областях. При практической реализации нередко возникают ситуации, когда изолирующее покрытие состоит из нескольких слоев. Например, проводник в воздушной полости, образованной с помощью полиэтиленовой трубы, использующейся для ограничения изолирующего воздушного слоя от внешней поглощающей среды.

В [1] предложена математическая модель для расчета параметров тонкопроволочных излучающих систем, состоящих из изолированных и неизолированных от внешней среды линейных проводников, размещенных в общем случае в диссипативной среде. Внешняя задача в части определения матрицы взаимных сопротивлений $\mathbf{Z}_E$ решается с помощью обобщенного метода наведенных ЭДС, примененного для решения уравнения Галлена. Внутренняя задача в части определения элементов матрицы $\mathbf{Y}_I$ (Y-параметров) решается на основании теории многополюсников и теории длинных линий.

Эквивалентная схема представления системы, содержащей изолированные проводники, приведена на рис. 1.

Предложенный в [1] метод расчета может быть развит на случай многослойного диэлектрического покрытия. Однако с целью упрощения расчетных соотношений и сокращения времени вычислений целесообразно для решения внутренней задачи вместо многополюсника с Y-параметрами применить схему в виде цепочечного соединения четырехполюсников в случае однослойной изоляции и схему замещения в виде цепочечного и последовательного соединения четырехполюсников в случае многослойной изоляции [2].

Описание модели

На рис. 2 приведена эквивалентная схема замещения изолированного от внешней среды проводника в виде многополюсника с Z-

 ISSN 1995-7009

параметрами (внешняя задача), выходы которого включены в разрывы цепочечного соединения четырехполюсников с Z-параметрами, соответствующими параметрам отрезка коаксиальной линии, отделенного от соседних отрезков бесконечно малыми кольцевыми зазорами.

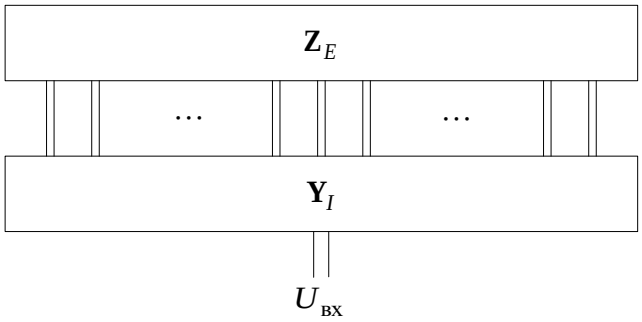


Рис. 1. Эквивалентная схема замещения изолированного проводника с использованием многополюсника с Y-параметрами

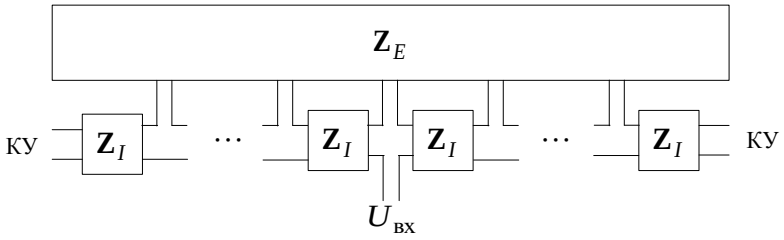


Рис. 2. Эквивалентная схема замещения изолированного проводника с использованием цепочечного соединения четырехполюсников

Приведенная на рис. 2 схема замещения в виде цепочечного соединения четырехполюсников для учета параметров изолирующего покрытия может быть развита на случай многослойного диэлектрического покрытия следующим образом.

Введем на границах диэлектрических слоев, так же как и на границе раздела внешней среды и диэлектрика в [1], системы эквивалентных поверхностных токов. Поперечное сечение полученных коаксиальных линий для случая двухслойного диэлектрического покрытия представлено на рис. 3.

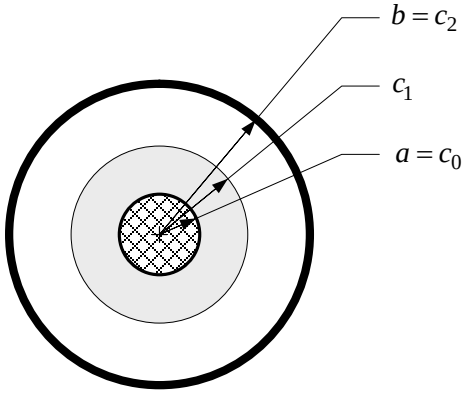


Рис. 3. Поперечное сечение коаксиальной линии с двухслойным диэлектриком

Используя представление коаксиальных линий, полученных в результате введения системы эквивалентных поверхностных токов на границах раздела слоев, в виде линейных пассивных четырехполюсников, получим схему замещения для внутренней задачи в виде цепочечного и последовательного соединения четырехполюсников. Фрагмент схемы для случая двухслойного диэлектрика приведен на рис. 4, где обозначено:

$\mathbf{Z}_{k,i}$, $k = 1, N$ – матрица Z-параметров отрезка коаксиальной линии между двумя соседними зазорами i-го слоя;

U_k^E, $k = 1, N$ – напряжение в зазорах на поверхности диэлектрического покрытия проводника и внешней окружающей среды;

$U_{k,i}^I$, $k = 1, N$ – напряжение в зазорах на границе раздела i-го и $i+1$-го слоев диэлектрика;

U_k^I, $k = 1, N$ – напряжение в зазорах на поверхности проводника;

I_k, $k = 1, N$ – токи в сечениях;

$\mathbf{Z}_k$, $k = 1, N$ – результирующая матрица Z-параметров отрезка коаксиальной линии с многослойной диэлектрической изоляцией между двумя соседними зазорами.

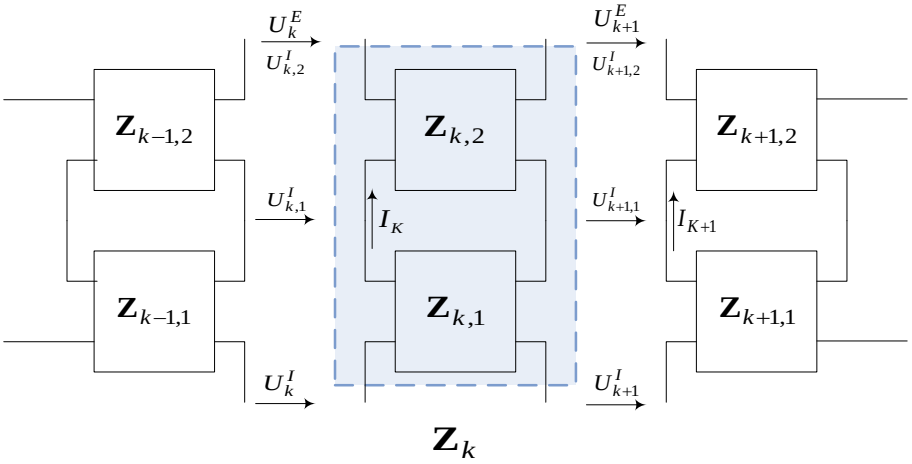


Рис. 4. Схема замещения двухслойного диэлектрического покрытия (фрагмент)

Будем считать, что изолирующее покрытие с внешним радиусом $b\left(b << l, b << \lambda_c\right)$, где l – длина сегмента (расстояние между зазорами), λ_c – длина волны в окружающей среде, состоит из нескольких цилиндрических слоев M с внутренним радиусом c_{i-1}, внешним радиусом $c_i\left(a = c_0 < c_1 < ... < c_M = b\right)$, комплексная диэлектрическая проницаемость слоя $\dot{\varepsilon}_i = \varepsilon_i \cdot \left(1 - i \cdot tg\delta_i\right)$, $\mathrm{tg}\,\delta_i$ – тангенс угла диэлектрических потерь. Между сечениями двух соседних разрезов четырехполюсники соединены последовательно. Таким образом, матрица Z-параметров результирующего четырехполюсника между двумя соседними зазорами будет равна сумме матриц Z-параметров исходных четырехполюсников [2]:

$$\mathbf{Z}_k = \sum_{i=1}^{M} \mathbf{Z}_{k,i}\,, \qquad (1)$$

где k – номер каскада (соответствует номеру зазора); $\mathbf{Z}_k$ – матрица Z-параметров результирующего четырехполюсника k-го каскада; $\mathbf{Z}_{k,i}$ – матрица Z-параметров четырехполюсника, соответствующего коаксиальной линии между $(k-1)$-м и k-м сечениями i-го слоя; M – количество слоев;

$$Z_{k,i} = \frac{W_{k,i}}{sh\left(\gamma_{k,i} l\right)} \begin{pmatrix} ch\left(\gamma_{k,i} l\right) & 1 \\ 1 & ch\left(\gamma_{k,i} l\right) \end{pmatrix}, \qquad (2)$$

где $W_{k,i}$ – волновое сопротивление линии;

$\gamma_{k,i}$ – постоянная распространения;

l – длина отрезка коаксиальной линии между двумя соседними зазорами.

В случае коаксиальной линии [2, 3]

$$\gamma_{k,i} = i\frac{2\pi}{\lambda_0}\sqrt{\dot{\varepsilon}_i}\,, \qquad (3)$$

$$W_{k,i} = \frac{60}{\sqrt{\dot{\varepsilon}_i}} \ln\left(\frac{c_i}{c_{i-1}}\right). \qquad (4)$$

При $\gamma_{k,i} l \to 0$ из (1) – (2) путем несложных преобразований получаются хорошо известные [3, 4] соотношения для постоянной распространения и волнового сопротивления коаксиального кабеля с многослойным диэлектриком.

Таким образом, так же как и в случае однослойного диэлектрического покрытия, эквивалентная схема замещения изолированного от внешней среды многослойным диэлектрическим покрытием проводника может быть представлена в виде многополюсника с Z-параметрами (внешняя задача [1]), выходы которого включены в разрывы цепочечного соединения четырехполюсников, каждый из которых, в свою очередь, образован последовательным соединением M четырехполюсников (M – количество слоев), параметры которых соответствуют параметрам отрезков коаксиальных линий между соседними разрезами, образованных в результате введения системы эквивалентных поверхностных токов на границах раздела слоев.

Алгоритм расчета

Расчет матрицы сопротивлений (внутренняя задача) в случае многослойного диэлектрического покрытия выполняется следующим образом. Проводник разбивается на сегменты равной длины l, для каждого слоя диэлектрика

в получившихся сегментах рассчитываются матрицы Z-параметров ($\mathbf{Z}_{k,i}, k=1,N, i=1,M$) по формулам (2) – (4), которые затем суммируются по формуле (1). В случае однородного по длине изолирующего покрытия результирующая матрица Z-параметров рассчитывается только один раз.

Для вывода основных расчетных соотношений, связывающих решение внутренней и внешней задач, рассмотрим эквивалентную схему для вибратора, содержащего 3 разреза (рис. 5).

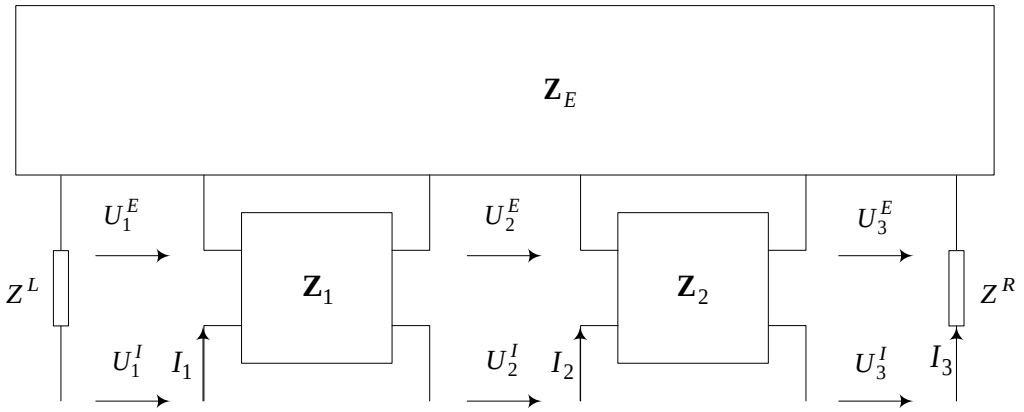


Рис. 5. Эквивалентная схема замещения изолированного вибратора (усеченная)

Здесь $\mathbf{Z}_n$, $n=1,N$ – результирующая матрица Z-параметров отрезка коаксиальной линии между двумя соседними зазорами, рассчитываемая по формулам (1)–(4).

Используя метод контурных токов и теорию четырехполюсников [2], а также соотношение между токами и напряжениями на поверхности диэлектрического покрытия проводника [1] $\mathbf{U}^E = \mathbf{Z}_E \cdot \mathbf{I}$, получим для токов в сечениях введенных зазоров и напряжений на поверхности проводника следующую систему уравнений:

$$\left[\begin{pmatrix} -Z^L - Z_{111} & Z_{112} & 0 \\ Z_{121} & -Z_{122} - Z_{211} & Z_{212} \\ 0 & Z_{221} & -Z_{222} - Z^R \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Z_{E11} & Z_{E12} & Z_{E13} \\ Z_{E21} & Z_{E22} & Z_{E23} \\ Z_{E31} & Z_{E32} & Z_{E33} \end{pmatrix}\right]\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{pmatrix}, \quad (5)$$

где Z_{Eij}, $i,j=1,3$ – элементы матрицы взаимных сопротивлений, рассчитанные по формулам (8)–(9), приведенным в [1];

Z_{kij}, $i,j=1,2$ – элементы матрицы Z-параметров k-го четырехполюсника, представляющего собой отрезок коаксиальной линии между k-м и $(k+1)$-м зазорами.

Введенные в схему сопротивления Z^L и Z^R рассчитываются как сопротивления концевых отрезков длинных линий, нагруженных на сопротивление на конце вибратора, заданное в соответствии с концевыми условиями [1]. Для расчета Z^L и Z^R результирующая матрица Z-параметров пересчитывается в матрицу A-параметров, что позволяет унифицировать процедуру расчета Z^L и Z^R.

В соответствии с заданными условиями на концах проводника

$$\begin{pmatrix} U_0^{L(R)} \\ I^{L(R)} \end{pmatrix} = \begin{cases} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} & \text{при условии короткого замыкания на концах проводника,} \\ \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} & \text{при условии холостого хода на концах проводника,} \\ \begin{pmatrix} Z_{\text{н}} \\ 1 \end{pmatrix} & \text{при условии нагрузки } (Z_{\text{н}}) \text{ на концах проводника} \end{cases}$$

по формулам

$$\begin{pmatrix} U^{L(R)} \\ I^{L(R)} \end{pmatrix} = \mathbf{A}^{L(R)} \begin{pmatrix} U_0^{L(R)} \\ I_0^{L(R)} \end{pmatrix},$$

$$Z^{L(R)} = U^{L(R)} \Big/ I^{L(R)}$$

рассчитываются значения Z^L и Z^R, которые вместе с результирующей матрицей Z-параметров используются для формирования матрицы $\left(Z^I + Z^E\right)$ в соответствии с формулой (5).

Следует отметить, что функции, входящие в формулы (2) и (5), не имеют особых точек в отличие от выражений для Y_{np}, Y_{pn} [1], при расчете которых, в случае использования в качестве изолирующего слоя идеального диэлектрика без потерь (проводник в воздушной полости), при длине плеча вибратора, кратной четверти длины волны в диэлектрике, возникают особые точки с неопределенностью типа $1/0$, связанные с обращением в ноль значений Z_p, Z_n, что приводит к ошибке при вычислении распределения тока и входных сопротивлений в этих точках. Для иллюстрации на рис. 6 и 7 приведены кривые зависимости входного сопротивления от l/λ_0, где l – длина плеча вибратора, λ_0 – длина волны в воздухе, для размещенного в почве симметричного изолированного от внешней среды вибратора при различных значениях диэлектрической проницаемости ε ($tg\delta = 0$). Кривые построены с использованием схемы замещения с Y- и Z-параметрами, маркерами помечены точки, в которых на частотах, кратных четвертьволновому резонансу, при расчетах с использованием Y-параметров [1] наблюдаются разрывы непрерывности.

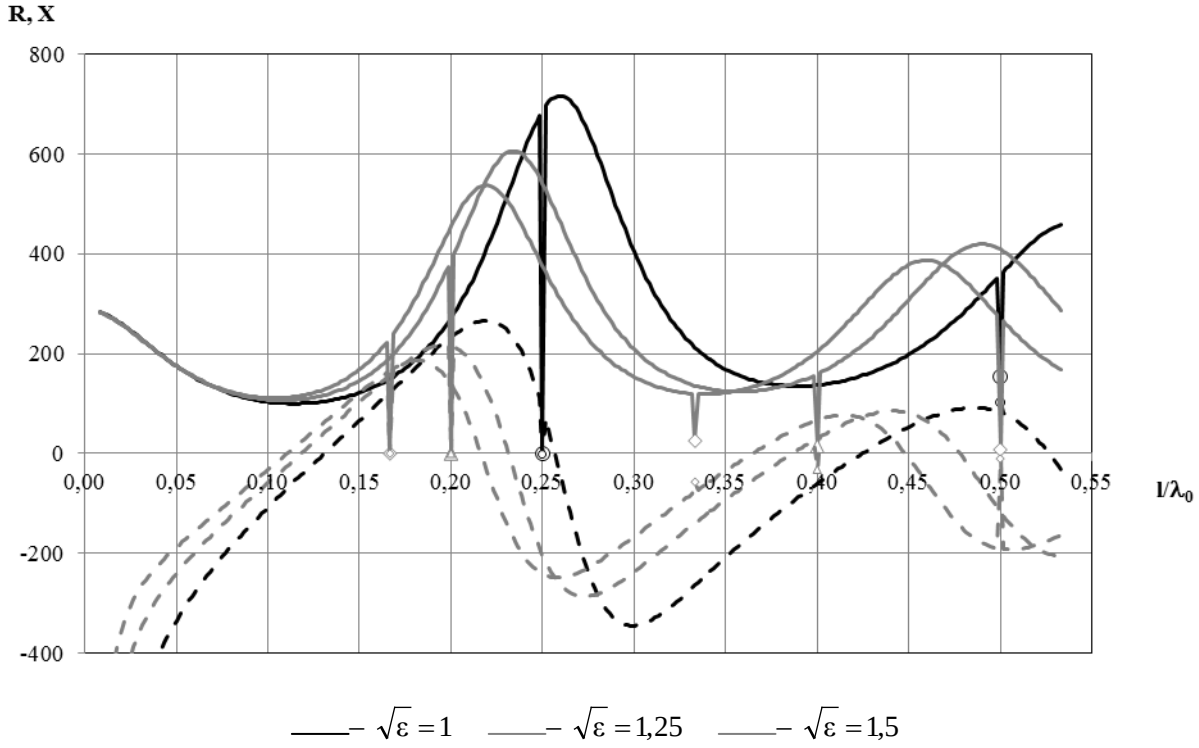


Рис. 6. Зависимость входного сопротивления изолированного симметричного вибратора, размещенного в почве, от l/λ_0 (Y-параметры)

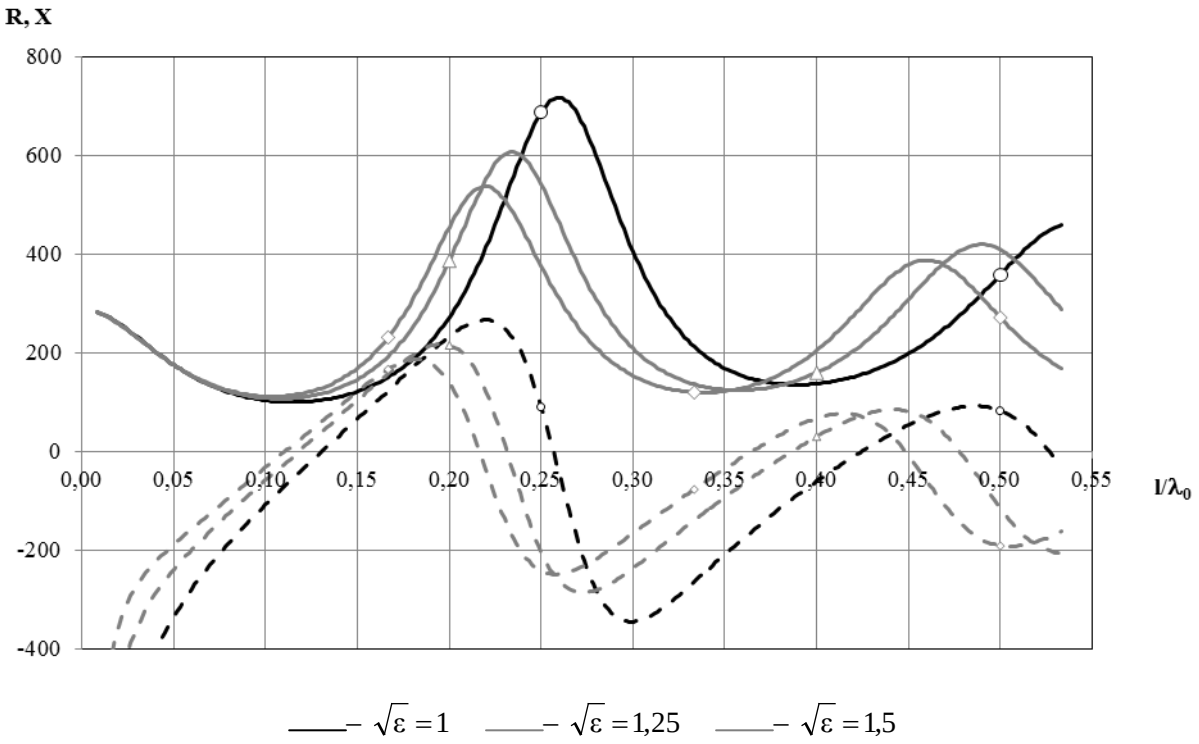


Рис. 7. Зависимость входного сопротивления изолированного симметричного вибратора, размещенного в почве, от l/λ_0 (Z -параметры)

Сопоставление графиков на рис. 6 и 7 показывает, что особенности, отмечаемые в результате расчета, выполненного с использованием системы Y -параметров, в предлагаемом варианте расчета с Z -параметрами исключены.

Работоспособность описанной математической модели проводника в многослойной цилиндрической изоляции была подтверждена результатами расчетов входного сопротивления и распределения тока для набора контрольных примеров, позволяющего сопоставить результаты расчетов с приведенными в литературе теоретическими и экспериментальными данными [4].

Для иллюстрации на рис. 8 приведены кривые зависимости входного сопротивления изолированного вибратора от l/λ_c. Расчеты выполнены при следующих параметрах: длина плеча вибратора $l = 5$ м, изолирующее покрытие с внешним радиусом b ($\frac{b}{a} = 2$) состоит из двух цилиндрических слоев с параметрами:

– внутренний слой с внешним радиусом c – воздух: $\varepsilon_1 = 1,\ \operatorname{tg}\delta_1 = 0$;

– внешний слой – полиэтиленовая трубка: $\varepsilon_2 = 2,3,\ \operatorname{tg}\delta_2 = 10^{-4}$.

Вибратор размещен в почве с параметрами $\varepsilon_c = 5$, удельная проводимость $\sigma_c = 10^{-3}$ См/м при различных соотношениях $d = \frac{c-a}{b-a}$. Там же для сравнения приведены результаты расчета входного сопротивления для вибраторов в однослойной изоляции – воздух и полиэтилен соответственно.

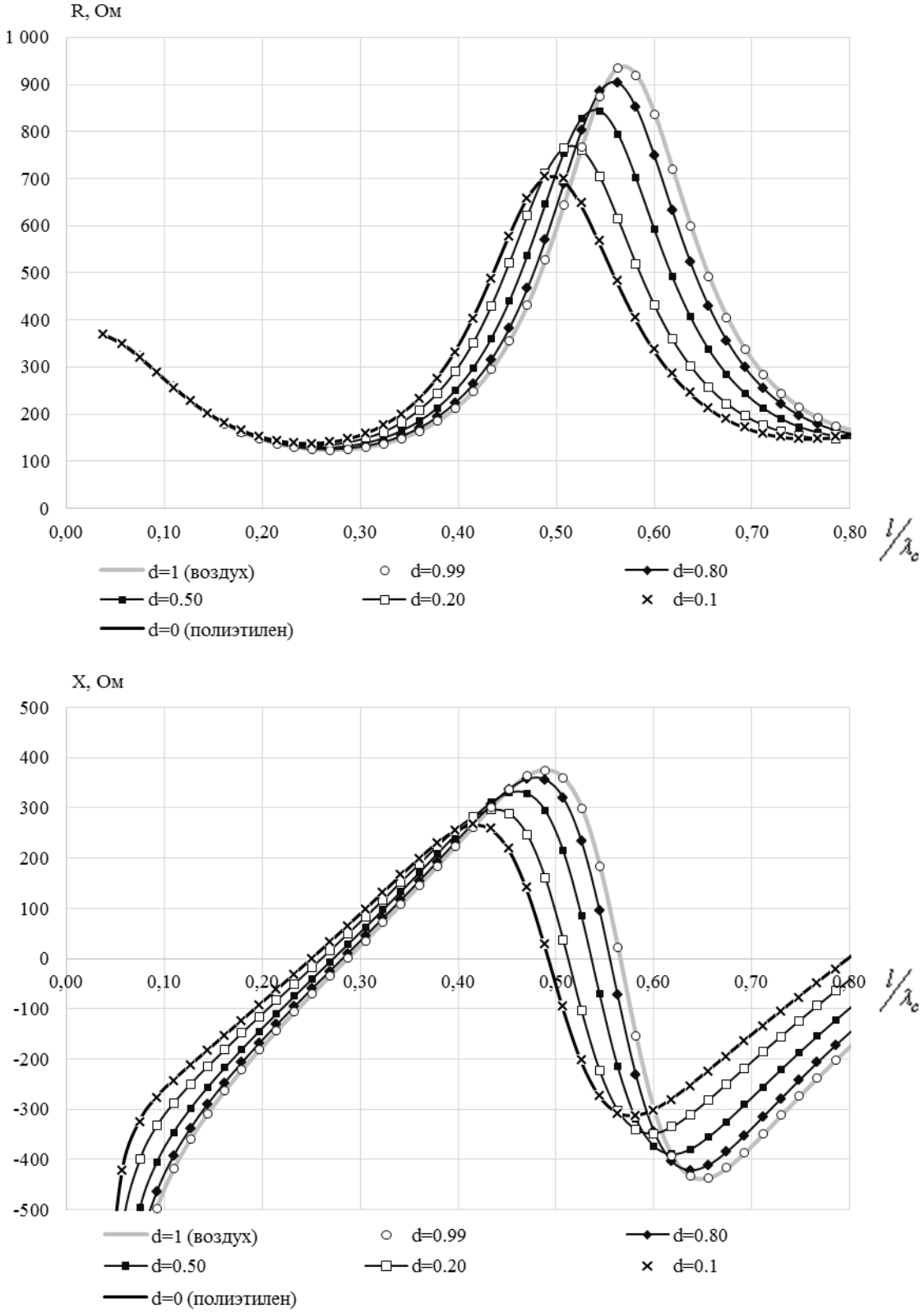


Рис. 8. Зависимость входного сопротивления проводника в двухслойной изоляции, размещенного в почве, от l/λ_c при различных соотношениях $d = \dfrac{c-a}{b-a}$

Анализ частотных зависимостей R и X показывает, что в предельных случаях $d \to 0$ (проводник в полиэтиленовой изоляции) и $d \to 1$ (проводник в воздушной полости) результаты расчетов входного сопротивления вибратора в двухслойной изоляции приближаются к соответствующим результатам для проводника в однослойной изоляции, что вполне подтверждается практическим опытом.

Заключение

Использование представления в виде цепочечного соединения четырехполюсников для решения внутренней задачи в математической модели для расчета параметров антенных систем, состоящих из линейных изолированных от внешней среды проводников, помещенных в диссипативную среду, расширяет область применения методики расчета параметров цилиндрического изолированного от окружающей среды проводника с многослойным диэлектрическим покрытием и позволяет проводить вычисления распределения тока и входных сопротивлений при произвольных длинах проводников в случае использования диэлектрика без потерь.

Наряду с этим сопоставительный анализ двух вариантов расчета показал, что переход к уравнению (5) вместо использования уравнения (6), предложенного ранее в [1], позволяет приблизительно на 30% сократить время вычислений за счет того, что:

– матрицы Z^I размерности $N \times N$ содержат не более чем $\left(4 + 3 \times \left(N - 1\right)\right)$ отличных от нуля элементов, в то время как матрица Y требует с учетом симметрии вычисления $N \times \left(N - 1\right)/2$ элементов;

– для формирования матрицы $\left(\mathbf{E} + \mathbf{Y} \cdot \mathbf{Z}\right)$ [1] даже в случае одиночного вибратора требуется вычисление не менее одного произведения матриц размерности $N \times N$, требующих $N \times N$ операций умножения и $N \times \left(N + 1\right)$ операций сложения, а для формирования матрицы $\left(Z^I + Z^E\right)$ в соответствии с (5) требуется только $\left(4 \times N + 2\right)$ операций сложения.

Литература

1. *Астахова Н.Л.* Математическая модель и алгоритм расчета параметров линейных антенных систем в поглощающих средах // Теория и техника радиосвязи. 2016. № 3. С. 27–34.

2. *Зернов Н.В., Карпов В.Г.* Теория радиотехнических цепей. М.: Энергия, 1972.

3. *Семенов Н.А.* Техническая электродинамика. М.: Связь, 1973. 480 с.

4. *Кинг Р., Смит Г.* Антенны в материальных средах. Т. 1, 2. М.: Мир, 1984. 822 с.

Статья поступила в редакцию 7 мая 2018 года

УДК 621.3.011.732

ПРЕЦИЗИОННЫЕ КОНТАКТНЫЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСТРОЙСТВ НА ПАВ*

© Авторы, 2018

А.С. Груздев, научный сотрудник, ООО «БУТИС», e-mail: sasha141181@rambler.ru
А.С. Багдасарян, д.т.н., профессор, гл.н.с., ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, e-mail: bas@niir.ru
Т.В. Синицына, к.т.н., главный конструктор, ООО «БУТИС», e-mail: sinicina59@mail.ru

Разработан комплексный подход к проектированию и проведен сравнительный анализ прецизионных контактных устройств (КУ) различного конструктивного исполнения. Рассмотрено влияние КУ на частотные характеристики СВЧ компонентов. Даны конкретные рекомендации по выбору оптимальной конструкции и материалов КУ в зависимости от габаритных размеров компонентов, узлов радиоэлектронной аппаратуры и температурных режимов их эксплуатации. Исследовано влияние паразитных элементов конструкции контактных устройств (индуктивности и емкости контактирующих выводов, коммутирующих проводников и т.д.) на параметры готового изделия на примере устройств на поверхностных акустических волнах (ПАВ).

Ключевые слова: *прецизионные контактные устройства, СВЧ компоненты, коннекторы, устройства на ПАВ, ПАВ-фильтры.*

PRECISION CONTACT DEVICES FOR CONTROL OF FREQUENCY CHARACTERISTICS OF SAW DEVICES

© Authors, 2018

A.S. Gruzdev, Research Engineer, BUTIS Ltd., e-mail: sasha141181@rambler.ru
A.S. Bagdasaryan, D.Sc. in Eng. Science, Professor, Chief Researcher, RAS Institute of Radio Engineering and Electronics
T.V. Sinitsyna, Ph. D. in Eng. Science, Lead Designer, BUTIS Ltd., e-mail: sinicina59@mail.ru

An integrated approach to design is developed and the comparative analysis of the precision connect devices (CD) of various design is carried out. Influence of CD on frequency characteristics of the microwave components is considered. Specific recommendations about the choice of an optimum design and materials CD depending on overall dimensions of components, knots of the radio-electronic equipment and temperature conditions of their operation are made. Influence of parasitic elements of a design of contact devices on parameters of a finished product on the example of devices on the surface acoustic waves (SAW) is investigated.

Keywords: *precision connect devices (CD), microwave components, SAW device, SAW filters.*

Поскольку рабочий частотный диапазон разрабатываемых частотно-избирательных устройств постоянно расширяется, исследования в области СВЧ измерений становятся все более актуальными. В области техники и технологии поверхностных акустических волн (ПАВ) серийно выпускаются фильтры с номинальной частотой до 3,3 ГГц [1, 2]. Известны публикации об экспериментальных разработках в диапазоне частот до 10 ГГц [3].

Основная проблема при измерении параметров ПАВ-устройств СВЧ диапазона состоит в том, что собственная емкость преобразователя ПАВ соизмерима с паразитными емкостями корпуса и измерительной оснастки. Паразитные элементы корпуса обычно имеют фиксированные значения, поэтому они учитываются при моделировании ПАВ-устройства [4]. В то же время для обеспечения корректности измерений необходимо минимизировать влияние измерительной оснастки на характеристики СВЧ устройств.

Пути решения данной задачи лежат в области разработки комплексных подходов к проектированию и изготовлению КУ, что позволило бы обеспечить прецизионность проводимых измерений. Следует отметить, что контроль параметров, проводимый в СВЧ диапазоне, по сравнению с традиционными измерениями на более низких частотах имеет ряд своих особенностей, которые определяются свойствами электромагнитных и поверхностных акустических волн, их распространением и преобразованием. Проблема всех контрольных измерений приборов СВЧ-

* Работа выполнена при поддержке РФФИ: гранты № 17-07-01372-а, № 18-07-00282-а.

диапазона, в частности фильтров на ПАВ, состоит в качественном, надежном и устойчивом подключении измерительной аппаратуры к исследуемому устройству и элементам калибровки в целях обеспечения достоверности проводимых измерений.

На сегодняшний день на мировом рынке существует несколько десятков производителей КУ (Wells, Yamaichi, Loranger, Aries и др.), обеспечивающих достаточно точные измерения в СВЧ диапазоне. Продукция представлена широким модельным рядом, выполненным под стандартные корпуса электрорадиоизделий. Поскольку цена на такие контактные устройства варьируется от десятков до сотен тысяч рублей (в зависимости от требуемых параметров), в России данная продукция практически не востребована. В связи с этим разработка и внедрение комплексных подходов к моделированию и производству контактных устройств, предназначенных для контроля частотных характеристик СВЧ компонентов, являются актуальной задачей.

Типы контактных устройств

Как уже отмечалось выше, основной задачей при проектировании и изготовлении контактных устройств является минимизация искажений характеристик измеряемых изделий, обусловленных наличием паразитных элементов конструкции КУ. С увеличением частоты радиосигнала влияние контактного и переходного сопротивления, а также различных паразитных составляющих, которые неизбежно возникают в коннекторах (элементы КУ, обеспечивающие контакт с образцом), печатной плате, СВЧ разъемах и др. компонентах, входящих в состав устройства, возрастает. Поэтому для обеспечения высокой точности СВЧ измерений требуется согласование всего электрического тракта.

В настоящей статье проведен сравнительный анализ трёх базовых конструкций контактных устройств различного функционального назначения, разработанных в ООО «БУТИС» (рис. 1), а также представлены результаты измерения конкретных ПАВ-устройств, проведенных с использованием данных КУ.

Разработанные и изготовленные нами КУ различаются по типу конструкции, по типам корпусов, в которых выпускаются контролируемые изделия, а также по допустимым температурным интервалам проводимых испытаний. Проектирование КУ выполнено в среде AutoCAD 2014 с использованием 3D-модели контактного устройства. Разработан комплект КД и ТД на изготовление КУ [1].

Рис. 1. Базовые конструкции контактных устройств

Все металлические части (корпус, пластина), входящие в комплект КУ, изготовлены на электроэрозионном оборудовании с помощью подготовленных управляющих программ. Технологическая база ООО «БУТИС» позволяет изготавливать любые металлические детали для контактных устройств с высокой точностью, поскольку размеры контролируемых образцов СВЧ компонентов на ПАВ малы.

Первый тип КУ – это контактное устройство на основе печатной платы, в котором в качестве коннектора используется токопроводящий эластомер. Оно включает в себя металлический корпус, печатную плату с впаянными в нее высокочастотными разъемами и пластину с окном, размер которого выполнен под конкретный корпус измеряемого образца. В нашем случае это металлокерамический корпус типа SMD с габаритными размерами 5,0 х 5,0 х 1,1 мм. Все элементы конструкции (корпус, плата и пластина) жестко соединены между собой винтами.

При проектировании печатной платы для СВЧ измерений важно правильно рассчитать микрополосковую линию для конкретного волнового сопротивления. В настоящее время на интернет-ресурсах представлено множество программ-калькуляторов, позволяющих выполнять данную процедуру, поэтому расчет достаточно прост. Пример расчета габаритных размеров микрополосковой линии для волнового сопротивления $Z_0 = 50$ Ом приведен на рис. 2 (оптимальная ширина составляет $W = 1{,}76$ мм).

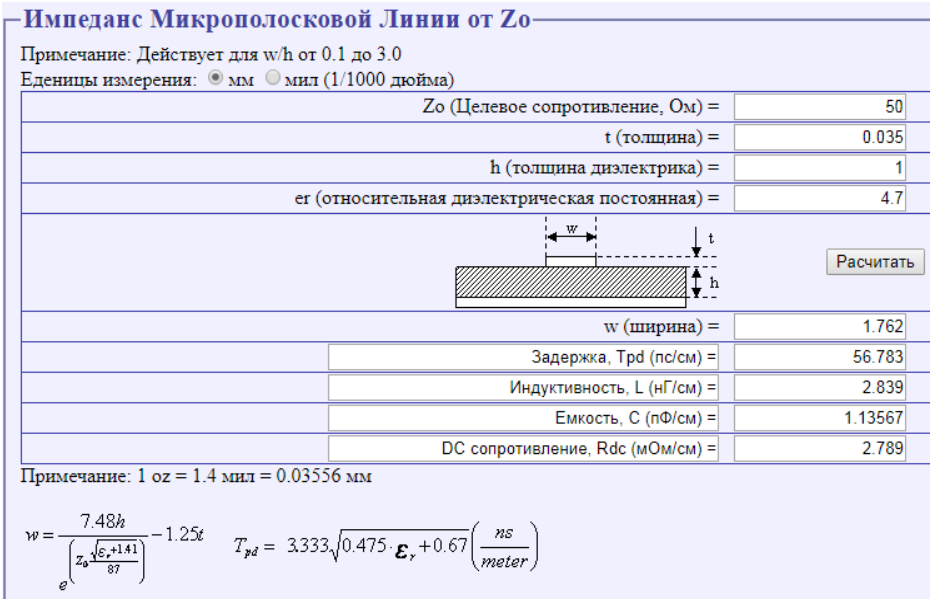


Рис. 2. Расчет параметров микрополосковой линии

Одним из основных элементов конструкции КУ типа 1 является токопроводящий эластомер. Это особый вид коннектора, который выпускается рядом зарубежных производителей. Различают эластомеры двух типов:

1. Эластомеры с однородно заполненными тонкими позолоченными «проволочками». Благодаря равномерному заполнению данные проводники не зависят от расположения контактных площадок SMD корпусов и являются полностью универсальными.

2. Эластомеры с так называемыми «колодцами», заполненными упругими проводящими частицами или упругим комком тонкой проволоки. Такие проводники изготавливаются индивидуально под каждый конкретный корпус, поэтому область их применения ограничена.

На сегодняшний день рынок предлагает эластомеры толщиной 0,15…1,5 мм с шагом «проволочек» 0,03…0,1 мм, обеспечивающие приемлемое качество контроля электрических параметров до частот порядка 10 ГГц в диапазоне температур от –45 до +120 °С. К преимуществам данных проводников можно отнести их относительно невысокую цену, универсальность и простоту в обслуживании контактных устройств. Недостатками таких коннекторов являются малый ресурс, быстрое загрязнение, нестабильность работы при низких температурах, что важно при проведении климатических испытаний, а также самый важный, на наш взгляд, недостаток – это трудности с регулированием усилия прижатия образца. Вследствие этого происходит нестабильный контакт с контактными площадками SMD-корпуса и усиливается влияние переходного сопротивления. Переходное контактное сопротивление тем меньше, чем больше усилие нажатия на образец, так как от этого зависит действительная площадь соприкосновения. Однако усилие прижатия между образцом и коннектором целесообразно увеличивать только до определенной величины, поскольку при малых значениях давления переходное сопротивление уменьшается быстро, а при больших – почти не изменяется. Таким образом, усилие прижатия должно быть достаточно большим для того, чтобы обеспечить малое переходное сопротивление, но не должно вызывать пластических деформаций в эластомере, что может привести к его разрушению. Учитывая, что корпуса с большими габаритными размерами имеют недостаточную плоскопараллельность, использование эластомеров с «проволочками» рекомендуется для корпусов с размерами меньше 5,0 х 5,0 мм.

Следует отметить, что свойства контактного соединения со временем изменяются. Только новый контакт при достаточном давлении имеет наименьшее возможное переходное контактное сопротивление. В процессе эксплуатации под действием разнообразных факторов, таких как загрязнение контактирующих поверхностей, образование окисной пленки, переходное сопротивление контакта увеличивается, что требует периодической обработки поверхности коннектора специализированными очистительными спреями. В противном случае прецизионность контроля частотных характеристик фильтров на ПАВ будет под вопросом.

В конструкции **контактного устройства второго типа** также используется печатная плата, но в качестве коннекторов применены пружинно-штыревые контакты (Pogo Pin). Высокочастотные разъемы, металлический корпус и пластина с окном выполнены и соединены между собой аналогично КУ типа 1.

Применение коннекторов Pogo Pin является одним из традиционных и наиболее распространенных методов проектирования контактных устройств СВЧ диапазона для SMD-корпусов. Такая популярность обусловлена их огромной номенклатурой, относительно невысокой стоимостью, ремонтопригодностью, большим ресурсом (2000–3000 циклов прижима), малым КСВн (коэффициент стоячей волны по напряжению), легкостью монтажа в печатную плату, а также тем, что данный тип коннектора сохраняет свою работоспособность в широком диапазоне температур (от –60 до +85°С). Кроме того, с помощью коннекторов Pogo Pin решается проблема неравномерности прижатия, которая характерна для токопроводящих эластомеров. Равномерность прижатия в данном случае обеспечивается конструкцией пружинных контактов, что позволяет нивелировать влияние несоответствия по плоскопараллельности различных корпусов. Основным недостатком коннекторов данного вида является большая собственная индуктивность и емкость, что оказывает заметное влияние на характеристики ПАВ-фильтра на частотах свыше 2 ГГц. Кроме того, для уменьшения электромагнитной наводки требуется тщательное экранирование коннекторов. Лучше всего, когда подпружиненные контакты полностью погружены в металл.

Отличительной особенностью **КУ третьего типа** является отсутствие в конструкции печатной платы, за счёт чего уменьшается его себестоимость и время изготовления. Пружинно-штыревые контакты смонтированы непосредственно к высокочастотному разъему, что исключает влияние паразитных элементов платы, улучшает экранировку, и, соответственно, повышает достоверность контроля параметров фильтров на ПАВ.

Одним из важнейших параметров КУ, помимо переходного контактного сопротивления и волнового сопротивления, является коэффициент стоячей волны по напряжению, который характеризует относительное увеличение волнового сопротивления электрического соединения на высоких частотах. При частотах сигнала менее 500 МГц величина КСВн составляет 1,02…1,1, на более высоких частотах (1…3 ГГц) значение КСВн может достигать 1,4…1,8. Данный параметр помогает оценить работоспособность КУ в частотном диапазоне: чем меньше величина КСВн, тем меньше влияние паразитных составляющих контактного устройства на итоговую характеристику устройства, и, следовательно, выше прецизионность проводимых измерений.

Сравнение *S*-параметров различных типов контактных устройств приведено на рис. 3, 4.

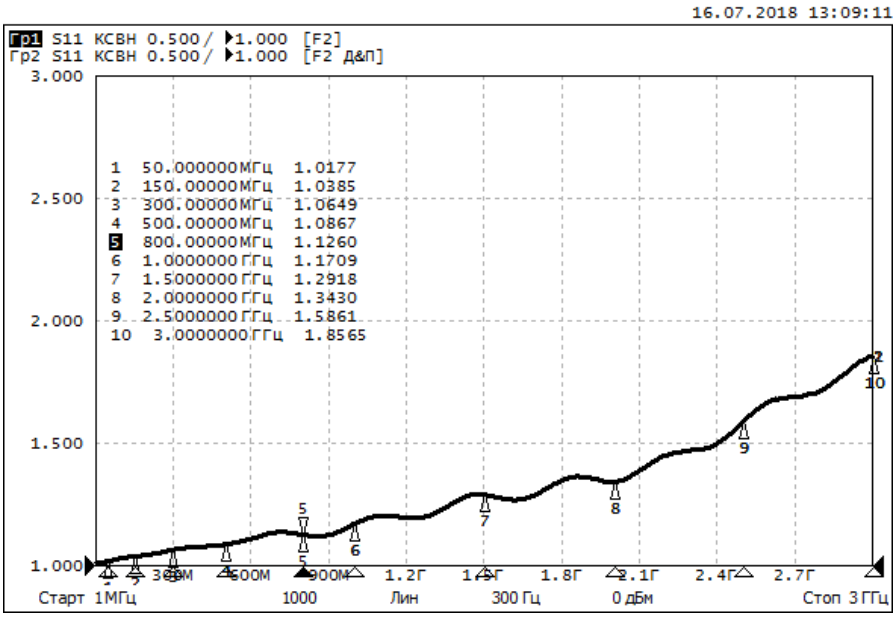
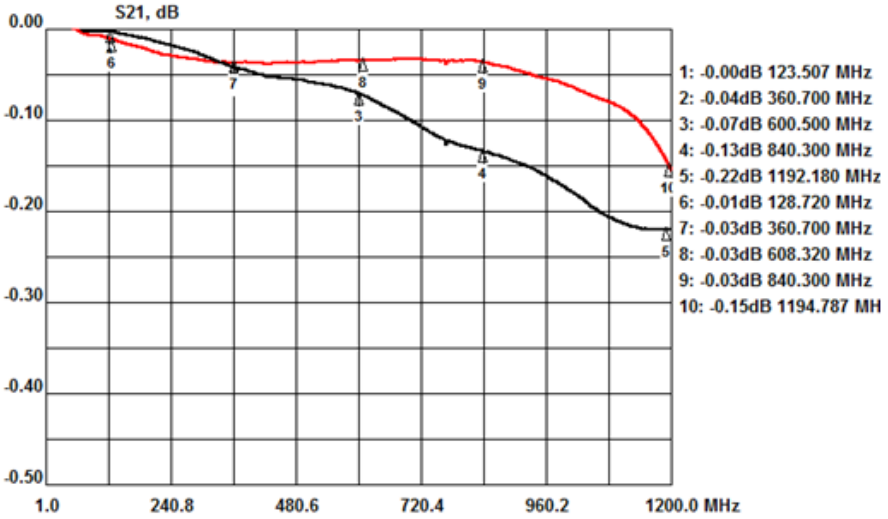
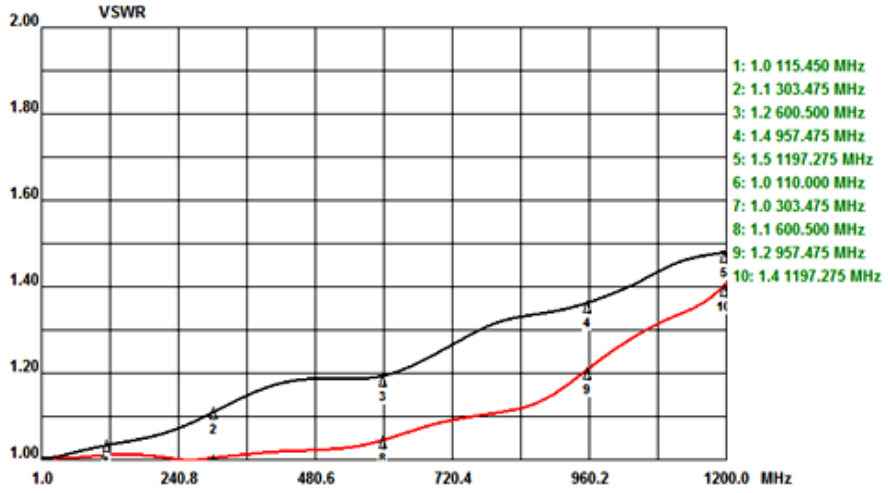


Рис. 3. Характеристика КСВн (S11) КУ типа 1



а)

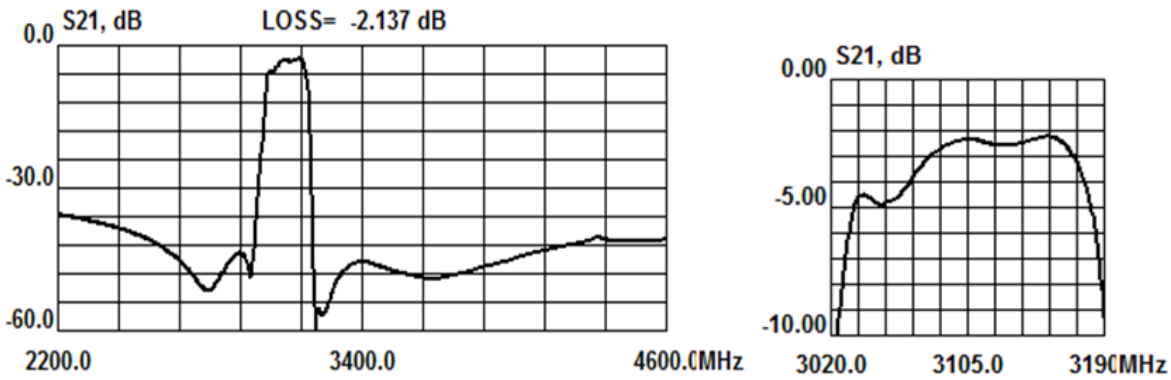


б)

Рис. 4. Сравнение *S*-параметров различных типов КУ:
а) коэффициент прохождения S21; б) коэффициент отражения S11 (КСВн).
Черная сплошная линия – КУ типа 2, серая сплошная линия – КУ типа 3

Из приведенных характеристик видно, что контактное устройство первого типа, в котором в качестве коннектора используется токопроводящий эластомер, обеспечивает меньшее значение КСВн на высоких частотах. В качестве примера на рис. 5 приведена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) ПАВ-фильтра на номинальную частоту 3100 МГц, полученная с помощью данного КУ. Измеренная характеристика фильтра показала наиболее близкую сходимость с расчетной характеристикой как в полосе пропускания, так и в широком диапазоне частот (до 4,6 ГГц).

Сравнение характеристик контактных устройств на основе пружинно-штыревых коннекторов (КУ типа 2 и 3) показывает (рис. 4), что предпочтительным является конструктивный вариант КУ типа 3.



а) б)

Рис. 5. АЧХ ПАВ-фильтра на номинальную частоту 3100 МГц, измеренные с помощью КУ типа 1:
а) в широком диапазоне частот; б) в полосе пропускания

Влияние конструктивного типа контактных устройств на характеристики ПАВ-фильтров

С целью подтверждения выводов предыдущего раздела проведены сравнительные измерения ПАВ-фильтров с применением КУ различных типов. Все измерения проводились при помощи измерителя комплексных коэффициентов передачи и отражения «Обзор-804» (диапазон рабочих частот до 8 ГГц). Сравнение результатов измерений ПАВ-фильтров различного функционального назначения в разработанных контактных устройствах приведено на рис. 6, 7.

Из представленных характеристик следует, что КУ третьего типа качественно отличается от второго и обеспечивает более высокую точность измерений таких параметров назначения ПАВ-фильтров, как гарантированное затухание в полосах заграждения (на 10–17 дБ) и ширина полосы пропускания (разница в ширине полосы пропускания по уровню минус 3,0 дБ составила 3,1 МГц). Для фильтра на номинальную частоту 664 МГц полученный разброс параметров не является критичным, но в случаях, когда предъявляются более жесткие требования, эта разница может стать определяющей в контроле качества выпускаемого изделия. Характеристики фильтров, измеренные в КУ третьего типа, соответствуют результатам теоретического моделирования [7, 8]. На данном примере мы показываем всю важность обеспечения достоверности и идентичности измерений, проводимых на этапе контроля параметров, а также на стадии входного контроля у заказчика.

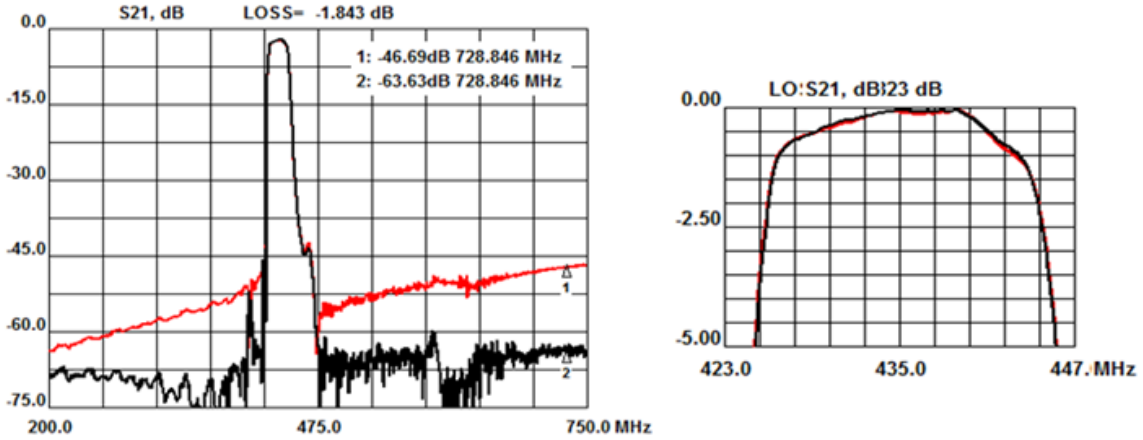


Рис. 6. Сравнение результатов измерений АЧХ ПАВ-фильтра
на основе продольно-связанных резонаторов [5] на номинальную частоту 435 МГц:
серая линия – КУ типа 2, черная линия – КУ типа 3

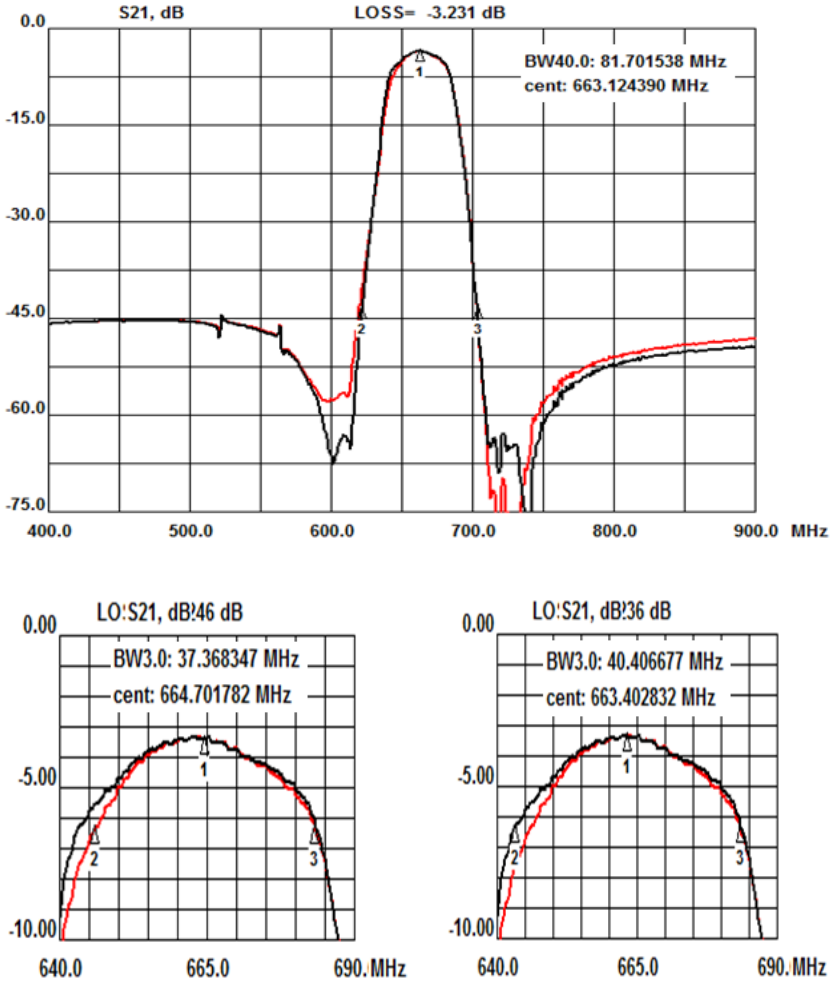


Рис. 7. Сравнение результатов измерений АЧХ ПАВ-фильтра импедансного типа [6] на номинальную частоту 664 МГц: серая линия – КУ типа 2, черная линия – КУ типа 3

Описанный концептуальный подход к проектированию КУ является универсальным и применим к разработке измерительной оснастки любой функциональной сложности (контроль параметров резонаторов, радиочастотных меток, частотно-избирательных микроблоков (ЧИМ), датчиков и т.д.).

Конструкция прецизионного контактного устройства для измерений параметров ЧИМ [9] разработана нами на основе КУ с пружинно-штыревыми контактами. Данное контактное устройство имеет динамический диапазон порядка 100 дБ и обеспечивает контроль параметров на всех этапах производства как отдельных элементов ЧИМ (фильтров на ПАВ), так и микроблока с СВЧ усилителем (Uп = 5 В, Iп = 100 мА) в целом [10, 11].

Испытания ПАВ-фильтров с использованием разработанных КУ в различных условиях эксплуатации подтвердили их высокую надежность в широком температурном диапазоне. В качестве примера на рис. 8, 9 приведены результаты испытаний импедансных СВЧ ПАВ-фильтров на номинальные частоты 1880 и 1591 МГц, реализованных на *YXl*/42°-срезе танталата лития, в диапазоне рабочих температур от – 60 до +85°С, проведенных с применением КУ типа 1.

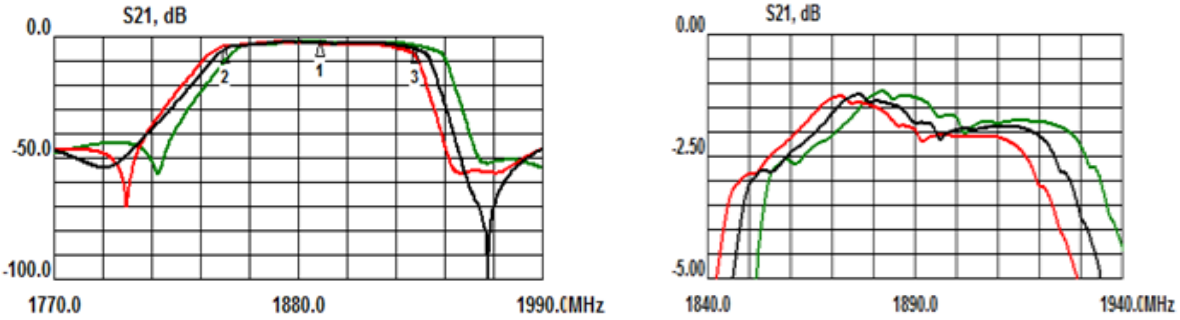


Рис. 8. Измерение АЧХ ПАВ-фильтра на номинальную частоту 1880 МГц
в температурном диапазоне от – 60 до +85°С с использованием КУ типа 1:
серая линия – плюс 85°С; чёрная линия – плюс 25°С; светлая линия – минус 60°С

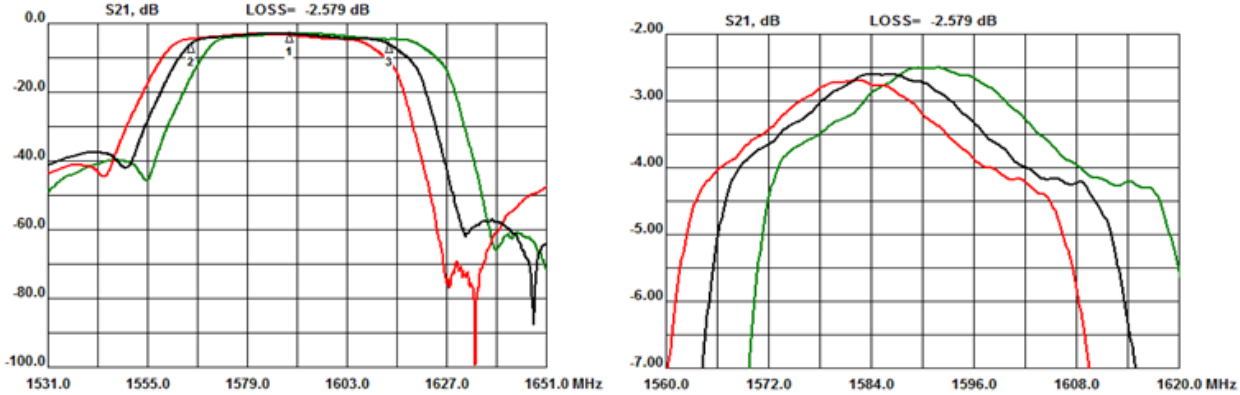


Рис. 9. Измерение АЧХ ПАВ-фильтра на номинальную частоту 1591 МГц
в температурном диапазоне от – 60 до +85°С с использованием КУ типа 1:
серая линия – плюс 85°С; чёрная линия – плюс 25°С; светлая линия – минус 60°С

Благодаря улучшению качества и стабильности измерений в процессе проведения исследований был уточнен ряд параметров различных типов пьезоматериалов. В частности, было выявлено, что на частотах свыше 1 ГГц температурный коэффициент частоты *YXl*/42°-среза танталата лития увеличивается с 36×10^{-6} до 42×10^{-6} ед./град. Также при проведении испытаний ПАВ-фильтров, реализованных на основе *XYl*/112°-среза танталата лития, было установлено, что данный тип пьезоэлектрика существенно меняет свои свойства при изменении температуры. В первую очередь это относится к такому параметру, как потери на распространение волны, который в значительной степени определяет уровень вносимого затухания фильтра (рис. 10). Этот фактор следует учитывать на стадии проектирования фильтров.

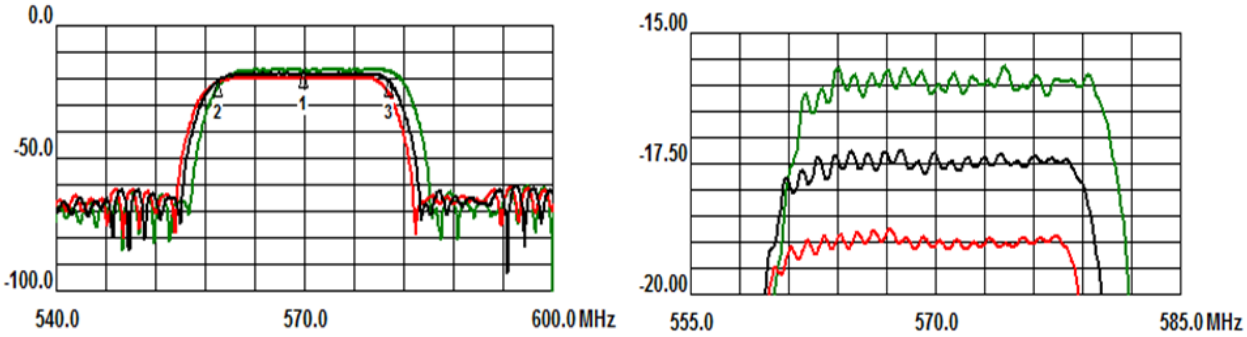


Рис. 10. Измерение АЧХ ПАВ-фильтра на номинальную частоту 570 МГц
в температурном диапазоне от – 60 до +85°С с использованием КУ типа 3:
серая линия – плюс 85°С; чёрная линия – плюс 25°С; светлая линия – минус 60°С

Выводы

Исходя из вышесказанного, можно сделать вывод о том, что на сегодняшний день рабочий частотный диапазон устройств на ПАВ достиг такого уровня, при котором прецизионность измерений в немалой степени зависит от конструкции контактного устройства. Для частотного диапазона до 1500 МГц идеально подходят КУ второго и третьего типа, причем рекомендуется использовать Pogo Pin с наименьшими габаритными размерами для уменьшения влияния собственной паразитной индуктивности и емкости. Для частот свыше 1500 МГц лучшие результаты получены при использовании КУ первого типа. Несмотря на то, что для данного типа КУ имеются небольшие проблемы, связанные с регулировкой усилия прижатия, его применимость для корпусов с габаритными размерами 3,8 х 3,8 мм и меньше не вызывает сомнения, поскольку такие корпуса имеют высокую плоскопараллельность.

Проведена оценка влияния различных паразитных составляющих на результаты контроля основных технических параметров пьезоэлектрических изделий.

Следует отметить, что полностью исключить влияние паразитных составляющих КУ на АЧХ ПАВ-устройств невозможно. Следовательно, в дальнейшем мы продолжим работу по совершенствованию не только компонентов КУ и различных подходов к их проектированию, но и методик калибровки для оценки погрешности приспособления, что позволит обеспечить стабильность и идентичность измерений СВЧ компонентов на всех контрольных этапах производства, а также на входном контроле у заказчика.

Литература

1. Сайт ООО «БУТИС». Режим доступа: http://butis-m.ru/ru.

2. *Багдасарян А., Синицына Т., Машинин О., Иванов П., Егоров Р.* Устройства частотной селекции в современных системах связи, радиолокации и телекоммуникации // Электроника: наука, технология, бизнес. 2013. № 8. С. 128–136.

3. *Odagawa H., Tsuji T., Yamanouhi K.* 10 GHz range low loss wide band unidirectional SAW filters using sub-0.1 μm width narrow-gap electrodes // Proc. IEEE Ultrason. Symp. 1996.

4. *Синицына Т.В., Багдасарян А.С., Николаев В.И., Гарифулина А.Т., Груздев А.С., Дорофеева С.С.* Минимизация искажений характеристик ПАВ-устройств, обусловленных наличием паразитных элементов конструкции // Теория и техника радиосвязи. 2018. № 1. С. 112–116.

5. *Синицына Т.В., Багдасарян А.С., Егоров Р.В.* ПАВ-фильтры на основе продольно-связанных структур // Электронная промышленность. 2004. № 1. С. 14–19.

6. *Багдасарян А., Багдасарян С., Карапетьян Г., Машинин О., Синицына Т.* Импедансные ПАВ-фильтры для телекоммуникационных систем. Российский приоритет // Электроника: наука, технология, бизнес. 2014. № 7 (139). С. 48–65.

7. *Синицына Т.В., Багдасарян А.С., Бутенко В.В., Данилов А.Л., Иванов П.Г.* Синтез фильтров на ПАВ для систем связи, радиолокационной и телекоммуникационной аппаратуры // Электросвязь. 2016. № 11. С. 81–86.

8. *Синицына Т.В., Багдасарян А.С.* Синтез фильтров на поверхностных акустических волнах: система автоматизированного проектирования (САПР) // Теория и техника радиосвязи. 2017. № 4. С. 84–92.

9. *Синицына Т.В., Груздев А.С.* Прецизионные измерительные СВЧ-устройства для контроля микроблоков на поверхностных акустических волнах. В сборнике: «Высокие технологии в промышленности России. Тонкие пленки в электронике. Наноинженерия: сборник научный трудов XXI Международной научно-технической конференции, XXVIII Международного симпозиума и VIII Международной научно-технической конференции». 2016. С. 35–41.

10. *Синицына Т.В., Машинин О.В., Багдасарян А.С., Николаев В.И., Львов В.Ф., Егоров Р.В., Груздев А.С.* Частотно-избирательные микроблоки на основе фильтров на поверхностных акустических волнах // Радиотехника. 2016. № 5. С. 105–111.

11. *Синицына Т.В., Груздев А.С., Машинин О.В., Багдасарян А.С.* Радиационно-стойкие частотно-избирательные микроблоки на основе фильтров на поверхностных акустических волнах // Техника радиосвязи. 2017. № 4. С. 81–93.

Статья поступила в редакцию 13 сентября 2018 года

УДК 004.056

ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЕ СРЕДЫ ОБОРОННО-ПРОМЫШЛЕННОГО КОМПЛЕКСА РОССИИ: КЛЮЧЕВЫЕ ПРОБЛЕМЫ

© Авторы, 2018

А.И. Братченко, к.т.н., профессор, член-корреспондент АВН, заместитель начальника управления планирования, координации и сопровождения научных исследований, e-mail: bratchenko@systemprom.ru
А.П. Мурзин, к.т.н., доцент, заслуженный деятель науки Республики Адыгея, временный генеральный директор, e-mail: myrzin@ systemprom.ru
АО «Концерн «Системпром»

Анализируются перспективы решения ключевых проблем обеспечения доверия к программно-аппаратным средам предприятий оборонно-промышленного комплекса как основы обеспечения технологического суверенитета России. Предложена актуальная для оборонно-промышленного комплекса формулировка процесса замещения импорта, учитывающая приоритеты научно-технологических направлений и необходимость количественной оценки степени доверия в качестве комплексного показателя степеней защищенности и технологической независимости программно-аппаратных сред. Оценка степени доверия может служить показателем замещения импорта в сфере инфокоммуникационных технологий.

***Ключевые слова**: национальная безопасность, технологический суверенитет, замещение импорта, унаследованные системы, доверенная среда, уровень доверия.*

HARDWARE-SOFTWARE ENVIRONMENT OF THE MILITARY-INDUSTRIAL COMPLEX OF RUSSIA: KEY PROBLEMS

© Authors, 2018

A.I. Bratchenko, Ph.D. in Engineering Science, Professor, Corresponding Member of Academy of Military Sciences, Deputy Head of the Directorate for Scientific Research Planning, Coordination and Support
A.P. Murzin, Ph.D. in Engineering Science, Associate Professor, Honoured Worker of Science of the Republic of Adygeya, Interim Director-General, e-mail: myrzin@systemprom.ru
JSC «Concern «Systemprom»

Analyzes the prospects of solving the key problems of ensuring the credibility of programmatic and hardware environments of enterprises of the military-industrial complex as the basis for the technological sovereignty of Russia. Proposed actual for the military-industrial complex formulation of the process of import substitution, teach-penetration priorities in scientific-technological areas and the necessity of governmental assessment of the degree of confidence in the quality complex indicator of the degree of security and technological independence of hardware and software environments. To assess the degree of trust can serve as an indicator of import substitution in the field info-common certification technologies.

***Keywords**: national security, technological sovereignty, import substitution, legacy systems, trusted environment, the level of trust.*

В условиях интенсивного развития глобального информационного общества реализация стратегических национальных приоритетов Российской Федерации, определенных положениями Стратегии национальной безопасности Российской Федерации (утверждена Указом Президента Российской Федерации от 31 декабря 2016 г. № 683) и конкретизированных для информационной сферы в Доктрине информационной безопасности Российской Федерации (утверждена Указом Президента Российской Федерации от 5 декабря 2016 г. № 646), в существенной степени зависит от защищенности критически важных информационных систем национальной информационной инфраструктуры.

Современные инфокоммуникационные технологии все чаще используются недружественными нам странами для дестабилизации внутриполитической и социальной ситуации в России, а отставание в области информационных технологий предприятий оборонно-промышленного комплекса (ОПК, или Цифровая армия – III Международный военно-технический форум 22–27 августа 2017 г., круглый стол «Информа-

ционные технологии в ВПК, или Цифровая армия») и в сфере развития национального сегмента цифровой экономики несет стратегически значимую угрозу утраты технологического и экономического суверенитета и закрепления за Россией долгосрочного статуса «технологической периферии» (определено в Стратегии экономической безопасности Российской Федерации, утвержденной Указом Президента Российской Федерации от 13 мая 2017 г. № 208). Цифровая армия и национальный сегмент цифровой экономики – это новый военный и экономический уклады, характеризующиеся переходом ОПК и социально-экономических отраслей на качественно новый уровень использования информационно-коммуникационных технологий (ИКТ).

Нейтрализация отмеченных угроз национальной безопасности России в значительной степени связана с преодолением критической зависимости ОПК от импортных поставок электронной компонентой базы (ЭКБ), программных и аппаратных средств вычислительной техники, построением и развитием единого цифрового пространства предприятий ОПК и поэтапным переводом уже функционирующих и проектируемых критически важных информационных систем (КВИС) на отечественные программно-аппаратные среды, гарантирующие высокий уровень доверия. Другими словами, доверенные программно-аппаратные среды (ДПАС) предоставляют уверенность в том, что КВИС отвечают конкретным функциональным требованиям безопасности, а конкретные реализации систем защиты адекватно удовлетворяют четырем свойствам безопасности – целостности, доступности, конфиденциальности и ответственности.

Таким образом, на ближайшую и среднесрочную перспективу основным направлением развития ОПК России можно считать достижение технологической независимости отрасли, которая позволит ей динамично развиваться в условиях дестабилизирующих внешнеполитических тенденций и быть устойчивой к негативным изменениям мировой экономической ситуации.

К настоящему времени большинство специалистов предприятий и организаций ОПК и компаний-разработчиков полагают, что в части достижения технологической независимости в сфере ИКТ в целом наметились положительные тенденции: процесс замещения импорта запущен, но, надо признать, пока доля российских продуктов невелика – порядка 15–20% [1, 2]. Этот процесс идёт не так быстро, как хотелось бы, сопровождается рядом организационных, методологических и технологических проблем на фоне сложной экономической ситуации в стране в целом, сложившейся в результате политических и экономических санкций со стороны США, Европейского союза и Украины. Проблемы замещения импорта в различных социально-экономических отраслях, и в сфере ИКТ в частности, отмечались и многократно обсуждались ранее, предлагались возможные варианты и прогнозировались перспективы их решения [3–7]. Но в связи с необходимостью в ближайшей и среднесрочной перспективе обеспечить технологическую независимость ОПК от зарубежных поставок имеет смысл оценить ход и перспективы решения ключевых из них на текущий момент.

1. Проблема научно-технологических приоритетов [3–5]

Проблема, на наш взгляд, решается недопустимо медленно, что позволяет сомневаться в эффективности существующего распределения ограниченных финансовых и материальных ресурсов между отраслевыми программами замещения импорта. Политические и экономические санкции против России начались в 2014 году после событий на Украине, а научно-технологические приоритеты замещения импорта на национальном уровне начинают конструктивно формироваться только сейчас под угрозой утраты технологического суверенитета.

Между тем мировой опыт свидетельствует о необходимости приоритетного сбалансированного развития таких сегментов в сфере ИКТ и электроники, как ЭКБ, промышленные изделия электроники и программное обеспечение (ПО) с приоритетом новейших достижений микроэлектроники (при соответствующем развитии отрасли станкостроения). Масштаб влияния информационной сферы существенно превосходит отраслевые эффекты, а индекс конкурентоспособности экономики государств имеет высокий уровень корреляции с индексом развития ИКТ [8]. Колоссальные инвестиции в информационные технологии в США и Китае обеспечили, как известно, значительный рост производительности труда и эффективности экономики в таких отраслях, как розничная торговля, торговля ценными бумагами, крупная торговая дистрибуция, полупроводниковая индустрия, сборка компьютеров и телекоммуникации [3].

В связи с рассматриваемой проблемой отметим, что при развертывании систем типа «цифровой гарнизон» (или «цифровое предприятие») необходимо предусмотреть санкционную угрозу – угрозу невозможности приобретения оборудования или чипа, требуемых для обеспечения выполнения работ по такому развертыванию [9]. Нейтрализация обозначенной угрозы связана с развитием отечественной элементной базы радиоэлектронных компонентов и микропроцессорной техники, что со временем позволит снизить стоимость российского телекоммуникационного оборудования и вычислительных платформ.

В настоящее время предпринимаются усилия по производству ЭКБ. На 2020 г. намечен выпуск в России радиационно-стойких компонентов с расчетом удовлетворить внутренние потребности на 90%. Из уже реализованного можно отметить достижения ОАО «НИИМЭ и Микрон», которое начало поставку радиационно-стойких интегральных микросхем космического применения для навигационных спутников ГЛОНАСС-К [10].

2. Проблема отечественных доверенных программно-аппаратных сред [5–7]

Программно-аппаратная среда автоматизированных систем (АС) ОПК включает в себя взаимоувязанные аппаратную платформу, операционную среду, пакеты прикладных программ и средства защиты информации.

Аппаратная платформа – ключевое и самое слаборазвитое звено в этой проблеме. Причина такой ситуации давно известна и заключается в отсутствии высокотехнологичной отечественной ЭКБ, промышленного производства изделий электроники и, как следствие, производства качественного российского системного ПО. На наш взгляд, отмеченная причина в настоящее время постепенно устраняется.

Доля ключевых импортных компонентов в военной электронике неуклонно снижается и к 2020 году она не должна превышать 5–10%. В продукции стратегического уровня, в системах связи и управления, например ракетных войсках стратегического назначения, использование зарубежной электроники уже сейчас сведено к нулю [11].

Российские вычислительные комплексы представлены архитектурами «Эльбрус» и *SPARC* (совместные разработки АО «МЦСТ» и ПАО «ИНЭУМ им. И.С. Брука») [12, 13], процессором с динамической реконфигурацией *MultiClet R1* (*Reconfiguration*) и мультиклеточным процессором *MultiClet P1* (серии *P – Performance*) ОАО «Мультиклет» со своими операционными системами (ОС), средствами отладки и системным ПО [14, 15].

Единый реестр российских программ для электронных вычислительных машин и баз данных[1] содержит к настоящему времени сведения более чем о 2500 программных продуктах отечественного производства. Среди них ОС компании *ALT Linux*, система управления базами данных (СУБД) *Postgres Pro*, системы управления предприятиями *ERP (Enterprise Resource Planning)* «*1C: ERP*», «Борлас», «Галактика» и др., системы электронного документооборота (СЭД) «1С: Документооборот», «ДЕЛО» и др.

Разработана безопасная ОС *Kaspersky OS* для применения в критически важных инфраструктурах и устройствах промышленного сектора. Раменское приборостроительное конструкторское бюро (РПКБ)[2] создает ОС для серверов на основе отказоустойчивых технологий операционных систем реального времени (ОСРВ), созданных ранее для военной и гражданской авиации.

Следует отметить, что при работе с программными продуктами, использующими открытый код, есть определенные преимущества. Однако надо признать, что все более или менее стабильные «свободные» программные продукты контролируются западными компаниями с вытекающими из этого последствиями. Прецеденты уже были: американский *Linux* (разработчик *Red Hat)* блокировал аккаунты российских пользователей, ссылаясь на введенные правительством США санкции против отдельных россиян и российских компаний: учётные записи отключены в связи с распоряжениями президента США №№ 13660, 13661 и 13662. Эти три распоряжения, изданные в период с 6 марта по 20 марта 2014 года, запрещают американцам участвовать в сделках с лицами, причастными к событиям на Украине. Список этих лиц определяется Минфином США [16].

Аналогичная ситуация и с другими программными продуктами. В частности, подавляющее большинство программных продуктов для инжиниринга, используемых в России, создается

[1] Создан в соответствии с Федеральным законом от 29.06.2015 № 188**.** *https://reestr.minsvyaz.ru/reestr*

[2] РПКБ входит в АО «Концерн «Радиоэлектронные технологии» (КРЭТ) «Ростеха».

в США, а значит, риски санкций будут только усиливаться. Даже те европейские компании, которые работают в России, разрабатывают свое ПО в США: немецкая *Siemens PLM Software* – полностью, а французская *Dassault Systemes* – значительную часть [16]. Таким образом, намеченная в России тенденция к миграции в пользу решений азиатских вендоров в настоящее время оправдана (при условии размещения их производства на территории России).

В едином реестре представлены также средства обеспечения безопасности информации (антивирусное ПО *Dr. Web*, продукты «Лаборатории Касперского»); средства защиты информации от несанкционированного доступа (*Secret Net*, *Dallas Lock*); средства криптографической защиты («Континент», «КриптоПро», *ViPNet*); средства доверенной загрузки (программно-аппаратный комплекс «Соболь»); сканеры уязвимостей (*Max Patrol*); системы борьбы с утечками *Data Leak Prevention* (*DLP*) (*InfoWatch, Falcongaze, Zecurion*); системы контроля и управления доступом *Identity Management* (*IDM*) («Аванпост», «ТрастВерс») и ряд других.

В ряде направлений защиты информации российские системы занимают практически всю нишу. Так, в направлении удостоверяющих центров и средств электронной подписи два российских разработчика («Крипто-Про» и «Инфотекс») в совокупности занимают более 90% рынка. Аналогичная ситуация складывается в направлении средств защиты от несанкционированного доступа (разработчики «Код Безопасности», ОКБ САПР, «Конфидент», «Анкад»).

По поручению Президента РФ правительство должно разработать и реализовать меры по переходу государственных органов на использование российских криптографических алгоритмов и средств шифрования, а также обеспечить бесплатный доступ граждан к таким средствам.

В связи с перспективностью применения технологий распределенного реестра и «интернета вещей» требуется создание в рамках единого информационного пространства ОПК унифицированных защищенных сетей передачи данных на базе отечественных средств аутентификации и шифрования данных.

Справочно. *«Интернет вещей» (Internet of Things, IoT) – это концепция и парадигма, которые рассматривают способы взаимодействия физических объектов, устройств и систем между собой и окружающим миром с применение различных технологий и стандартов передачи данных. Понятие «интернет вещей» определяется экспертами как динамическая глобальная сетевая инфраструктура, объединяющая различные физические объекты, с возможностью самонастройки на основе стандартных и совместимых протоколов связи в единую информационную сеть.*

Но в сфере защиты информации следует отметить и проблемные направления, в частности системы сбора и корреляции событий информационной безопасности (*SIEM*), в которых на текущий момент не представлено ни одного российского решения.

Справочно. *Понятие «security information and event management» (SIEM) – управление событиями информационной безопасности – описывает функциональность сбора, анализа и представления информации от сетевых устройств и устройств безопасности, приложений идентификации (управления учетными данными) и управления доступом, инструментов поддержания политики безопасности и отслеживания уязвимостей, ОС, баз данных и журналов приложений, а также сведений о внешних угрозах; основное внимание уделяется управлению привилегиями пользователей и служб, сервисам директорий и другим изменениям конфигурации, а также обеспечению аудита и обзора журналов, реакциям на инциденты.*

Перспективы замещения импорта пакетов прикладных программ в ОПК высоко оцениваются российскими компаниями. Но прикладные программы – только вершина айсберга, а основание – отечественная программно-аппаратная среда. Полагаем, что положительная тенденция комплексного решения рассматриваемой проблемы наблюдается только для специализированных ДПАС критически важных объектов[3] и предприятий ОПК, но не для гражданского сектора.

Полное решение проблемы создания отечественных ДПАС, на наш взгляд, возможно в направлении конверсии и диверсификации предприятий ОПК, производства ими высокотехнологичной продукции гражданского назначения. Об этом говорил Президент Российской

[3] Методика отнесения объектов государственной и негосударственной собственности к критически важным объектам для национальной безопасности Российской Федерации. Утверждена заместителем министра Российской Федерации по делам гражданской обороны, чрезвычайным ситуациям и ликвидации последствий стихийных бедствий 17 октября 2012 г. № 2-4-87-23-14. *http://docs.cntd.ru/document/420342486*

Федерации В. Путин в апреле 2016 г. на съезде машиностроителей России.[4] На специальном совещании в сентябре 2016 г. по вопросам использования потенциала ОПК в производстве высокотехнологичной продукции гражданского назначения Президент повторил и конкретизировал свои требования к ОПК, указав, что перед ним стоит задача «увеличить долю продукции гражданского назначения до 50% к 2025 году» [17]. Задача, действительно, сложная, а полное решение проблемы может растянуться на долгие годы, если не десятилетия.

АО «Концерн «Системпром» предлагает на российском и зарубежном рынках ряд изделий гражданского и двойного назначения:

1) модуль криптографической защиты информации «Бартизан-МКМ» (МКМ-IPK), обрабатывающий конфиденциальную информацию (шифрование IP-пакетов, передаваемых между локальными вычислительными сетями по кабельным каналам связи в соответствии со стандартами Ethernet 802.3(i/u/ab)) с функциями маршрутизации в непрерывном и прозрачном для пользователя режиме;

2) блок IP-шифратора М-666, обеспечивающий шифрование IP-пакетов, передаваемых между локальными вычислительными сетями по протоколу TCP/IP в непрерывном режиме, в составе унифицированных комплексов средств автоматизации, объединенных в локальную вычислительную сеть, работающую по протоколу Ethernet;

3) аппаратно-программный модуль доверенной загрузки М-654 (экспортный вариант – М-654Э), предназначенный для защиты от несанкционированного доступа к персональным электронно-вычислительным машинам (ПЭВМ), работающим под управлением операционных систем типа Windows XP, Windows 7, МСВС 3.0 и использующим файловые системы EXT2, FAT32, NTFS;

4) программное изделие «Система защиты информации СЗИ-64», обеспечивающее безопасность обрабатываемой информации в автоматизированных системах и комплексах средств автоматизации, обрабатывающих конфиденциальную информацию, персональные данные, а также информацию, содержащую сведения, составляющие государственную тайну.

Перечисленные изделия имеют сертификаты соответствия уполномоченных федеральных органов по сертификации средств защиты информации, а потенциальными потребителями могут быть федеральные и муниципальные органы исполнительной власти, банковский сектор, Пенсионный фонд России, коммерческие организации и структуры, другие ведомства, которые обрабатывают информацию, содержащую сведения, составляющие государственную тайну.

Увеличение степени защиты информации от НСД и мощности систем контроля и управления доступом (СКУД) КВИС, например банковского сектора и атомной промышленности, может быть достигнуто путем применения биометрической системы контроля и управления доступом с использованием бесконтактного биометрического сканера рисунка вен ладоней (ББС–РВЛ). Биометрическая система позволяет персонализировать действия оператора по доступу к АРМ и информационным ресурсам сети, реализовать персонифицированный удаленный доступ к услугам для клиента, в частности эквайринг – персонализацию доступа к платежной системе со стороны клиента, биометрическую квалифицированную электронно-цифровую подпись.

Предлагаемые АО «Концерн «Системпром» решения могут быть полезны в программе «Цифровая экономика» как в процессе создания единого комплекса средств автоматизации «Цифровой регион»/«Цифровой город», так и в процессе интеграции в пространство цифровой экономики государств – членов ЕАЭС, АТЭС, ШОС и БРИКС российского сегмента цифровой экономики в целях нейтрализации угроз несанкционированного удаленного доступа и управления, сбора и передачи информации, прежде всего в отношении импортного оборудования и комплектующих, аппаратных средств и программного обеспечения.

3. Проблема «унаследованных операционных сред» и связанная с ней проблема «унаследованных информационных систем» [4–6, 18]

Проблема не нова и не раз обсуждалась. Особую актуальность указанная проблема приобретает для уже существующих АС, функционирующих круглосуточно в реальном масштабе времени.

Решение проблемы, на наш взгляд, заключается в переводе унаследованных АС в создаваемые отечественные (целевые) ДПАС. Но, как и прежде, на множестве существующих частных

[4] Совещание по вопросам использования потенциала ОПК в производстве высокотехнологичной продукции гражданского назначения 08.09.2016. *http://www.kremlin.ru/events/president/news/52852*

решений (подходов, методов и технологий) отсутствует полноценная систематизация, определяющая взаимосвязь решений на различных уровнях рассмотрения научно-технической проблемы перевода [20–24].

Справочно. *Под операционной средой (operating environment) понимается операционная система, интерфейсы прикладных программ, прикладные программы, сетевые службы, базы данных и языки программирования. Операционная среда [19] предоставляет оператору возможность управления вычислительными процессами и файлами. Стандартом на операционные системы (ОС) определены синтаксис и семантика языка оболочки и утилит, составляющие операционную среду компьютера, работающего под управлением такой ОС.*

С сожалением отметим, что концептуальные, методические и технологические решения рассматриваемой проблемы в отечественных публикациях представлены слабо, не говоря уже о практической реализации.

Примером частных рекомендаций в части решения проблемы перевода могут служить методические рекомендации Министерства связи и массовых коммуникаций по переходу государственных органов на отечественное офисное ПО[5].

В унаследованных информационных системах в настоящее время масштабы использования зарубежных аппаратно-программных средств таковы, что единовременный отказ от их использования и переход на российские ДПАС невозможен. Единственной разумной альтернативой является поэтапное решение рассматриваемой проблемы, взаимоувязанное с этапами создания и перехода на российские ДПАС в критически важных составных частях систем управления [5–7].

Первый (переходный) этап подразумевает создание систем управления и комплексов переходного периода с использованием отечественных ДПАС и применением при необходимости программных, аппаратных и аппаратно-программных средств ведущих зарубежных производителей. Как отечественные, так и зарубежные изделия в обязательном порядке должны иметь сертификаты соответствия, заключения по результатам сертификационных испытаний и, кроме того, должны использоваться в соответствии с полученными заключениями и предписаниями по результатам специальных проверок и специальных исследований на отсутствие умышленно внесенных специальных закладок электронными устройствами, опасных программных кодов, уязвимостей, создающих каналы влияния и утечки информации.

Для решения проблемы унаследованных информационных систем в переходный период АО «Концерн «Системпром» предлагает использовать (базовое) системное программное обеспечение иностранных производителей, имеющее положительные заключения уполномоченных федеральных органов по сертификации средств защиты информации: доверенную операционную систему *Windows* 7*SP*1, операционную систему *Windows Server* 2008 *R*2, СУБД *Microsoft SQL Server* 2008 *R*2.

4. Проблема неопределенности национальной стратегии замещения импорта [3, 4]

Нерешенность проблемы вызывает существенную неопределенность при формулировании целей и постановке задач замещения импорта как в ОПК, так и в социально-экономических отраслях.

Проблема во многом связана с размытостью приоритетов научно-технологических направлений замещения импорта в России. Замещение импорта рассматривается как тип экономической стратегии, направленной на защиту внутреннего производителя путем замещения импортируемых товаров и технологий продуктами национального производства, которая реализуется в целях повышения конкурентоспособности отечественной продукции за счет стимулирования модернизации производства, роста его эффективности и освоения новых видов продукции с высокой добавленной стоимостью[6]. Формулировка классическая и не отражает особенности замещения импорта в нашей стране в условиях усиливающихся политических и экономических санкций, формирования национальных сегментов цифровой экономики и цифровой армии и переориентации экономики с ресурсного на информационный тренд развития.

[5] Приказ об утверждении рекомендаций за подписью министра связи опубликован 3 июля 2017 года на сайте ведомства.

[6] По материалам парламентских слушаний «Импортозамещение в Российской Федерации: проблемы и их решения», проведенных 20 апреля 2016 г. Комитетом по промышленной политике Совета Федерации Федерального собрания РФ.

Имея в виду стратегически значимую угрозу закрепления за Россией статуса «технологической периферии» и высокий приоритет научно-технологического направления развития ИКТ и электроники, замещение импорта имеет смысл рассматривать как особый тип государственной и экономической стратегии, а также как инструмент для достижения главной цели – обеспечения достаточного уровня технологической независимости России от зарубежных стран в важнейших социально-экономических отраслях и ОПК с приоритетом системообразующего научно-технологического направления развития передовых ИКТ и электроники, в том числе технологий обеспечения безопасности информации, производства конкурентоспособной наукоёмкой продукции предприятиями отечественных отраслей электронной промышленности на базе новейших достижений микроэлектроники.

5. Проблема недостаточности нормативно-правовой базы [4–6]

Концептуальная нормативно-правовая база должна содержать понятия, определения, критерии (показатели) и методики оценки результатов замещения импорта в сфере ИКТ, служить основой для создания отечественных программно-аппаратных сред, отвечающих мировому уровню.

Соответственно, программные продукты реестра российских программ (на наш взгляд, аналоги *COTS*-продуктов) должны обладать как свойством переносимости (*portability*) с одной аппаратно-программной платформы на другую, так и свойством интероперабельности (*interoperability*).

Справочно. *COTS product (commercial off-the-shelf product) – коммерческий (готовый, покупной) продукт. Использование COTS-продуктов позволяет разработчику систем не зависеть от конкретного поставщика и существенно экономить на проектировании и разработке.*

Переносимость (portability) – степень легкости, с которой прикладные программные средства и данные могут быть перенесены с одной программной платформы на другую.

Интоперабельность (interoperability) – способность к взаимодействию в гетерогенной среде.

Однако действующие в России нормативные документы не гарантируют выполнение упомянутых свойств создаваемыми программными продуктами. Существует серьезная опасность, что создаваемый единый реестр российских программ может представлять собой набор несовместимых программ из-за отсутствия стандартных интерфейсов – для этих интерфейсов невозможно сформировать профили интероперабельности, так как нет необходимых стандартов.

Отсутствует стандартизация технологий безопасной разработки ПО в целях создания системы аудита и исправления исходных кодов в продуктах компаний – разработчиков российского ПО, направленной на предотвращение появления опасных уязвимостей в разрабатываемых продуктах.

Организацией *OpenGridForum*[7] разработано около 200 стандартов, хотя и отмечается, что в отношении интероперабельности стандартизировано далеко не все.

В отечественном ГОСТ Р 55062-2012 «Информационные технологии. Системы промышленный автоматизации и их интеграция. Интероперабельность. Основные положения» говорится, что «разработка такого количества национальных стандартов, гармонизированных со стандартами *OpenGridForum*, в ближайшее время нецелесообразна и нереальна.

Организационно также не определено кем, в рамках какого национального проекта (программы) и с учетом каких конкретных условий будет формироваться обоснованная очередность разработок национальных стандартов, а также разрабатываться глоссарий.

Обеспечение информационной безопасности технологии «интернета вещей» затруднено отсутствием в настоящее время единого стандарта их взаимодействия.

Справочно. *В мире сегодня насчитывается свыше 25 групп, которые занимаются стандартизацией «интернета вещей»: ITU, ISO, IEEE, ETSI, GSI, ANSI и др.*

В документе *ITU-T* описание всех работ по стандартизации, которые ведутся в мире, занимает 122 страницы и содержит упоминания свыше 250 различных стандартов (преимущественно в виде проектов) в области «интернета вещей», из которых пять посвящено вопросам защиты информации.

[7] Организация по стандартам *Open Grid Forum (OGF)* создана на базе объединения групп по стандартам *Global Grid Forum (GGF)* и *Enterprise Grid Alliance (EGA).*

6. Проблема оценки достигнутых результатов замещения импорта в сфере ИКТ и их эффективности [25]

Применяемые в настоящее время показатели устанавливают, как правило, плановую долю отечественного оборудования и ПО, используемого в России. Например, по плану замещения импорта ПО, представленному в Приказе Минкомсвязи России от 01.04.2015 № 96 «Об утверждении плана импортозамещения программного обеспечения» к 2020 году офисный софт в России должен быть на 25% отечественным, к 2025 году – на 50%. К 2025 году планируется сократить долю импорта антивирусного ПО и ПО обеспечения информационной безопасности до 40%. Оценить достигнутый уровень технологической независимости или степень обеспечения требований безопасности информации хотя бы на качественном уровне по таким показателям весьма затруднительно.

В качестве показателя (критерия) достигнутых результатов замещения импорта в сфере ИКТ и оценки их эффективности можно использовать показатель «степень доверия» («степень доверенности») применяемых программных и аппаратных средств, включая и средства защиты информации. Такой показатель позволяет количественно оценить как уровень безопасности информации, обеспечиваемый отечественными и зарубежными программными и аппаратными средствами, так и достигнутый уровень технологической независимости для отечественных средств [26, 27]. Заметим, что уровень поддержки, сопровождения и обновления ПО со стороны отечественных разработчиков остается пока невысоким и уступает зарубежному.

Правительством Российской Федерации предусматривается разработка и утверждение перечня показателей и плана реализации Стратегии развития информационного общества в Российской Федерации на 2017–2030 годы[8], которые целесообразно будет рассмотреть в плане оценки достигнутых результатов замещения импорта и их эффективности в сфере ИКТ и электроники.

7. Проблема координации работ по замещению импорта в области ИКТ и электроники [3, 6]

Актуальность проблемы отмечена, в частности, на пленарном заседании Координационного совета по информационным технологиям предприятий ОПК Российской Федерации (КС «ИТ–ОПК» РФ) [2].

Возникновение проблемы связано с недостаточной координацией и в ряде случаев противоречивостью государственных программ развития отечественного ПО и, что самое главное, с практическим отсутствием координации этих программ со стратегическими задачами развития сегментов производства ЭКБ и промышленного производства изделий электроники [6, 28]. Существует опасность, что создаваемые пакеты прикладных программ не смогут функционировать в отечественных аппаратных архитектурах.

В отсутствие должной координации работ по замещению импорта в области ИКТ и электроники некоторые федеральные программы замещения импорта оказались просто неэффективными. Так, например, мероприятие «Создание национальной программной платформы» на 2012 год в рамках государственной программы «Информационное общество» вообще не реализовано (контракт в установленный срок заключен не был, и выделенные средства вернулись в бюджет Российской Федерации) [12]; в Стратегии развития отрасли информационных технологий в Российской Федерации на 2014–2020 годы и на перспективу до 2025 года[9] отрасль информационных технологий осталась без российских компаний, занимающихся разработкой аппаратно-программных комплексов и предоставлением услуг в сфере информационной безопасности [18].

Необходимость наискорейшего решения рассматриваемой проблемы диктуется как необходимостью достижения технологической независимости ОПК России, так и принятой программой «Цифровая экономика Российской Федерации», которую планируется дополнить отраслевыми проектами в области цифрового здравоохранения, цифрового образования и создания «умных городов».

[8] Утверждена Указом Президента Российской Федерации от 9 мая 2017 г. № 203.

[9] Утверждена распоряжением Правительства РФ от 1 ноября 2013 года № 2036-р.

Заключение

Анализ перспектив решения ключевых проблем замещения импорта в сфере ИКТ ОПК как основы обеспечения технологической независимости отрасли и технологического суверенитета России в целом показал:

1. В части достижения технологической независимости отрасли информационных технологий ОПК России в целом наметились положительные тенденции – возросло количество успешных реализаций комплексной автоматизации предприятий ОПК с использованием отечественных тиражных систем, имеются конкретные примеры отказа машиностроительных предприятий от выбора систем управления иностранного происхождения, а также миграции с зарубежных систем планирования ресурсов при производстве, закупках и продажах на отечественные. Отмечается построение и развитие единого цифрового пространства предприятий ОПК на базе типовых доверенных платформ.

2. Нейтрализация стратегически значимой для России угрозы утраты технологического и экономического суверенитета и закрепления за Россией долгосрочного статуса «технологической периферии» связана с реализацией приоритетного научно-технологического направления создания и применения российских информационно-телекоммуникационных технологий и формированием новой технологической основы для социальной и экономической сфер («Стратегия экономической безопасности Российской Федерации» и программа «Цифровая экономика Российской Федерации»).

3. Замещение импорта предлагается рассматривать как особый тип государственной и экономической стратегии, а также инструмент для достижения главной цели – обеспечения достаточного уровня технологической независимости России от зарубежных стран в важнейших социально-экономических отраслях и ОПК с приоритетом системообразующего научно-технологического направления развития отечественных ИКТ и электроники, в том числе технологий обеспечения безопасности информации, производства конкурентоспособной наукоёмкой продукции предприятиями отечественных отраслей электронной промышленности на базе новейших достижений микроэлектроники.

4. Создание отечественных ДПАС затруднено из-за отсутствия высокотехнологичной отечественной ЭКБ, промышленного производства изделий электроники и, как следствие, производства качественного российского системного ПО. Отмечается положительная тенденция в решении этой проблемы, полное решение которой возможно в направлении конверсии и диверсификации предприятий ОПК, производства ими высокотехнологичной продукции гражданского назначения.

5. Перевод в отечественные ДПАС существующих АС ОПК, функционирующих круглосуточно в реальном масштабе времени, связан с дальнейшим развитием концептуальных, методических и технологических решений в этой сфере.

6. Требуется дальнейшее совершенствование существующей нормативно-правовой базы для обеспечения свойств переносимости и интероперабельности в отечественном программном обеспечении, а также обеспечения информационной безопасности перспективных цифровых технологий – «интернета вещей» и распределенного реестра (блокчейн).

7. В качестве показателя замещения импорта в сфере ИКТ в части достигнутого уровня технологической независимости и обеспечения требований безопасности информации предлагается использовать показатель «степень доверенности» применяемых программных и аппаратных средств, включая и средства защиты информации.

8. Отмечается недостаточная координация, а в ряде случаев – противоречивость государственных программ развития отечественного программного обеспечения и их слабая координация со стратегическими задачами развития сегментов производства ЭКБ и промышленного производства изделий электроники.

Требование жесткой координации таких программ диктуется как необходимостью достижения технологической независимости ОПК России, так и принятой программой «Цифровая экономика Российской Федерации», которую планируется дополнить отраслевыми проектами в области цифрового здравоохранения, цифрового образования и создания «умных городов».

9. Технологии цифрового производства становятся все более актуальными и востребованными, вбирают в себя лучшие мировые практики и имеют хорошую перспективу развития, что обусловлено современными мировыми экономическими трендами.

Длительный период действия санкций со стороны США, Европейского союза и ряда других стран может побудить российский ОПК к стремлению к полной автаркии, что негативно скажется на его инновационности в долгосрочной перспективе.

Справочно. *Автаркия (от греческого autarkeia – самоудовлетворение) – политика хозяйственного обособления страны, добровольная или вынужденная изоляция от мирового рынка. Пример стремления к автаркии – экономическая политика фашистских режимов в Германии и Италии, где в ходе подготовки к войне ставилась задача добиться самообеспечения стратегическими ресурсами. На практике означает переход к натуральному хозяйству. Политика автаркии проводилась и в СССР сталинским руководством.*

В этих условиях большое значение приобретает укрепление сотрудничества России с государствами, реализующими независимую политику в области национального развития, включая участие в формировании глобального информационного общества, – это Евразийский экономический союз (ЕАЭС) и межгосударственное объединение БРИКС (Бразилия, Россия, Индия, Китай, ЮАР).

Литература

1. Резолюция V форума «Информационные технологии на службе оборонно-промышленного комплекса России». Челябинск, 17–20 мая 2016 года.

2. Материалы заседания Координационного совета «Информационные технологии в оборонно-промышленном комплексе». Челябинск, 19 мая 2016 года.

3. *Кузьмин А.С., Романов А.А.* Импортозамещение: реакция на угрозы или особый тип государственной стратегии // BIS Journal. Информационная безопасность банков. 2015. № 2. С. 16–22.

4. *Кузьмин А.С., Романов А.А.* Импортозамещение в сфере информационно-коммуникационных технологий и электроники – системообразующий фактор обеспечения национальной безопасности // BIS Journal. Информационная безопасность банков. 2015. №02 (17). С. 32–39.

5. *Братченко А.И., Бутусов И.В., Романов А.А.* О проблемах обеспечения технологической независимости предприятий оборонно-промышленного комплекса // Военная мысль. 2018. №6. С. 25–35.

6. *Захаренков А.И., Добродеев А.Ю., Бутусов И.В., Романов А.А.* Перенос информационных систем в отечественную операционную среду как этап их жизненного цикла // Прикладная физика и математика. Информационные системы и структуры. 2015. № 6. С. 43–51.

7. *Бородакий Ю.В., Добродеев А.Ю., Бутусов И.В.* Доверенная среда – основа гарантированной безопасности! // Information Security / Информационная безопасность. 2013. №2. С. 36–37.

8. Стратегия развития отрасли информационных технологий в Российской Федерации на 2014–2020 годы и на перспективу до 2025 года (утверждена распоряжением Правительства РФ от 1 ноября 2013 г. №2036-р).

9. Глава «Воентелекома»: технология «блокчейн» может появиться в армии России. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://vpk.name/news/190058_glava_voentelekoma_tehnologiya_blokchein_mozhet_poyavitsya_v_armii_rossii.html

10. *Фролов А.Л.* Импортозамещение в ОПК России: опыт 2014–2016 годов // Россия в глобальной политике. 2016. №6. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.globalaffairs.ru/number/Svoi-vmesto-chuzhikh-18493

11. Электронный ресурс: http://www.arms-expo.ru/news/modernizatsiya_i_importozameshchenie/ aleksandr_yakunin_dolya_importnoy_elektroniki_dolzhna_snizitsya_do_30_50_protsentov

12. Электронный ресурс: http://www.elbrus.ru

13. *Ким А.К., Перекатов В.И., Ермаков С.Г.* Микропроцессоры и вычислительные комплексы семейства «Эльбрус». СПб.: Питер, 2013.

14. Разработан первый серийный продукт на мультиклете [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.multiclet.com

15. Российские микропроцессоры сегодня: начало пути // Интернет-издание о высоких технологиях Cnews [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.cnews.ru/articles/2016–07–21_rossijskie_mikroprotsessory_nachalo_puti

16. *Мещеряков В.* Red Hat блокирует российских пользователей, ссылаясь на санкции [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.cnews.ru/news/top/index.shtml? 2014/05/14/571809

17. Доклад Экспертного совета председателя коллегии Военно-промышленной комиссии РФ «Диверсификация ОПК: как побеждать на гражданских рынках». Подготовлен для V Международного форума технологического развития «Технопром». Новосибирск, 2017. 36 с. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.instrategy.ru/pdf/367.pdf

18. *Кузнецов С.* Переносимость и интероперабельность информационных систем и международные стандарты [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://citforum.ru/database/articles/art_1.shtml

19. Электронный ресурс: http://dic.academic.ru/dic.nsf/ruwiki/12200219_

20. Задачи и процессы переноса программ и данных на иные платформы [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://studopedia.net/10_83323_zadachi-i-protsessi-perenosa-programm-i-dannih-na-inie-platformi.html

21. *Друнин А.В.* Автоматизированное построение программных компонент на основе устаревших программ // Автоматизированный реинжиниринг программ. СПб: СПбГУ, 2000. С. 184–204.

22. *Ахтырченко К.В., Сорокваша Т.П.* Методы и технологии реинжиниринга ИС. Труды института системного программирования РАН [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.citforum.ru/SE/project/isr

23. *John Bergey, William Hefley, Walter Lamia, Dennis Smith* A Reengineering Process Framework. Software Engineering Institute, Carnegie Mellon University, Pittsburgh, 1995.

24. *Michael L. Brodie, Michael Stonebraker* Migrating Legacy Systems. Gateways, Interfaces & The Incremental Approach. Morgan Kaufmann Publishers, Inc., 1995.

25. *Соловьев А.И.* Импортозамещение в России: проблемы и пути решения [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://forum24.fa.ru/?p=1760[10]

26. *Захаренков А.И., Бутусов И.В., Романов А.А.* Метод количественной оценки степени доверенности программно-аппаратных средств // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. Автоматизированные системы управления. 2017. №8. С. 34–39.

27. *Бутусов И.В., Романов А.А.* Степень доверенности программно-аппаратных средств как показатель качества замещения импорта // Вопросы кибербезопасности. 2017. №4(22). С. 2–9.

28. *Кузьмин А.С., Романов А.А.* Импортозамещение: реакция на угрозы или особый тип государственной стратегии // BIS Journal. Информационная безопасность банков. 2015. № 2. С. 16–22

Статья поступила в редакцию 28 февраля 2018 года

[10] Статья подготовлена по результатам исследований, выполненных в рамках тематики научных исследований общеуниверситетской комплексной темы в 2016 г. Институтом промышленной политики и институционального развития, Финансовый университет при Правительстве Российской Федерации.

Адрес редакции:

394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14
АО «Концерн «Созвездие»,
редакция журнала «Теория и техника радиосвязи»
Тел.: (473) 259-37-05
Факс: (473) 235-50-88
e-mail: n.n.tolstih@sozvezdie.su