ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 4/2016

Воронеж 2016

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.
В.И. КУЗНЕЦОВ (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.
Ю.С. СУХОРУКОВ (г. Воронеж)
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)

Уважаемые коллеги!

Журналу «Теория и техника радиосвязи» исполнилось 50 лет.

За годы своего существования издание претерпело разные наименования: «Вопросы радиоэлектроники» (1966 – 1975 гг.), «Техника средств связи» (1976 – 1991 гг.), «Теория и техника радиосвязи» (1992 г. – настоящее время).

Открытие журнала было приурочено к созданию в 1966 году в Воронежском НИИ связи (в настоящее время АО «Концерн «Созвездие») аспирантуры и диссертационного совета. В том же 1966 году был создан редакционный совет, который возглавил доктор технических наук, Герой Социалистического Труда А.П. Биленко.

У истоков создания и становления журнала в разные годы стояли: В.И. Борисов, В.И. Николаев – главные редакторы, С.И. Заенцева, Е.М. Поддубная, Л.М. Кенина, Л.В. Баурова, Н.М. Рыжкова – начальники редакционно-издательского отдела. Много лет журналу отдали И.В. Тарабукина и Л.И. Нижниковская.

Авторами первых публикаций в журнале (в прошлом – сборнике) были А.П. Биленко, Э.Б. Грибов, Л.Н. Моргунов, В.И. Николаев.

За 50 лет существования журнала было издано 240 номеров, в которых опубликовано более 3000 статей. Их авторами выступали как аспиранты и молодые ученые, так и маститые доктора наук не только АО «Концерн «Созвездие», но и других ведущих предприятий и вузов России.

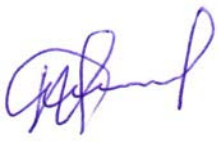
В настоящее время главным редактором журнала является доктор технических наук, профессор В.И. Николаев, председателем редакционного совета – доктор технических наук, профессор, член-корреспондент РАН В.И. Борисов. В состав редакционного совета входят 17 докторов наук, в том числе академики РАН А.С. Бугаёв, Ю.В. Гуляев, Н.А. Кузнецов, А.С. Сигов и академик Национальной академии наук Армении А.С. Багдасарян. Редакционно-издательский коллектив возглавляет Н.П. Федотова.

Сегодня, как и 50 лет назад, материалы, публикуемые в журнале «Теория и техника радиосвязи», представляют несомненный научно-практический интерес для ученых и специалистов в области инфокоммуникационных технологий. Опубликованные в журнале статьи содержат материалы научных исследований по общим вопросам радиосвязи, теоретическим и экспериментальным исследованиям в области передачи дискретных и непрерывных сообщений по каналам связи с помехами, особенностям построения различных видов систем и средств связи с использованием узкополосных и широкополосных шумоподобных сигналов.

Журнал входит в Перечень изданий, рекомендованных Высшей аттестационной комиссией Минобрнауки России для опубликования основных результатов диссертаций на соискание ученой степени доктора и кандидата наук. Опубликованные в журнале только за последние 15 лет статьи послужили основой успешной защиты кандидатских и докторских диссертаций 46 сотрудников.

Выражаю надежду, что и в дальнейшем журнал останется на передовых рубежах научного прогресса.

Главный редактор
д.т.н., профессор
лауреат Государственной премии СССР
и Премии Правительства РФ



В.И. Николаев

С О Д Е Р Ж А Н И Е

№ 4, 2016

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Организация и средства радиосвязи зарубежных комплексов управления
В.И. Борисов, Д.Ю. Чаркин …….…….. 5

Анализ методов решения задач управления процессом наблюдения в радиолиниях с организованными помехами
В.М. Жуков, А.П. Ермаков, В.И. Штефан, Ю.Г. Пастернак ……... 18

Перспективы использования *OFDM* сигналов в радиорелейной и тропосферной связи
И.Р. Сиваков, И.И. Малышев, Ю.В. Сидоров …….……..…..……..… 22

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Моделирование беспроводной мобильной сети с ячеистой топологией в среде симулятора
Н.Н. Винокурова, А.А. Епифанцев ……..……..……..… 28

Ковариационные методы определения направлений прихода сигналов
А.В. Журавлев, В.М. Безмага, В.Г. Маркин ……..……...…… 33

Улучшение разрешающей способности ковариационных алгоритмов пеленгации за счет уменьшения влияния адаптивных шумов
А.В. Журавлев, В.М. Безмага, В.Г. Маркин ……..…..…… 41

Пространственная селекция сигналов навигационных космических аппаратов с использованием пеленгования источников радиопомех
А.В. Журавлев, В.М. Безмага, В.Г. Маркин, А.В. Смолин ……...…… 47

Эффективность воздействия импульсной гармонической помехи на когерентный приемник сигналов с двукратной фазоразностной манипуляцией
К.Ю. Ложкин, А.И. Стиценко, С.С. Прожеторко ……...…..……. 55

Помехоустойчивость системы слежения за фазой навигационного *BOC* сигнала с обработкой на единой промежуточной частоте в условиях гармонической помехи
В.В. Неровный, П.В. Рябков, Д.А. Червань ……..……. 63

Помехоустойчивость системы слежения за частотой навигационного *BOC* сигнала с обработкой на поднесущих частотах
В.В. Неровный, А.В. Коровин, Ф.Ю. Хватов ……...…… 68

Повышение точности оценки местоположения воздушного судна при групповом перемещении авиации
Д.А. Червань, П.В. Рябков, М.В. Авдеев, А.В. Коровин …… 76

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Переходные процессы в синтезаторах частот с частотно-фазовым детектором с квадратичной характеристикой
С.К. Романов, Н.М. Тихомиров, А.В. Леньшин …… 82

РАЗНОЕ

Прогнозно-стратегическое развитие многофункциональных технологий оборонной промышленности
А.И. Букреев, В.И. Николаев, С.В. Ионов…….. 88

Обнаружение информационного воздействия на системы связи и управления
И.В. Дементьев, Д.Ю. Чаркин …… 94

Методы синтеза оптимального управления процессом наблюдения
В.М. Жуков, Ф.Ю. Хватов, А.Б. Муравник ……. 104

Модель формирования стратегии развития предприятия, входящего в структуру ОПК
Т.В. Лутченко, Ю.Б. Нечаев, А.Ю. Шестопалов …….. 108

УДК 621.396

АРХИТЕКТУРА И СРЕДСТВА РАДИОСВЯЗИ ЗАРУБЕЖНЫХ КОМПЛЕКСОВ УПРАВЛЕНИЯ (ОБЗОР)

В.И. Борисов, д.т.н., профессор, член-кор. РАН, научный руководитель, e-mail: office@sozvezdie.su
Д.Ю. Чаркин, директор НТЦ, e-mail: office@sozvezdie.su
АО «Концерн «Созвездие»

Предлагается обзор организации и средств радиосвязи, применяемых в американских комплексах управления, на примерах зенитно-ракетного комплекса Patriot-PAC 3 и мобильного противоракетного комплекса дальнего перехвата THAAD, предназначенного для поражения оперативно-тактических ракет и баллистических ракет средней дальности. Приведены основные характеристики радиостанций и схемы организации сетей радиосвязи.

***Ключевые слова**: Patriot-PAC 3, THAAD, AN/ARC-187, AN/GRC-103, AN/PRC-104A, AN/GSQ-240 JTIDS Class 2M Radio.*

THE RADIO COMMUNICATIONS ARCHITECTURE AND FACILITES OF FOREIGN CONTROL SYSTEMS (AN OVERVIEW)

V.I. Borisov, Doctor of Engineering Sciences, professor, Corresponding Member of RAS, scientific advisor, e-mail: office@sozvezdie.su
D.Yu. Charkin, Head of Research and Development Centre, e-mail: office@sozvezdie.su
JSC «Concern» Sozvezdie»

The article presents a survey of radio communication facilities and principles of organization used in the American control systems, such as surface-to-air missile (SAM) system Patriot-PAC 3 and mobile long-range ABM system THAAD that is designed to counter intermediate-range ballistic missiles. The basic radio station parameters and networking schemes are presented.

***Keywords**: Patriot-PAC 3, THAAD, AN/ARC-187, AN/GRC-103, AN/PRC-104A, AN/GSQ-240 JTIDS Class 2M Radio.*

В настоящем обзоре представлены характеристики зарубежных военных радиостанций КВ/УКВ диапазонов, использующих технологию прямой видимости (LOS). Рассматриваемые средства связи используются в комплексах управления, таких как зенитно-ракетный комплекс Patriot-PAC 3 и мобильный противоракетный комплекс дальнего перехвата THAAD.

Рассмотрим организацию связи на примере зенитно-ракетного комплекса Patriot-PAC 3 [1] (рис. 1).

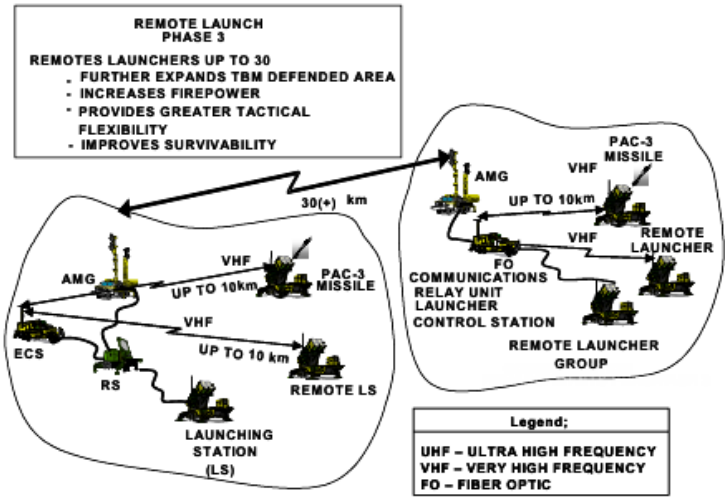


Рис. 1. Схема связи при удаленном запуске ракет PAC-3

Из рис. 1 видно, что для расширения области поражения ракетами при удаленном запуске используются радиорелейные станции AN/MCR-137 с группой антенно-мачтовых устройств AMG. Использование этих средств обеспечивает связь между пунктами управления ECS до 30 км и до 10 км между пунктами управления ECS и удаленными пусковыми установками LS.

Сеть связи в батальоне комплексов управления должна осуществлять надежный обмен данными и информацией в реальном, или близком к реальному, масштабе времени между распределенными на местности батареями, вышестоящими штабами, соседними боевыми подразделениями и подразделениями поддержки. Система связи должна быть избыточной, с тем чтобы гарантировать непрерывную связь. Для успешного выполнения боевых операций батальон должен поддерживать работоспособность системы связи, которая должна обеспечивать контроль за воздушными боями и связь командных, административных и логистических единиц с вышестоящими штабами и подчиненными им подразделениями.

Целью данного обзора является систематизация разрозненных открытых литературных источников (в основном из сети Internet) для получения общей картины организации сетей связи и используемых средств радиосвязи в зарубежных комплексах управления. Кроме этого, делается попытка прогноза дальнейшего совершенствования средств и организации сетей радиосвязи.

1. Архитектура системы связи

На современном театре военных действий (ТВД) система Patriot интегрируется в состав бригады сухопутных войск как составной части корпуса или подразделения уровня выше корпуса EAC. От этой системы может потребоваться участие в команде комплекса управления по обеспечению действий оперативных группировок и экспедиционных корпусов AMDTF. В состав таких подразделений входят также наземный комплекс высотного заатмосферного перехвата ракет средней дальности THAAD, а также иные системы сухопутных войск, объединенных видов войск и союзнических армий.

На рис. 2 изображены базовые каналы связи для системы Patriot. В зависимости от средств и возможностей подразделений средства связи также могут включать такие каналы как TIBS, TRAP, TDDS, TADIL-A, а также голосовую и иные виды связи. Связь между Patriot battalions и батареями осуществляется по внутреннему цифровому каналу PADIL [2].

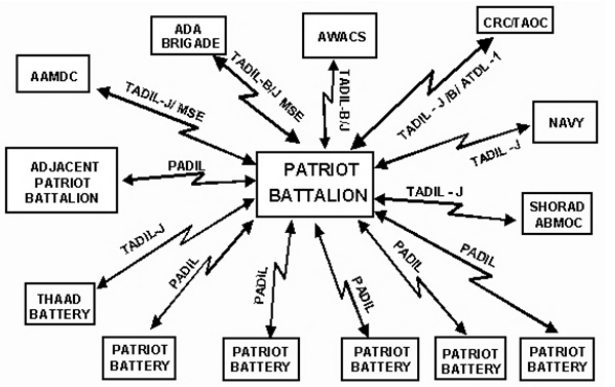


Рис. 2. Базовые каналы связи для батальона Patriot

1.1. Система внешних связей

Система внешних связей устанавливается с бригадой артиллерии и с соседними батальонами Patriot. Связь также может быть установлена с центром управления воздушными операциями CRC/TAOC, системой раннего предупреждения о воздушном нападении AWACS, командованием армии США (AAMDC), с ВМФ США, с бригадой артиллерии (ADA) и с батальонами малого радиуса действия (SHORAD).

В средствах связи с внешними системами имеются два главных элемента. Первый элемент обеспечивает батальонам Patriot прямой доступ к информационным каналам тактических информационных сетей TADIL (A, B, J) через модернизированный модуль радиоинтерфейса логического маршрутизатора RLRIU и последующего добавления новых радиостанций в сеть. Второй элемент обеспечивает взаимодействие с армейской системой общего пользования ACUS, которая состоит из мобильного оборудования подписчика MSE и оборудования тройного сервиса в системе тактической связи TRITAC уровня боевых подразделений выше корпуса. Данные разведки батальон может принимать по широковещательной системе связи тактической информации TIBS через модуль тактического терминала командира – гибридный радиоприемник CTT/H-R. Данные направляются на рабочую станцию интегрированной системы командования и управления ICC и рабочую станцию планировщиков операции.

Связь в условиях проведения боевых операций состоит, главным образом, в обмене данными. Однако часто этот обмен данными дополняется голосовыми сообщениями. Единая система распределения тактической информации JTIDS является исходным средством, используемым для передачи данных. Интерфейс мобильного подписчика поддержки военных операций MSE и SINCGARS (одноканальная связь в системе *земля–воздух*) представляет собой первичные средства для голосовой связи.

Связь с соседними батальонами осуществляется в UHF диапазоне, с использованием одного из четырех каналов связи группы оперативного реагирования CRG. Соседние батальоны обмениваются информацией о том, как они задействованы в операции, используя для этого цифровые информационные каналы PADIL при скоростях обмена данными 1200 или 2400 бит в секунду. Такая скорость обмена данными необходима для обеспечения качественного контроля и управления огнем, а также отслеживания ситуации в целом.

1.2. Система внутренних связей

Внутренняя связь с каждым боевым подразделением устанавливается с целью поддержки силовых операций и различных аспектов боевых операций. Внутренняя связь в батальоне способствует установлению контроля за воздушным пространством на поле боя, реализации административных, разведывательных, оперативных и логистических функций с использованием как многоканальных UHF радиостанций, так и VHF-FM сетей. Батальоны Patriot используют свои собственные ресурсы для установления многоканальных линий связи с каждой из батарей пусковых установок. Для передачи оперативной информации о ходе боевых операций в реальном времени автоматически выстраиваются каналы передачи данных между командно-координационным центром ICC и станциями управления боем ECS с использованием схемы многоканальной маршрутизации, приведенной на рис. 3. Если какая-либо пусковая установка располагается в зоне дислокации батальона, она может связываться непосредственно с командованием батальона по специальному кабелю (CX 11230).

В многоканальной сети UHF связи создаются три цепи передачи речевых сигналов между батальоном и огневыми батареями. Эти открытые для пользователей цепи доступны любому военнослужащему на каждой батарее и в батальоне, позволяя при этом всем пользователям быть на линии связи одновременно. Каждая из радиостанций используется для многоканальной маршрутизации при передаче данных по автоматически настраиваемой цепи передачи данных PADIL, где число каналов обычно составляет 4. Цепи голосовой связи в условиях боя, создаваемые с использованием канала 1, соответствуют линии связи коллективного пользования 1 на внутреннем коммутаторе оператора. Цепь сообщений о данных разведки и докладов команд, работающих на радарах, устанавливается с помощью канала 2 и линии связи коллективного пользования 2 на внутреннем коммутаторе. Еще одна цепь голосовой связи зарезервирована, она использует канал 3 и линию связи коллективного пользования 3 в качестве цепи экстренной поддержки системы голосовой связи (она никогда не используется для контроля за воздушным пространством на поле боя).

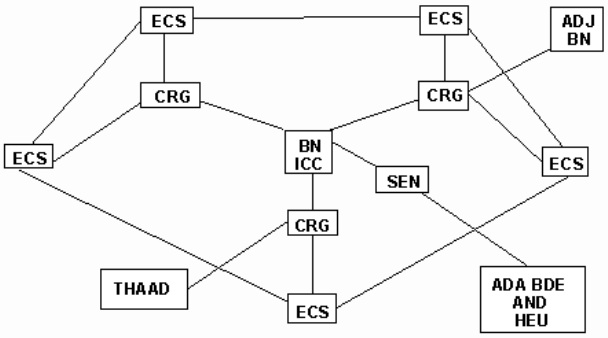


Рис. 3. Каналы UHF связи батальона

Сеть командования батареей показана на рис. 4. Она представляет собой радиосеть, работающую в режиме FM, которая используется для осуществления функционирования системы C^2 на батарее во время ее передвижения по дорогам. Старшина батареи включен в управление сетью батареи для оказания помощи командиру батареи в осуществлении функции командования и управления в процессе передвижения и по его окончании. Радиостанции с частотной модуляцией (FM) в радиосети также обеспечивают обратную связь (в оперативной сети пусковых установок Patriot) после их размещения на местности.

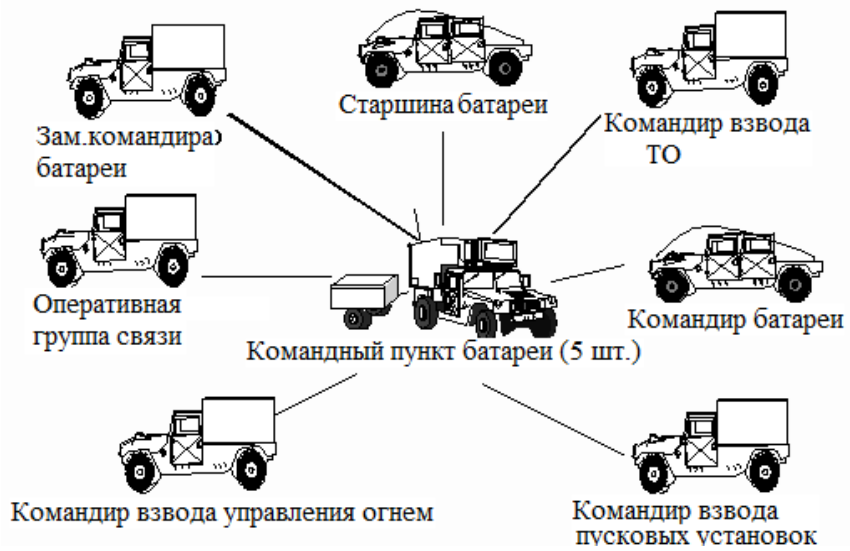


Рис. 4. Сеть командования батареей

Сеть управления действиями боевых подразделений/пусковых установок, показанная на рис. 5, представляет собой проводную сеть связи для реализации функции C^2 боевых подразделений Patriot после того, как они расположились на местности. Станция управления сетью – это командный пункт батальона. Коммутатор командного пункта позволяет командиру батальона связываться со старшиной, службой поддержки боевых действий экспедиционных подразделений, взводами пусковых установок, подразделением связи, взводом обслуживания, службой снабжения и другими элементами системы.

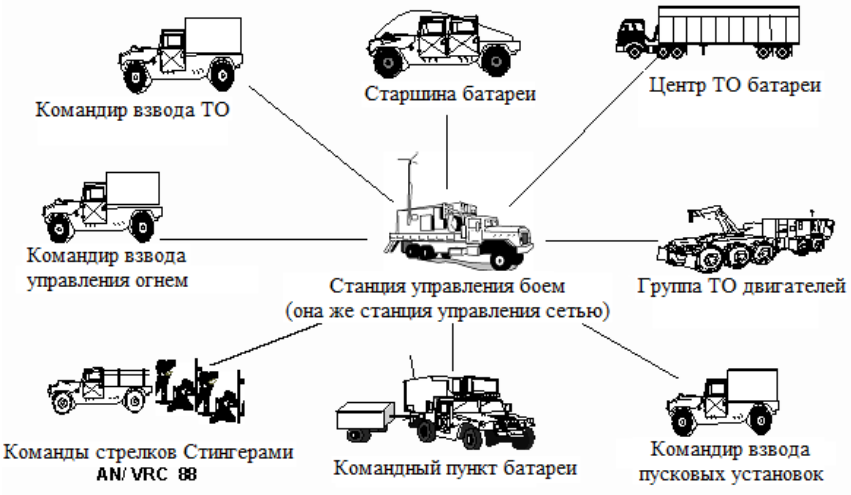


Рис. 5. Сеть управления действиями огневых подразделений

Сеть данных батарей, показанная на рис. 6, обеспечивает связь между станцией управления боем (ECS) и пусковыми установками (ПУ) и используется для запуска ракет Patriot, а также для определения доступности ракет на ПУ и их статусом. Оптоволоконные кабели связывают ECS с отдельными станциями запуска на ПУ. Радиоканалы передачи данных используются для обратной связи отдельных ПУ с ECS и в качестве основных каналов связи для удаленно расположенных ПУ. Работой сети управляет ECS с помощью специального радиооборудования, которое обеспечивает надежную передачу сообщений с данными на малой скорости по очень коротким каналам. Все сообщения, содержащие команды, создаются на ECS, что требует ответа от соответствующих подчиненных устройств – станций управления ПУ – в виде сообщения о статусе ПУ. Станция управления ПУ не может передавать какие-либо данные в сеть, кроме статуса. Эта сеть обязательна и создается в первую очередь, сразу же по размещении батареи на месте дислокации.

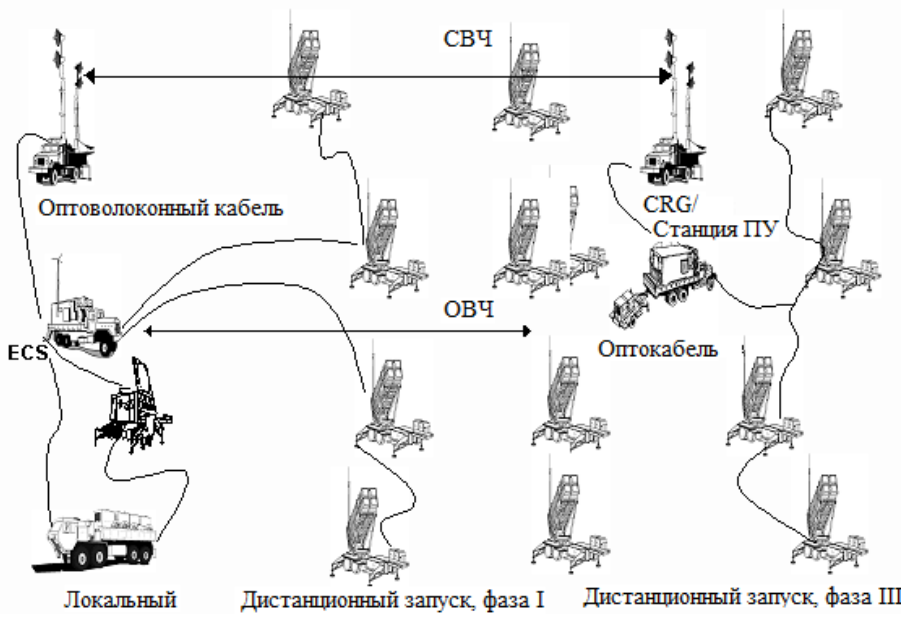


Рис. 6. Сеть данных батареи

1.3. Система связи в комплексах управления оперативных групп

Батальон Patriot может быть передан для выполнения единой задачи совместно с подразделениями THAAD и/или SHORAD при формировании оперативной группировки AMDTF. AMDTF может использовать самые разные сети связи для выполнения поставленной перед ней задачи. Эти сети, показанные на рис. 7, включают объединенную сеть данных JDN, объединенную сеть по координации управления боевыми действиями JECN, объединенную сеть управления операцией в целом JMMN, а также сеть UHF радиостанций и иные сети голосовой связи. JDN, JECN, JMMN представляют собой объединенную сеть связи JTIDS, по которой передаются информационные сообщения TADIL-J.

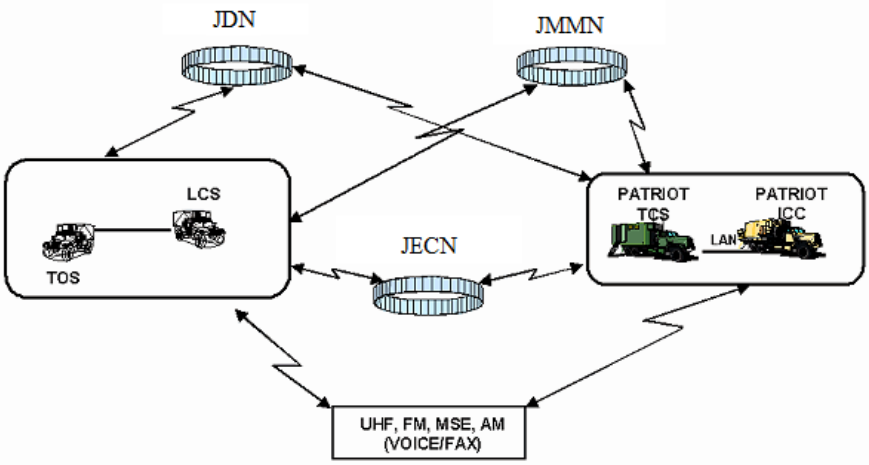


Рис. 7. Сеть связи оперативной группировки AMDTF

1.4. UHF голосовая связь, сети ACUS и SINCGARS

UHF сеть голосовой связи, показанная на рис. 8, обеспечивает базовую систему связи для координации системы AMDTF в бою совместно с действиями силовых подразделений, включая координацию боевых структур обороны, доктрину ведения огня, инициализацию системы и ориентацию на работу с определенными датчиками. Сеть ACUS также используется для координации действий при проведении боевых и силовых операций. Система одноканальной радиосвязи между наземными силами и летательными аппаратами SINCGARS является сетью станций с частотной модуляцией и используется для обратной связи типа C^2 в сети AMDTF.

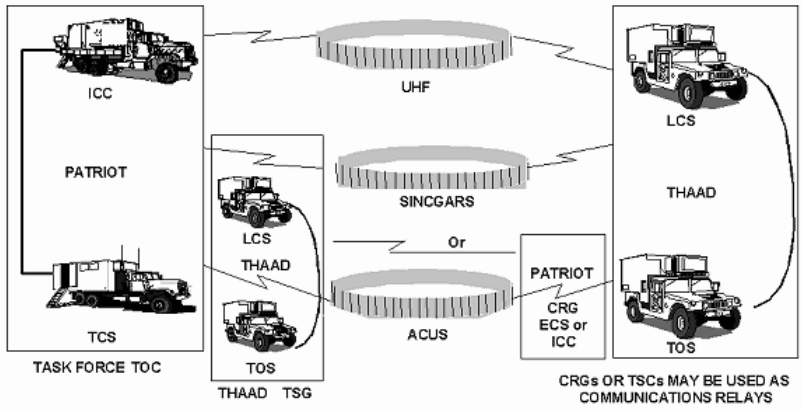


Рис. 8. Сервис мобильного подписчика MSE и сеть голосовой связи

2. Перечень средств связи в подразделениях комплекса управления Patriot PAC-3 и THAAD

2.1. Перечень средств связи в подразделениях Patriot PAC-3

Согласно [2] связь в подразделениях Patriot PAC-3 осуществляется с помощью следующих устройств.

AN/ARC-187 UHF Radio. Радиостанция AN/ARC-187 УКВ диапазона используется для передачи данных по каналам связи между воздушными и наземными единицами стандарта Link 4 (TADIL-C) и Link 11 (TADIL-A) и имеет внешний модемный порт 70 МГц по стандарту MIL-STD-188. Кроме этого станция используется тактической командной системой TCS и информационно-координационным центром ICC. Изготовитель: Raytheon.

Технические характеристики

• Мощность 30–100 Вт.

• Режимы UHF, AM/FM.

• Поддерживаемые протоколы Have Quick и SATCOM.

• Диапазон частот 225,0–399,975 МГц.

• Число каналов памяти 20.

• Интервал 5 кГц и 25 кГц.

• Напряжение питания 28 В.

• Платформы AC-130H/U, C-17A,EC-130E, HC-130N/P, HH-60G, MC-130E/H, MH-53J/M, OC-135B.

Описание: трансивер AN/ARC-187 используется для голосовой радиосвязи, HAVE QUICK и спутниковой связи (SATCOM) в диапазоне частот от 225 до 400 МГц с формированием сетки каналов 5 кГц и 25 кГц. Радиостанция работает в режимах FM и AM. При использовании модема MD-1324(U) она обеспечивает возможность множественного доступа с предоставлением канала (DAMA) в режиме SATCOM. Эта возможность соответствует требованиям стандартов MIL-STD-188-181/182 и 183.

Должным образом настроенный, трансивер обеспечивает скорость передачи цифровых данных до 20 кб/с. По имеющимся сведениям, он также используется для передачи данных по каналам связи Link 4 (TADIL-C) и Link 11 (TADIL-A) и имеет внешний модемный порт 70 МГц по стандарту MIL-STD-188. Выходная мощность 30 Вт в режиме AM и 100 Вт в FM.

Рис. 9. Внешний вид приемопередатчика AN/ARC-187

AN/GRC-103 UHF Radio. Станция AN/GRC-103 используется в каждом информационно-координационном центре ICC, в каждом пункте управления (AN/MSQ-104 ECS) и группе релейной связи CRG. Две уголковые отражательные антенны используются для связи на короткие расстояния, а группа антенно-мачтовых устройств (AMG) используется для связи на длинные расстояния.

Семейство станций AN/GRC-103 представляет собой компактное возимое УКВ радио, которое предоставляет возможность многоканальной передачи и приема цифровых сигналов. Многоканальная связь может быть защищена с использованием электронного генератора ключей

TSEC/KG-27. В зависимости от конфигурации может использоваться терминал или повторитель.

Различие между моделями состоит в диапазоне частот I, II, III, и IV.

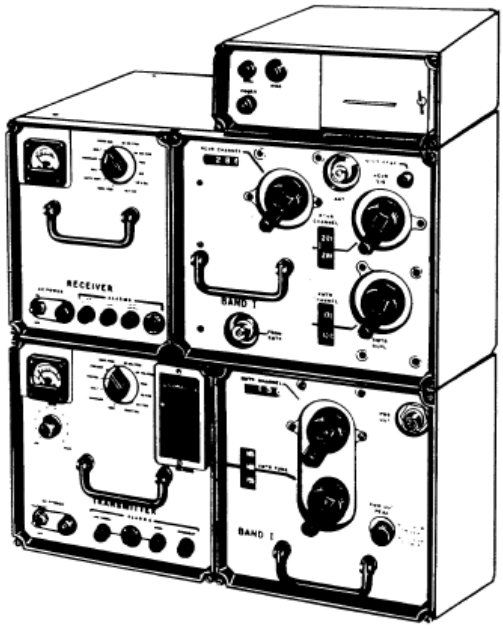


Рис. 10. Внешний вид семейства станций AN/GRC-103(V) без антенн

Технические характеристики

• Частотный диапазон:

диапазон I– от 220 до 404.5 МГц;
диапазон II– от 394.5 до 705 МГц;
диапазон III– от 695 до 1000 МГц;
диапазон IV– от 1350 до 1850 МГц.

• Разделение частот от передатчика к приемнику – 16,5 МГц.

• Планируемая дальность 80 km (50 mi).

• Число каналов в диапазонах I – 369, II – 621, III – 610, IV – 1000.

• Входное напряжение 115 V.

• Выходная мощность от 15 до 25 Вт.

• Вес 212,5 кг.

• Антенны – комбинация мачт AB-952/GRC-103 с антеннами в зависимости от диапазона частот:

AS-1852/GRC-103 для диапазона I;
AS-1853/GRC-103 для диапазона II;
AS-1854/GRC-103 для диапазона III;
AS-3047/GRC-103 для диапазона IV.

AN/GSQ-240 JTIDS Class 2M Radio. AN/GSQ-240 представляет собой высокоскоростное помехоустойчивое радио для передачи данных между объектами *воздух–земля* и *земля–земля*. Она используется в сети с временным разделением доступа Link 16 JTIDS в диапазоне частот от 960 МГц до 1215 МГц для передачи информации о театре боевых действий и данных о цели.

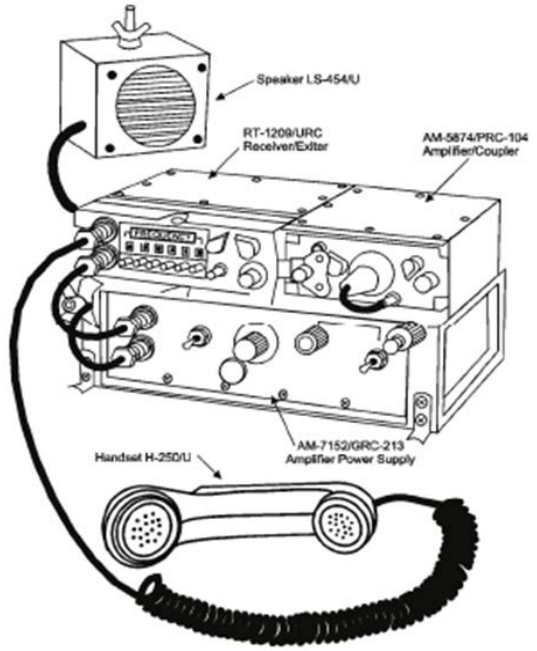
AN/TRC-170 Radio Terminal Set (Tropospheric Scatter). AN/TRC-170 – цифровая система тропосферной связи. Выпускается в трех вариантах для дальностей тропосферной связи 160, 240 и 320 км с диапазоном рабочих частот от 4 до 5 ГГц. В диапазоне прямой видимости (LOS) система реализует как цифровой, так и аналоговый трафики. В диапазоне прямой видимости работает с числом каналов от 8 до 144. Располагается на HMMWV. Используется информационно-координатным центром ICC для связи с TCS.

Рис. 11. AN/TRC-170 цифровая система тропосферной связи

Commander's Tactical Terminal/Hybrid Receive (CTT/H-R). CTT/H-R используется в чрезвычайных ситуациях. В дуальном канале ведет прием и обработку информации от тактического широковещательного сервиса TIBS, сети разведки и других сетей связи, функционирует в диапазоне частот от 225 МГц до 1,4 ГГц, применяется в ICC и TCS.

IHFR-AM (Improved High Frequency Radio – усовершенствованное высокочастотное радио КВ диапазона) включает в себя среднеразмерную высокой мощности станцию AN/GRC-193A, используемую в командных пунктах СР батальонов и бригад при нахождении в статической позиции и радиостанцию AN/GRC-213, применяемую при запуске батарей.

Внешний вид станции AN/GRC-213 показан на рис. 12. Она состоит из портативной радиостанции AN/PRC-104A, крепежного оборудования, усилителя мощности AM-7152 и трех антенн (пара AN/GRA-50, и AS-2259, почти вертикально излучаемая на ионосферный слой [NVIS] антенна).



а)

б)

Рис. 12. Внешний вид наземных радиостанций типа GRC (ground radio communication) GRC-213 возимая/носимая радиостанция малой мощности (рис. 12 а) и отдельно – ее составная часть AN/PRC-104A (рис. 12 б)

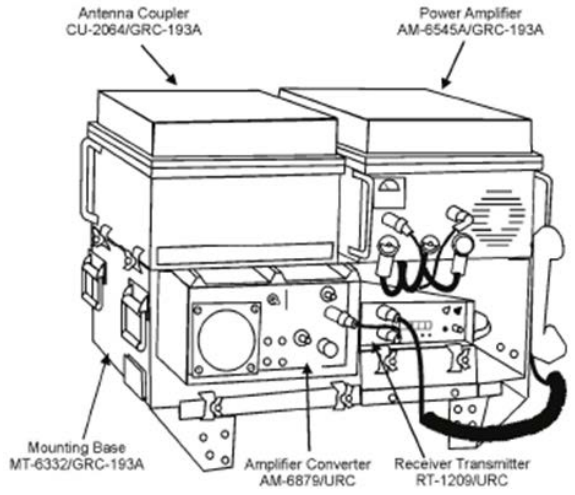
AN/PRC-104A принадлежит к семейству возимых/носимых радиостанций малой мощности конфигурации IHFR, работающих в частотном диапазоне от 2 до 29,9999 МГц тактического командования и управления. Если требуется осуществлять командование и управление на больших расстояниях, то используется технология NVIS.

Технические характеристики

- Частотный диапазон от 2 до 29,999 МГц.
- Число каналов 280 с расстоянием 100 Гц.
- Входная мощность батареи от 20 до 32 V DC.
- Выходная мощность 20 Вт.
- Антенны AN/GRA-50, AS-2259 NVIS.
- Настройка автоматическая.
- Виды модуляции речь, данные, AM, FM, LSB, USB.
- Вес 6,36 кг.
- Устройство шифрования KY-99.

Возимая высокой мощности станция AN/GRC-193A (рис. 13). Станция имеет возимую по земле или по воздуху адаптивную конфигурацию, состоящую из приемопередающего устройства (RT-1209/URC), усилителя, антенны (NVIS или штыревая), устройства ввода/вывода (I/O), и источника внешнего питания.

Радиостанция в зависимости от конфигурации может иметь мощность 100 Вт или 400 Вт. AN/GRC-193 использует устройство KY-99 для защиты голосового трафика и устройство (TSEC)/KG-84 для шифрования цифрового трафика. Антенны могут быть удалены до 61 м от радиостанции [4].



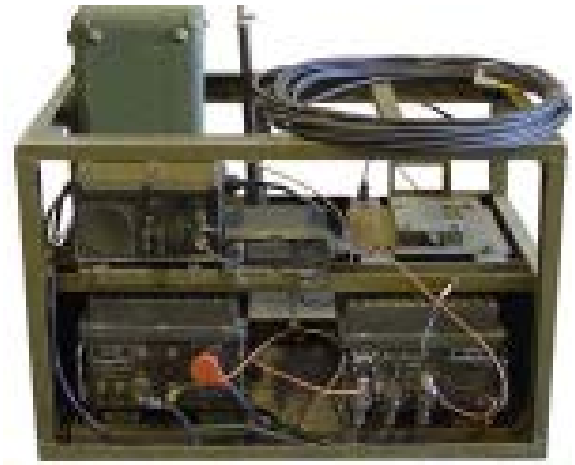


Рис. 13. Внешний вид возимой радиостанции высокой мощности GRC-193

Технические характеристики

• Частотный диапазон от 2 до 29,999 МГц.

• Планируемая дальность 4023 км.

• Число каналов 280,000 с шагом 100 Гц.

• Входная мощность 115 V AC, 50 до 60 Гц, 24 V DC.

• Выходная мощность выбираемая (100 Вт, 400 Вт).

• Скорость передачи данных 75 бод.

• Антенны AT-1011, 4.88 м штыревая, AN/GRA-50, AS-2259 NVIS.

• Настройка автоматический удаленный контроллер.

• Удаленные операции до 2км с использованием AN/GRA-39.

VHF-FM. На уровне батальона VHF-FM радио используется для командования, логистики, администрирования, разведки и управления сетью. SINCGARS является основным средством для FM сетей.

2.2. Средства связи в подразделениях THAAD

Многообразие различных типов средств связи органически согласуется с функциями, выполняемыми батареями THAAD. Каждое устройство состоит из набора радиотерминалов, радиотелефонов, процессоров обработки.

Радиостанция AN/GRC-193A используется в радиокоммуникационных сетях, которые поддерживают сети координации противовоздушной обороны ADCN.

Радиостанция AN/GRC-226 УКВ диапазона (только NATO band I 225–400 МГц). Это радио совместимо с радиостанциями, используемыми в сетях ACUS. Две радиостанции AN/GRC-226 установлены в каждом пункте управления огнем пусковой установки LCS. Эти радиостанции в пределах прямой видимости осуществляют передачу как речи, так и данных. Каждая станция включает в себя приемопередатчик и комплект антенн.

Радиостанция AN/GSQ-240 JTIDS Class 2M Radio. Сеть обмена данных JTIDS обеспечивает помехоустойчивую *земля–воздух* и *земля–земля* передачу данных. Данная радиостанция позволяет с высокой скоростью по сетям с временным разделением каналов передавать электрооптическую и радиолокационную информацию в частотном диапазоне от 960 до 1215 МГц. Внутри батареи осуществляется передача электрооптических (EO) данных между группой тактических станций TSG и системой сенсорного интерфейса SSI. В комплект входит терминал, всенаправленная антенна и телескопическая мачта.

Командно-тактический терминал (CTT) является гибридом двух каналов УКВ приемника в диапазоне от 225 МГц до 1,4 ГГц. Он обеспечивает доступ к TIBS, защищенным сетям, посредством LOS связи или спутника. CTT используется в пункте управления пусковой установки LCS с установленной на крыше антенной.

Компактный цифровой коммутатор (CDS) является сердцем связной производительности. Он может хорошо управлять около 708 индивидуальными трактами передачи информации (THAAD использует меньше). Это устройство управляет потоками речевой и телекодовой информации как внутри батареи, так и вне ее в ACUS сетях. Каждый пункт управления пусковой установки LCS содержит один CDS, который подключен к многостанционной внешней системе с селективным автоответчиком, звуковым и визуальным сигналам боевой тревоги.

Устройство шифрования. В THAAD имеется два типа шифрования для сетей ACUS/MSE. Первый – с использованием устройства шифрования KG-194A, второй – с использованием устройства KIV-7 для шифрования электро-оптических данных от военно-воздушных и военно-морских сил.

Оптоволоконные кабели. Оптоволоконная связь состоит из модулятора-демодулятора, оборудования сопряжения кабеля. Максимальное расстояние для оптоволоконной связи составляет 2 км. Пункт управления пусковой установки LCS, РЛС и пусковые установки используют один тип кабеля.

Global Positioning System GPS. Каждая батарея THAAD имеет GPS, который используется для местоопределения и параллельно – для временной синхронизации.

3. Направления модернизации радиостанций

На смену применяемой в THAAD радиостанции AN/GRC-226 УКВ диапазона приходит новая, класса HCLOS, станция AN/GRC-245. Станции класса HCLOS являются многоканальными, мульти-тоновыми. Они обеспечивают высокую пропускную способность передачи данных для команд и управления, разведки, изображений, логистики и др. HCLOS присуще большинство функциональных компонент армейской сети Warfighter Information Network – Tactical (WIN-T).

Радиостанция AN/GRC-245 функционирует в полосе частот от 1350 до 2690 МГц.

Технические характеристики

• Радио функции High Capacity LOS.

• Частотный диапазон 1350–2690 МГц.

• Мощность передатчика 31 mW–1,6 W.

• Коэффициент усиления антенны 23 dBi.

• Высота антенны варьируемая от 1,5 м до 15 м.

• Полоса пропускания приемника (МГц) 6,7 (–3 dB), 8,1 (–20 dB), 10,0 (–60 dB).

• Чувствительность приемника –86 dBm @ 8192 Kb/s и BER=10^{-5}.

• Мощность шума приемника –99 dBm.

• Внешняя помеха (порог) –105 dBm.

• Характеристики сигнала 2M50W1D, 320–8256 kb/s, 32 TCM, скорость кода 4/5.

• Дальность связи для направленных антенн 10 км.

4. Итоговые таблицы

Средства радиорелейной связи в вооруженных силах иностранных государств рассмотрены в [5], поэтому в настоящем обзоре они не рассматриваются. В табл. 1 приведены характеристики УКВ радиостанций, применяемых в тактическом звене наземной связи армии США, которые потенциально могут быть использованы в комплексах управления.

Таблица 1. Характеристики зарубежных радиостанций УКВ диапазона

Тип станции	Частотный диапазон, MHz (МГц)	Выходн. мощность, W (Вт)	Тип и/или высота антенн	Чувствительность приемн., dB·mW (дБ·мВт)	Скорость, kb/s (кбит/сек)	Дальность, km (км)
AN/PRC-148 (Thales) носимая возимая с усилителем	30–512	 5 50	 13,5 ft 50 ft	 –119 –115	 16 56	 6 до 30
ST@R MILLE (Thales) носимая возимая с усилителем	310–470	 2 50		–118		 2 10
AN/VRC-110 (Harris)	30–90 90–512	50 20		–113	56	
AN/GRC-512	225–400 610–960	20 20	AS-1852 35–100 ft	–115	ППРЧ 1000 ск./сек 1024, 2048	до 40
AN/PRC-117G (Harris) носимая возимая с усилителем	30–512	20 50	RF-300M DK001 RF-300M VK001	–118 –120	16	16
AN/PRC-152 (Harris) носимая возимая с усилителем	30–512 762–870	5 50	RF-3183 AT013 RF-3184 AT320	–119		8
RF-300M-V150 (Harris) возимая	30–2000	50	RF-3183 AT013 RF-3184 AT230 SATCOM Antenna	–119	16	20 (6–10 в Афганистане)

Выводы

1. *Система внешних связей* в батальонах Patriot устанавливается с бригадой артиллерии и с соседними батальонами Patriot. В случае необходимости связь также может быть установлена с центром управления воздушными операциями CRC/TAOC, системой раннего предупреждения о воздушном нападении (AWACS), командованием армии США (AAMDC), с ВМФ США, с бригадой артиллерии (ADA) и с батальонами

малого радиуса действия (SHORAD). В зависимости от средств и возможностей также могут быть задействованы такие каналы, как TIBS, TRAP, TDDS, TADIL-A, и иные виды связи. Соседние батальоны обмениваются информацией, используя для этого цифровые информационные каналы PADIL. При выполнении единой задачи совместно с подразделениями THAAD и/или SHORAD при формировании оперативной группировки создается объединенная сеть данных JDN, которая объединяет сеть по координации управления боевыми действиями JECN, сеть управления операцией в целом JMMN, а также сети УКВ радиостанций, представляющие собой объединенную сеть связи JTIDS, по которой передаются информационные сообщения TADIL-J.

2. *Система внутренних связей.* Батальоны Patriot используют свои собственные ресурсы для установления многоканальных линий связи с каждой из батарей пусковых установок. В многоканальной сети УКВ связи создаются три сети передачи речевых сообщений и данных между батальоном и огневыми батареями. Каждая из радиостанций используется для многоканальной маршрутизации при передаче данных по автоматически настраиваемой линии передачи данных PADIL, где число каналов обычно составляет 4. При этом создаются локальные сети. Сеть командования батареей используется на батарее во время ее передвижения по дорогам. Сеть управления действиями боевых подразделений/ пусковых установок создается после того, как батальоны Patriot расположились на местности. Сеть данных батареи, обеспечивает связь между станцией управления боем ECS и пусковыми установками LS и используется для запуска ракет, а также для определения доступности ракет и их статуса.

3. *Базовую основу технических средств радиосвязи* комплексов управления составляют радиостанции тактического звена наземной связи армии США. На смену требований к конкретной станции выдвигаются требования к классу станций, удовлетворяющих определенному стандарту. Например, станции класса HCLOS являются многоканальными, мультитоновыми, обеспечивающими высокую пропускную способность передачи данных для команд и управления, разведки, изображений, логистики и др. HCLOS присуще большинство функциональных компонент армейской сети Warfighter Information Network – Tactical (WIN-T). Радиостанция AN/GSQ-240 JTIDS Class 2M Radio удовлетворяет стандарту Link-16 – сетевой УКВ-радиосистеме передачи данных с временным разделением каналов.

Литература

1. FM 3-01.87. Patriot Tactics, Techniques and Procedures.

2. FM 3-01.11. Chprt 5. Patriot Air Defense System.

3. FM 3-01.85 (FM 44-85) Patriot Battalion and Battery Operations. Department of the Army Washington, 2002.

4. TM 11-5820-924-13 Radio Set AN/GRC-193A. Department of the Army, 1986.

5. *Ливанов И.* Средства радиорелейной связи в вооруженных силах иностранных государств // Зарубежное военное обозрение, 2007. №10. С. 29–31.

Статья поступила в редакцию 25 июля 2016 года

Список используемых в статье сокращений см. на стр. 16 в Приложении.

Приложение

Список используемых сокращений

Сокращение	Название	Русское название
AAMDC	Army Air Missile Defense	противовоздушные ракетно-артиллерийские силы
ADA	Air Defense Artillery	противовоздушная артиллерия
ADCN	Air Defense Coordination Net	сети координации противовоздушной обороны
AMDTF	Air and Missile Defense Task Force	оперативная группировка комплекса управления
AMG	Antenna Mast Group	антенно-мачтовая группа
BCP	Battery Command Post	командный пункт батареи
CDS	Compact Digital Switch	компактный цифровой коммутатор
CP	Command Post	командный пункт
CRG	Communications Relay Group	группа радиорелейной связи
CTT	Commander's Tactical Terminal	командно-тактический терминал
EAC	Echelons Above Corps	подразделения выше уровня корпуса
ECS	Engagement Control Station	станция управления боем AN/MSQ-104
HCLOS	High Capacity Line-of-Site	высокая пропускная способность в прямой видимости
HMMWV	High Mobile Multi Purpose Wheeled Vehicle	высокомобильное многоцелевое колесное транспортное средство «Хамви»
ICC	Information and Coordination Central	центр информации и координации
JDN	Joint Dana Network	объединенная сеть данных
JECN	Joint Engagement Coordination Networks	объединенная сеть координации между Patriot и THAAD в бою
JTIDS	Joint Tactical Information Distribution System	единая распределенная боевая информационная система (Link 16)
LOS	Line Of Sight	прямая видимость
LS	Launching Station	удаленные пусковые установки
LCS	Launch Control Station	станция управления пусками
NVIS	Near Vertical Incidence Sky wave	квазизенитное распространение волн
PADIL	Patriot Digital Information Link	цифровой канал связи в батальоне Patriot
SEN	Small Extension Node	небольшой удлиняющий узел
SINCGARS	Single Channel Ground and Airborne Radio System	одноканальная радиосистема для наземной и воздушной радиосвязи
SHORAD	Short Range Air Defense	зенитно-ракетная установка ближнего действия
SSI	Sensor System Interface	система сенсорного интерфейса
TAOC	Tactical Air Operations Center	центр тактических авиационных операций
TADIL	Tactical Digital Information Link	цифровой информационный канал связи для передачи тактической информации
TCS	Tactical Command System	тактическая командная система
TDDS	Tactical DDS	система распределения тактических данных
THAAD	Theater High Altitude Area Defense	противоракетный комплекс дальнего перехвата
TIBS	Tactical Information Broadcast Service	сервис широковещательной ретрансляции тактической информации
TRAP	Tactical Related Applications	тактические приложения
TSG	Tactical Station Group	группа тактических станций
WIN-T	Warfighter Information Network – Tactical	тактическая армейская информационная сеть

Information and coordination central (ICC)

Tactical command system (TCS)

Engagement control station (ECS)

Antenna mast group (AMG)

Theater High Altitude Area Defense (THAAD)

Launching station (LS)

Приложение 2

Основные обозначения частотных диапазонов

HF Bands..... 3 до 30 МГц
VHF Bands..... 30 до 300 МГц
UHF Bands..... 300 до 3000 МГц
SHF Bands .....3 до 30 ГГц
EHF Bands .....30 до 300 ГГц

УДК 621.396

АНАЛИЗ МЕТОДОВ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ УПРАВЛЕНИЯ ПРОЦЕССОМ НАБЛЮДЕНИЯ В РАДИОЛИНИЯХ С ОРГАНИЗОВАННЫМИ ПОМЕХАМИ

В.М. Жуков, к.т.н., доцент, Тамбовский гос. тех. университет, e-mail: valzhuk@rambler.ru
А.П. Ермаков, д.т.н., профессор, e-mail: terrabyte1@yandex.ru
В.И. Штефан, докт. экон. наук, ген. директор АО «ВНИИ «Вега», e-mail: box@vega.techno-r.ru
Ю.Г. Пастернак, д.ф.-м.н., профессор, Воронежский гос. тех. ун-т

Произведен обстоятельный анализ современных методов постановки и решения задач управления процессом наблюдения за изменением достоверности оценки принимаемой информации при воздействии организованных помех.

***Ключевые слова**: алгоритм минимаксной фильтрации, вектор фазовых компонент, динамический эксперимент, управление процессом наблюдения.*

ANALYSIS OF CONTROL METHODS FOR OBSERVATION IN JAMMED RADIO CHANNELS

V.M. Zhukov, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor, Tambov State Technical University, e-mail: valzhuk@rambler.ru
A.P. Ermakov, Doctor of Engineering Sciences, professor, e-mail: terrabyte1@yandex.ru
V.I. Shtefan, Doctor of Economics, Director general, JSC «VRDI «Vega», e-mail: box@vega.techno-r.ru
Yu.G. Pasternak, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, professor, Voronezh State Technical University

An in-depth analysis of modern control problem setting and solving methods relative to the observation of changes in the reliability of the received information subject to jamming.

***Keywords**: minimax filtering algorithm, phase component vector, dynamic experiment, observation control.*

В [1] приведены методы решения задач управления процессом наблюдения (УПН) в стохастических системах для случаев, когда радиостанция функционирует либо в беспомеховой обстановке, либо при воздействии только маскирующих помех. При действии наиболее опасных из класса организованных имитирующих помех неизбежны погрешности в задании начальной априорной информации, ошибки измерений, которые могут быть как случайными, так и неопределенными. Присутствие неопределенных факторов создает ситуацию так называемой статистической неопределенности (частичной или полной). При действии имитирующих помех гипотеза о вероятностной природе неконтролируемых факторов не может быть принята в принципе, так как противоборствующая сторона в данном случае оказывает противодействие радиостанциям путем внесения искусственных шумов в их приемные тракты в соответствии с законами радиоэлектронного противодействия (РЭП) и различными тактическими приемами.

Применение в подобных условиях алгоритмов стохастической фильтрации [2], а также соответствующих алгоритмов планирования процесса наблюдения [3] может привести к неоправданно завышенной точности оценивания, но что еще хуже – к оцениванию вектора фазовых компонент радиостанций на основании обработки сигналов имитирующих помех и принятию этой оценки в качестве истинной. В тех случаях, когда данный факт имеет место, следует использовать алгоритмы минимаксной и минимаксно-стохастической фильтрации [4], позволяющие получать гарантированные по точности оценки, при условии оптимизации процесса наблюдения посредством проведения различных мероприятий: планирования режимов работы радиостанций и входящих в их состав различных измерительных средств, выбора состава измеряемых параметров, организации активных экспериментов.

В настоящее время оптимизационные задачи теории оптимального планирования экспериментов на случай неопределенности в задании статистической информации о неконтролируемых факторах рассмотрены достаточно подробно лишь для ситуации оценивания по полной выборке [5, 6]. Динамические задачи планирования (задачи УПН) в условиях статистической неопределенности не рассматривались. Обоб-

щенная постановка задачи УПН может быть осуществлена на базе решения минимаксных и минимаксно-стохастических задач фильтрации при сцецифических вариантах УПН, рассматриваемых ниже.

Модель динамического эксперимента включает в себя уравнение, описывающее функционирование радиостанции:

$$Y_k = A_{k-1}Y_{k-1} + B_kU_k + F_k\xi_k,$$
$$k = \overline{1,K}, \quad Y_1 = \hat{Y}_1, \qquad (1)$$

где Y_k – n-мерный вектор фазовых компонент; U_k – m-мерный вектор управления средством связи ($m \le n$); ξ_k – n-мерный гауссовский вектор возмущений с корреляционной функцией $K_\xi(k, h) = G_{\xi\,k}\delta_{k\,h}$; $G_{\xi\,k}$ – матрица интенсивностей; $\delta_{k\,h}$ – символ Кронекера; A_{k-1}, B_k, F_k – детерминированные матрицы размером $n \times n$, $n \times m$ и $n \times n$ соответственно, и уравнение измерений:

$$Z_k = C_k(\mu_k, \gamma_k)Y_k + N_k, k = \overline{1,K}, \qquad (2)$$

где Z_k – l-мерный вектор измерений; N_k – l-мерный гауссовский вектор ошибок измерений с корреляционной функцией $K_N(k, h) = Q_{N\,k}\delta_{k\,h}$; $Q_{N\,k}$ – матрица интенсивностей; $C_k(\mu_k, \gamma_k)$ – детерминированная матрица размером $l \times n$.

В отличие от задач фильтрации в уравнении (2) матрица C_k не задана, но зависит от параметров μ_k, γ_k, которые определяют условия наблюдения. Третьей составляющей модели динамического эксперимента является уравнение для μ_k и γ_k:

$$\mu_k = f_{k-1}(\mu_{k-1}, \gamma_k),\ \mu_0 = \hat{\mu}_0,\ k = \overline{1,K}, \qquad (3)$$

с учетом ограничений

$$\gamma_k \in \partial_k, k = \overline{1,K}, \qquad (4)$$

$$g(\mu_K) \le \bar{g}, \qquad (5)$$

где f_{k-1}, g – заданные функции; $\hat{\mu}_0$, $\bar{g}$ – заданные величины; Γ_k – заданное множество.

Последовательность $\{\gamma_k\}$ выступает в качестве УПН.

В зависимости от конкретизации элементов μ_k, γ_k, $f_{k-1}(\mu_k, \gamma_k)$, $g(\mu_k)$ существуют три основные группы задач УПН: 1) выбор программы (режима) измерений; 2) выбор состава измеряемых параметров; 3) выбор траектории наблюдателя (положения радиостанции).

В первой группе задач, связанной с определением моментов времени для измерений, для одного одноканального измерителя γ_k и μ_k – скаляры, $\{\gamma_k\}$ – программа наблюдения, удовлетворяющая ограничению $\gamma_k \in \Gamma_k$, $\Gamma_k = \{0,1\}$, при этом $\gamma_k = 0$, если измерение не производится; $\gamma_k = 1$, если измерение производится; матрица $C_k(\mu_k, \gamma_k)$ приобретает вид $\gamma_k C_k$, где C_k – заданная матрица; уравнение (3) записывается в виде $\mu_k = \mu_{k-1} + \gamma_i$ при ограничении числа измерений. Модель (1)–(5) приобретает вид

$$Y_k = A_{k-1}Y_{k-1} + B_kU_k + F_k\xi_k,$$
$$k = \overline{1,K}, \quad Y_1 = \hat{Y}_1, \qquad (6)$$

$$Z_k = \gamma_k C_k Y_k + N_k, \qquad (7)$$

$$\mu_k = \mu_{k-1} + \gamma_k, \qquad (8)$$

$$\mu_k = \sum_{k=1}^{K} \gamma_k \le \bar{\mu}, \qquad (9)$$

где $\bar{\mu}$ – заданное число измерений. В случае многоканального измерителя γ_k, μ_k, $\bar{\mu}$ – векторы размером $M \times 1$, где M – число каналов; C_k – блочная матрица $\left(\gamma_k^1 C_k^1 \middle| L \middle| \gamma_k^M C_k^M\right)$.

Во второй группе задач УПН $C_k(\mu_k, \gamma_k) = \mu_k$, $\mu_k = \gamma_k$, где $\gamma_k \in \partial_k$ – матрица размером $l \times n$, задающая состав измерений; Γ_k – множество матриц размером $l \times n$, характеризующее потенциальный состав измерительных средств.

В третьей группе μ_k – координаты радиостанции; γ_k – управление радиостанцией; соотношение (8) – уравнение положением радиостанции; (9) – ограничение на терминальное положение радиостанции.

В связи с тем, что выбор оптимального управления наблюдениями зависит от точности оценивания, необходимо подробно рассмотреть погрешности эксперимента $\{N_k\}$, $\{\xi_k\}$, $\Delta\tilde{Y}_0 = Y_0 - \tilde{Y}_0$. В теории гарантирующей фильтрации существуют различные варианты описания данных неконтролируемых факторов [7].

Вариант 1. $\omega \in \Omega$, где $\omega^T = \left(\Delta\tilde{Y}_0^T \middle| N^T \middle| \xi^T\right)$ – совокупный вектор погрешности эксперимента размером $N' \times 1 (N' = n + Km + Kn)$, Ω – эллипсоид в евклидовом пространстве $R^{N'}$:

$$\Omega = \left\{ \omega : \Delta\hat{Y}_0^T \tilde{K}_0^{-1} \Delta\tilde{Y}_0 + \sum_{k=1}^{K} N_k^T Q_{Nk}^{-1} N^k + \sum_{k=1}^{K} \xi_k^T G_{\xi k}^{-1} \xi_k \le r_K^2 \right\}, \quad (10)$$

где $\tilde{K}_0, Q_{Nk}, G_{\xi k}$ – невырожденные матрицы размерами $n \times n$, $m \times m$, $n \times n$; r_K^2 – параметр эллипсоида, который в динамических задачах может задаваться не только в терминальный момент времени $k = K$, но и в любой текущий [8].

Вариант 2. $\omega \in \Omega$, где Ω – множество в $R^{N'}$, представляющее собой результат прямого произведения

$$\Omega = \Omega_{Y_0} \times \Omega_N \times \Omega_\xi;$$

$$\Omega_N = \Omega_{N1} \times \ldots \times \Omega_{Nk};$$

$$\Omega_\xi = \Omega_{\xi 1} \times \ldots \times \Omega_{\xi k} \quad (11)$$

несвязанных эллипсоидов

$$\Omega_{Y_0} = \left\{ \Delta\tilde{Y}_0 : \Delta\tilde{Y}_0^T \tilde{K}_0^{-1} \Delta\tilde{Y}_0 \le k_0^2 \right\};$$

$$\Omega_{Nk} \left\{ N_k : N_k^T Q_{Nk}^{-1} N_k \le r_{Nk}^2 \right\};$$

$$\Omega_{\xi k} = \left\{ \xi_k : \xi_k^T G_{\xi k}^{-1} \xi_k \le r_{\xi k}^2 \right\},\ k = \overline{1, K} \quad (12)$$

для случая описания ошибок однотипных измерений $\{N_k\}$ как случайных гауссовских величин с произвольной корреляцией.

Вариант 3. Компоненты совокупного вектора ω включают в себя как неопределенные, так и случайные составляющие:

$$\Delta\tilde{Y}_0 = \Delta\tilde{Y}_0^{\text{н}} + \Delta\tilde{Y}_0^{\text{с}};$$

$$N_k = N_k^{\text{н}} + N_k^{\text{с}};$$

$$\xi_k = \xi_k^{\text{н}} + \xi_k^{\text{с}}, k = \overline{1, K}, \quad (13)$$

где $\Delta\tilde{Y}_0^{\text{н}} \in \Omega_{Y_0}, N_k^{\text{н}} \in \Omega_{Nk}, \xi_k^{\text{н}} \in \Omega_{\xi k}, \Omega_{Y_0}, \Omega_{Nk}, \Omega_{\xi k}$ – множества, заданные соотношениями (12); $\Delta\tilde{Y}_0^{\text{с}} \in \Omega_Y(0, \tilde{P}_{Y_0}); \left\{ N_k^{\text{с}} \right\}, \left\{ \xi_k^{\text{с}} \right\}$ – последовательности некоррелированных гауссовских величин с нулевыми математическими ожиданиями и матрицами интенсивностей Q_{Nk} и $G_{\xi k}$ соответственно.

Вариант 4. $\omega \in N(m_\omega, D_\omega)$, где на вектор математического ожидания m_ω и ковариационную матрицу D_ω наложены ограничения, предполагающие зависимость неопределенности статистических характеристик от моментов времени k.

Решение задачи фильтрации в системе (6), (7) существенно зависит от принятого варианта описания погрешностей эксперимента, соответствующего той или иной помеховой обстановке. В задачах гарантирующей фильтрации различают два основных методологических подхода к решению – априорный и апостериорный, которые заключаются в определении оператора типа

$$\hat{x} = F\{Z_k\}, \quad (14)$$

отображающего реализацию измерений Z_K в оценку $\hat{x}$ r-мерного терминального параметра $x = C^T x_K$, C – матрица размером $n \times r$; $Z_K^T = \left(Z_1^T \middle| L \middle| Z_K^T \right)$ – совокупный вектор измерений размером $Km \times 1$. Здесь и далее с целью различения текущего значения Y и терминального введено обозначение $Y_K = x$.

При априорном подходе оператор F {*} в (14) выбирается до проведения процесса наблюдения таким образом, чтобы обеспечить наименьшие ошибки оценивания $\Delta\hat{x} = x - \hat{x}$ для наихудшей реализации погрешностей эксперимента $\{N_k\}, \{\xi_k\}, \Delta\hat{Y}_0$. При апостериорном подходе смысл фильтрации состоит в определении совокупности значений оцениваемых параметров x, которые совместимы в силу существующих погрешностей эксперимента с реализовавшимся сигналом наблюдения Z_K. При наличии только неопределенных факторов, то есть при действии только имитирующих помех, данная совокупность представляется в виде информационной области I_x, $x \in I_x$; в смешанной неопределенно-случайной ситуации, то есть при действии имитирующих и маскирующих помех, – в виде комбинации апостериорной плотности распределения вероятностей $p\left(x \middle| Z_k\right)$ и информационной области $\hat{I}_x$ для апостериорного математического ожидания $\hat{x} = M\left[x \middle| Z_k \right]$. После формирования апостериорной информации в пространстве оцениваемых параметров x решается оптимизационная задача по выбору точечной оценки $\hat{x}$, в результате чего получается алгоритм фильтрации в виде (14).

Теперь вводится критерий оптимальности, с помощью которого контролируется качество процесса наблюдения. В пространстве R^r задается некоторая критериальная область $X(\beta)$, зависящая от параметра β. Параметр β – это характерный

размер области, удовлетворяющий условию $\beta_1 \le \beta_2 \Leftrightarrow X(\beta_1) \subset X(\beta_2)$. Точность оценки $\hat{x}$ определяется принадлежностью ошибки оценивания $\Delta\hat{x} = x - \hat{x}$ области $X(\beta)$. Соответственно, в качестве критерия оптимальности выступает характерный размер этой области: $I = \beta$. Условие $\Delta\hat{x} \in X(\beta)$ трактуется по-разному в зависимости от варианта описания погрешностей эксперимента. Для вариантов 1, 2 (неопределенные погрешности) это условие выполняется с вероятностью 1, а соответствующий критерий называется гарантирующим (минимаксным). Для вариантов 3, 4 (неопределенно-случайные погрешности) выполнение условия $\Delta\hat{x} \in X(\beta)$ может быть гарантировано с установленной вероятностью $\alpha < 1$: $P[\Delta\hat{x} \in X(\beta)] \le \alpha$. Критерий $I = \beta$ для этого случая принято называть вероятностно-гарантирующим.

В аналитическом виде критериальная область $X(\beta)$ будет $X(\beta) = \{x : \Phi(x - \hat{x})\} \le \beta$. Например, для шара $\Phi(x - \hat{x}) \ne \left[(x - \hat{x})^T (x - \hat{x})\right]^{0.5}$, для куба $\Phi(x - \hat{x}) = \max\limits_{j=1,r} |x_j - \hat{x}_j|$. Соответственно, вычисление критериев будет производиться в процессе решения минимаксной и минимаксно-стохастической задач:

$$I = \beta = \max_{x \in I_x} \Phi(x - \hat{x}), \qquad (15)$$

$$I = \beta = \arg\left\{\min P\left[\Phi(x - \hat{x}) \le \beta'\right] = \alpha\right\}. \qquad (16)$$

Значение критерия $I = \beta$ зависит от выбора алгоритма фильтрации (14) и от способа управления процессом наблюдения $\{\gamma_k\}$: $I = \beta = \beta(F, \{\gamma_k\})$. Необходимо отметить, что для апостериорного подхода структура фильтра фактически определена в процессе отображения пространства исходных неконтролируемых факторов ω в пространство оцениваемых параметров x. Следовательно, оператор (14) определяется путем выбора только точечной оценки $\hat{x}$ при решении оптимизационной задачи $\beta(\overline{x}) \to \min\limits_{\overline{x} \in R^r}$, где $\overline{x}$ – любая допустимая оценка. Влияние управления $\{\gamma_k\}$ на величину β проявляется через изменение характеристик апостериорной информации: I_x или $p(x|Z_k)$, $\hat{I}_x$. Для априорного подхода требуется непосредственное определение оператора $F\{*\}$. Элементы I_x, $\hat{x}$, $\hat{I}_x$ трактуются как характеристики ошибки оценивания $\Delta\hat{x} = x - \hat{x} = x - F\{Z_k\}$, то есть

$$\Delta\hat{x} \in I_x,\ \hat{x} = m_{\Delta x} = M[\Delta\hat{x}],\ m_{\Delta x} = \hat{I}_x.$$

Таким образом, обобщенная постановка задачи управления процессом наблюдения заключается в отыскании управления $\{\gamma_k\}$, удовлетворяющего условиям (3) – (5) и доставляющего минимум критерию точности $I = \beta$. При этом предполагается, что используется алгоритм фильтрации (14), оптимальный по тому же критерию.

Литература

1. *Федоров В.В.* Теория оптимального эксперимента. М.: Наука, 1971. 247 с.

2. Математическая теория планирования эксперимента / Под ред. С.М. Ермакова. М.: Наука, 1983. 287 с.

3. *Левин Б.Р, Шварц В.* Вероятностные модели и методы в системах связи и управления. М.: Радио и связь, 1985. 312 с.

4. *Брайсон Д., Хо Ю Ши* Прикладная теория управления. М.: Мир, 1972. 416 с.

5. *Овсеевич А.И., Трущенков В.Л., Черноусько Ф.Л.* Уравнение непрерывного гарантированного оценивания состояния динамических систем // Изв. АН СССР. Техн. кибернетика. 1984. № 4. С. 94–101.

6. *Карлов В.И., Красильщиков М.Н.* Оптимизация процесса измерений в динамических системах при различных критериях оптимальности // Техническая кибернетика. 1997. № 3. С. 58–67.

7. *Казаков И.Е.* Статистическая теория систем управления в пространстве состояний. М.: Наука, 1975. 428 с.

8. *Зырянов Ю.Т., Карпов И.Г., Рязанов И.Г.* Одномерные распределения триномиального типа для последовательности независимых испытаний // Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии. Орел, 2015. № 2 (310). С. 133–138.

Статья поступила в редакцию 31 марта 2016 года

УДК 621.391.8

ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ OFDM СИГНАЛОВ В РАДИОРЕЛЕЙНОЙ И ТРОПОСФЕРНОЙ РАДИОСВЯЗИ

И.Р. Сиваков, д.т.н., профессор
И.И. Малышев, д.т.н., с.н.с., e-mail: office@sozvezdie.su
Ю.В. Сидоров, д.т.н., руководитель программ
АО «Концерн «Созвездие»

Технология ортогонального частотного мультиплексирования OFDM в настоящее время получает все большую популярность при разработке и создании современных цифровых радиотехнических систем.

Рассматривается возможность улучшения основных параметров тропосферной и радиорелейной связи, в частности повышение помехоустойчивости за счет снижения энергетического запаса на преодоление интерференционных (быстрых) замираний, увеличение дальности связи и скорости передачи данных. На основе проведенного моделирования показана возможность улучшения названных параметров для некоторых существующих комплексов.

***Ключевые слова**: спектр сигнала, длительность символа, модуляция, мультиплексирование, межсимвольная интерференция, интервал многолучевости, интервал частотной корреляции, моделирование, помехоустойчивость.*

THE PROSPECTS OF USING OFDM SIGNALS FOR RADIO RELAY AND TROPOSPHERIC COMMUNICATIONS

I.R. Sivakov, Doctor of Engineering Sciences, professor
I.I. Malyshev, Doctor of Engineering Sciences, senior research engineer, e-mail: office@sozvezdie.su
Yu.V. Sidorov, Doctor of Engineering Sciences, program lead
JSC «Concern «Sozvezdie»

Today, the orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) becomes increasingly popular when it comes to developing advanced digital radiotechnical systems.

This article is devoted to the augmentation of the main radio relay and tropospheric communication parameters, particularly its jam-resistance capabilities, by reducing the interference (short-term) fading link margin, improving the communication range and data transfer rate. The opportunity for improvement of the mentioned parameters for some of the existing radio systems is shown based on the simulation conducted.

***Keywords**: signal spectrum, symbol length, modulation, multiplexing, intersymbol interference, multipath interval, frequency correlation window, simulation, jamming resistance.*

В системах широкополосного беспроводного доступа BWA основным разрушающим фактором для цифрового канала являются помехи от многолучевого приема. Этот вид помех весьма характерен для радиоприема в городах с разноэтажной застройкой из-за многократных отражений радиосигнала от зданий и других сооружений, а также при функционировании тропосферных и радиорелейных линий связи [1–3].

Радикальным решением этой проблемы является применение технологии ортогонального частотного мультиплексирования OFDM [4–5] (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), которая специально разработана для борьбы с помехами при многолучевом приеме. При OFDM последовательный цифровой поток преобразуется в большое число параллельных потоков (субпотоков), каждый из которых передается на отдельной несущей (см. рис. 1).

При этом длительность символа увеличивается в n раз по сравнению с передачей на одной несущей (n – число несущих).

Основным преимуществом OFDM по сравнению со схемой с одной несущей является низкая символьная скорость, которая делает возможным использование защитного интервала между символами (GI), что позволяет справляться с временным рассеянием и устранять межсимвольную интерференцию (МСИ) (см. рис. 2).

Основной недостаток – требование линейности передатчика.

 ISSN 1995-7009

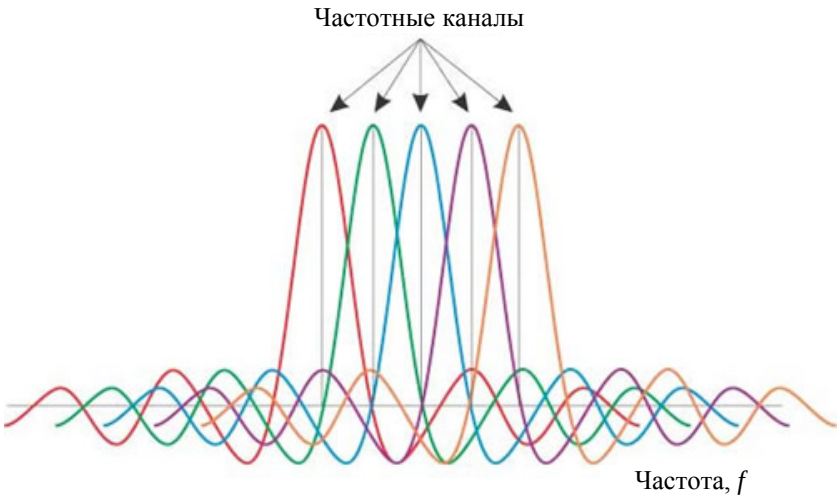


Рис. 1. Спектр OFDM сигнала

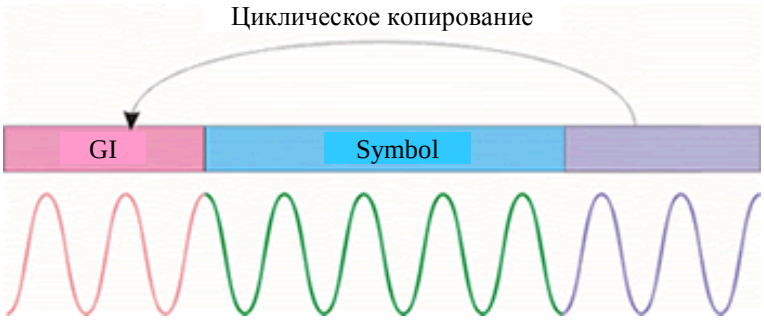


Рис. 2. Временная структура символа OFDM

OFDM была впервые применена в системах однополосной КВ радиосвязи (1960 г., Т-222) для передачи ЗАС (1200–2400 бит/с), в настоящее время может применяться в системах радиодоступа (WiMAX) [6], радиорелейной и тропосферной связи.

Множественный доступ с ортогональным частотным разделением OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) представляет собой улучшенную технологию OFDM и применяется в Mobile WiMAX [6, 7], также являясь основой для систем мобильного широкополосного доступа следующих поколений. Также эту технологию можно назвать многопользовательской версией OFDM. Различие состоит в том, что OFDMA приписывает наборы поднесущих отдельным пользователям, тем самым допуская одновременную низкоскоростную передачу данных для нескольких абонентов, а также позволяет использовать частотные скачки для смягчения эффектов узкополосного многолучевого распространения.

Технология OFDMA принята в качестве предпочтительного решения для стандарта IEEE 802.16a на сетевые средства беспроводного широкополосного доступа, позволяющего операторам предоставлять разнообразные услуги передачи голоса и данных. На рис. 3 представлена частотно-временная структура OFDMA.

Применение OFDMA в MobileWiMAX

Метод OFDMA позволяет получить большую гибкость при управлении различными пользовательскими устройствами с разными типами антенн. Он уменьшает взаимные помехи для устройств со всенаправленными антеннами и улучшает прием в условиях непрямой видимости, что весьма существенно для мобильных пользователей. Подканалы могут быть распределены между разными абонентами в зависимости от условий передачи и требуемой пропускной способности. Этим достигается более эффективное использование ресурсов.

Распространение радиоволн при тропосферной связи характеризуется многолучевостью и, как следствие, интерференционными замираниями. На закрытых радиорелейных интервалах, особенно на границе дифракционной зоны и зоны тропосферного рассеяния, возможно многолучевое распространение радиоволн.

Для повышения устойчивости связи в условиях многолучевого распространения используется разнесенный прием.

Одним из вариантов реализации разнесенного приема по частоте с одновременным устранением межсимвольной интерференции является использование OFDMA модуляции.

Предлагается повторять наборы несущих (данные) многократно только для одного пользователя и таким образом формировать широкополосный OFDMA сигнал. Полезная информация передается QPSK модуляцией каждой несущей из набора. Пилотные несущие используются для служебных целей и не модулируются.

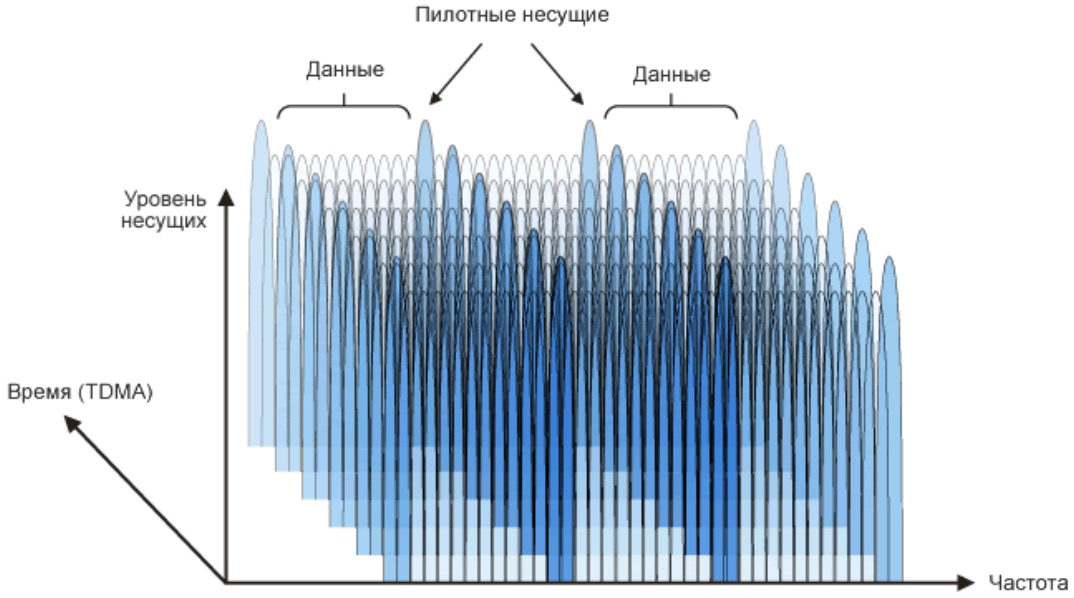


Рис. 3. Частотно-временная структура OFDMA

Преимущества широкополосного OFDMA–QPSK сигнала:

– устранение межсимвольной интерференции,

– реализация многократного частотного разнесения в спектре сигнала,

– снижение требований к линейности передающего тракта.

В режиме OFDMA несущих значительно больше, чем в OFDM – до 2048 вместо 256. Используются не все 2048 несущих – около 200 нижних и 200 верхних частот составляют защитный интервал канала и не модулируются. Также не используется центральная частота канала (частота с индексом 1024). Кроме того, часть несущих – пилотные, предназначенные для служебных целей, а не для передачи информации. Полезная информация передается QPSK модуляцией (~1500 несущих). Точное число пилотных несущих и частот в защитных интервалах незначительно варьируется в зависимости от режимов OFDMA.

Выбор параметров широкополосного OFDMA–QPSK сигнала

Исходные данные:

– скорость передачи V: для РРС – от 0,5 до 16–34 Мбит/с, для ТРС – от 0,064 до 8–16 Мбит/с.

– интервал многолучевости $\Delta\tau$: для РРС $\geq$ 0,03 мкс, для ТРС 0,07–1,5 мкс.

Требования к параметрам широкополосного OFDMA–QPSK сигнала:

1. Длительность символа $T \geq 10\Delta\tau$.

2. Отношение ширины спектра широкополосного OFDMA–QPSK сигнала Δf к интервалу частотной корреляции $\Delta F_к = 1/\Delta\tau$ на максимальной скорости $V_м$ $\Delta f/\Delta F_к = \Delta f \times \Delta\tau \geq 2$.

3. Максимальная скорость модуляции $V_м$ в два раза выше максимальной скорости передачи информации: $V_и B = V_м/V_и \geq 2$.

4. Количество несущих n на копию информационного сигнала на минимальной скорости модуляции $V_м$ $n \geq 4$.

В табл. 1 представлена зависимость количества поднесущих n и длительности символа T от скорости модуляции $V_м$.

Таблица 1

Скорость модуляции $V_м$ (Мбит/с)	68	34	16	8	2	0,5	0,064	Длительность символа T (мкс) ($T = n/\Delta f$)		
								Δf = 56 МГц $V_и$ = 34 Мб/с	Δf = 28 МГц $V_и$ = 16 Мб/с	Δf = 14 МГц $V_и$ = 8 Мб/с
Число несущих n	256	128	64	32	8	2	-	-	4,9	9,8
	512	256	128	64	16	4	-	-	9,8	19,6
	2048	1024	512	256	64	16	2	19,6	39,2	78,4
		2048	**1024**	**512**	**128**	**32**	**4**	-	**78,4**	**156,8**

Для моделирования выбран сигнал с n = 2048 и Δf = 28 МГц, удовлетворяющий предъявляемым требованиям, применительно к РРС Р-430 и ТРС [2, 3].

Схема стенда, моделирующего формирование и передачу в канале с многолучевостью, прием и оптимальную обработку широкополосного OFDMA–QPSK сигнала с избыточным турбокодированием, приведена на рис. 4.

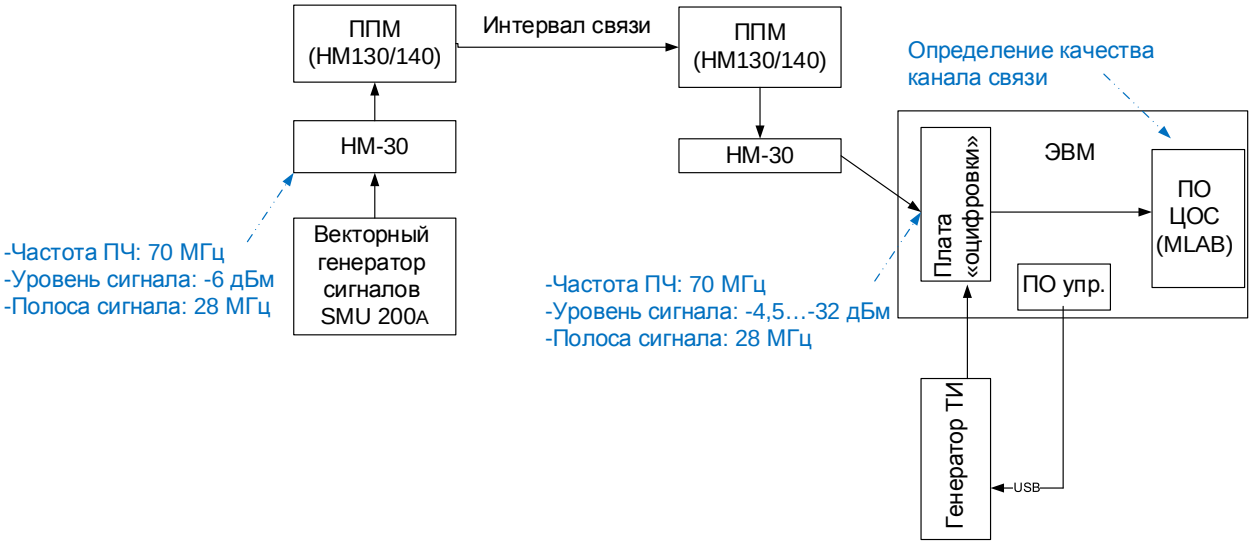


Рис. 4. Схема моделирующего стенда

Результаты моделирования

1. Чувствительность приемника, отношение сигнал/шум на пороге демодулятора и кратность повторения информационного спектра для различных скоростей передачи (табл. 2).

Таблица 2

Скорость, Мбит/с	34	16	8	4	2	1	0,5	0,256	0,064
Кратность повторения, n	1	2	4	8	16	32	64	128	512
SNR, дБ	8	5	2	–1	–4	–7	–10	–13	–19
$P_{пр,}$ дБ/Вт	117,5	120,5	123,5	126,5	129,5	132,5	135,5	138,5	142,5
$P_{пр}$ Р-430/Р-423АМ, дБ/Вт	112		117		122/122		127/128		

2. Дополнительные запасы на интерференционные замирания для различных эквивалентных кратностей внутри сигнального частотного разнесения $n_э = \Delta f/\Delta F_к$ (табл. 3).

Таблица 3

$n_э$	1	2	3	4	6	8	12
$L_{бз}$, дБ	20	10,5	7	4,5	2,5	1,7	1

3. Зависимость потерь излучаемой мощности от кратности повторения спектра (табл. 4). Продукт нелинейного преобразования внутри спектра ШПС подавляется при свёртке сигнала в n раз.

Таблица 4

n	1	2	4	8	16
ΔP, дБ	–6	–3	–1	0	0

Эффективность использования широкополосного OFDMA–QPSK сигнала

1. Устранение межсимвольной интерференции.

2. Повышение энергетического потенциала (ЭП) радиолинии. При свертке ШПС OFDMA–QPSK сигнала с кратностью разнесения ≥ 16 многолучевый замирающий сигнал преобразуется в сигнал с практически постоянными параметрами, что в комплексе с избыточным турбокодированием повышает чувствительность приемника за счет снижения порога демодулятора на 5–7 дБ и минимизирует требуемые запасы на интерференционные замирания. Суммарный выигрыш ЭП может составить до 10–12 дБ.

В радиорелейной связи (применительно к Р-430Л-2):

1. Повышение устойчивости связи на закрытых интервалах и в условиях многолучевости.

2. Повышение дальности связи на интервале до 70 км на скорости передачи 2 Мбит/с.

В тропосферной связи (применительно к Р-423АМ):

1. Повышение пропускной способности до 8–16 Мбит/с.

2. Повышение дальности связи на скорости 2 Мбит/с до 180 км. Обеспечение дальности связи 150 км и 120 км на скоростях 8 Мбит/с и 16 Мбит/с соответственно.

3. Повышение разведзащищенности и помехозащищенности.

4. Унификация широкополосного OFDMA–QPSK модема для всех модификаций перспективного комплекса тропосферной связи обеспечит встречную работу станций во всех звеньях управления.

Таким образом, проведённые исследования показывают, что использование OFDM–QPSK сигнально-кодовых конструкций обеспечивает эффективный энергетический потенциал тропосферной радиолинии, недостижимый традиционными средствами. Это даст дополнительный прирост дальности связи при высокой степени унификации самого радиооборудования.

Литература

1. *Голдсмит А.* Мир радиоэлектроники. Беспроводные коммуникации / Пер. с англ. Н.Л. Бирюкова, Н.Р. Триски; под ред. В.А. Березовского. М.: Техносфера, 2011.

2. *Гусятинский И. А.* и др. Дальняя тропосферная связь. М.: Связь, 1968.

3. *Мизеров В.В., Миронов А.Г., Шестак К.В.* Создание и развитие отечественных средств многоканальной радиосвязи специального назначения: научно-исторический труд. Орел: Академия ФСО России, 2015.

4. *Адрианов М.Н.* и др. Повышение помехоустойчивости при передаче информации по OFDM каналу в сложной помеховой обстановке // Электросвязь. 2010. № 7. С. 38–41.

5. *Фалько А.И.* и др. Адаптивный разнесённый приём сигналов OFDM // Радиотехника. 2011. № 11. С. 13–19.

6. *Вишневский В.М., Кириллов А.В., Шахнович И.В.* Технология сотовой связи LTE – почти 4G // Электроника: НТБ. 2009. 1. С. 62–72.

7. *Вишневский В.М., Портной С.Л., Шахнович И.В.* Энциклопедия WiMax: путь к 4G. М.: Техносфера, 2009.

Статья поступила в редакцию 30 сентября 2016 года

УДК 004.057.4

МОДЕЛИРОВАНИЕ БЕСПРОВОДНОЙ МОБИЛЬНОЙ СЕТИ С ЯЧЕИСТОЙ ТОПОЛОГИЕЙ В СРЕДЕ СИМУЛЯТОРА NS2*

Н.Н. Винокурова, к. ф.-м. н., доцент, Воронежский гос. университет
А.А. Епифанцев, к.т.н., зам. начальника НТУ, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: cxp87@mail.ru

Приводится описание средства имитационного моделирования беспроводных сетей ns2. Проводится оценка объема потерянной и ретранслированной пользовательской информации, общей служебной информации протоколов маршрутизации AODV и DSDV.

***Ключевые слова**: беспроводные сети, протоколы маршрутизации AODV и DSDV, симулятор ns2.*

NS2-MODELLING OF A WIRELESS MOBILE MESH NETWORK

N.N. Vinokurova, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, associate professor, Voronezh State University
A.A. Epifantsev, Ph.D. in Engineering Sciences, Head of Science and Technology, JSC «Concern «Sozvezdie»
e-mail: cxp87@mail.ru

The wireless ns2 networks simulation means are provided. The volume of lost and relayed user information and general service information for the AODV and DSDV routing protocols is estimated.

***Keywords**: wireless networks, AODV and DSDV routing protocols, ns2 simulator.*

Развитие беспроводных технологий передачи данных обуславливает интерес к разработке методов анализа характеристик беспроводных ячеистых сетей. Разработка аналитической модели, учитывающей работу сети при наличии набора взаимозависимых сетевых параметров, является сложной задачей, поэтому на практике разработчики протоколов беспроводных сетей с ячеистой топологией чаще используют метод имитационного моделирования.

Одним из наиболее часто используемых свободно распространяемых (open source code software – OSS) средств имитационного моделирования с открытым исходным кодом для исследования беспроводных сетей является ns2 (network simulator) [1, 2]. Ns2 включает встроенную реализацию протоколов маршрутизации AODV, DSDV, DSR и TORA, позволяет строить модели иерархических сетей, поддерживает несколько моделей трафика: cbr (трафик с постоянной интенсивностью), expoo (на основе экспоненциального распределения), pareto (на основе распределения парето), real audio. Отдельно стоит отметить встроенную функцию rng (random number generator), позволяющую при моделировании беспроводных сетей случайным образом задавать топологию сети, закон движения узлов (random waypoint model), время начала и окончания движения.

Сетевой симулятор ns2 логически поделен на две части, написанные на двух разных языках программирования: скриптовую (OTcl) и компилируемую (C++). В ns2 применяется дискретно-событийное имитационное моделирование. В процессе моделирования реальные действия, например отправка пакета, обозначаются как «события» и помещаются в очередь. Для каждого события при добавлении в очередь устанавливается время его наступления. На каждом шаге моделирования из очереди извлекается последующее событие, и время моделирования соответственно изменяется. Когда достигается время конца моделирования, обработка событий из очереди прекращается.

Рассмотрим сеть, состоящую из 50 узлов (см. таблицу). В заданный момент времени 25 узлов сети создавали соединения с 25 узлами.

Сеть была развернута на территории 670×670 м. Станции полагались подвижными со случайными скоростями, лежащими в диапазоне от 0 до 20 м/с. Каждая станция имела периоды стационарности и движения. В период стационарности она была неподвижна, а в период подвижности начинала движение со случайной скоростью и направлением. Период движения начинался по истечении времени стационарности. В начале периода движения станция выби-

* Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект №14-07-00713.

рала точку назначения и двигалась к ней. По достижении точки назначения станция переходила в режим стационарности. В процессе моделирования использовался трафик с постоянной интенсивностью (CBR – ConstantBitRate), размер пакета задавался равным 512 байт, количество пакетов – 1000.

Таблица

Параметры моделируемой сети

Протокол маршрутизации	AODV [3], DSDV [4]
Протокол транспортного уровня	UDP
Протокол MAC уровня	CSMA/CA
Модель распространения радиоволн	TwoRayGround
Тип трафика	cbr
Тип антенны	omnidirectional
Высота антенны, м	0,5
Частота, МГц	914
Ширина полосы пропускания, МГц	2
Мощность передатчика, Вт	0,2818
Пороговая мощность приема, Вт	$3{,}652 * 10^{-10}$
Пороговая мощность обнаружения, Вт	$1{,}559 * 10^{-11}$

В качестве модели распространения радиоволн используется двулучевая модель сигнала с отражением одного из лучей от поверхности (TwoRayGround) (рис. 1). При использовании данной модели мощность сигнала на приеме P_r определяется формулой

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r h_t^2 h_r^2}{d^4},$$

где d – расстояние между приемником и передатчиком, P_t – мощность сигнала на передаче, G_t, G_r – коэффициенты усиления, а h_t, h_r – высоты подвеса передающей и приемной антенн соответственно.

Множественный доступ к разделяемой среде передачи информации на MAC уровне реализован протоколом CSMA/CA [5] (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) – множественный доступ с контролем несущей и предотвращением коллизий. Протоколом CSMA/CA также реализуется механизм RTS/CTS (RTS (request to send) – запрос на передачу и CTS (clear to send) – подтверждение готовности к ведению связи), который позволяет зарезервировать среду для обмена пользовательской информацией, уменьшая вероятность возникновения коллизий и решая тем самым проблему «скрытых» станций.

Топология рассматриваемой сети представлена на рис. 2.

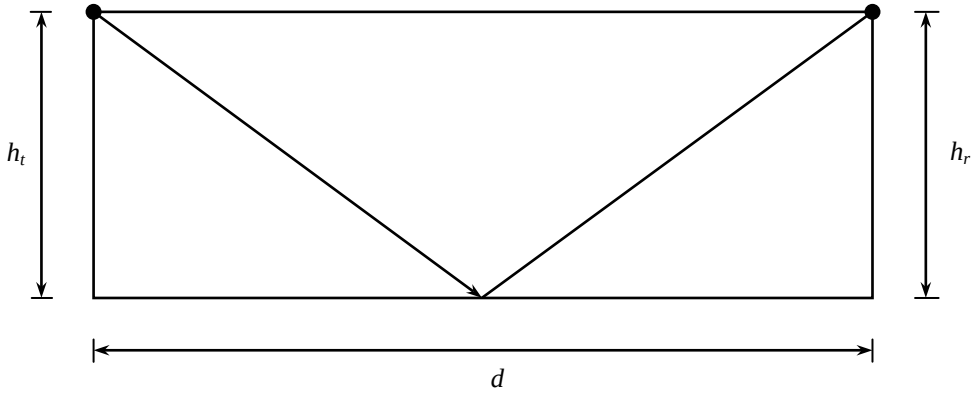


Рис. 1. Двулучевая модель сигнала с отражением одного из лучей от поверхности

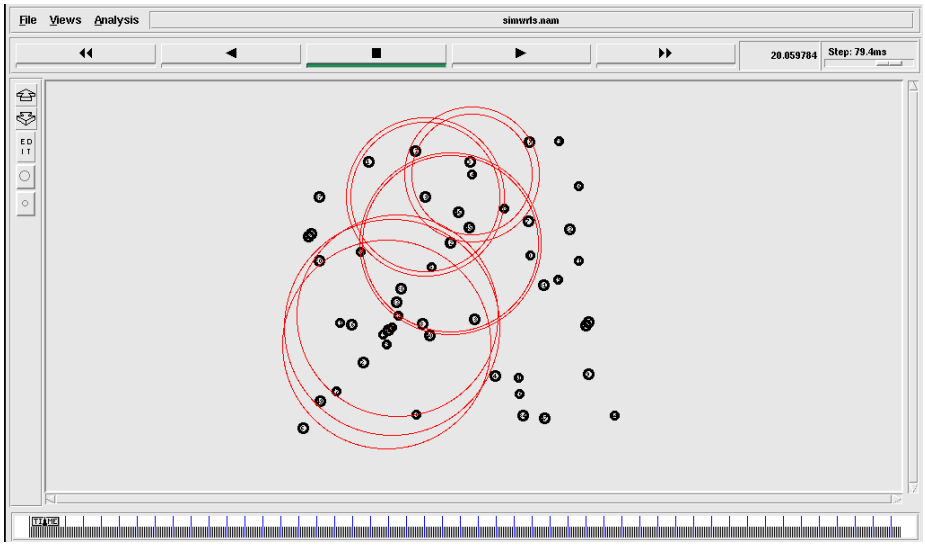


Рис. 2. Топология рассматриваемой сети

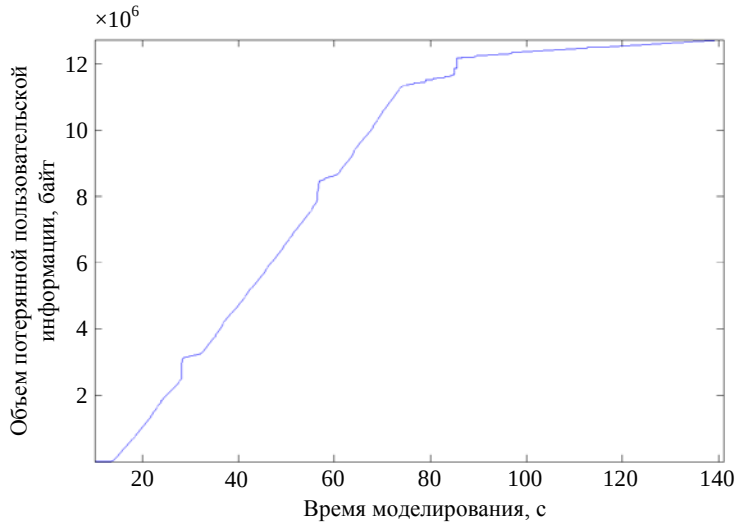


Рис. 3. Объем потерянной пользовательской информации при использовании в сети протокола AODV

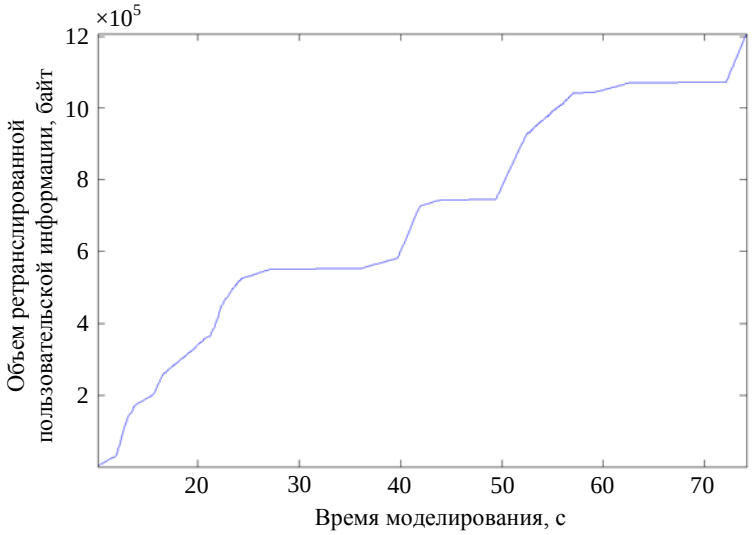


Рис. 4. Объем ретранслированной пользовательской информации при использовании в сети протокола AODV

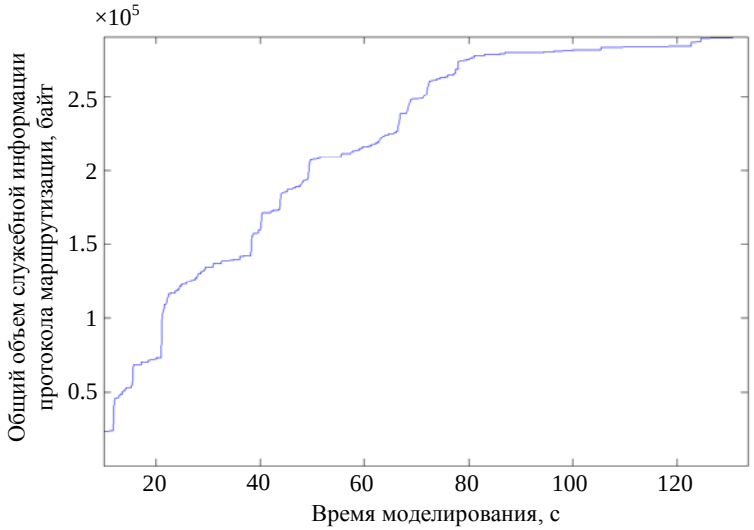


Рис. 5. Общий объем служебной информации протокола маршрутизации AODV

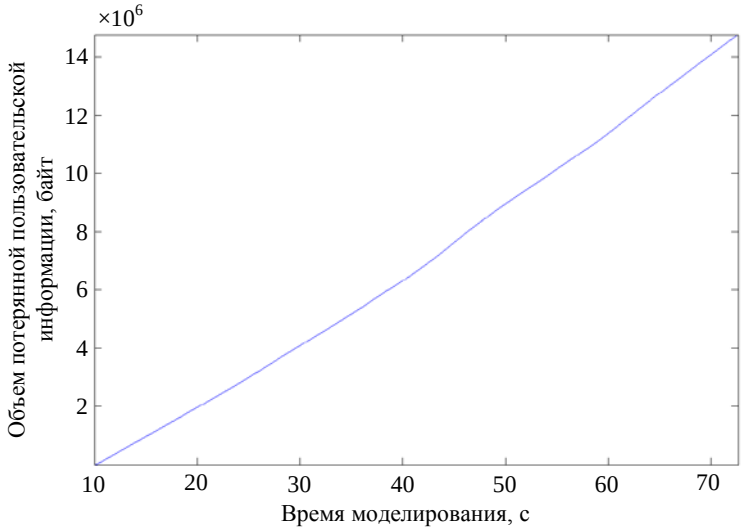


Рис. 6. Объем потерянной пользовательской информации при использовании в сети протокола DSDV

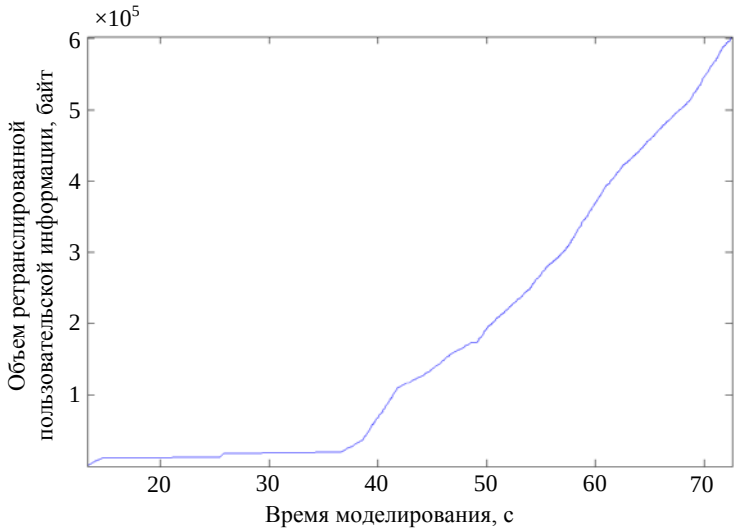


Рис. 7. Объем ретранслированной пользовательской информации при использовании в сети протокола DSDV

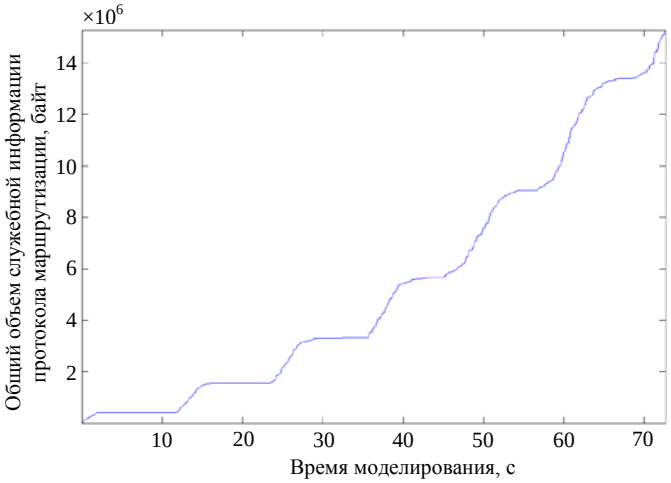


Рис. 8. Общий объем служебной информации протокола маршрутизации DSDV

Использование средства имитационного моделирования ns2 позволяет оценить основные сетевые параметры рассматриваемой беспроводной сети и провести детальное сравнение рассматриваемых протоколов маршрутизации по основным критериям эффективности:

– общий объем служебной информации протокола маршрутизации;

– объем ретранслированной пользовательской информации;

– объем потерянной пользовательской информации.

Как видно из графиков, представленных на рис. 3 и 5, использование при построении ячеистой сети протокола маршрутизации AODV позволяет избежать значительных потерь пользовательской информации, не создавая при этом значительной нагрузки на сеть за счет собственной служебной информации протокола маршрутизации. Недостатком протокола AODV является задержка (см. рис. 3), необходимая на поиск нового маршрута при разрыве действующего, что может отрицательно сказаться на качестве передаваемой информации, чувствительной к задержкам. Объем ретранслированной пользовательской информации свидетельствует о качестве выбора маршрутов рассмотренными дистанционно-векторными протоколами маршрутизации. Графики на рис. 4 и 7 показывают, что периодический мониторинг действующих кратчайших маршрутов к получателю позволяет реагировать на изменения топологии сети, выбирая маршрут к получателю с наименьшим числом ретрансляций. Результаты моделирования сети с протоколом DSDV, отображенные на рис. 6, демонстрируют проигрыш в 1,2 раза по сравнению с протоколом AODV по объему потерянной информации пользователей при меньшем в 1,8 раза общем объеме собственной служебной информации (рис. 8).

Результаты моделирования получены при высокой степени интенсивности информационного обмена и мобильности узлов сети, графики построены с использованием свободно распространяемого средства анализа результатов моделирования tracegraph.

Выводы

Одновременные перестроения маршрутов протоколом AODV от нескольких узлов сети вследствие их разрыва в мобильной сети определили высокий уровень служебного трафика при использовании данного протокола. Проактивный принцип маршрутизации, реализуемый протоколом DSDV, не позволяет своевременно реагировать на динамику топологии сети и приводит к потерям пользовательской информации. Погрешность результатов может быть обусловлена выбранной канальной скоростью, числом и плотностью расположения узлов в ячеистой сети.

Литература

1. *Fall K., Varadhan K.* The ns Manual; UC Berkeley December 2003.

2. *Altman E., Jimenez T.* NS for Beginners Lecture Notes, Univ. de Los Andes, Merida, Venezuela, Sept. 2002.

3. *Perkins C.E., Royer E.M.* Ad Hoc On-Demand Distance Vector Routing // IEEE WMCSA’99, New Orleans, Feb. 1999.

4. *Perkins C.E., Bhagwat P.* Highly Dynamic Destination-Sequenced Distance Vector Routing // ACM SIGCOMM Computer Commun. Rev. Oct. 1994. Pp. 234–244.

5. *Вишневский В.М.* и др. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера, 2005. 592 с.

Статья поступила в редакцию 27 сентября 2016 года

УДК 621.396.97

КОВАРИАЦИОННЫЕ МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРАВЛЕНИЙ ПРИХОДА СИГНАЛОВ

А.В. Журавлев, главный конструктор – заместитель ген. директора, e-mail: protek@protek-vrn.ru
В.М. Безмага, с.н.с., e-mail: protek@protek-vrn.ru
В.Г. Маркин, вед. инженер, e-mail: marvigs@mail.ru
ОАО НВП «ПРОТЕК»

Представлен обзор наиболее распространенных ковариационных алгоритмов определения направлений на источники радиосигналов. Рассматривались два вида алгоритмов: 1 – с использованием ковариационной матрицы данных, 2 – на основе методов анализа собственных значений и собственных векторов ковариационной матрицы. С использованием математического моделирования проведен сравнительный анализ эффективности определения направлений рассмотренными алгоритмами применительно к однородной семиэлементной линейной антенной решетке.

Ключевые слова: *пространственный спектр, направления прихода сигналов, антенная решетка, ковариационная матрица.*

COVARIANT METHODS FOR DIRECTION-OF-ARRIVAL ESTIMATION

A.V. Zhuravlev, chief designer – deputy director general, e-mail: protek@protek-vrn.ru
V.M. Bezmaga, senior research engineer, e-mail: protek@protek-vrn.ru
V.G. Markin, leading engineer, e-mail: marvigs@mail.ru
OJSC SPE «PROTEK»

An overview of the most common covariant algorithms for radio signal direction-of-arrival estimation is presented. Considered are two types of algorithms where the first one uses a covariance data matrix while the second one is based on the methods for analysis of eigenvalues and eigenvectors of a covariance data matrix. Using mathematical modeling, comparative analysis of the effectiveness of such algorithms relating to homogeneous seven-element linear array is carried out.

Keywords*: spatial spectrum, signal direction of arrival, antenna array, covariance matrix.*

В настоящее время широкое распространение получила адаптивная пространственная обработка сигналов, как для выделения сигналов на фоне помех, так и для определения направлений на источники их излучения. Для решения этих задач используются адаптивные и фазированные антенные решетки. Измерение направления на источник излучения с помощью антенных решеток эквивалентно расчету пространственного спектра и определению положения локальных максимумов этого спектра.

Существует множество методов определения оценки направлений на источники радиосигналов. Целью настоящей статьи является сравнительный анализ наиболее распространенных ковариационных методов оценки направлений.

Для сравнительной оценки методов определения направлений обычно используются два критерия. Первый из них — разрешающая способность, т.е. способность обнаруживать наличие двух источников равной мощности, расположенных в близких направлениях. Два источника разрешены по направлению, если в спектре присутствуют два различимых максимума, и не разрешены, если имеется только один максимум. [1] Положения разрешаемых спектральных максимумов не обязательно соответствуют действительным направлениям на источник излучения. Поэтому вторым критерием является степень смещения оценки. Когда наблюдается один источник излучения, смещение обычно равно нулю (несмещенная оценка). Однако в случае двух источников смещение максимума, как правило, отлично от нуля. Указанные два критерия «качества» оценивания максимумов пространственного спектра могут оказаться противоречивыми, поскольку хорошее разрешение зачастую достигается за счет появления смещения оценки.

В настоящей работе проведена оценка разрешающей способности наиболее распространенных алгоритмов определения направлений на источники радиосигналов, а также смещения

оцененных направлений. В качестве модели электромагнитного поля использовалась сумма четырех плоских электромагнитных волн, образованных частотно-модулированными сигналами с одной несущей частотой, но различными законами модуляции. Для моделирования выбрана однородная линейная антенная решетка из 7 элементов с расстояниями между ними $d = 0.5\lambda$, где λ – длина волны несущего колебания.

1. Характеристики антенной решетки, используемые для оценки направлений

Рассмотрим антенную решетку из K антенных элементов, на которую поступают M сигналов с разных направлений. Элемент антенной решетки представляется как точечный приемник, расположенный в пространстве. Вектор сигналов на выходах K антенных элементов решетки имеет вид

$$X(t,\theta,\alpha) = AN(\theta, \alpha)\cdot S(t) + n(t),$$

где $S(t) = [s_1(t), s_2(t), \ldots, s_M(t)]^T$ – вектор сигналов, поступающих на антенную решетку с различных направлений; $n(t)$ – вектор-столбец аддитивного шума размерности K; $AN(\theta, \alpha)$ – матрица направленности размерности $K*M$, θ – азимутальный угол, α – угол места.

Матрица направленности $AN(\theta, \alpha)$ имеет вид

$$AN = \left[A(\theta_1,\alpha_1), A(\theta_2,\alpha_2),..., A(\theta_M,\alpha_M)\right].$$

Она состоит из M векторов направленности

$$A(\theta_m,\alpha_m) = \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_1\cos(\varphi_1-\theta_m)\cos\alpha_m} \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_2\cos(\varphi_2-\theta_m)\cos\alpha_m} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_K\cos(\varphi_K-\theta_m)\cos\alpha_m} \end{bmatrix},$$

$$m = 1,2,\ldots, M.$$

Здесь λ – длина волны, d_k – расстояние от k-го антенного элемента до фазового центра антенной решетки, φ_k – угловая координата k-го антенного элемента, θ_m и α_m – азимут и угол места в направлении на m-й источник сигнала соответственно. Здесь угол места отсчитывается от горизонтальной плоскости. Вектор направленности $A(\theta_m,\alpha_m)$ играет основную роль в диаграммообразовании и определении направлений прихода сигналов.

Сигналы с выходов элементов антенной решетки через блок весовых коэффициентов w_1, $w_2,\ldots, w_K$ поступают на сумматор, формирующий выходной сигнал

$$y(t) = W^H X(t,\theta,\alpha),$$

где $W = [w_1, w_2,\ldots, w_K]^T$ – вектор весовых коэффициентов; T, H – индексы транспонирования и комплексного сопряжения с транспонированием соответственно.

Выходная мощность сигнала на выходе решетки определяется выражением

$$P(\theta,\alpha) = E|y(t)|^2 = W^H R(\theta,\alpha) W,$$

где $R(\theta,\alpha) = E\{X(t,\theta,\alpha)X(t,\theta,\alpha)^H\}$ – матрица взаимной корреляции, $E\{\cdot\}$ – оператор математического ожидания.

$P(\theta,\alpha)$ называют пространственным спектром мощности. В основу методов оценки направлений на источники радиосигналов положен анализ пространственного спектра $P(\theta,\alpha)$ по всем направлениям. Направлениями на источники сигналов являются направления, соответствующие максимумам пространственного спектра. Число максимумов в пространственном спектре будет соответствовать количеству источников сигналов. При оценке направлений, как правило, в качестве весовых векторов W берутся единичные весовые векторы $W = [1, 1,\ldots, 1]^T$ и анализ проводится с использованием ковариационной матрицы $R(\theta,\alpha)$.

Далее рассмотрим наиболее распространенные алгоритмы определения направлений на источники сигналов с использованием ковариационной матрицы данных.

2. Алгоритмы определения направлений на источники радиоизлучения с использованием ковариационной матрицы данных

Традиционный алгоритм (или формирователь Бартлетта) для решетки произвольной формы выделяет максимум мощности по углам θ и α:

$$P(\theta,\alpha) = \frac{A^H(\theta,\alpha)RA(\theta,\alpha)}{A^H(\theta,\mathrm{a})A(\theta,\mathrm{a})},$$

где вектор направленности $A(\theta,\alpha)$ имеет вид

$$A(\theta,\alpha)=\begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_1\cos(\varphi_1-\theta)\cos\alpha} \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_2\cos(\varphi_2-\theta)\cos\alpha} \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_K\cos(\varphi_K-\theta)\cos\alpha} \end{bmatrix},$$

Пространственный спектр такого метода имеет плохое разрешение, определяемое шириной основного лепестка диаграммы направленности антенной решетки [2]. В попытках уменьшить это ограничение был разработан ряд приведенных ниже методов с использованием обратной ковариационной матрицы.

Алгоритм Кейпона [3] предложен в 1969 году. Для расчета пространственного спектра в этом алгоритме используется обратная ковариационная матрица

$$P_{CAP}(\theta,\alpha)=\frac{1}{A^H(\theta,\alpha)R^{-1}A(\theta,\alpha)}.$$

Алгоритм Кейпона относится к классу «сверхразрешающих».

Алгоритм теплового шума [4]. В этом алгоритме в отличие от алгоритма Кейпона при расчете пространственного спектра обратная ковариационная матрица возводится в квадрат:

$$P_{TNA}(\theta,\alpha)=\frac{1}{A^H(\theta,\alpha)R^{-2}A(\theta,\alpha)}.$$

Обобщенный метод Кейпона [5, 6]. Очевидно, что методы Кейпона и теплового шума могут быть рассмотрены с единой точки зрения и на основе этого могут быть предложены новые методы сверхразрешения. Можно ожидать, что функция вида

$$P_{GenCapon}(\theta,\alpha)=\frac{1}{A^H(\theta,\alpha)R^{-n}A(\theta,\alpha)}$$

при $n > 0$ будет обладать повышенной эффективностью углового разрешения [6].

Алгоритм адаптивной угловой характеристики (AAR – Adapted Angular Response). Алгоритм был предложен Боргиотти (Borgiotti) и Капланом (Kaplan) в 1979 году [7]. Вычисление углового спектра по этому методу проводится при помощи следующего выражения:

$$P_{AAR}(\theta,\alpha)=\frac{A^H(\theta,\alpha)R^{-1}A(\theta,\alpha)}{A^H(\theta,\alpha)R^{-2}A(\theta,\alpha)}.$$

Метод линейного предсказания. Оценка угловой спектральной плотности в этом методе описывается выражением [8]

$$P_{\text{ЛП}}(\theta,\alpha)=\frac{1}{|u_n^H R^{-1}A(\theta,\alpha)|},$$

где u_n – вектор-столбец с n-м элементом, равным единице, и остальными элементами, равными нулю.

Метод максимальной энтропии, предложенный в 1967 г. Джоном Бургом [9], формулируется следующим образом:

$$P_{MEM}(\theta,\alpha)=\frac{1}{|A^H(\theta,\alpha)R^{-1}u_1|^2},$$

где u_1 – вектор-столбец с 1-м элементом, равным единице, и остальными элементами, равными нулю.

В данном разделе приведены наиболее распространенные алгоритмы расчета пространственного спектра, использующие обратную ковариационную матрицу. В следующем разделе рассмотрим алгоритмы, основанные на использовании собственных значений и собственных векторов ковариационной матрицы.

3. Алгоритмы определения направлений на источники радиоизлучения на основе методов анализа собственных значений и собственных векторов ковариационных матриц данных

Для данного класса алгоритмов пеленгации корреляционная матрица R представляется в виде матриц из собственных векторов

$$R = V\Lambda V^{-1},$$

где V – матрица, состоящая из собственных векторов (V_1, V_2, …, V_K); Λ – диагональная матрица, содержащая собственные числа ковариационной матрицы.

В нашем случае ковариационная матрица содержит комплексно сопряженные элементы относительно главной диагонали. Такая матрица называется эрмитовой. Разложение этой матрицы по собственным векторам можно записать выражением

$$R = V\Lambda V^H = \sum_{k=1}^{K} V_k V_k^H.$$

Обратная матрица через разложение по собственным векторам имеет вид

$$R^{-1} = \left(V \Lambda V^H\right)^{-1} = \sum_{k=1}^{K} \frac{1}{\lambda_k} V_k V_k^H .$$

То есть обращение ковариационной матрицы в рассматриваемом случае не изменяет собственных векторов, а только трансформирует ее собственные числа ($\lambda_k \to 1/\lambda_k$) [5].

Зная количество сигналов, поступающих на антенную решетку (количество сигналов можно найти, определив число собственных чисел, превышающих дисперсию шумов, – наименьших собственных чисел), ковариационную матрицу можно разделить на сигнальную E_s и шумовую E_n составляющие:

$$R = E_s \lambda_s E_s^H + \sigma^2 E_n E_n^H ,$$

где Λ_s – диагональная матрица, содержащая M собственных чисел λ_m, m = 1,2,…, M, соответствующих сигнальным компонентам; E_s – $K \times M$ матрица из M собственных векторов V_s подпространства сигнала; E_n – $K \times (K–M)$ матрица из $K–M$ собственных векторов V_n подпространства шума; σ^2 –дисперсия шума в каналах решетки.

Далее одним из методов рассчитывают функцию пространственного спектра и находят M самых больших пиков, которые и дают оценки направлений на источники радиосигналов.

Рассмотрим алгоритмы определения направлений, основанные на вариантах представления ковариационной матрицы.

Метод минимальной нормы, предложенный Р. Кумарсаном и Д. Тафтсом в 1983 году. [10], позволяет проводить оценку угловых координат по положениям главных максимумов функции:

$$P_{\text{МН}}(\theta,\alpha) = \frac{\left|u_1^H E_n E_n^H u_1\right|^2}{\left|A^H(\theta,\alpha) E_n E_n^H u_1\right|^2} .$$

Здесь u_1 – вектор размерности K с первым элементом, равным единице, и остальными элементами, равными нулю; $E_n = [E_{M+1}\ E_{M+2} \ldots E_K]$ – матрица размерности $K \times (K–M)$, составленная из шумовых собственных векторов ковариационной матрицы R, соответствующих $K–M$ наименьшим ее собственным числам.

В [5] приведена обобщенная оценка минимальной нормы

$$P_{\text{МН}n}(\theta,\alpha) = \frac{1}{\left|A^H(\theta,\alpha) E_n E_n^H u_n\right|^2} ,$$

где u_n – вектор размерности K с n-м элементом, равным единице, и остальными элементами, равными нулю.

Алгоритм MUSIC (алгоритм многосигнальной классификации) впервые был предложен Шмидтом (Shmidt) [11] в 1979 году. Метод многосигнальной классификации требует разложения корреляционной матрицы на собственные вектора и собственные числа с последующим выделением подпространств сигнала и шума.

После определения подпространств углы прихода могут быть вычислены через матрицу подпространства шума

$$P_{MUSIC}(\theta,\alpha) = \frac{1}{A^H(\theta,\alpha) E_n E_n^H A(\theta,\alpha)}$$

или через собственные шумовые векторы

$$P_{MUSIC}(\theta,\alpha) = \frac{1}{A^H(\theta,\alpha)\left(\sum_{k=M+1}^{K} V_k V_k^H\right) A(\theta,\alpha)} ,$$

где V_k ($k = M + 1,\ldots, K$) – собственные шумовые векторы корреляционной матрицы антенной решетки, λ_k – собственные значения корреляционной матрицы.

Алгоритм EV (eigenvector). Наряду с алгоритмом MUSIC используется также более устойчивый относительно ложных выбросов в диаграмме направленности алгоритм «собственный вектор» (eigenvector, EV). Устойчивость достигается за счет нормировки собственных векторов V на собственные значения

$$P_{MUSIC}(\theta,\alpha) = \frac{1}{A^H(\theta,\alpha)\left(\sum_{k=M+1}^{K} \frac{1}{\lambda_k} V_k V_k^H\right) A(\theta,\alpha)} .$$

Последнее выражение можно также выразить через матрицу подпространства шума

$$P_{EV}(\theta,\alpha) = \frac{1}{A^H(\theta,\alpha)\left(E_n E_n^H\right) A(\theta,\alpha)} .$$

Метод EV порождает меньше ложных спектральных пиков, чем метод MUSIC, благодаря использованию в нем весов, равных обратным величинам собственных значений [12].

Идея рассмотренных в данном разделе методов состоит в том, «что пространства сигнала и шума ортогональны между собой и, следовательно, на направлениях прихода сигналов произведение, стоящее в знаменателе, должно обращаться в нуль, что и приводит к появлению максимумов функции в тех угловых направлениях, на которых находятся источники» [13].

4. Результаты математического моделирования

Для моделирования выбрана однородная линейная антенная решетка из 7 элементов с расстояниями между ними $d = 0.5\lambda$. Исследовалась азимутальная разрешающая способность алгоритмов пеленгации для сигналов с равной амплитудой, а также возможность оценки направлений прихода сигнала с небольшой амплитудой, расположенного между сигналами с большой амплитудой.

В качестве модели электромагнитного поля использовалась сумма четырех плоских электромагнитных волн, образованных частотно-модулированными сигналами с одной несущей частотой, но различными законами модуляции. Амплитуды сигналов и азимуты источников приведены в табл. 1. Уровень белого шума с нормальным распределением в каналах антенной решетки выбирался равным $\sigma = 0{,}1$.

Таблица 1

Амплитуды сигналов и азимуты источников

Азимут, град	80	90	120	150
Амплитуда	10	10	3	10

Оценка корреляционной матрицы сигналов в каналах антенной решетки определялась рекурсивным образом:

$$R(t) = \beta R(t-1) + (1-\beta)X(t)X^H(t),$$

где $\beta = 0{,}99$. Расстояние между соседними отсчетами равно длительности одного периода несущей частоты. Количество временных выборок, по которым формировалась оценка корреляционной матрицы, равно 100.

Результаты численного моделирования приведены на рис. 1–3 и в табл. 2. На рисунках представлены модули пространственного спектра, рассчитанные на основе приведенных выше алгоритмов. Стрелками указаны направления прихода сигналов. В табл. 2 приведены оценки направлений. Из результатов моделирования видно, что не всем алгоритмам удалось определить направления на 4 источника. Так, с помощью алгоритма Бартлетта не удалось определить направления практически ни на один источник.

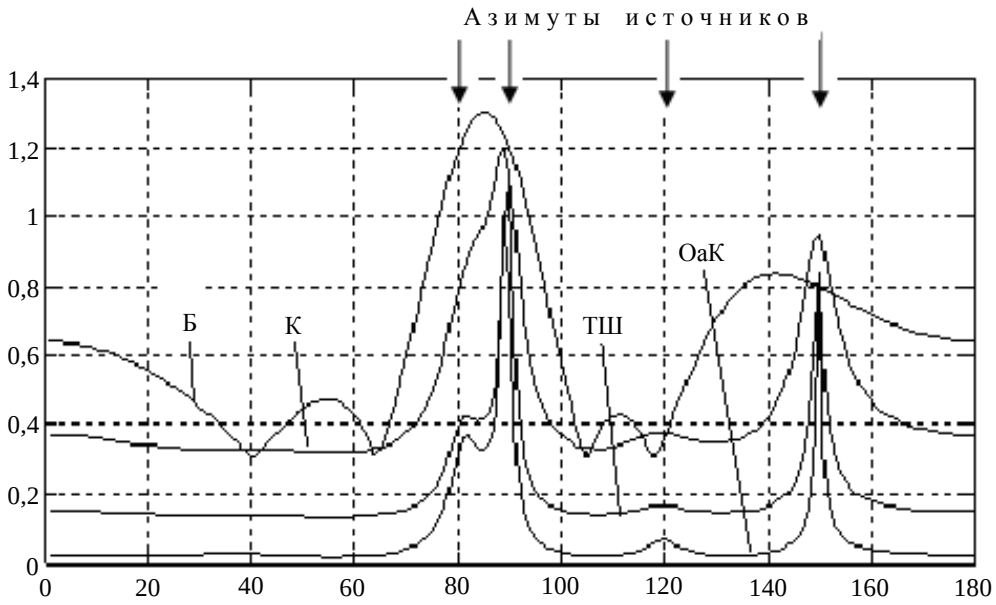


Рис. 1. Пространственные спектры: Б – алгоритм Бартлетта, К – алгоритм Кейпона, ТШ – алгоритм теплового шума, ОаК – обобщенный алгоритм Кейпона

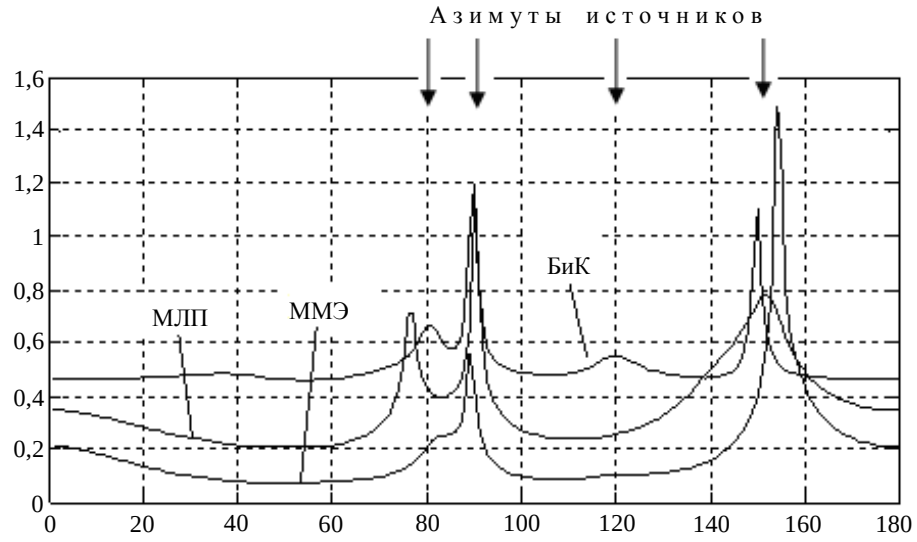


Рис. 2. Пространственные спектры: БиК – Алгоритм Багриотти и Каплана, МЛП – метод линейного предсказания, ММЭ – метод максимальной энтропии

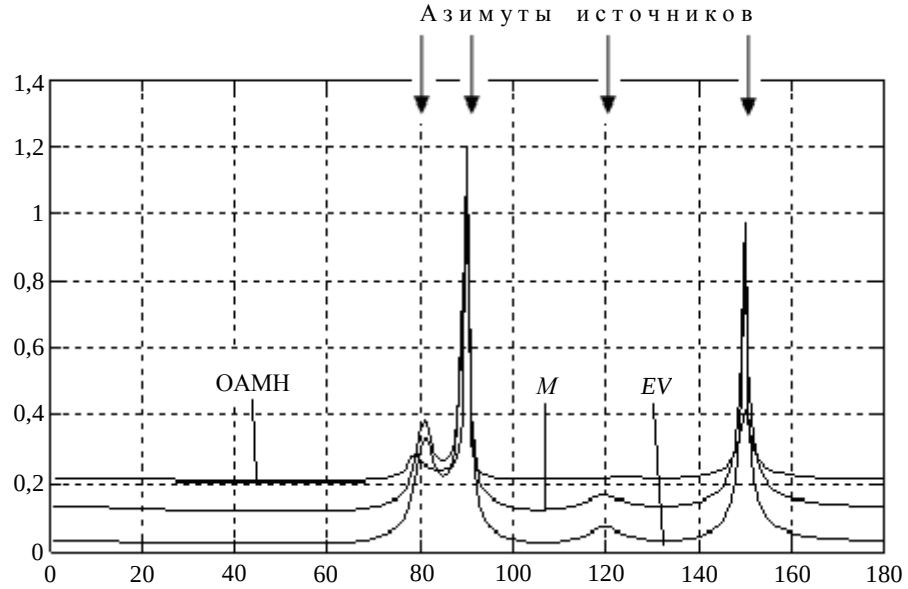


Рис. 3. Пространственные спектры: ОАМН – обобщенный алгоритм минимальной нормы, *M* – алгоритм *MUSIC*, *EV* – алгоритм Eigenvector

Таблица 2

Оценки направлений на источники сигналов при исходных значениях 80, 90, 120, 150 град.

Наименование алгоритма	Направления на источники сигналов, град			
Алгоритм Бартлетта	-	85	111	142
Алгоритм Кейпона	-	89	119	150
Алгоритм теплового шума	82	90	120	150
Обобщенный алгоритм Кейпона с $n = 6$	82	89	120	150
Алгоритм Боргиотти и Каплана	**81**	**90**	**120**	**150**
Метод линейного предсказания	82	90	118	150
Метод максимальной энтропии с $n = 5$	-	89	-	154
Обобщенный алгоритм минимальной нормы	81	90	118	150
Алгоритм MUSIC	**81**	**90**	**120**	**150**
Алгоритм EV (Eigenvector)	**81**	**90**	**120**	**150**

Метод максимальной энтропии позволил найти направления на два источника, при этом на один из них – с ошибкой в 1 град., на другой – с ошибкой в 4 град.

Алгоритм Кейпона нашел направления на 3 источника с ошибками в 1 град. в каждом.

Алгоритм теплового шума, обобщенный алгоритм Кейпона с $n = 6$, метод линейного предсказания и обобщенный алгоритм минимальной нормы определили направления на все 4 источника с ошибками, не превышающими 2 градуса. То есть эти четыре алгоритма обладают способностью обнаруживать наличие двух источников равной мощности, расположенных на достаточно близких направлениях (в рассматриваемом примере 10 град.). Однако смещение в оценке направления составляет 2 град.

Наиболее точные оценки направлений на все четыре источника были получены с помощью алгоритмов Боргиотти и Каплана, MUSIC и Eigenvector. При этом все они дали точную оценку направлений на три источника и смещение в 1 град. в направлении на первый источник. Здесь следует отметить, что для функционирования алгоритма Боргиотти и Каплана требуется знание обратной ковариационной матрицы, в то время как для алгоритмов MUSIC и Eigenvector требуется разложение ковариационной матрицы на собственные значения и собственные векторы, что ведет к значительному увеличению вычислительных затрат. Поэтому, на наш взгляд, из рассмотренных в настоящей работе алгоритмов наиболее целесообразно применять для определения направлений на источники радиоизлучения алгоритм Боргиотти и Каплана.

Выводы

Представлен обзор наиболее распространенных алгоритмов определения направлений на источники радиосигналов. Рассмотрены два вида алгоритмов:

– с использованием ковариационной матрицы данных;

– на основе анализа собственных значений и собственных векторов ковариационной матрицы.

С применением математического моделирования однородной семиэлементной линейной антенной решетки проведен сравнительный анализ эффективности определения направлений рассмотренными алгоритмами. В качестве модели электромагнитного поля использовалась сумма четырех плоских электромагнитных волн, образованных частотно-модулированными сигналами с одной несущей частотой, но различными законами модуляции. Результаты проведенного эксперимента показали, что не все рассмотренные алгоритмы позволяют достоверно определять направления на источники радиоизлучений.

Метод максимальной энтропии позволил найти направления только на два источника, при этом на один из них – с ошибкой в 1 градус, на другой – с ошибкой в 4 градуса.

Алгоритм Кейпона определил направления на 3 источника с ошибками в один градус в каждом.

Алгоритм теплового шума, обобщенный алгоритм Кейпона с $n = 6$, метод линейного предсказания и обобщенный алгоритм минимальной нормы определили направления на все 4 источника с ошибками, не превышающими 2 градуса. Эти три алгоритмы обладают возможностью обнаруживать наличие двух источников равной мощности с разрешающей способностью 10°. Однако смещение в оценке направления составляет 2 градуса.

Наиболее точные оценки направлений на все четыре источника были получены с помощью алгоритмов Боргиотти и Каплана, MUSIC и Eigenvector. При этом все они дали точную оценку направлений на три источника и смещение в один градус в направлении на первый источник. Но алгоритмы MUSIC и Eigenvector требуют более значительных вычислительных затрат по сравнению с алгоритмами Боргиотти и Каплана.

Литература

1. *Джонсон Д.Х.* Применение методов спектрального оценивания к задачам определения угловых координат источников излучения // ТИИЭР. 1982. Т. 70, №9. С. 126–139.

2. *Петров В.П., Шауэрман А.К.* Спектральные способы оценки направления источников сигналов в адаптивных антенных решетках // Вестник СибГУТИ. 2011. № 2. С. 53–62.

3. *Кейпон Дж.* Пространственно-временной спектральный анализ с высоким разрешением // ТИИЭР. 1969. № 8. С. 69–79.

4. *Gabriel W.* Spectral Analysis and Adaptive Array Superresolution Techniques // Proc. IEEE. 1980. 68, 654

5. *Ермолаев В.Т., Флаксман А.Г.* Методы оценивания параметров источников сигналов и помех, принимаемых антенной решеткой. Нижний Новгород, 2007. 100 с.

6. *Коробков М.А.* Корреляционные методы пеленгования источников излучения // Young Scientist. August 2014. № 13 (72). С. 55–58.

7. *Borgiotti G.V., Kaplan L.J.* Super resolution of Uncorrelated Interference Sources by Using Adaptive Array Techniques // Trans. Antennas Propagation. 1979. AP-27, 842.

8. *Дрогалин В.В., Меркулов В.И., Родзивилов В.А., Федоров И.Б., Чернов М.В.* Алгоритмы оценивания угловых координат источников излучений, основанные на методах спектрального анализа // Успехи современной радиоэлектроники. 1998. № 2. С. 3–17.

9. *Burg P.* Maximum Entropy Spectral Analysis // Proc. 37th Annual Meeting of the Society of Exploration Geophysicists, Oklahoma City, Oct. 31, 1967.

10. *Kumaresan R., Tufts D.W.* Estimating the angles of arrival of multiple plane waves // IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems. Jan. 1983. Vol. AES-19. Pp. 134–139.

11. *Schmidt R.* Multiple emitter location and signal parameter estimation [Text] // Proc. RADC Spectrum Estimation Workshop. 1979. Pp. 243–258.

12. *Марпл С.Л.-мл.* Цифровой спектральный анализ и его приложения: пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.

13. *Коробков М.А., Петров А.С.* Методы и алгоритмы пеленга источников радиоизлучения // Электромагнитные волны и электронные системы. 2015. № 4. С. 13–32.

Статья поступила в редакцию 21 сентября 2016 года

УДК 621.396.97

УЛУЧШЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ КОВАРИАЦИОННЫХ АЛГОРИТМОВ ПЕЛЕНГАЦИИ ЗА СЧЕТ УМЕНЬШЕНИЯ ВЛИЯНИЯ АДДИТИВНЫХ ШУМОВ

А.В. Журавлев, к.т.н., с.н.с., главный конструктор – заместитель генерального директора, e-mail: protek@protek-vrn.ru
В.М. Безмага, к.т.н., с.н.с., в.н.с., e-mail: protek@protek-vrn.ru
В.Г. Маркин, ведущий инженер, e-mail: marvigs@mail.ru
ОАО НВП «ПРОТЕК»

С использованием математического моделирования на примере ковариационного алгоритма теплового шума проведена оценка влияния собственных аддитивных шумов в каналах системы пеленгации на разрешающую способность и точность оценки направлений прихода радиосигналов. Предложена методика коррекции собственных шумов.

***Ключевые слова**: пространственный спектр, направления прихода сигналов, антенная решетка, ковариационная матрица, алгоритм теплового шума.*

IMPROVING THE DIRECTION-FINDING COVARIANT ALGORITHM RESOLUTION BY MINIMIZING THE ADDICTIVE NOISE IMPACT

A.V. Zhuravlev, Ph.D. in Engineering Sciences, senior research engineer, principal designer – deputy director general, e-mail: protek@protec-vrn.ru
V.M. Bezmaga, Ph.D. in Engineering Sciences, senior research engineer, leading research engineer, e-mail: protek@protec-vrn.ru
V.G. Markin, leading engineer, e-mail: marvigs@protec-vrn.ru
OJSC SPE «PROTEK»

Using mathematical modeling and a covariant thermal noise algorithm as an example, we have estimated the impact of internal additive channel noise of the direction-finding system on the resolution and accuracy of radio signal direction-of arrival estimation. The self-noise equalization methods are proposed.

***Keywords**: spatial spectrum, signal direction-of-arrival, antenna array, covariance matrix, thermal noise algorithm.*

В настоящее время существует большое разнообразие алгоритмов пеленгации, отличающихся друг от друга сложностью и объемом вычислений, а также разрешающей способностью и точностью оценки направлений на источники радиоизлучений. Однако до настоящего времени задача повышения разрешающей способности и точности оценки направлений на источники радиоизлучений остается актуальной. Для решения этой задачи в последнее время используют комбинации ковариационных алгоритмов пеленгации [1–4]. Но в этих алгоритмах, как разрешающая способность, так и точность оценки направлений, ограничиваются собственными шумами в каналах системы пеленгации.

В данной работе предлагается дополнение ковариационных алгоритмов методом компенсации собственных аддитивных шумов системы пеленгации, благодаря которому улучшаются характеристики пеленгации.

В работе описана математическая модель предлагаемого метода и приводятся результаты математического моделирования. В качестве модели электромагнитного поля использована сумма четырех плоских электромагнитных волн, образованных частотно-модулированными сигналами с различными законами модуляции. Для моделирования выбрана однородная линейная антенная решетка из 7 элементов с расстояниями между ними d=0.5λ, где λ – длина волны несущего колебания. Проведен сравнительный анализ разрешающей способности и точности оценки направлений прихода сигналов алгоритмом теплового шума без компенсации и с компенсацией аддитивных шумов. Показано, что при точности оценки уровня собственных шумов, равной 90%, разрешающая способность системы пеленгации с компенсацией сохраняется при трехкратном снижении уровня сигналов.

1. Характеристики антенной решетки, используемой для оценки направлений в системе пеленгации

Вектор сигналов на выходах K антенных элементов решетки, имеет вид

$$\mathbf{X}(t)=\mathbf{AN}(\theta)\cdot\mathbf{S}(t)+\mathbf{N}(t), \qquad (1)$$

где $\mathbf{S}(t)=[s_1(t), s_2(t), \ldots, s_M(t)]^T$ – вектор сигналов, поступающих на антенную решетку с различных направлений, $\mathbf{N}(t)=[n_1(t), n_2(t), \ldots, n_K(t)]$ – вектор-столбец собственных шумов в каналах антенной решетки размерности K, $\mathbf{AN}(\theta)$ – матрица направленности размерности $K*M$, θ – азимутальный угол.

Заметим, что математические ожидания вектора собственных шумов $\mathbf{N}(t)$, вектора сигналов $\mathbf{S}(t)$ и суммарного вектора $\mathbf{X}(t)$ равны нулевому вектору, т.е

$$E[\mathbf{X}(t)]=E[\mathbf{S}(t)]=E[\mathbf{N}(t)]=0. \qquad (2)$$

здесь $E[\cdot]$ – оператор математического ожидания.

Матрица направленности $\mathbf{AN}(\theta)$ в (1) имеет вид

$$\mathbf{AN}=[\mathbf{A}(\theta_1),\mathbf{A}(\theta_2),\ldots,\mathbf{A}(\theta_M)].$$

Она состоит из M векторов направленности

$$\mathbf{A}(\theta_m)=\begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_1\cos(\varphi_1-\theta_m)} \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_2\cos(\varphi_2-\theta_m)} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_K\cos(\varphi_K-\theta_m)} \end{bmatrix}, m=1, 2, \ldots, M. \qquad (3)$$

Здесь λ – длина волны, d_k – расстояние от k-го антенного элемента до фазового центра антенной решетки, φ_k – угловая координата k-го антенного элемента, θ_m – азимут в направлении на m-й источник сигнала, M – количество антенных элементов. Вектор направленности $\mathbf{A}(\theta)$ играет основную роль в диаграммообразовании и определении направлений прихода сигналов.

2. Оценка направлений прихода радиосигналов

Сигналы $\mathbf{S}(t)$ с выходов элементов антенной решетки поступают на блок оценки направлений прихода. В этом блоке оценивается ковариационная матрица суммы сигналов $\mathbf{S}(t)$ и собственных шумов $\mathbf{N}(t)$

$$\mathbf{R}=E\{[\mathbf{X}(t)-E(\mathbf{X}(t)]\,[\mathbf{X}(t)-E(\mathbf{X}(t)]^H]\}, \qquad (4)$$

где H –комплексное сопряжение и транспонирование.

С учетом (2) ковариационная матрица преобразуется к виду

$$\mathbf{R}=E[\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^H(t)]. \qquad (5)$$

Поскольку сигналы $\mathbf{S}(t)$ и шумы $\mathbf{N}(t)$ некоррелированы, а также некоррелированы между собой собственные шумы $n_1(t)$, $n_2(t)$, …, $n_K(t)$ в каналах антенной решетки, то ковариационную матрицу (5) можно представить в виде

$$\mathbf{R}=\begin{bmatrix} E(Xs_1)^2+\sigma_1^2 & E(Xs_1*Xs_2) & \ldots & E(Xs_1*Xs_K) \\ E(Xs_2*Xs_1) & E(Xs_2)^2+\sigma_2^2 & \ldots & E(Xs_2*Xs_K) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ E(Xs_K*Xs_1) & E(Xs_K*Xs_2) & & E(Xs_K)^2+\sigma_K^2 \end{bmatrix}, \qquad (6)$$

где $E(Xs_i)^2$ (i=1, 2, …, K) – дисперсия (мощность) сигнальных компонент в i-м канале антенной решетки, $E(Xs_i*Xs_j)$ – ковариация сигнальных составляющих, σ_i^2 – дисперсия (мощность) шума в i-м канале антенной решетки.

Далее с использованием этой матрицы с помощью одного из распространенных ковариационных алгоритмов рассчитывается пространственный спектр, по максимумам которого определяются направления прихода сигналов от источников радиоизлучений. В данной работе в качестве примера для расчета пространственного спектра используется ковариационный алгоритм теплового шума [5]

$$P(\theta)=\frac{1}{\mathbf{A}^H(\theta)\mathbf{R}^{-2}\mathbf{A}(\theta)}. \qquad (7)$$

На рис. 1 а и 1 б показаны пространственные спектры сигналов, рассчитанные с помощью этого алгоритма (6). В качестве модели электромагнитного поля использовалась сумма четырех плоских электромагнитных волн, образованных частотно модулированными сигналами с близкими несущими частотами и разными законами

модуляции. Амплитуды сигналов и направления на источники сигналов приведены в табл. 1.

Таблица 1

Амплитуды сигналов и азимуты источников

Азимут, град	70	80	100	120
Амплитуда, мкВ/м	15	5	3	10

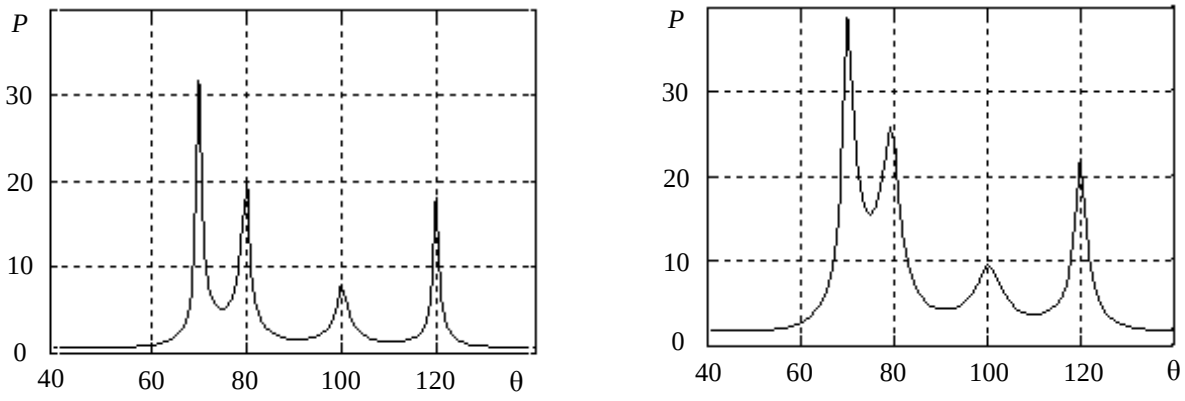
Оценка ковариационной матрицы сигналов и шума в каналах антенной решетки определялась рекурсивным образом:

$$\mathbf{R}(t)=\beta\mathbf{R}(t-1)+(1-\beta)\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^{H}(t), \qquad (8)$$

где $\mathbf{R}(0)$ – нулевая матрица размерности KxK, β=0,99. Расстояние между соседними отсчетами равно длительности одного периода несущей частоты. Количество временных выборок, по которым формировалась оценка ковариационной матрицы, равно 100.

Уровень белого шума с нормальным законом распределения в каналах антенной решетки равен σ=1.0 мкВ/м (рис. 1 а) и σ=2.0 мкВ/м (рис. 2 а).

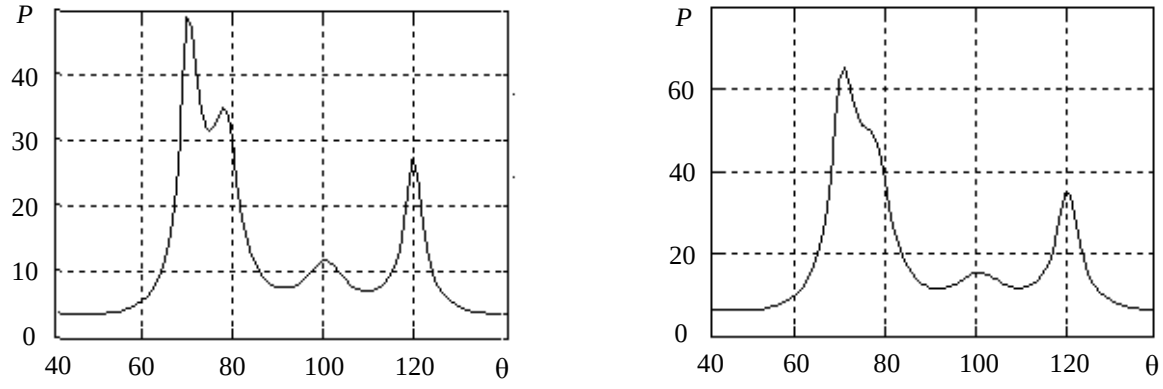
Из рис. 1 а видно, что при уровне шумов σ=1.0 мкВ/м в пространственном спектре имеются 4 экстремума, соответствующие оценкам направлений 70, 80, 100 и 120 град., совпадающим с исходными направлениями. При уровне шумов σ =2.0 мкВ/м (рис. 1 б) также наблюдаются 4 экстремума. Оценки направлений в данном случае составляют 70, 79, 100, 120 град., то есть направление прихода сигнала с амплитудой равной 5 и расположенного на угловом расстоянии 5 град. от более сильного сигнала оценено с погрешностью 1 град.



а) σ=1.0 мкВ/м б) σ=2.0 мкВ/м

Рис. 1. Пространственные спектры с шумами уровнем σ=1.0 мкВ/м и σ=2.0 мкВ/м

На рис. 2 а и 2 б приведены пространственные спектры сигналов при наличии шумов с σ=3.0 мкВ/м и σ =4.0 мкВ/м соответственно.



а) σ=3.0 мкВ/м б) σ=4.0 мкВ/м

Рис. 2. Пространственные спектры с шумами уровнем σ =3.0 мкВ/м и σ =4.0 мкВ/м

При уровне шумов σ=3.0 мкВ/м (рис 2 а) также видны 4 экстремума, но их вершины стали более размытыми. Оценки направлений прихода сигналов составили 70, 78, 101, 120 град. Ошибка в оценке сигнала с амплитудой 5 град. увеличилась до 2 град. Появилась ошибка в 1 град. при оценке направления на сигнал в направлении 100 град. и амплитудой равной 3.

При уровне шумов σ=4.0 мкВ/м (рис 2 б) в пространственном спектре наблюдаются лишь три экстремума в направлениях на 71, 101 и 120 град.

То есть наличие собственных шумов в каналах антенной системы приводит к ухудшению разрешающей способности и точности оценок направлений прихода радиосигналов. Поэтому с целью улучшения пеленгационных характеристик необходимо уменьшить уровень собственных шумов.

3. Методика уменьшения уровня собственных шумов

Уменьшить уровень собственных шумов незначительно можно за счет применения специальных фильтров. Но это увеличивает стоимость аппаратных затрат, требует аппаратной доработки изделия.

Если же имеется априорная информация об уровне дисперсии (мощности) шумов в каналах антенной системы, то для улучшения пеленгационных характеристик ковариационных алгоритмов нет необходимости в использовании специальных фильтров.

Из выражения (6) для ковариационной матрицы следует, что уменьшить влияние шумов можно путем вычитания из ковариационной матрицы **R** слагаемых σ_i^2. То есть благодаря тому, что в ковариационной матрице сигналов и шумов (6) шумы в каналах системы представляются в виде дисперсий, для их уменьшения нет необходимости использовать специальные фильтры, а достаточно лишь измерить дисперсию (мощность) шумов и вычесть ее из диагональных элементов ковариационной матрицы.

Рассмотрим ковариационную матрицу (6), включающую ковариацию сигналов и шумов в каналах системы пеленгации. Информацию об уровне шумов содержат только диагональные элементы этой матрицы. Эту информацию можно получить, отключив элементы антенной решетки от приема сигналов. Тогда, проводя оценку ковариационной матрицы шумов $\mathbf{R}_N=E[\mathbf{N}(t)\mathbf{N}^H(t)]$ по аналогии с (8), получим диагональную матрицу из дисперсий собственных шумов:

$$\mathbf{R}_N = E[\mathbf{N}(t)\mathbf{N}^H(t)] = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & 0 & \ldots 0 \\ 0 & \sigma_2^2 & \ldots 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & \ldots \sigma_K^2 \end{bmatrix}, \qquad (9)$$

где, как и ранее, $\sigma_1^2, \sigma_2^2, \ldots, \sigma_K^2$ – дисперсии собственных шумов в каналах системы.

Таким образом, зная матрицу дисперсий собственных шумов, можно уменьшить их влияние путем вычитания из ковариационной матрицы **R** матрицы $\mathbf{R}_N$. То есть благодаря тому, что в ковариационных матрице (6) шумы в каналах системы пеленгации представлены в виде дисперсий, для их уменьшения нет необходимости использовать специальные фильтры, а достаточно лишь измерить их дисперсию (мощность) и вычесть ее из диагональных элементов ковариационной матрицы **R** сигналов и шумов.

Поскольку система пеленгации в обычном режиме измеряет ковариационную матрицу сигналов и шумов (6) в каналах системы навигации, то для измерения дисперсии шумов в каналах этой системы достаточно на время T отключить антенные элементы от системы, и она автоматически определит матрицу дисперсий шумов (9), являющуюся частным случаем формулы (6) в отсутствие сигналов.

4. Оценка пространственного спектра и направлений прихода сигналов после коррекции шумов

На рис. 3 и рис. 4 приведены пространственные спектры, рассчитанные с помощью алгоритма (7), в котором используется скорректированная ковариационная матрица

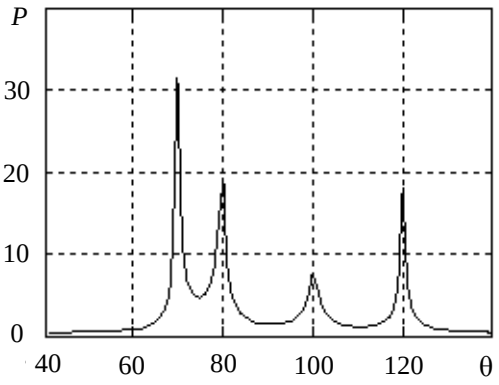
$$\mathbf{R}_k = \mathbf{R} - \beta * \mathbf{R}_N = \begin{bmatrix} R_{11}-\beta\sigma_1^2 & R_{12} & \ldots & R_{1K} \\ R_{21} & R_{11}-\beta\sigma_2^2 & & R_{2K} \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ R_{K1} & R_{K2} & \ldots & R_{KK}-\beta\sigma_K^{2\,2} \end{bmatrix}, \qquad (10)$$

где R_{ij}=E(Xs_i*Xs_j), β – величина, характеризующая точность оценки уровня (дисперсии) шумов.

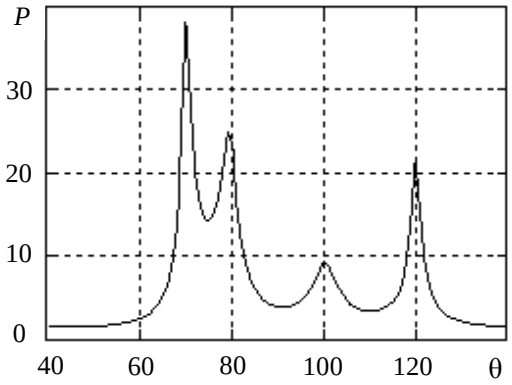
Как и в предыдущих расчетах в качестве модели электромагнитного поля, использована сумма четырех плоских электромагнитных волн, образованных частотно-модулированными сигналами с близкими несущими частотами и различными законами модуляции.

Направления прихода и амплитуды сигналов приведены в табл. 1.

Для проведения сравнительного анализа были рассчитаны пространственные спектры (3) при наличии шумов в каналах антенной решетки с σ=3.0 мкВ/м (рис 3 а), σ=6.0 мкВ/м (рис 3 б), σ=9.0 мкВ/м (рис 4 а) и σ =12. мкВ/м (рис 4 б) при условии, что точность оценки дисперсии σ^2 составила β=0.9.



а) σ=3.0 мкВ/м

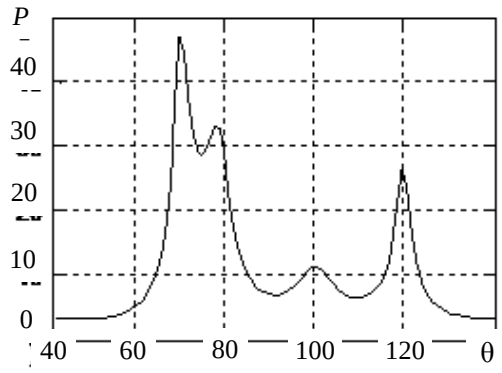


б) σ=6.0 мкВ/м

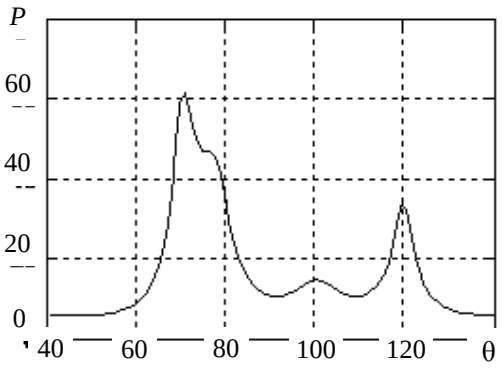
Рис. 3. Пространственные спектры с шумами уровнем σ=3.0 мкВ/м и σ=6.0 мкВ/м и коррекцией ковариационной матрицы

Сравнение пространственных спектров на рис. 1 и рис. 2 для системы без коррекции шумов с соответствующими пространственными спектрами на рис. 3 и рис. 4 для системы с коррекцией шумов показывает их сильное сходство. При этом на входе системы с коррекцией уровень шумов в каналах превышает в 3 раза уровень шумов в системе без коррекции. Оценки направлений прихода приведены в табл. 2.

Таким образом, предложенная методика коррекции шумов позволяет сохранить хорошее пространственное разрешение сигналов при увеличении уровня шумов в три раза (или при уменьшении уровня сигналов в три раза при заданном уровне шумов) при условии, что точность оценки уровня шумов в каналах системы пеленгации составляет 90%.



а) σ=9.0 мкВ/м



б) σ=12.0 мкВ/м

Рис.4. Пространственные спектры с шумами уровнем σ=9.0 мкВ/м, σ=12.0 мкВ/м и коррекцией ковариационной матрицы

Таблица 2

Оценки направлений прихода

σ, мкВ/м	Оценки направлений прихода			
3	70	80	100	120
6	70	79	100	120
9	70	78	100	120
12	71	–	101	120

Выводы

Наличие собственных шумов в каналах системы пеленгации приводят к ухудшению разрешающей способности и точности оценок направлений на источники радиоизлучения.

Предложена методика коррекции собственных шумов, улучшающая разрешающую способность и точность оценок.

Проведен сравнительный анализ разрешающей способности и точности оценки направлений прихода сигналов традиционного ковариационного алгоритма пеленгации и алгоритма с компенсацией аддитивных шумов.

Предложенная методика коррекции шумов позволяет сохранить хорошее пространственное разрешение сигналов при уменьшении их уровней в три раза при заданном уровне шумов в каналах системы пеленгации, при условии, что точность оценки уровня шумов в ее каналах составляет 90%.

Литература

1. Lee K.H. High Resolution Signal Estimation Using MVDR-MUSIC Combination Algorithm // Advanced Science and Technology Letters. Vol. 98 (CES-CUBE 2015). Pp. 38–41.

2. Kumaresan R., Tufts D.W. Estimating the angles of arrival of multiple plane waves // IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems. Jan. 1983. Vol. AES-19. Pp. 134–139.

3. Schmidt R. Multiple emitter location and signal parameter estimation // Proc. RADC Spectrum Estimation Workshop. 1979. Pp. 243–258.

4. Марпл С.Л.-мл. Цифровой спектральный анализ и его приложения / Пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.

5. Gabriel W. Spectral Analysis and Adaptive Array Superresolution Techniques // Proc. IEEE. 1980. Vol. 68, №8. Pp. 654–666.

Статья поступила в редакцию 21 сентября 2016 года

УДК 621.396.97

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ СЕЛЕКЦИЯ СИГНАЛОВ НАВИГАЦИОННЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОПОМЕХ

А.В. Журавлев, к.т.н., с.н.с., главный конструктор – заместитель генерального директора, e-mail: protek@protek-vrn.ru
В.М. Безмага, к.т.н., с.н.с., в.н.с., e-mail: protek@protek-vrn.ru
В.Г. Маркин, ведущий инженер, e-mail: marvigs@mail.ru
А.В. Смолин, заместитель начальника отдела, e-mail: protek@protek-vrn.ru
ОАО НВП «ПРОТЕК»

Предложен метод селекции полезных сигналов с использованием адаптивной фазированной антенной решетки (АФАР). Весовые коэффициенты для формирования нулей в диаграмме направленности АФАР в направлениях на источники радиопомех определяются с помощью системы нелинейных уравнений. Численные результаты моделирования семиэлементной АФАР подтверждают эффективность предложенного метода.

***Ключевые слова**: пространственная селекция сигналов, фазированная антенная решетка, диаграмма направленности, пеленгование источников радиопомех.*

NAVIGATIONAL SPACEBORNE SIGNAL SPATIAL SELECTION VIA INTERFERENCE SOURCE DIRECTION-FINDING

A.V. Zhuravlev, Ph.D. in Engineering Sciences, senior research engineer, principal designer – deputy director general, e-mail: protek@protek-vrn.ru
V.M. Bezmaga, Ph.D. in Engineering Sciences, senior research engineer, leading research engineer, e-mail: protek@protek-vrn.ru
V.G. Markin, leading engineer, e-mail: marvigs@mail.ru
A.V. Smolin, deputy head of department, e-mail: protek@protek-vrn.ru
OJSC SPE «PROTEK»

The method of desired signals selection based on an adaptive phased array is proposed. The weighting factors for antenna nulling in the directions of interference sources are defined using systems of non-linear equations. The numerical seven-element adaptive phased array simulation results confirm the efficiency of the proposed method.

***Keywords**: signal spatial selection, adaptive phased array, radiation pattern, interference source direction-finding.*

В практике радиоэлектронной борьбы наряду с применением известных технических мер защиты от радиопомех применяют пространственную селекцию полезных сигналов адаптивными фазированными антенными решетками (АФАР) с управляемыми «нулями» диаграммы направленности, выставляемыми в направлениях на источники помеховых сигналов.

Публикации по вопросам пространственной селекции сигналов с использованием АФАР появились в шестидесятые годы прошлого столетия, и в настоящее время их поток не прекращается [1–11]. Недостатком известных АФАР, затрудняющим их использование для пространственной селекции полезных сигналов, является необходимость решения нетривиальной задачи генерации опорных сигналов, совпадающих по структуре и временному положению с полезными сигналами. Это возможно только при автоматическом сопровождении полезных сигналов следящими системами приемных устройств подавляемой радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). При сорванном автоматическом сопровождении полезного сигнала использование известных АФАР усложняет повторный захват полезного сигнала на автоматическое сопровождение в условиях радиопомех. Случаи срыва сопровождения полезных сигналов могут быть обусловлены рядом разнообразных причин. В частном случае размещения РЭС дециметрового диапазона на движущемся наземном мобильном средстве срывы автоматического сопровождения происходят, в основном, по причине экранирования приемных антенн строениями или рельефом местности, захвата на автоматическое сопровождение сигнала, отраженного от местного

предмета, и последующей его потери и ряда других обстоятельств. Указанный недостаток известных АФАР обусловил целесообразность разработки технических решений по защите приемных устройств от радиопомех без использования опорного сигнала.

В [12] предложен нетрадиционный способ компенсации радиопомех с использованием опорных сигналов, совпадающих по структуре и временному положению с помеховыми сигналами. Недостатком способа является необходимость наличия априорной информации о тонкой структуре помеховых сигналов. Поэтому способ приемлем только при обеспечении электромагнитной совместимости отечественных средств создания помех с приемными устройствами отечественных РЭС при их работе на совпадающих частотах. При отсутствии информации о тонкой структуре помехового сигнала, например при создании преднамеренных помех противником, использование способа невозможно.

В настоящей работе изложены результаты обоснования нового способа пространственной селекции полезного сигнала с использованием информации только о координатах постановщика преднамеренных радиопомех без использования информации о структуре полезного или помехового сигнала. При обосновании способа учитывали, что для эффективного воздействия помех на навигационную аппаратуру потребителей (НАП) глобальных навигационных систем отношение помеха/сигнал на входе приемного устройства должно превышать 30 дБ.

1. Функциональная схема адаптивной фазированной антенной решетки

Ниже рассмотрен случай пространственной селекции сигнала в условиях воздействия радиопомех, создаваемых самолетным передатчиком (рис. 1). Селекцию осуществляет АФАР, функциональная схема которой приведена на рис. 1. Она содержит семь элементарных антенн A_0, A_1 … A_n, … , A_6 в гексагональной упаковке, шесть управляемых диаграммообразующих умножителей выходного напряжения антенн на комплексные множители w_1, w_2, … , w_6, контроллер и сумматор.

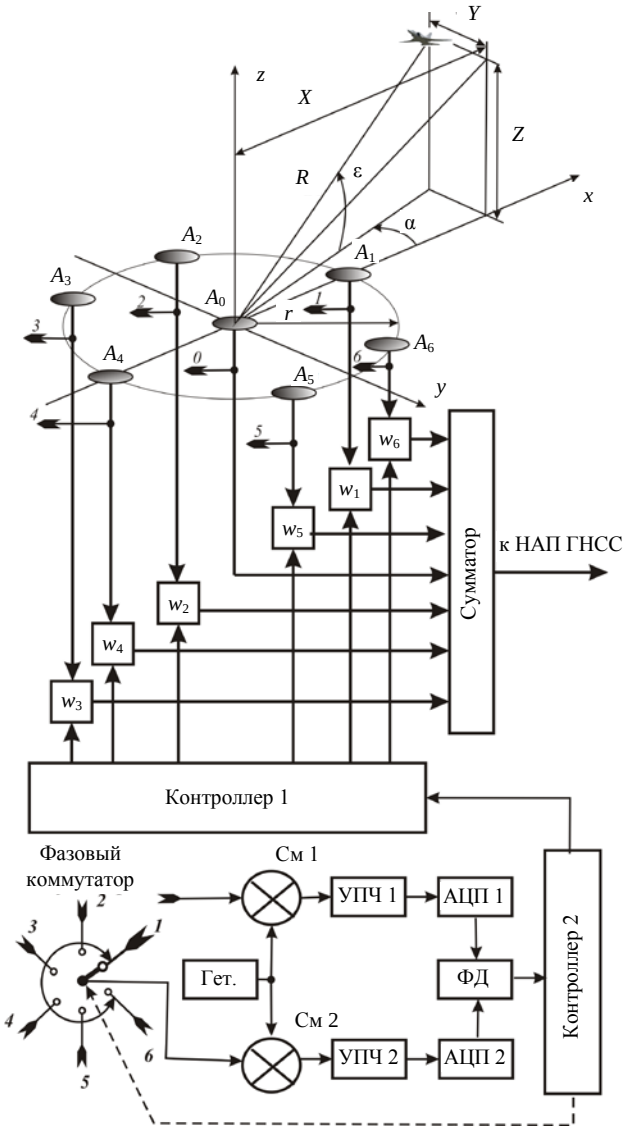


Рис. 1. Функциональная схема АФАР

Антенна A_0 – ведущая, остальные антенны ведомые. Геометрический центр ведущей антенны принят в качестве начала прямоугольной декартовой системы координат x, y и z. Оси x и y расположены в плоскости горизонта, а ось z совпадает с местной вертикалью. Антенная решетка плоская, а ее раскрыв находится в плоскости горизонта. Коэффициент усиления G_n элементарной антенны A_n (n = 0, 1 … 6) в верхней полусфере принят постоянным и равным единице, а в нижней полусфере равным нулю.

Координаты x_n, y_n и z_n элементарной антенны A_n (n = 1, 2 … 6) определяются из выражений

$$X_n = r\cos[(n-1)\pi/3]; \quad (1)$$

$$Y_n = r\sin[(n-1)\pi/3]; \quad (2)$$

$$Z_n = 0. \quad (3)$$

Расстояние r_0 от ведущей антенны до ведомых антенн примем равным половине длины волны помехового сигнала.

Местоположение самолета будем считать известным и характеризовать сферическими координатами: азимутом α, углом места ε и дальностью до ведущей антенны *R*. Сферические координаты пересчитываются в прямоугольные с использованием выражений

$$X\ (R,\alpha,\varepsilon) = R\cos(\alpha)\cos(\varepsilon), \quad (4)$$

$$Y\ (R,\alpha,\varepsilon) = R\sin(\alpha)\cos(\varepsilon), \quad (5)$$

$$Z\ (R,\varepsilon) = R\sin(\varepsilon). \quad (6)$$

Дальность от самолета до *n*-ой ведомой антенны рассчитывается по формуле

$$R_n\ (R,\alpha,\varepsilon) = \sqrt{\left[X\left(R,\alpha,\varepsilon\right) - x_n\right]^2 + \left[Y\left(R,\alpha,\varepsilon\right) - y_n\right]^2 + Z^2\left(R,\varepsilon\right)}. \quad (7)$$

Дальности от самолета до ведущей антенны и от самолета до *n*-ой ведомой антенны в общем случае не совпадают. Это несовпадение обусловливает сдвиг начальной фазы помехового сигнала на выходе *n*-ой ведомой антенны по отношению к его начальной фазе на выходе ведущей антенны на величину

$$\psi_n(R,\alpha,\varepsilon) = \frac{\pi[R_n(R,\alpha,\varepsilon) - R]}{2r}. \quad (8)$$

С учетом сдвига начальной фазы (8) диаграмма направленности АФАР G (*R*,α,ε) приобретает следующий вид

$$G(R,\alpha,\varepsilon) = 1 + \sum_{n=1}^{N} w_n e^{i\psi_n(R,\alpha,\varepsilon)}. \quad (9)$$

На рис. 2 приведены в качестве примера результаты расчета модуля G (*R*,α,ε) при $R/r=10^4$, $w_1 = w_2 = \ldots = w_6 = 1$, ε = 15, 30, 60 и 85º.

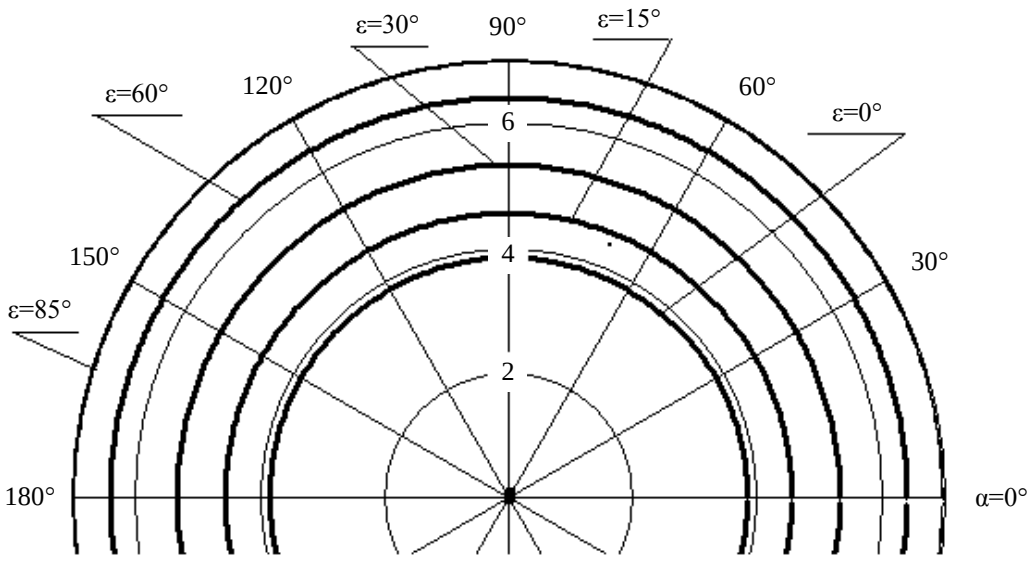


Рис. 2. Результаты расчета диаграммы направленности АФАР при $w_1 = w_2 = \ldots = w_6 = 1$

Согласно приведенным результатам расчета, диаграмму направленности АФАР при равенстве единице диаграммообразующих множителей можно считать круговой. При ε ≈90° модуль диаграммы направленности G (*R*,α,ε) примерно равен семи. Это объясняется когерентным суммированием сигналов, принятых семью элементарными антеннами. По мере уменьшения угла места происходит нарушение когерентности, модуль диаграммы направленности G (*R*,α,ε) убывает, достигая 3,8 при ε ≈ 0°.

2. Формирование нулей диаграммы направленности в направлениях на источники радиопомех

Адаптивная фазированная антенная решетка, рассматриваемая в настоящей работе, имеет шесть степеней свободы (на единицу меньше количества элементарных антенн). Это означает, что можно выбрать шесть направлений и в каждом из них задать желаемое значение диаграммы направленности. В направлениях постановщиков радиопомех естественно задавать нулевые зна-

чения, а отличные от нуля значения – в направлениях на источники полезного сигнала.

Значения диаграммообразующих комплексных множителей w_1, w_2, … w_6 при заданных значениях диаграммы направленности G_1, G_2 … G_6 определяются в результате решения системы нелинейных уравнений:

$$\left|1+\sum_{n=1}^{6} w_n e^{i\psi n(R,\alpha_1,\varepsilon_1)}\right| = G_1;$$

$$\left|1+\sum_{n=1}^{6} w_n e^{i\psi n(R,\alpha_2,\varepsilon_2)}\right| = G_2;$$

$$\left|1+\sum_{n=1}^{6} w_n e^{i\psi n(R,\alpha_6,\varepsilon_6)}\right| = G_6. \qquad (10)$$

Система уравнений (10) решалась методом Левенберга–Марквардта [15]. В табл. 1 приведены исходные данные для расчета диаграммообразующих множителей в зависимости от углов азимута и места. Затем по формуле (9) рассчитывались диаграммы направленности G.

Таблица 1. Исходные данные для расчета диаграмм направленности

Номер направления	Азимутальный угол α, град	Угол места ε, град	Заданные значения коэффициента усиления		
			при одном постановщике помех	при двух постановщиках помех	при трех постановщиках помех
1	0	0	1	1	1
2	60	10	1	0	0
3	120	30	1	1	1
4	180	40	0	0	0
5	240	50	1	1	1
6	300	30	1	1	0

На рис. 3, 4 и 5 в качестве примеров приведены результаты расчетов объемных диаграмм направленности АФАР при одной, двух и трех радиопомехах соответственно.

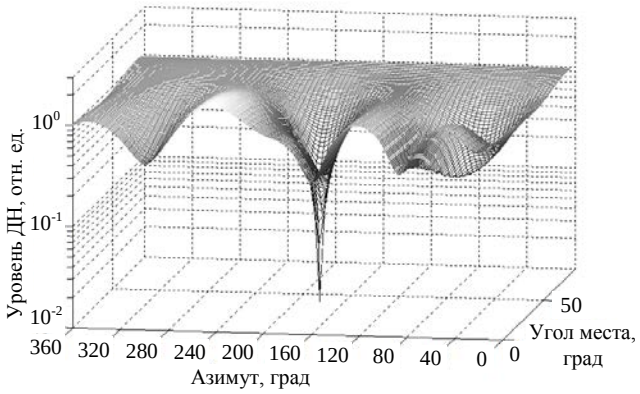


Рис. 3. Диаграмма направленности АФАР при одной радиопомехе

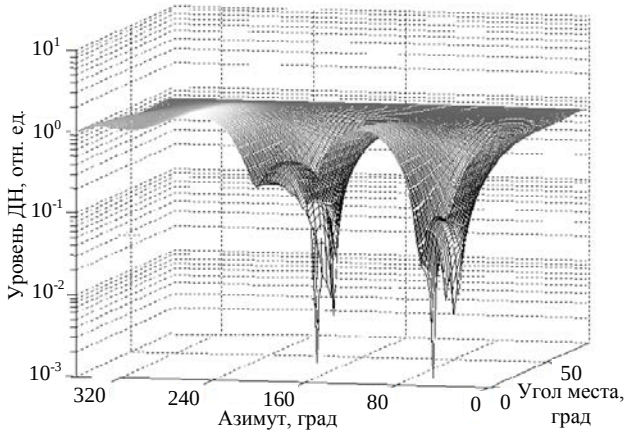


Рис. 4. Диаграмма направленности АФАР при двух радиопомехах

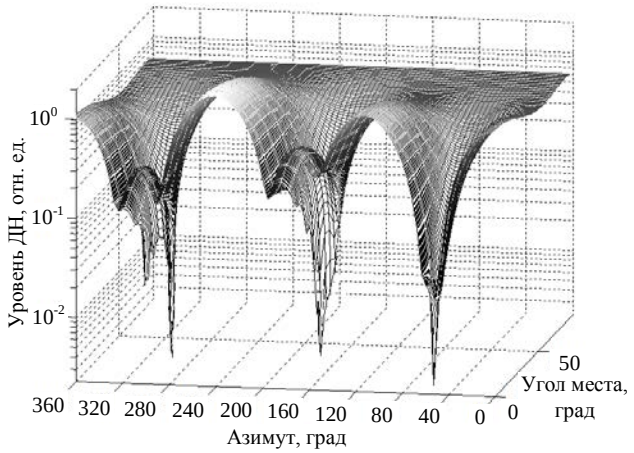


Рис. 5. Диаграмма направленности АФАР при трех радиопомехах

На рис. 6 приведены сечения диаграмм направленностей АФАР в азимутальной плоскости при значениях углов места ε = 10°, 30° и 40°, рассчитанные для случая трех постановщиков радиопомех.

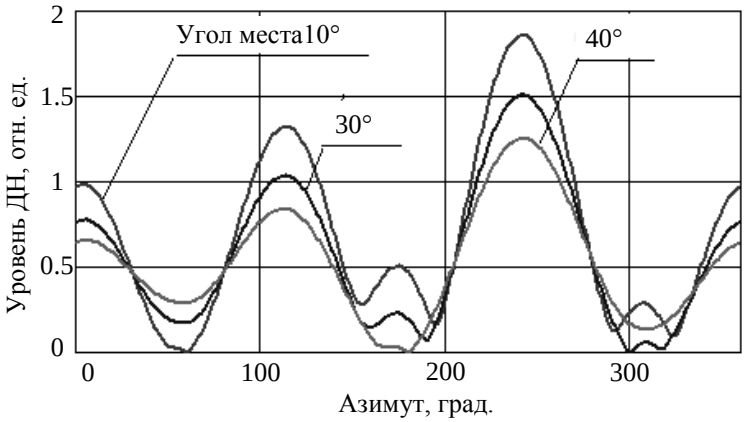


Рис. 6. Диаграмма направленности АФАР в горизонтальной плоскости при различных значениях угла места

Из результатов расчета следует, что в идеальном случае при одном постановщике помех формируется провал в диаграмме направленности АФАР в заданном направлении до нулевого уровня. На основе метода аналогов с привлечением экспериментальных результатов, приведенных в [11], можно утверждать о возможности получения глубины провала в нормированной диаграмме направленности реальной АФАР до минус 40 дБ.

При количестве постановщиков радиопомех два и более появляются дополнительно непрогнозируемые провалы в диаграмме направленности АФАР. С целью исключения возможности попадания направления на источник полезного сигнала в провал диаграммы направленности целесообразно при вычислении диаграммообразующих множителей задавать в выражении (10) неравные нулю значения диаграммы с учетом ожидаемого направления прихода полезных сигналов.

3. Пеленгование источников радиопомех

В практике радиоэлектронной борьбы координаты источников радиопомех противника с высокой вероятностью будут априорно неизвестны. Однако это не исключает возможность формирования провалов диаграммы направленности АФАР в направлениях на эти источники.

Для этого необходимо возложить на устройство пространственной селекции сигналов дополнительно задачу обеспечения пеленгования постановщиков радиопомех и включить в состав устройства следующие составные части [13, 14]:

– ведущий приемный канал в составе: смеситель См1, усилитель промежуточной частоты УПЧ1 и аналого-цифровой преобразователь АЦП1;

– фазовый коммутатор;

– ведомый приемный канал в составе: смеситель См2, усилитель промежуточной ча-

стоты УПЧ2 и аналого-цифровой преобразователь АЦП2;

– гетеродин, общий для ведущего и ведомого приемных каналов;

– фазовый детектор ФД;

– контроллер 2.

Ведущий приемный канал осуществляет прием, усиление и преобразование в двоичный код выходного напряжения ведущей антенны A_0.

Фазовый коммутатор последовательно подает на вход ведомого приемного канала выходные сигналы антенн A_1, A_2 … A_6. Ведомый приемный канал осуществляет прием, усиление и преобразование в двоичный код подаваемого на него напряжения.

Фазовый детектор определяет разности фаз Ψ_1,Ψ_2 … Ψ_6 между сигналом на выходе ведущей антенны A_0 и подаваемыми на него выходными сигналами ведомых антенн A_1, A_2 … A_6, соответственно, и подает полученные результаты в контроллер 2.

Контроллер 2 вычисляет координаты постановщика радиопомех и передает их в контроллер 1.

При пеленговании одиночного постановщика помех контроллер 2 решает систему уравнений

$$\begin{cases} \sqrt{(A-X_1)^2+(B-Y_1)^2+C^2}-\sqrt{(A-X_4)^2+(B-Y_4)^2+C^2}=\dfrac{r(\Psi_1-\Psi_4)}{\pi}; \\ \sqrt{(A-X_2)^2+(B-Y_2)^2+C^2}-\sqrt{(A-X_5)^2+(B-Y_5)^2+C^2}=\dfrac{r(\Psi_2-\Psi_5)}{\pi}; \\ \sqrt{(A-X_3)^2+(B-Y_3)^2+C^2}-\sqrt{(A-X_6)^2+(B-Y_6)^2+C^2}=\dfrac{r(\Psi_3-\Psi_6)}{\pi}; \end{cases} \quad (11)$$

относительно неизвестных A, B и C и далее вычисляет азимут и угол места постановщика помех по формулам

$$\alpha = arctg\left(\frac{B}{A}\right); \quad (12)$$

$$\varepsilon = arctg\left(\frac{C}{\sqrt{A^2+B^2}}\right). \quad (13)$$

При одновременном пеленговании нескольких постановщиков радиопомех сложность задач, решаемых контроллером 2, значительно возрастает и требует использования математического аппарата статистической радиотехники.

Алгоритмы функционирования пеленгаторов дециметрового диапазона радиоволн разработаны ранее. Известно большое количество разнообразных методов пеленгования источников излучения с использованием ФАР: амплитудный, фазовый, допплеровский и ряд других. Общее для наиболее распространенных методов пеленгования – это формирование ковариационной матрицы сигналов, принимаемых каждым каналом антенной решетки, и формирование пространственного спектра с ее использованием или использованием ее собственных чисел и собственных векторов. Среди таких алгоритмов можно назвать различные варианты алгоритмов Кейпона [17–19], MUSIC [20], ESPRIT [21, 22] и др. Методы, в основном, приобрели канонический вид, и их рассмотрение выходит за рамки настоящей работы. Среднеквадратическая погрешность пеленгования серийно выпускаемых пеленгаторов в дециметровом диапазоне частот не более 1,5°.

Определив направления на источники излучения с помощью одного из этих алгоритмов, можно будет сформировать необходимые значения диаграммы направленности антенной решетки в направлениях на эти источники с использованием методики, предложенной в рассматриваемой статье.

4. Эффективность пространственной селекции сигналов навигационных космических аппаратов

Согласно данным, приведенным на рис. 3–6, значение диаграммы направленности возрастает по мере увеличения углового расстояния между реальным направлением на постановщик радиопомех и направлением ее нулевого уровня.

Аппроксимируем зависимость диаграммы направленности G от угла γ между реальным направлением на постановщик радиопомех и направлением ее нулевого уровня зависимостью

$$G \approx S \cdot \gamma, \quad (14)$$

где $S = |dG/d\gamma|$ – модуль градиента диаграммы направленности в точке нулевого уровня диаграммы. Будем считать угол γ равным погрешности пеленгатора.

Результаты расчета модуля градиента с использованием численного дифференцирования приведены в табл. 2. Значения диаграммы направленности ФАР в направлении навигационных космических аппаратов примем равными единице. Тогда с использованием выражения (14) и приведенных в табл. 2 данных получим, что энергетический выигрыш за счет пространственной селекции полезных сигналов составляет более 37 дБ. Это позволяет утверждать, что метод пространственной селекции полезного сигнала при возложении на ФАР дополнительной задачи пеленгации полезного сигнала незначительно отличается по эффективности от метода, предложенного в [2,8] и исследованного экспериментально в [11].

Таблица 2. Результаты расчета градиента комплексной диаграммы направленности в точке ее нулевого уровня

Номер направления	Азимутальный угол α, град	Угол места ε, град	Значения модуля градиента в точке нулевого уровня ДН, отн. ед./град.		
			при одном постановщике помех	при двух постановщиках помех	при трех постановщиках помех
1	60	10	–	0,002	0,002
2	180	40	0,011	0,009	0.013
3	300	30	–	–	0,003

Заключение

Практически все известные работы в области пространственной селекции полезных сигналов основаны на идеях и методах, предложенных в [2] и [8]. Эти методы обеспечивают минимизацию разности между принятым полезным сигналом и опорным сигналом, совпадающим с полезным сигналом по структуре и временному положению, и трудно реализуемы. Упрощение метода посредством использования опорного сигнала в виде копии помехового сигнала с известной структурой возможно только в случаях обеспечения ЭМС отечественных средств создания радиопомех и приемных устройств отечественных РЭС при их одновременной работе на совпадающих частотах.

Авторами настоящей работы предложен новый метод селекции полезных сигналов с использованием ФАР, отличающийся от известных следующим рядом признаков:

– отсутствием необходимости воспроизведения копии полезного или помехового сигнала, совпадающего по структуре и временному положению с принятым сигналом;

– использованием априорной или поступающей от внешнего источника информации о местоположении постановщика радиопомех;

– возложением на ФАР дополнительной задачи пеленгования источников радиопомех.

Метод может быть реализован с использованием известных технических решений по построению передающих устройств и пеленгаторов в серийно выпускаемых РЭС. Предварительная оценка показала примерно одинаковую эффективность метода, предложенного в настоящей работе и метода, предложенного в [2] и [8] в условиях известного полезного сигнала.

Литература

1. *Ширман Я.Д.* Статистический анализ оптимального разрешения // Радиотехника и электроника. 1961. Т. 6. № 8. С. 1237–1246.

2. *Widrow B., Mantey P.E., Griffiths L.J., Goode B.B.* Adaptive antenna systems // Proc. IEEE. Dec. 1967. Vol. 55. Pp. 2143.

3. *Howells P.* Explorations on fixed and adaptive resolution at GE and SURC // IEEE Trans. 1976. Vol. AP-24, № 4. Pp. 575–584

4. А. с. № 296267. Способ автоматической регулировки амплитуды и фазы компенсирующего сигнала в радиоприемных устройствах с подавлением коррелированных помех двухканальным компенсационным методом / Я.Д. Ширман, С.И. Красногоров (СССР). № 296267; заявл. 27.01.62; опубл. 1988. Бюл. изобретений № 2.

5. А. с. № 324956. Способ компенсации коррелированных помех и автоматической ориентации нулей диаграммы направленности на источники помех / Я.Д. Ширман, С.И. Красногоров (СССР). № 324956; заявл. 02.03.63 ; опубл. 1988. Бюл. изобретений № 33.

6. *Ширман Я.Д.* Этапы развития и проблемы теории и техники разрешения радиолокационных сигналов / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос, Д.И. Леховицкий // М.: Радиотехника. 1997. № 1. С. 31–42.

7. *Фединин В.В.* Статистический анализ многоканальной адаптивной системы с корреляционными обратными связями // Радиотехника и электроника. 1982. Т. 27. № 8. 1548 с.

8. *Монзинго Р.А., Миллер Т.У.* Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию / Пер. с англ. под ред. В.А. Лексаченко. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.

9. *Ширман Я.Д., Багдасарян С.Т., Маляренко А.С., Леховицкий Д.И. и др.* Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / Под ред. Я.Д. Ширмана. 2-е изд., перераб. и доп. // М.: Радиотехника, 2007. 512 с.

10. *Маркин В.Г.* Сравнительный анализ эффективности применения рекурсивных алгоритмов в адаптивных антенных решетках // М.: Радиотехника. 2013. №3. С.76–78.

11. *Соколов И.М., Калмыков П.В., Дединец Е.Ф.* Результаты испытаний антенного помехоподавителя ГНСС [Текст] //«Новости навигации», 2014. № 1. С. 25–27.

12. *Журавлев А.В., Безмага В.М., Смолин А.В.* Нетрадиционный способ компенсации радиопомех в навигационной аппаратуре потребителей ГНСС // Радиотехника. 2014. № 6. С. 16–21.

13. *Ашихмин А.В., Козьмин В.А., Рембовский А.М., Сергиенко А.Р.* Технические характеристики и особенности построения автоматических радиопеленгаторов семейства «Артикул» // Спецтехника и связь. 2008. № 2. С. 26–35.

14. *Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А.* Радиомониторинг: задачи, методы, средства / Под ред. А.М. Рембовского // М.: Горячая линия-Телеком, 2006. 492 с.

15. *Gavin Henri P.*, The Levenberg-Marquardt method for nonlinear least squares curve-fitting problems Department of Civil and Environmental Engineering Duke University. March 9, 2016. Pp. 1–17.

16. *Кукес И.С., Старик М.Е.* Основы радиопеленгации. М.: Сов. радио, 1964. 642 с.

17. *Кейпон Дж.* Пространственно-временной спектральный анализ с высоким разрешением // ТИИЭР. 1969. Т. 57, № 8. С. 59–69.

18. *Джонсон Д.Х.* Применение методов спектрального оценивания к задачам определения угловых координат источников излучения // ТИИЭР. 1982. Т. 70, № 9. С. 126–138.

19. *Гершман А.Б., Ермолаев В.Т., Флаксман А.Г.* Адаптивное разрешение некоррелированных источников по угловой координате // Изв. вузов. Радиофизика. 1988. Т. 31, № 8. С. 941–946.

20. *Schmidt R.* Multiple emitter location and signal parameter estimation // Proc. RADC Spectrum Estimation Workshop. 1979. Pp. 243–258.

21. *Roy R.H.* ESPRIT. Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques: Ph. D. dissertation Stanford University, Stanford, CA. Aug. 1987. 283 p.

22. *Шахтарин Б.И., Фофанов Д.А., Морозова В.Д.* Локализация широкополосных источников сигнала с использованием алгоритма ESPRIT // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2010. № 1. С. 74–87.

Статья поступила в редакцию 21 сентября 2016 года

УДК 621.391

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ВОЗДЕЙСТВИЯ ИМПУЛЬСНОЙ ГАРМОНИЧЕСКОЙ ПОМЕХИ НА КОГЕРЕНТНЫЙ ПРИЁМНИК СИГНАЛОВ С ДВУКРАТНОЙ ФАЗОРАЗНОСТНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

К.Ю. Ложкин, к.т.н., доцент, докторант, e-mail: k.yu.lozhkin@mail.ru
А.И. Стиценко, с.н.с., соискатель, e-mail: sticenko@mail.ru
С.С. Прожеторко, науч. сотр., e-mail: vsugrup@gmail.ru
ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

На основе метода индикаторов решений о переданных элементах получены формулы вероятностей правильного приёма последовательности из m посылок в приёмнике нефедингующих сигналов с двукратной фазоразностной манипуляцией на фоне импульсной гармонической помехи. Дан анализ полученных зависимостей вероятности правильного приёма последовательности из m посылок сигнала, а также отношения помеха–сигнал на входе подавляемого приёмника при фиксированном значении этой вероятности от различных параметров сигнала и помехи.

***Ключевые слова**: двукратная фазоразностная манипуляция, импульсная гармоническая помеха, вероятность искажения, полусумма индикаторов.*

THE PULSE HARMONIC INTERFERENCE EFFECTIVENESS REGARDING A COHERENT DQPSK SIGNALS RECEIVER

K.Yu. Lozhkin, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor, Doctoral Candidate, e-mail: k.yu.lozhkin@mail.ru
A.I. Stitsenko, Senior Research Engineer, applicant, e-mail: sticenko@mail.ru
S.S. Prozhetorko, Research Engineer, e-mail: vsugrup@gmail.ru
Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh)

Using the method of indicators of transmitted elements problem, we have obtained probability equations for the correct reception of a m transmission sequence in a non-fading DQPSK signal receiver subject to pulse harmonic interference. The analysis of the obtained probability dependences as well as jam-to-signal ratio at the suppressed receiver input with the fixed probability value using various signal and noise parameters is given.

***Keywords**: DQPSK, pulse harmonic interference, probability of distortion, indicator half-sum.*

Сигналы с двукратной фазоразностной манипуляцией (ДФРМ) находят широкое применение в системах радиосвязи различных диапазонов частот. Известны результаты исследований эффективности когерентного приёма ДФРМ сигнала (DQPSK – Differential Quadrature Phase Shift Keying) в условиях воздействия различных по структуре непрерывных во времени помех по показателю в виде вероятности правильного приёма последовательности из m посылок сигнала [1]. Однако исследования эффективности приёма этих сигналов в условиях воздействия различных по структуре помех являются недостаточно полными [1], поскольку отсутствуют результаты оценки вероятности правильного приёма последовательности из m посылок простого незамирающего ДФРМ сигнала на фоне незамирающей импульсной гармонической помехи (ИГП), являющейся удовлетворительной моделью ряда дискретизированных во времени преднамеренных и непреднамеренных помех.

Поэтому задача получения и анализа зависимостей вероятности правильного приёма последовательности из m посылок незамирающего простого ДФРМ сигнала, а также отношения помеха–сигнал на входе подавляемого приёмника при фиксированном значении этой вероятности от различных параметров сигнала и незамирающей ИГП является актуальной.

Пусть на входе когерентного приёмника ДФРМ сигналов [2, с. 118, 123] на интервале приёма k-й посылки $(k-1)T_s \le t < kT_s$, содержащей информацию о двоичных элементах $i_k = 0,1$ и $j_k = 0,1$ первого (I) и второго (II) квадратурных каналов, действует аддитивная смесь ДФРМ сигнала $s_k(t) = \frac{U_s}{\sqrt{2}}\Big[(-1)^{i_k}\cos(\omega_s t + \varphi_s - \pi/4) +$

$+(-1)^{j_k}\sin(\omega_s t+\varphi_s-\pi/4)\big]$ с амплитудой U_s, частотой ω_s, начальной фазой ϕ_s и ИГП.

Положим, что ИГП представляет собой последовательность радиоимпульсов длительностью T_{jm} с амплитудой U_{jm}, частотой $\omega_{jm}=\omega_s$ и случайной начальной фазой ϕ_{jm}, изменяющейся от сеанса к сеансу связи и распределенной равновероятно в интервале $[0,2\pi]$. Пауза между помеховыми импульсами равна t_{jm}. Введем обозначения: $T_{jm}/T_s=r$, $t_{jm}/T_s=\alpha$. Для простоты будем считать, что r и α – натуральные числа. В этом случае скважность ИГП $Q=(r+\alpha)/r$.

Поставленную задачу решим с применением показателя в виде вероятности правильного приёма последовательности из m посылок сигнала [1, п. 3.8], который учитывает совместную помехоустойчивость приёма информации в обоих каналах приёмника и характеризует правильный приём $2m$-значной кодовой комбинации (КК) в случае передачи одного потока информации по двум каналам или одновременный правильный приём двух m-значных КК в случае передачи двух потоков информации по соответствующим каналам.

При приёме последовательности из m посылок сигнала на фоне ИГП может оказаться, что его k-й, $k=\overline{1,m}$, элемент будет накрыт импульсом помехи полностью или частично (в конце или в начале) либо будет приниматься в паузе между помеховыми импульсами. Это зависит от взаимного положения помеховых импульсов и элементов сигнала на входе приёмника. Число вариантов взаимного положения ИГП и последовательности из m посылок сигнала (число конфигураций ИГП) равно количеству элементов этой последовательности $(r+\alpha)$, укладывающихся на периоде ИГП. Все конфигурации помехи появляются с одинаковыми вероятностями

$$p_g=1/(r+\alpha),\ g=\overline{1,(r+\alpha)}. \qquad (1)$$

Каждая g-я конфигурация характеризуется длительностью интервала совпадения τ_g помехового импульса с первым из накрытых им элементом m-значной последовательности посылок сигнала. Величина τ_g является случайной и распределена при любом g по закону $W(\tau_g)=1/T_s$, $0\le\tau_g\le T_s$.

Все конфигурации ИГП можно разделить, в зависимости от соотношения параметров m, r и α, на пять непересекающихся групп так, чтобы вероятности правильного приёма последовательности из m посылок сигнала для помех одной группы определялись одним и тем же выражением. Если целую часть $]\cdot[$ от деления величины mT_s на период ИГП $(r+\alpha)T_s$ обозначить через $\varepsilon=]m/(r+\alpha)[$ и ввести обозначение $\eta=m-\varepsilon(r+\alpha)$, то номер группы N, к которой относится конкретная конфигурация ИГП, определяется из условий [1, п. 3.2]

$$N=\begin{cases}1, & \eta=0,\\ 2, & 0<\eta\le\min\{r,\alpha\},\\ 3, & r<\eta\le\alpha,\\ 4, & \alpha<\eta\le r,\\ 5, & \max\{r,\alpha\}<\eta\le r+\alpha.\end{cases} \qquad (2)$$

Вероятность правильного приёма последовательности из m посылок ДФРМ сигнала для каждой из N групп конфигураций ИГП обозначим через P_{mN}. С учетом (1) её выражение получим по формуле полной вероятности

$$P_{mN}=\frac{1}{r+\alpha}\sum_{g=1}^{r+\alpha}P_{mgN}, \qquad (3)$$

где P_{mgN} – вероятность правильного приёма последовательности из m посылок сигнала в условиях g-й конфигурации ИГП.

Положим, что для передачи информации используется безызбыточный код. В этом случае вероятности P_{mgN} определим методом индикаторов решений о переданных элементах [1, 3, 4], учитывая, что двоичные элементы i_k и j_k, $k=\overline{1,m}$, являются независимыми и принимают значения 0 или 1 равновероятно. Для этого конкретизируем приведенные в [1, п. 3.8] правила принятия решений о приёме элементов i_k и j_k, на их основе определим индикаторы I_{gIik}, I_{gIIjk} правильных решений о приёме этих элементов в условиях воздействия g-й конфигурации ИГП, а также получим их полусуммы I_{gIk}, I_{gIIk}, $g=\overline{1,(r+\alpha)}$.

Определяемые на основании [1, пп. 3.2, 3.8] полусуммы индикаторов I_{gIk}, I_{gIIk}, в зависимости от номеров N, k и g, можно разделить на

четыре вида: I_{AI}, I_{AII}; I_{BI}, I_{BII}; I_{CI}, I_{CII}; I_{DI}, I_{DII}. Полусуммы индикаторов I_{AI}, I_{AII} и I_{CI}, I_{CII} описывают ситуации, в которых импульс помехи накрывает соответственно конец и начало последовательности из m посылок сигнала, а полусуммы индикаторов I_{BI}, I_{BII} и I_{DI}, I_{DII} соответственно описывают ситуации, в которых посылка сигнала полностью накрывается импульсом помехи и принимается в паузах между её импульсами.

Для случая воздействия ИГП на рассматриваемый когерентный приёмник ДФРМ сигналов [2, с. 118, 123] полусуммы индикаторов I и II каналов имеют вид

$$I_{AIk}=\begin{cases}1, & (1-\Theta)\left|\cos\Delta\phi\right|\le\dfrac{h_s}{\sqrt{2}},\\ \dfrac{1}{2}, & (1-\Theta)\left|\cos\Delta\phi\right|>\dfrac{h_s}{\sqrt{2}};\end{cases}\qquad I_{BIk}=\begin{cases}1, & \left|\cos\Delta\phi\right|\le\dfrac{h_s}{\sqrt{2}},\\ \dfrac{1}{2}, & \left|\cos\Delta\phi\right|>\dfrac{h_s}{\sqrt{2}};\end{cases}\qquad I_{CIk}=\begin{cases}1, & \Theta\cdot\left|\cos\Delta\phi\right|\le\dfrac{h_s}{\sqrt{2}},\\ \dfrac{1}{2}, & \Theta\cdot\left|\cos\Delta\phi\right|>\dfrac{h_s}{\sqrt{2}};\end{cases}$$

$$I_{DIk}=1,\quad h_s>1;\qquad I_{AIIk}=\begin{cases}1, & (1-\Theta)\left|\sin\Delta\phi\right|\le\dfrac{h_s}{\sqrt{2}},\\ \dfrac{1}{2}, & (1-\Theta)\left|\sin\Delta\phi\right|>\dfrac{h_s}{\sqrt{2}};\end{cases}\qquad I_{BIIk}=\begin{cases}1, & \left|\sin\Delta\phi\right|\le\dfrac{h_s}{\sqrt{2}},\\ \dfrac{1}{2}, & \left|\sin\Delta\phi\right|>\dfrac{h_s}{\sqrt{2}};\end{cases}$$

$$I_{CIIk}=\begin{cases}1, & \Theta\cdot\left|\sin\Delta\phi\right|\le\dfrac{h_s}{\sqrt{2}},\\ \dfrac{1}{2}, & \Theta\cdot\left|\sin\Delta\phi\right|>\dfrac{h_s}{\sqrt{2}};\end{cases}\qquad I_{DIIk}=1,\ h_s>1, \tag{4}$$

где $h_s=U_s/U_{jm}$ – отношение сигнал–помеха на входе приёмника; $\Delta\phi=\phi_{jm}-\phi_s$ – разность начальных фаз ИГП и сигнала, распределенная по закону $W(\Delta\phi)=1/(2\pi)$; $0\le\Delta\phi\le2\pi$, $\Theta=\tau_g/T_s$ – случайная величина, распределенная по закону $W(\Theta)=1$, $0\le\Theta\le1$.

Следуя рекомендациям [1, пп. 3.2, 3.8, ф. (3.45) и (3.131)], с учетом (4) запишем выражение для определения вероятностей P_{mgN}:

$$\begin{aligned}P_{mgN}&=M\left\{\left(I_{AI}I_{AII}\right)^{A_{gN}}\left(I_{BI}I_{BII}\right)^{B_{gN}}\left(I_{CI}I_{CII}\right)^{C_{gN}}\left(I_{DI}I_{DII}\right)^{D_{gN}}\right\}+\\ &+M\left\{\left(\left(1-I_{AI}\right)\left(1-I_{AII}\right)\right)^{A_{gN}}\left(\left(1-I_{BI}\right)\left(1-I_{BII}\right)\right)^{B_{gN}}\left(\left(1-I_{CI}\right)\left(1-I_{CII}\right)\right)^{C_{gN}}\left(\left(1-I_{DI}\right)\left(1-I_{DII}\right)\right)^{D_{gN}}\right\}+\\ &+2M\left\{\left(\frac{1}{2}\left[I_{AI}\cdot\left(1-I_{AII}\right)+\left(1-I_{AI}\right)\cdot I_{AII}\right]\right)^{A_{gN}}\left(\frac{1}{2}\left[I_{BI}\cdot\left(1-I_{BII}\right)+\left(1-I_{BI}\right)\cdot I_{BII}\right]\right)^{B_{gN}}\times\right.\\ &\left.\times\left(\frac{1}{2}\left[I_{CI}\cdot\left(1-I_{CII}\right)+\left(1-I_{CI}\right)\cdot I_{CII}\right]\right)^{C_{gN}}\left(\frac{1}{2}\left[I_{DI}\left(1-I_{DII}\right)+\left(1-I_{DI}\right)I_{DII}\right]\right)^{D_{gN}}\right\},\end{aligned} \tag{5}$$

где $M\{\cdot\}$ – символ математического ожидания; A_{gN}, B_{gN}, C_{gN}, D_{gN} – количество полусумм индикаторов каждого типа в произведении под знаком математического ожидания; $A_{gN}+B_{gN}+C_{gN}+D_{gN}=m$, $g=\overline{1,(r+\alpha)}$.

Из (5) с учетом (4) следует, что нахождение величины D_{gN}, $g=\overline{1,(r+\alpha)}$, не требуется, поскольку при любом её значении сомножитель $I_{DI}^{D_{gN}}=I_{DII}^{D_{gN}}=1$ не изменяет значение произведения под знаком математического ожидания в (5). Поэтому выражение (5) принимает вид

$$P_{mgN} = M\left\{\left(I_{AI}I_{AII}\right)^{A_{gN}}\left(I_{BI}I_{BII}\right)^{B_{gN}}\left(I_{CI}I_{CII}\right)^{C_{gN}}\right\} +$$

$$+M\left\{\left(\left(1-I_{AI}\right)\left(1-I_{AII}\right)\right)^{A_{gN}}\left(\left(1-I_{BI}\right)\left(1-I_{BII}\right)\right)^{B_{gN}}\left(\left(1-I_{CI}\right)\left(1-I_{CII}\right)\right)^{C_{gN}}\right\} +$$

$$+2M\left\{\left(\frac{1}{2}\left[I_{AI}\cdot\left(1-I_{AII}\right)+\left(1-I_{AI}\right)\cdot I_{AII}\right]\right)^{A_{gN}}\left(\frac{1}{2}\left[I_{BI}\cdot\left(1-I_{BII}\right)+\left(1-I_{BI}\right)\cdot I_{BII}\right]\right)^{B_{gN}}\times\right.$$

$$\left.\times\left(\frac{1}{2}\left[I_{CI}\cdot\left(1-I_{CII}\right)+\left(1-I_{CI}\right)\cdot I_{CII}\right]\right)^{C_{gN}}\right\}. \qquad (6)$$

Выражения для расчета величин A_{gN}, B_{gN} и C_{gN}, $g=\overline{1,(r+\alpha)}$, для ИГП с натуральными значениями параметров r и α приведены в таблице [1, п. 3.2].

Таблица

Выражения величин A_{gN}, B_{gN} и C_{gN} для ИГП с натуральными значениями параметров r и α

N	Подмножество R_1	Подмножество R_2	Подмножество R_3	Подмножество R_4
1	$A_{g1}=C_{g1}=\varepsilon$, $B_{g1}=\varepsilon\,(r-1)$, $g=\overline{1,(r+\alpha)}$	–	–	–
2	$A_{g2}=C_{g2}=\varepsilon$, $B_{g2}=\varepsilon\,(r-1)$, $g=\overline{1,(\alpha-\eta)}$	$A_{g2}=C_{g2}=\varepsilon$, $B_{g2}=\varepsilon\,(r-1)+\eta$, $g=\overline{1,(r-\eta)}$	$A_{g2}=\varepsilon$, $C_{g2}=\varepsilon+1$, $B_{g2}=\varepsilon\,(r-1)+g-1$, $g=\overline{1,\eta}$	$A_{g2}=\varepsilon+1$, $C_{g2}=\varepsilon$, $B_{g2}=\varepsilon\,(r-1)+g-1$, $g=\overline{1,\eta}$
3	$A_{g3}=C_{g3}=\varepsilon$, $B_{g3}=\varepsilon\,(r-1)$, $g=\overline{1,(\alpha-\eta)}$	$A_{g3}=C_{g3}=\varepsilon+1$, $B_{g3}=(\varepsilon+1)(r-1)$, $g=\overline{1,(\eta-r)}$	$A_{g3}=\varepsilon$, $C_{g3}=\varepsilon+1$, $B_{g3}=\varepsilon\,(r-1)+g-1$, $g=\overline{1,r}$	$A_{g3}=\varepsilon+1$, $C_{g3}=\varepsilon$, $B_{g3}=\varepsilon\,(r-1)+g-1$, $g=\overline{1,r}$
4	$A_{g4}=C_{g4}=\varepsilon+1$, $B_{g4}=\varepsilon\,(r-1)+\eta-\alpha-1$, $g=\overline{1,(\eta-\alpha)}$	$A_{g4}=C_{g4}=\varepsilon$, $B_{g4}=\varepsilon\,(r-1)+\eta$, $g=\overline{1,(r-\eta)}$	$A_{g4}=\varepsilon$, $C_{g4}=\varepsilon+1$, $B_{g4}=\varepsilon\,(r-1)+g+\eta-\alpha-1$, $g=\overline{1,\alpha}$	$A_{g4}=\varepsilon+1$, $C_{g4}=\varepsilon$, $B_{g4}=\varepsilon\,(r-1)+g+\eta-\alpha-1$, $g=\overline{1,\alpha}$
5	$A_{g5}=C_{g5}=\varepsilon+1$, $B_{g5}=\varepsilon\,(r-1)+\eta-\alpha-1$, $g=\overline{1,(\eta-\alpha)}$	$A_{g5}=C_{g5}=\varepsilon+1$, $B_{g5}=(\varepsilon+1)(r-1)$, $g=\overline{1,(\eta-r)}$	$A_{g5}=\varepsilon$, $C_{g5}=\varepsilon+1$, $B_{g5}=\varepsilon\,(r-1)+g+\eta-\alpha-1$, $g=\overline{1,(r-\eta+\alpha)}$	$A_{g5}=\varepsilon+1$, $C_{g5}=\varepsilon$, $B_{g5}=\varepsilon\,(r-1)+g+\eta-\alpha-1$, $g=\overline{1,(r-\eta+\alpha)}$

В указанной таблице для групп конфигураций ИГП $N=2\ldots5$ величины A_{gN}, B_{gN} и C_{gN} разбиты на четыре непересекающихся подмножества R_1, R_2, R_3 и R_4, в каждом из которых эти величины определяются одними и теми же выражениями. Количество элементов в подмножествах равно верхнему пределу изменения переменной g. Поэтому выражение (3) для $N=2\ldots5$ может быть представлено в виде четырех групп слагаемых:

$$P_{mN}=\begin{cases}\dfrac{1}{r+\alpha}\displaystyle\sum_{g\in R_1}P_{mgN}(R_1), \text{ если } N=1,\\ \dfrac{1}{r+\alpha}\left[\displaystyle\sum_{g\in R_1}P_{mgN}(R_1)+\sum_{g\in R_2}P_{mgN}(R_2)+\sum_{g\in R_3}P_{mgN}(R_3)+\sum_{g\in R_4}P_{mgN}(R_4)\right], \text{ если } N=2\ldots5.\end{cases} \qquad (7)$$

Искомые зависимости вероятности P_{mN} найдем путем подстановки в (6) полусумм индикаторов (4) и величин A_{gN}, B_{gN} и C_{gN} из таблицы, усреднения (6) по переменным Θ, $\Delta\phi$ и последующей подстановки полученных вероятностей P_{mgN} (6) в (7).

В результате получим выражения вероятностей P_{mN} для численного интегрирования.

Для $N = 1$ получим выражение

$$P_{m1} = \frac{1}{r+\alpha}\sum_{g=1}^{r+\alpha} P_{mg1}(R_1). \qquad (8)$$

Для $N = 2$ искомое выражение P_{m2} принимает вид

$$P_{m2} = \frac{1}{r+\alpha}\left[\sum_{g=1}^{\alpha-\eta} P_{mg2}(R_1) + \sum_{g=1}^{r-\eta} P_{mg2}(R_2) + \sum_{g=1}^{\eta} P_{mg2}(R_3) + \sum_{g=1}^{\eta} P_{mg2}(R_4)\right]. \qquad (9)$$

Поскольку для подмножеств R_1 и R_2 выражения величин A_{gN}, B_{gN} и C_{gN} не зависят от g, то первая и вторая суммы под знаком квадратных скобок в (9) преобразуются к виду $(\alpha-\eta)P_{mg2}(R_1)$ и $(r-\eta)P_{mg2}(R_2)$ соответственно.

Кроме того, при $\alpha > m$ вероятность $P_{mg2}(R_1) = 1$, поскольку последовательность из m посылок ДФРМ сигнала целиком оказывается в паузе между помеховыми импульсами и не искажается.

С учетом изложенного выражение вероятности P_{m2} представим в виде

$$P_{m2} = \begin{cases} \dfrac{\alpha-\eta}{r+\alpha}P_{mg2}(R_1) + \dfrac{r-\eta}{r+\alpha}P_{mg2}(R_2) + \dfrac{1}{r+\alpha}\sum\limits_{g=1}^{\eta} P_{mg2}(R_3) + \dfrac{1}{r+\alpha}\sum\limits_{g=1}^{\eta} P_{mg2}(R_4), \text{ если } \alpha \le m, \\ \dfrac{\alpha-\eta}{r+\alpha} + \dfrac{r-\eta}{r+\alpha}P_{mg2}(R_2) + \dfrac{1}{r+\alpha}\sum\limits_{g=1}^{\eta} P_{mg2}(R_3) + \dfrac{1}{r+\alpha}\sum\limits_{g=1}^{\eta} P_{mg2}(R_4), \text{ если } \alpha > m. \end{cases} \qquad (10)$$

Выполняя аналогичные рассуждения, запишем выражения для вероятностей P_{mN} применительно к $N = 3\ldots5$:

– для $N = 3$

$$P_{m3} = \begin{cases} \dfrac{\alpha-\eta}{r+\alpha}P_{mg3}(R_1) + \dfrac{\eta-r}{r+\alpha}P_{mg3}(R_2) + \dfrac{1}{r+\alpha}\sum\limits_{g=1}^{r} P_{mg3}(R_3) + \dfrac{1}{r+\alpha}\sum\limits_{g=1}^{r} P_{mg3}(R_4), \text{ если } \alpha \le m, \\ \dfrac{\alpha-\eta}{r+\alpha} + \dfrac{\eta-r}{r+\alpha}P_{mg3}(R_2) + \dfrac{1}{r+\alpha}\sum\limits_{g=1}^{r} P_{mg3}(R_3) + \dfrac{1}{r+\alpha}\sum\limits_{g=1}^{r} P_{mg3}(R_4), \text{ если } \alpha > m; \end{cases} \qquad (11)$$

– для $N = 4$

$$P_{m4} = \frac{\eta-\alpha}{r+\alpha}P_{mg4}(R_1) + \frac{r-\eta}{r+\alpha}P_{mg4}(R_2) + \frac{1}{r+\alpha}\sum_{g=1}^{\alpha} P_{mg4}(R_3) + \frac{1}{r+\alpha}\sum_{g=1}^{\alpha} P_{mg4}(R_4); \qquad (12)$$

– для $N = 5$

$$P_{m5} = \frac{\eta-\alpha}{r+\alpha}P_{mg5}(R_1) + \frac{\eta-r}{r+\alpha}P_{mg5}(R_2) + \frac{1}{r+\alpha}\sum_{g=1}^{r-\eta+\alpha} P_{mg5}(R_3) + \frac{1}{r+\alpha}\sum_{g=1}^{r-\eta+\alpha} P_{mg5}(R_4). \qquad (13)$$

С целью выполнения численных расчетов по формулам (8), (10)–(13) необходимо подставить в них выражение (6), значения величин A_{gN}, B_{gN} и C_{gN} из таблицы для соответствующих подмножеств R_1, R_2, R_3 и R_4, а также законы распределения случайных величин Θ и $\Delta\phi$.

Ввиду громоздкости конечных выражений в качестве примера конкретизируем только формулу (8) для расчета вероятности P_{m1}:

$$P_{m1}=\frac{1}{2\pi}\left(\int_0^{2\pi}\int_0^{1}\left(I_{BI}I_{BII}\right)^{\varepsilon(r-1)}\left(I_{AI}I_{AII}I_{CI}I_{CII}\right)^{\varepsilon}d\Theta d\Delta\phi+\right.$$

$$+\int_0^{2\pi}\int_0^{1}\left[(1-I_{BI})(1-I_{BII})\right]^{\varepsilon(r-1)}\left[(1-I_{AI})(1-I_{AII})(1-I_{CI})(1-I_{CII})\right]^{\varepsilon}d\Theta d\Delta\phi+$$

$$+2\int_0^{2\pi}\int_0^{1}\left\{\frac{1}{2}\left[I_{BI}(1-I_{BII})+(1-I_{BI})I_{BII}\right]\right\}^{\varepsilon(r-1)}\times$$

$$\left.\times\left\{\frac{1}{2}\left[I_{AI}(1-I_{AII})+(1-I_{AI})I_{AII}\right]\frac{1}{2}\left[I_{CI}(1-I_{CII})+(1-I_{CI})I_{CII}\right]\right\}^{\varepsilon}d\Theta d\Delta\phi\right).$$

Используя полученные зависимости вероятности P_{mN}, описываемые формулами (8), (10)–(13), проведём анализ эффективности воздействия импульсной гармонической помехи на когерентный приёмник ДФРМ сигнала.

На рис. 1 приведены зависимости вероятности P_{mN} для указанных в (2) значений N от h_s при различных m, r и Q.

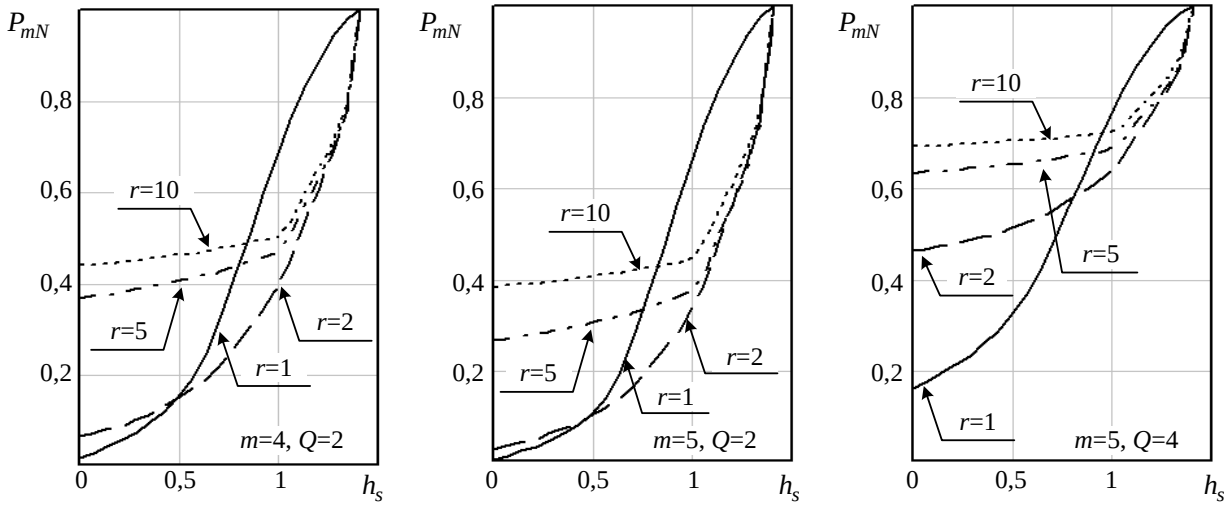


Рис. 1. Зависимости вероятности P_{mN} от значений h_s при различных значениях m, r и Q

Из анализа рис. 1 и формул (4), (6), (8), (10) – (13) видно, что полученные зависимости характеризуются пороговым эффектом: при $h_s>\sqrt{2}$ вероятность $P_{mN}=1$, а при $h_s\le\sqrt{2}$ значение $P_{mN}<1$. При $h_s\to 0$ вероятность P_{mN} стремится к минимально достижимому значению, определяемому величинами m, r и α:

– для $N=1$

$$P_{m1}=\frac{1}{2^{2\varepsilon(r-1)-2}}; \qquad (14)$$

– для $N=2$

$$P_{m2}=\begin{cases}\dfrac{2^{2\eta}\cdot\left(\alpha-\eta+2/3\right)r-\eta-2/3}{\left(r+\alpha\right)\cdot 2^{2\eta+2(\varepsilon+1)(r+1)-2}}, \text{ если } \alpha\le m,\\ \dfrac{2^{2m-2}\cdot(\alpha-m)+2^{2m-2}\cdot 2/3+r-m-2/3}{\left(r+\alpha\right)\cdot 2^{2m-2}} \text{ если } \alpha>m;\end{cases} \qquad (15)$$

– для $N = 3$

$$P_{m3} = \begin{cases} \dfrac{2^{2(r+1)} \cdot \left(\alpha - \eta + 2/3\right) + \eta - r - 8/3}{\left(r+\alpha\right) \cdot 2^{2(\varepsilon+1)(r+1)-2}}, \text{ если } \alpha \le m, \\ \dfrac{2^{2(r+1)-2} \cdot \left(\alpha - m\right) + 2^{2(r+1)} \cdot 2/3 + m - r - 8/3}{\left(r+\alpha\right) \cdot 2^{2(r+1)-2}}, \text{ если } \alpha > m; \end{cases} \quad (16)$$

– для $N = 4$

$$P_{m4} = \frac{2^{2(\alpha-1)} \cdot \left(\eta - \alpha + 8/3\right) + r - \eta - 2/3}{\left(r+\alpha\right) \cdot 2^{2\varepsilon(r+1)+2\eta-2}}; \quad (17)$$

– для $N = 5$

$$P_{m5} = \frac{2^{2r} \cdot \left(\eta - \alpha + 8/3\right) + 2^{2\eta-2\alpha} \cdot \left(\eta - r - 8/3\right)}{\left(r+\alpha\right) \cdot 2^{2(\varepsilon+1)(r+1)+2\eta-2\alpha-2}}. \quad (18)$$

Во вторых строках выражений (15) и (16) учтено, что при $\alpha > m$ величины ε и η принимают значения 0 и m соответственно.

При фиксированных значениях m и h_s с ростом скважности Q вероятность P_{mN} увеличивается, а при увеличении m и фиксированных значениях Q и h_s – уменьшается. При фиксированной скважности Q и малых значениях h_s вероятность P_{mN} уменьшается при снижении r и оказывается минимальной при $r = 1$, что объясняется увеличением числа попадающих помеховых импульсов на интервал приёма m посылок сигнала. При больших значениях h_s и фиксированной скважности Q вероятность P_{mN} достигает минимума при значении $r = r_{opt}$, зависящем от m и h_s.

При оптимизации временных режимов излучения помех техники радиоподавления радиосвязи полезными являются зависимости отношения помеха–сигнал по мощности $h_{jm}^2 = 1/h_s^2$ от нормированной длительности радиоимпульса ИГП r при заданных значениях скважности излучения Q и вероятности правильного приёма последовательности из m посылок сигнала. Поскольку при изменении r номер группы конфигураций ИГП N (2) также изменяется, заданное значение указанной вероятности обозначим через P_m. Искомые зависимости h_{jm}^2 от r получим численным методом на основе выражений (2), (4), (6), (8), (10) – (13) при заданных P_m не ниже минимально достижимых значений (см. рис. 1 при $h_s \to 0$ и формулы (14)–(18)). Указанные зависимости представлены на рис. 2.

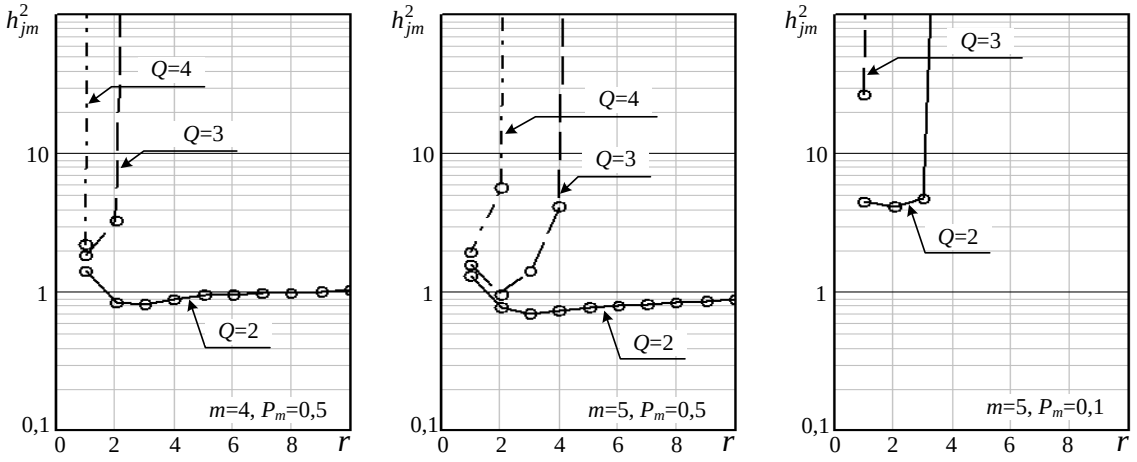


Рис. 2. Зависимости отношения помеха–сигнал h_{jm}^2 от нормированной длительности радиоимпульса ИГП r при заданных значениях скважности излучения Q и вероятности P_m

Анализ зависимостей, приведенных на рис. 2, показывает следующее. Величина интервала оптимальных значений r уменьшается с ростом скважности Q или с сокращением заданного значения вероятности P_m. С ростом m интервал оптимальных значений r увеличивается. При характерных для практики радиоподавления радиосвязи значениях $P_m = 0,5$ и $m = 4$ целесообразная скважность излучения ИГП когерентному приёмнику рассматриваемого ДФРМ сигнала не превышает 3. Длительности помеховых радиоимпульсов должны составлять от 1–2 (при $Q = 3$) до 2–5 (при $Q = 2$) длительностей посылки сигнала.

Полученные зависимости вероятности правильного приёма последовательности из m посылок ДФРМ сигнала и отношения помеха–сигнал на входе подавляемого когерентного приёмника при фиксированном значении этой вероятности от различных параметров импульсной гармонической помехи и сигнала могут быть использованы при оценке эффективности этой помехи, а также для оптимизации временных режимов её излучения.

Литература

1. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / Под ред. В.Г. Радзиевского. М.: Радиотехника, 2006. 424 с.

2. *Окунев Ю.Б.* Теория фазоразностной модуляции. М: Связь, 1979. 216 с.

3. *Лоэв М.* Теория вероятностей. М.: Издательство иностранной литературы, 1962. 719 с.

4. *Овчаренко Л.А., Поддубный В.Н.* // Изв. Вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. 1986. Т. 29, № 9. С. 12–18.

Статья поступила в редакцию 9 сентября 2016 года

УДК 621.396.98

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ФАЗОЙ НАВИГАЦИОННОГО *BOC* СИГНАЛА С ОБРАБОТКОЙ НА ЕДИНОЙ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЕ В УСЛОВИЯХ ГАРМОНИЧЕСКОЙ ПОМЕХИ

В.В. Неровный, к.т.н., доцент, e-mail: val.nerownyj@yandex.ru
П.В. Рябков, к.т.н., доцент
Д.А. Червань, к.т.н., доцент
ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Разработан дискриминатор системы слежения за фазой навигационного BOC сигнала с обработкой на поднесущих частотах. Приведены результаты расчёта помехоустойчивости систем слежения за фазой с разработанным дискриминатором в условиях гармонической помехи.

Ключевые слова: *система слежения за фазой, фазовый дискриминатор, навигационный BOC сигнал.*

THE NOISE IMMUNITY OF A NAVIGATIONAL *BOC* SIGNAL PHASE TRACKING SYSTEM WITH PROCESSING ON A SINGLE INTERMEDIATE FREQUENCY EXPOSED TO HARMONIC INTERFERENCE

V.V. Nerovniy, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor, e-mail: val.nerownyj@yandex.ru
P.V. Ryabkov, Ph.D. in Engineering, Sciences associate professor
D.A. Chervan, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor
Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh)

A discriminator for a navigational BOC signal phase tracking system with processing on subcarriers is developed. The noise immunity evaluation results for such systems using the developed discriminator under the influence of harmonic interference are given.

Keywords: *phase tracking system, phase discriminator, navigational BOC signal.*

Прецизионные точности навигационно-временных определений (НВО) в СРНС, достигнутые путем использования фазовых методов, дают право считать приемники СРНС основным навигационным средством государственной авиации (ГА). Особенностью фазовых НВО является периодичность дискриминационной характеристики схемы слежения за фазой (ССФ). В алгоритме работы современной ССФ реализуется не только решение задачи учета неоднозначности фазовых измерений, но и устранение разрывов фазовых траекторий [7]. ССФ в цепи первичной обработки навигационного сигнала является важным элементом, от корректной работы которого зависит результирующая точность НВО.

Оценка помехоустойчивости ССФ навигационного сигнала является одной из важнейших задач, решаемых на этапе разработки и эксплуатации аппаратуры потребителей глобальных навигационных спутниковых систем (АП СРНС). В настоящее время в СРНС, кроме *BPSK* сигналов, планируется использование нового типа навигационных сигналов – сигналов с дополнительной меандровой модуляцией (*BOC* сигналы) [3]. Навигационные *BOC* сигналы имеют преимущества перед существующими *BPSK* сигналами, такие как большая точность измерения расстояния «аппаратура потребителя – навигационный спутник», лучшая помехоустойчивость, меньшее влияние многолучевости на приём сигнала.

В работах [2, 6] проводилась оценка помехоустойчивости когерентной АП СРНС, использующей навигационные сигналы с расширением спектра путем фазовой манипуляции несущей псевдослучайной последовательностью (ПСП) (в англоязычной литературе используется термин *BPSK* сигналы) в условиях гармонической помехи.

Необходимо отметить, что вопросы помехоустойчивости системы слежения за фазой *BOC* сигналов исследованы недостаточно полно. Таким образом, анализ помехоустойчивости ССФ *BOC* сигналов с обработкой на единой промежуточной частоте в условиях гармонической помехи является актуальной задачей.

Цель работы: разработка фазового дискриминатора с обработкой на поднесущих частотах и проведение сравнительного анализа помехоустойчивости систем слежения за фазой *BOC* сигналов при комплексировании с ИНС.

Для оценки помехоустойчивости ССФ в условиях помех воспользуемся методом, который приведен в работе [2]. Сущность данного подхода заключается в определении статистических характеристик фазового дискриминатора с использованием метода математического моделирования. В качестве показателя эффективности функционирования ССФ в условиях помех используется вероятность срыва слежения за заданное время (время длительности навигационного сигнала) [2]. Под срывом слежения в данном случае понимается выход мгновенного значения ошибки слежения за фазой за пределы апертуры дискриминационной характеристики дискриминатора ССФ. Вероятность срыва слежения вычисляется как отношение числа опытов, в которых произошел выход мгновенного значения ошибки слежения за апертуру дискриминационной характеристики, к общему числу опытов. После того, как выбран показатель эффективности функционирования ССФ в условиях помех, необходимо задать математические модели навигационного сигнала и помехи, а также алгоритм слежения за фазой.

В общем виде навигационный сигнал, действующий на вход системы ССФ АП ГНСС, можно представить как [2, 3]

$$y(t) = S(t) + J(t), \qquad (1)$$

где $S(t)$ – навигационный *BOC* сигнал, $J(t)$ – гармоническая помеха.

Гармоническую помеху (ГП) можно представить в виде

$$J(t) = A_{\text{П}} \cos(\omega_{\text{П}} t + \varphi_{\text{П}}),$$

где $A_{\text{П}}$ – амплитуда сигналоподобной помехи, $\omega_{\text{П}}$ – несущая частота сигналоподобной помехи, $\varphi_{\text{П}}$ – начальная фаза помехи.

Навигационный *BOC* сигнал можно представить в виде [3]

$$S(t) = AG_{\text{ДК}}(t-\tau)M(t-\tau)\cos(\omega_0 t + \varphi), \qquad (2)$$

где $G_{\text{ДК}}(t)$ – дальномерный код навигационного сигнала, A – амплитуда навигационного сигнала, $\omega_0 = 2\pi f_0$ – несущая частота, φ – начальная фаза навигационного сигнала, $M(t-\tau)$ – дополнительная меандровая модулирующая последовательность, τ – задержка.

Меандровая модулирующая последовательность $M(t)$ может быть представлена как

$$M(t) = sign[\sin \omega_M t], \qquad (3)$$

где $\omega_M = 2\pi f_M$; $f_M(t) = 1/2\tau_M$ – тактовая частота меандровой последовательности; τ_M – длительность символа меандровой последовательности.

Необходимо отметить, что фаза меандровой модулирующей последовательности синхронизирована с символами дальномерного кода. Аналитически навигационный сигнал с меандровой модуляцией можно представить в виде $BOC(f_M, f_{\text{ДК}})$, где $f_{\text{ДК}}$ – частота следования символов дальномерного кода. Обычно частоты $f_M, f_{\text{ДК}}$ выбираются кратными некоторой базовой частоте $f_{\text{С}}$, (например, в *GPS* и ГЛОНАСС $f_{\text{С}}$=1,023 МГц), т.е. $f_M = m \cdot f_C$ и $f_{\text{ДК}} = n \cdot f_{\text{С}}$. Тогда для записи сигнала используется сокращённая форма $BOC(m,n)$ [3].

Для слежения за фазой *BOC* сигнала можно использовать обработку на единой промежуточной частоте (ЕПЧ). При обработке сигнала на единой промежуточной частоте в условиях ГП функция правдоподобия имеет вид

$$p(\mathbf{Y} \mid \varphi) = c_3 \cdot \exp\left\{-\frac{A}{\sigma^2}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) \times \right.$$
$$\times M(t_{k-1,i} - \tau_k) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tau_k) \times$$
$$\left. \times \cos(\omega_{\text{П}} t_{k-1,i} + \tilde{\varphi}) \right\}. \qquad (4)$$

Прологарифмируем функцию правдоподобия (4):

$$\ln p(\mathbf{Y} \mid \varphi) = \ln c_3 - \frac{A}{\sigma^2}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) \times$$
$$\times M(t_{k-1,i} - \tau_k) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tau_k) \times$$
$$\times \cos(\omega_{\text{П}} t_{k-1,i} + \tilde{\varphi}). \qquad (5)$$

Вычислим от выражения (5) производную по фазе, после необходимых преобразований получим выражение для напряжения на выходе фазового дискриминатора:

$$U_{Д,\varphi} = -\frac{A}{\sigma^2}\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) \times$$
$$\times M(t_{k-1,i} - \tau_k) G_{ДК}(t_{k-1,i} - \tau_k) \times$$
$$\times \sin(\omega_П t_{k-1,i} + \tilde{\varphi}). \quad (6)$$

Соотношение для напряжения на выходе фазового дискриминатора можно представить в виде

$$u_{Д,\varphi} = -Q. \quad (7)$$

Квадратурная составляющая для *BOC* сигнала при обработке на единой промежуточной частоте формируется в корреляторе АП ГНСС в соответствии с выражением

$$Q = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) M(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$
$$\times G_{ДК}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \sin(\omega_П t_{k-1,i} + \tilde{\varphi}). \quad (8)$$

Дискриминационная характеристика фазового дискриминатора (7) определяется как

$$U(\varepsilon_\varphi) = M[Q] = M\left[\frac{q}{2}\sin(\varepsilon) + n_4\right] = q\sin(\varepsilon). \quad (9)$$

Тогда крутизну дискриминационной характеристики фазового дискриминатора можно представить в виде

$$S_\varphi = q. \quad (10)$$

Необходимо отметить, что аналитические выражения для дискриминационной характеристики и её крутизны (9) и (10) совпадают с аналогичными выражениями для обработки сигнала на одной поднесущей частоте.

Для оценки помехоустойчивости ССФ необходимо определить флуктуационную характеристику фазового дискриминатора [6]:

$$D_\varphi = M[(u_{Д\varphi,k} - M[u_{Д\varphi,k}])^2] \,|\, \varepsilon_\varphi = 0. \quad (11)$$

Для определения дисперсии, пересчитанной к входу дискриминатора, воспользуемся методикой линеаризации, приведенной в [6]:

$$D = D_\varphi \big/ S_\varphi^2, \quad (12)$$

где D – дисперсия, пересчитанная к входу дискриминатора; S_φ – крутизна дискриминационной характеристики.

Для полного описания ССФ необходимо синтезировать фильтр для оценки фазы. Введём эквивалентное наблюдение:

$$y_{\varphi,k} = \varphi_k + \eta_{\varphi,k}, \quad (13)$$

где $\eta_{\varphi,k}$ – дискретный белый гауссовский шум с дисперсией, пересчитанной к входу дискриминатора.

Синтезируем алгоритм нелинейный фильтрации фазы по наблюдению (13). В качестве модели изменения фазы принята модель третьего порядка [3]:

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + T\omega_{k-1},$$
$$\omega_k = \omega_{k-1} + T\nu_k,$$
$$\nu_k = \nu_{k-1} + \xi_{\varphi,k-1}. \quad (14)$$

Уравнения, описывающие алгоритм оптимальной нелинейной фильтрации имеют следующий вид [3]:

$$\hat{\varphi}_k = \tilde{\varphi}_k + K_1 U_{Д\varphi,k}, \quad \tilde{\varphi}_k = \hat{\varphi}_{k-1} + T\hat{\omega}_{k-1},$$
$$\hat{\omega}_k = \tilde{\omega}_k + K_2 U_{Д\varphi,k}, \quad \tilde{\omega}_k = \hat{\omega}_{k-1} + T\hat{\nu}_{k-1},$$
$$\hat{\nu}_k = \hat{\nu}_{k-1} + K_3 U_{Д\varphi,k}, \quad (15)$$

где K_1, K_2, K_3 – коэффициенты усиления сглаживающего фильтра.

С учётом алгоритма нелинейной фильтрации дисперсия ошибки фильтрации фазы определяется как [3]

$$\sigma_\varphi^2 = 2 \cdot D \cdot T \cdot \Delta f_{ССФ}, \quad (16)$$

где $\Delta f_{ССФ}$ – шумовая полоса пропускания ССФ.

В качестве показателя эффективности функционирования ССФ в условиях помех используется вероятность срыва слежения за заданное время (время длительности навигационного сигнала) [2]. Под срывом слежения в данном случае понимается выход мгновенного значения ошибки слежения за фазой σ_φ за пределы апертуры дискриминационной характеристики дискриминатора ССФ.

В качестве показателя помехоустойчивости системы ССФ выбрана вероятность срыва слежения за интервал накопления T, в общем случае равный длительности навигационного сигнала. Под срывом слежения в данном случае понимается событие, при котором мгновенное значение ошибки фильтрации σ_φ выходит за апертуру дискриминационной характеристики.

Наиболее простым методом вычисления вероятности срыва слежения является использование метода статистических испытаний (метод Монте–Карло).

Тогда вероятность срыва слежения можно определить как [7]

$$P_{\text{С}} = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\delta_k(\sigma_{\varphi k}), \qquad (17)$$

где $P_{\text{С}}$ – вероятность срыва слежения, N – общее количество опытов; $\sigma_{\varphi k}$ – значение статистики, пересчитанной к входу фазового дискриминатора в k-м испытании; δ_k – индикаторная переменная, причём $\delta_k(\sigma_{\varphi k}) = 1$, если $\sigma_{\varphi k} \geq A_{\text{ДХ}}$, и $\delta_k(\sigma_{\varphi k}) = 0$, если $\sigma_{\varphi k} < A_{\text{ДХ}}$; $A_{\text{ДХ}}$ – раскрыв апертуры дискриминационной характеристики.

При проведении оценки помехоустойчивости ССФ с рассмотренным дискриминатором в качестве навигационного сигнала рассмотрен сигнал *BOC*(1,1), характеристики которого приведены в [1].

С использованием разработанной модели получены графики зависимости вероятности срыва слежения от значения частотной отстройки f гармонической помехи относительно несущей частоты навигационного сигнала для *BOC*(1,1) при различных значениях отношения сигнал/помеха ($P_{\text{С}}/P_{\text{П}}$, дБ), которые приведены на рис. 1 и 2.

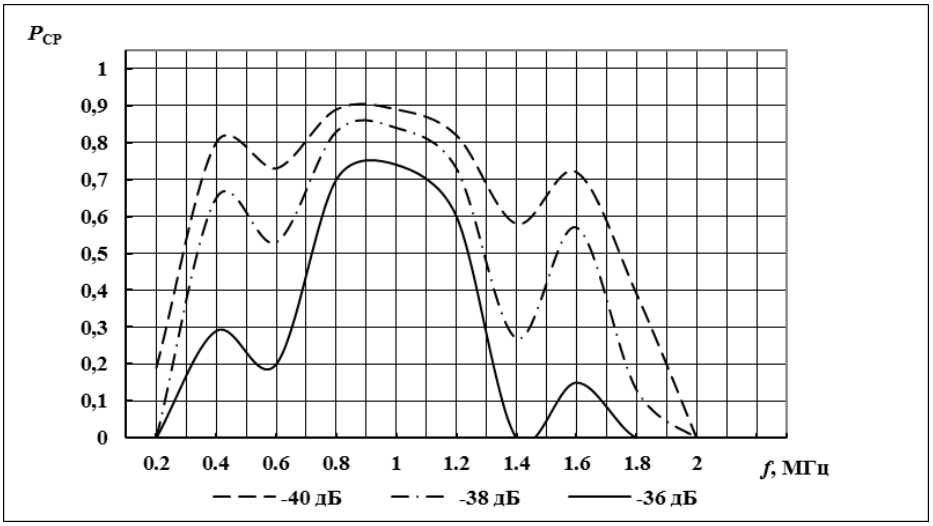


Рис. 1. Графические зависимости вероятности срыва слежения ССФ при Δf=50 Гц от значения частотной отстройки гармонической помехи

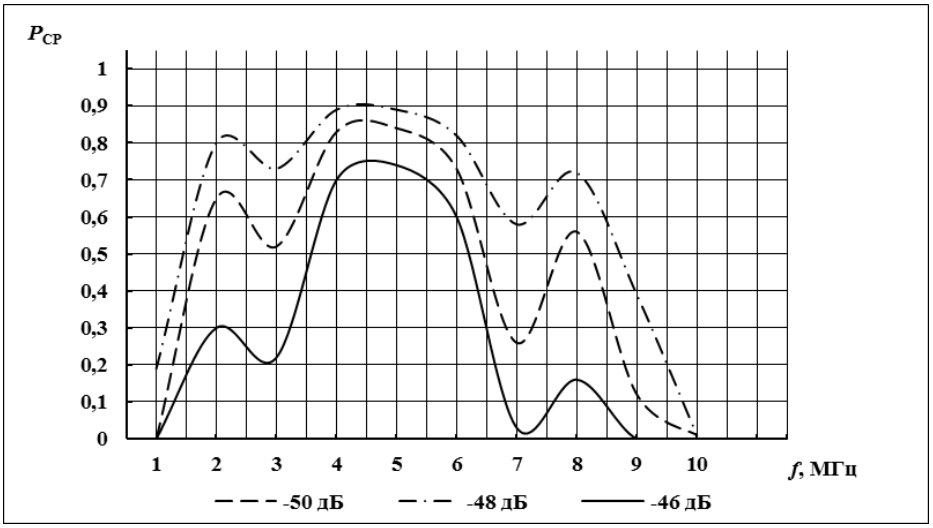


Рис. 2. Графические зависимости вероятности срыва слежения ССФ при Δf=2 Гц от значения частотной отстройки гармонической помехи

Анализ представленных на рис. 1 и 2 графических зависимостей показывает, что вероятность срыва слежения ССФ зависит от значения частотной отстройки гармонической помехи относительно несущей частоты навигационного сигнала. Существует такое значение частотной отстройки гармонической помехи относительно несущей для заданного отношения сигнал/помеха, при котором вероятность срыва слежения ССФ максимальна.

На рис. 3 приведены графики зависимости вероятности срыва слежения ССФ от отношения сигнал/помеха ($P_С/P_П$, дБ) при различных значениях шумовой полосы пропускания.

Анализ графиков, представленных на рис. 3, показывает, что для сигнала *BOC*(1,1) при комплексировании ССФ с ИНС повышается помехоустойчивость на 8…10 дБ при воздействии гармонической помехи.

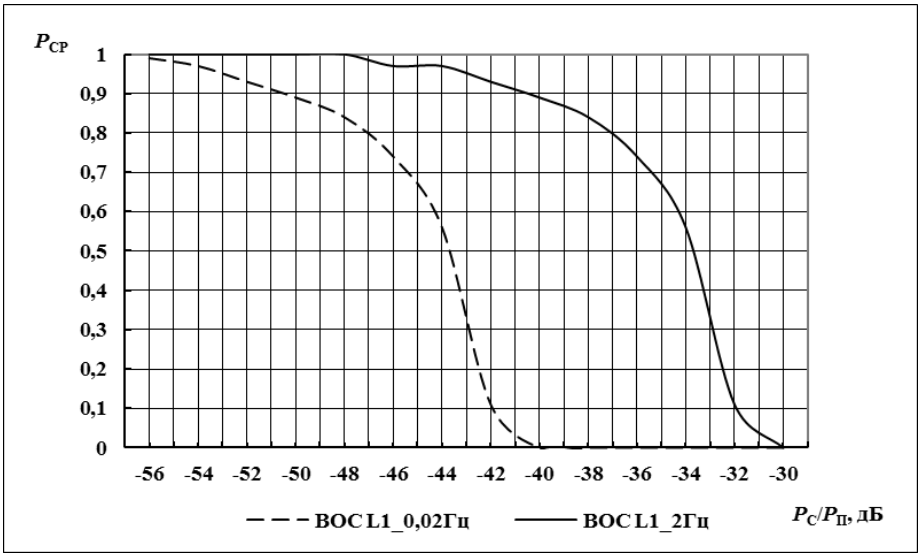


Рис. 3. Графические зависимости вероятности срыва слежения ССФ при различных значениях шумовой полосы пропускания

По результатам анализа графиков, приведенных на рис. 1, 2 и 3, можно сделать вывод о том, что комплексирование ССФ с инерциальной навигационной системой повышает помехоустойчивость ССФ с рассматриваемым дискриминатором на 8 дБ.

Результаты оценки помехоустойчивости ССФ с рассматриваемым дискриминатором могут использоваться при разработке перспективной помехозащищённой аппаратуры потребителей ГНСС, использующей *BOC* сигналы.

Литература

1. *Перов А.И.* Основы построения спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника, 2012. 240 с.

2. *Неровный В.В., Коровин А.В., Новиков А.А.* Математическая модель оценки помехоустойчивости системы ФАПЧ аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем, использующей *BPSK* сигналы // Теория и техника радиосвязи. 2013. № 2. С. 51–55.

3. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

4. *Липа И.В.* Разработка и исследование алгоритмов поиска перспективных навигационных радиосигналов СРНС ГЛОНАСС с модуляцией на поднесущих частотах: дис. ... канд. тех. наук / Национальный исслед. ун-т. МЭИ. М.: МЭИ, 2016. 169 с.

5. *Перов А.И.* Методы и алгоритмы оптимального приёма сигналов в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника, 2012. 240 с.

6. *Перов А.И., Болденков Е.Н., Григоренко Д.А.* Упрощенная аналитическая методика оценки потенциальной помехоустойчивости оптимальных следящих систем приёмников спутниковой навигации // Радиотехника. 2003. №7. С. 78–87.

7. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей. М: Высшая школа, 2001. 315 с.

8. *Аникин А.Л., Звеков С.Г., Столяров С.А., Аксенов С.Ю.* Алгоритм устранения разрывов фазовых траекторий в измерениях авиационных приемников спутниковой навигации. М.: Радиотехника, 2008.

Статья поступила в редакцию 13 октября 2016 года

УДК 621.396.98

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ЧАСТОТОЙ НАВИГАЦИОННОГО *BOC* СИГНАЛА С ОБРАБОТКОЙ НА ПОДНЕСУЩИХ ЧАСТОТАХ

В.В. Неровный, к.т.н., доцент, ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: val.nerownyj@yandex.ru
А.В. Коровин, к.т.н., доцент, ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: korovin.alexey@mail.ru
Ф.Ю. Хватов, докт. военных наук, профессор, представительство АО «Концерн «Созвездие» (г. Москва)

Разработаны дискриминаторы системы слежения за частотой навигационного BOC сигнала с обработкой на поднесущих частотах. Приведены результаты расчёта помехоустойчивости систем слежения за частотой с разработанными дискриминаторами в условиях гауссовской шумовой помехи.

***Ключевые слова**: частотный дискриминатор, система слежения за частотой, навигационный BOC сигнал.*

THE NOISE IMMUNITY OF A NAVIGATIONAL *BOC* SIGNAL FREQUENCY TRACKING SYSTEM WITH PROCESSING ON SUBCARRIERS

V.V. Nerovniy, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor, Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh), e-mail: val.nerownyj@yandex.ru
A.V. Korovin, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor, Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh), e-mail: korovin.alexey@mail.ru
F.Yu. Khvatov, Doctor of Military Science, professor, JSC «Concern «Sozvezdie» (Moscow Office)

The discriminators for a navigational BOC signal frequency tracking system with processing on subcarriers are developed. The noise immunity evaluation results for such a system using the developed discriminators and in a Gaussian noise environment are given.

***Keywords**: frequency discriminator, frequency tracking system, navigational BOC signal.*

Аппаратура потребителей глобальных навигационных спутниковых систем (АП ГНСС) использует когерентную и некогерентную обработку навигационных сигналов [1]. При когерентной обработке оценивается фаза принимаемого сигнала, а при некогерентной – несущая частота. Основным достоинством когерентной обработки сигналов в АП ГНСС является возможность получения высокой точности навигационно-временных определений. Достоинством использования некогерентной обработки в АП ГНСС является более высокая помехоустойчивость [1].

В состав некогерентной АП входят две следящие системы: за частотой и задержкой навигационного сигнала. Помехоустойчивость некогерентного приёмника определяется помехоустойчивостью системы слежения за частотой (ССЧ) [1]. Таким образом, для оценки помехоустойчивости АП ГНСС достаточно оценить помехоустойчивость ССЧ.

Известны работы [2, 3], в которых проводилась оценка эффективности функционирования ССЧ АП ГНСС, использующей *BPSK* сигналы, в условиях гауссовской шумовой помехи. Однако в ГНСС ГЛОНАСС, *GPS* и ГАЛИЛЕО, кроме *BPSK* сигналов, планируется использование нового типа навигационных сигналов – сигналов с дополнительной меандровой модуляцией (*BOC* сигналы) [1]. Необходимо отметить, что в настоящее время оценка помехоустойчивости некогерентной АП ГНСС, использующей *BOC* сигналы, в условиях помех практически не проводилась. Таким образом, оценка помехоустойчивости АП ГНСС, использующей *BOC* сигналы, является актуальной задачей.

Цель работы – разработка частотных дискриминаторов с обработкой на поднесущих частотах и проведение сравнительного анализа помехоустойчивости систем слежения за частотой *BOC* сигналов с предлагаемыми дискриминаторами.

Для определения помехоустойчивости ССЧ в условиях помех воспользуемся методом, приведенным в работах [2, 3]. Сущность данного метода заключается в определении статистических характеристик частотного дискриминатора с использованием метода математического моделирования. В качестве показателя эффектив-

 ISSN 1995-7009

ности функционирования ССЧ в условиях помех используется вероятность срыва слежения за заданное время (время длительности навигационного сигнала) [2, 3]. Под срывом слежения в данном случае понимается выход мгновенного значения ошибки слежения за частотой за пределы апертуры дискриминационной характеристики дискриминатора ССЧ. Вероятность срыва слежения вычисляется как отношение числа опытов, в которых произошел выход мгновенного значения ошибки слежения за апертуру дискриминационной характеристики, к общему числу опытов.

В общем виде навигационный сигнал, действующий на вход системы ССЧ АП ГНСС, можно представить как [2, 3]

$$y(t) = S(t) + n(t), \quad (1)$$

где $S(t)$ – навигационный *BOC* сигнал; $n(t)$ – белый гауссовский шум (БГШ), ограниченный полосой частот навигационного приёмника.

Навигационный *BOC* сигнал можно представить в виде [1]

$$S(t) = AG_{\text{ДК}}(t-\tau)M(t-\tau)\cos(\omega_0 t + \omega_{\text{Д}} t + \varphi), \quad (2)$$

где $G_{\text{ДК}}(t)$ – дальномерный код навигационного сигнала; A – амплитуда навигационного сигнала; ω_0 – несущая частота; φ – начальная фаза навигационного сигнала; $M(t-\tau)$ – дополнительная меандровая модулирующая последовательность; τ – задержка; $\omega_{\text{Д}}$ – доплеровское смещение частоты.

Меандровая модулирующая последовательность $M(t)$ может быть представлена как

$$M(t) = \text{sign}[\sin 2\pi f_{\text{M}}(t)], \quad (3)$$

где $f_{\text{M}}(t) = 1/2\tau_M$ – тактовая частота меандровой последовательности, τ_M – длительность символа меандровой последовательности.

Необходимо отметить, что фаза меандровой модулирующей последовательности синхронизирована с символами дальномерного кода. Аналитически навигационный сигнал с меандровой модуляцией можно представить в виде $BOC(f_{\text{M}}, f_{\text{ДК}})$, где $f_{\text{ДК}}$ – частота следования символов дальномерного кода. Обычно частоты $f_{\text{M}}, f_{\text{ДК}}$ выбираются кратными некоторой базовой частоте f_{C} (например, в *GPS* и ГЛОНАСС f_{C}=1,023 МГц), т.е. $f_{\text{M}} = m \cdot f_{\text{C}}$ и $f_{\text{ДК}} = n \cdot f_{\text{C}}$. Тогда для записи сигнала используется сокращённая форма $BOC(m,n)$ [3].

В математической модели навигационного *BOC* сигнала (2) меандровую модулирующую последовательность $M(t)$ можно рассматривать как колебание, которое можно разложить в ряд гармоник [4]:

$$M(t) = \text{sign}[\sin 2\pi f_{\text{M}}(t)] = \sum_{i=1}^{+\infty} C_i \sin(2\pi i f_{\text{M}} t), \quad (4)$$

где $C_i = \sin c\left(\frac{\pi}{2} i\right)$

Основная часть мощности меандровой последовательности (порядка 95%) приходится на первую гармонику, тогда формула (4) может быть представлена в виде [4]

$$M(t) \approx \sin 2\pi f_{\text{M}} t. \quad (5)$$

Тогда выражение для навигационного *BOC* сигнала (2) с учётом (5) можно записать как [4]

$$S(t) \approx AG_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos(2\pi(f_{\text{П}} + f_{\text{M}} + f_{\text{Д}})t + \varphi) + \\ + AG_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos(2\pi(f_{\text{П}} - f_{\text{M}} + f_{\text{Д}})t + \varphi). \quad (6)$$

Анализ выражения (6) показывает, что навигационный *BOC* сигнал можно представить как сумму двух *BPSK* сигналов, смещённых в спектральной области на частоту меандра f_{M} [4].

Такое представление *BOC* сигнала позволяет использовать квазиоптимальные алгоритмы слежения за частотой с использованием обработки на поднесущих частотах. Поднесущими частотами для *BOC* сигнала являются частоты, отстоящие от несущей частоты на $\pm f_{\text{M}}$.

При переносе сигналов на промежуточную частоту $f_{\text{П}}$ поднесущие частоты также будут отстоять на $\pm f_{\text{M}}$ от промежуточной частоты.

Частотный дискриминатор BOC сигнала с обработкой на двух поднесущих частотах (ДПЧ)

В выражении (6) информационным параметром является доплеровское смещение частоты $f_{\text{Д}}$, а неинформационным параметром – начальная фаза φ. После усреднения по фазе получим следующее выражение для функции правдоподобия с учётом формы представления *BOC* сигнала (6):

$$p(\mathbf{Y} \mid \omega) = c_1 \cdot I_0(X_{BOC}(T, \omega_{\text{Д}})), \quad (7)$$

где c_1 – нормировочная константа; $I_0(x)$ – функция Бесселя нулевого порядка; $\mathbf{Y} = \left| y_{k-1,0} \quad y_{k-1,1} \quad \ldots \quad y_{k-1,N-1} \right|$ – вектор отсчётов входного наблюдения (1) на интервале времени $\left[t_{k-1};\ \ t_k \right]$.

Огибающую навигационного *BOC* сигнала $X_{BOC}(T, \omega_Д)$ можно представить как сумму огибающих двух *BPSK* сигналов, смещённых в спектральной области на частоту меандра $f_М$:

$$X_{BOC}(T, \omega_Д) = X_Н(T, \omega_Д) + X_В(T, \omega_Д). \quad (8)$$

Огибающие «верхнего» и «нижнего» *BPSK* сигналов $X_Н(T, \omega_Д)$ и $X_В(T, \omega_Д)$ соответственно определяются как

$$X_Н(T, \omega_Д) = \sqrt{I_Н^2 + Q_Н^2}, \quad (9)$$

$$X_В(T, \omega_Д) = \sqrt{I_В^2 + Q_В^2}. \quad (10)$$

Синфазные и квадратурные составляющие в выражениях (9) и (10) определяются как

$$I_Н = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{ДК}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$
$$\times \cos((\omega_П - \omega_М) t_{k,i} + \tilde{\omega}_{Д,k}(i-1) T_d), \quad (11)$$

$$Q_Н = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{ДК}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$
$$\times \sin((\omega_П - \omega_М) t_{k,i} + \tilde{\omega}_{Д,k}(i-1) T_d), \quad (12)$$

$$I_В = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{ДК}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$
$$\times \cos((\omega_П + \omega_М) t_{k,i} + \tilde{\omega}_{Д,k}(i-1) T_d), \quad (13)$$

$$Q_В = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{ДК}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$
$$\times \sin((\omega_П + \omega_М) t_{k,i} + \tilde{\omega}_{Д,k}(i-1) T_d). \quad (14)$$

Математическое выражение для напряжения на выходе частотного дискриминатора можно получить, продифференцировав выражение (8) по доплеровской частоте $\omega_Д$:

$$U_{Д,\omega} = \frac{I_1(X_В(T, \omega_Д) + X_Н(T, \omega_Д))}{I_0(X_В(T, \omega_Д) + X_Н(T, \omega_Д))} \times$$
$$\times \frac{\partial(X_В(T, \omega_Д) + X_Н(T, \omega_Д))}{\partial \omega_Д}, \quad (15)$$

где $I_1(x)$ – функция Бесселя первого порядка. При малых значениях отношения сигнал/помеха выражение (15) преобразуется к виду [1]

$$U_{Д,\omega} \approx \frac{X_В(T, \omega_Д) + X_Н(T, \omega_Д)}{2} \times$$
$$\times \frac{\partial(X_В(T, \omega_Д) + X_Н(T, \omega_Д))}{\partial \omega_Д} \approx$$
$$\approx \frac{1}{2}\left[I_Н \frac{\partial I_Н}{\partial \omega_Д} + Q_Н \frac{\partial Q_Н}{\partial \omega_Д} \right] +$$
$$+ \frac{1}{2}\left[I_В \frac{\partial I_В}{\partial \omega_Д} + Q_В \frac{\partial Q_В}{\partial \omega_Д} \right]. \quad (16)$$

Выражение (14) сложно реализовать в реальной аппаратуре потребителей, поэтому разработчики идут на различные упрощения алгоритма. Например, в реальной аппаратуре потребителей чаще всего используется дискриминатор с временным сдвигом синфазных и квадратурных компонент:

$$u_{Дω} = I_Н(k) Q_Н(k-1) - I_Н(k-1) Q_Н(k) +$$
$$+ I_В(k)(Q_В(k-1) - I_В(k-1) Q_В(k). \quad (17)$$

Тогда в корреляторе для моментов времени t_k и t_{k-1} формируются квадратурные и синфазные составляющие:

$$I_В(k-1) = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) G_{ДК}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$
$$\times \cos((\omega_П + \omega_М) t_{k,i} + \tilde{\omega}_{Д,k-1}(i-1) T_d), \quad (18)$$

$$Q_В(k-1) = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) G_{ДК}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$
$$\times \sin((\omega_П + \omega_М) t_{k,i} + \tilde{\omega}_{Д,k-1}(i-1) T_d), \quad (19)$$

$$I_В(k) = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{ДК}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$
$$\times \cos((\omega_П + \omega_М) t_{k,i} + \tilde{\omega}_{Д,k}(i-1) T_d), \quad (20)$$

$$Q_В(k) = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{ДК}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$
$$\times \sin((\omega_П + \omega_М) t_{k,i} + \tilde{\omega}_{Д,k}(i-1) T_d), \quad (21)$$

$$I_Н(k-1) = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) G_{ДК}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$
$$\times \cos((\omega_П - \omega_М) t_{k,i} + \tilde{\omega}_{Д,k-1}(i-1) T_d), \quad (22)$$

$$Q_{\text{Н}}(k-1)=\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\times$$
$$\times\sin((\omega_{\text{П}}-\omega_{\text{М}})t_{k,i}+\tilde{\omega}_{\text{Д},k-1}(i-1)T_d), \quad (23)$$

$$I_{\text{Н}}(k)=\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})G_{\text{ДК}}(t_{k,i}-\tilde{\tau}_k)\times$$
$$\times\cos((\omega_{\text{П}}-\omega_{\text{М}})t_{k,i}+\tilde{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d), \quad (24)$$

$$Q_{\text{Н}}(k)=\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})G_{\text{ДК}}(t_{k,i}-\tilde{\tau}_k)\times$$
$$\times\sin((\omega_{\text{П}}-\omega_{\text{М}})t_{k,i}+\tilde{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d). \quad (25)$$

Представим синфазные и квадратурные составляющие в виде

$$Q_{\text{В}}(k-1)\approx q\sin(\varphi_{k-1}+\varepsilon_\omega T+\omega_{\text{М}}T)+n_1, \quad (26)$$

$$I_{\text{В}}(k-1)\approx q\cos(\varphi_{k-1}+\varepsilon_\omega T+\omega_{\text{М}}T)+n_2, \quad (27)$$

$$Q_{\text{В}}(k)\approx q\sin(\varphi_k+\varepsilon_\omega T+\omega_{\text{М}}T)+n_3, \quad (28)$$

$$I_{\text{В}}(k)\approx q\cos(\varphi_k+\varepsilon_\omega T+\omega_{\text{М}}T)+n_4, \quad (29)$$

$$Q_{\text{Н}}(k-1)\approx q\sin(\varphi_{k-1}+\varepsilon_\omega T-\omega_{\text{М}}T)+n_5, \quad (30)$$

$$I_{\text{Н}}(k-1)\approx q\cos(\varphi_{k-1}+\varepsilon_\omega T-\omega_{\text{М}}T)+n_6, \quad (31)$$

$$Q_{\text{Н}}(k)\approx q\sin(\varphi_k+\varepsilon_\omega T-\omega_{\text{М}}T)+n_7, \quad (32)$$

$$I_{\text{Н}}(k)\approx q\cos(\varphi_k+\varepsilon_\omega T-\omega_{\text{М}}T)+n_8, \quad (33)$$

где $\varepsilon_\omega T=\varphi_k-\varphi_{k-1}$ – ошибка оценки доплеровского смещения частоты; φ_k – значение фазы сигнала в момент времени t_k; φ_{k-1} – значение фазы сигнала в момент времени t_{k-1}; $n_1,n_2,n_3,n_4,n_5,n_6,n_7,n_8$ – независимые гауссовские случайные величины с нулевым математическим ожиданием и дисперсией q.

Дискриминационная характеристика частотного дискриминатора определяется как [1, 3]

$$U(\varepsilon_\omega)=M[u_{\text{Д}\omega}]. \quad (34)$$

Крутизна дискриминационной характеристики определяется по формуле [1]

$$S_\omega=\partial U(\varepsilon_\omega)/\partial\varepsilon_\omega\,|_{\varepsilon_\omega=0}. \quad (35)$$

Вычислим значения $M[I_{\text{Н}}(k)Q_{\text{Н}}(k-1)]$, $M[I_{\text{Н}}(k-1)Q_{\text{Н}}(k)]$, $M[I_{\text{В}}(k)Q_{\text{В}}(k-1)]$ и $M[I_{\text{В}}(k-1)Q_{\text{В}}(k)]$:

$$M[I_{\text{Н}}(k)Q_{\text{Н}}(k-1)]=q^2(\sin(\varphi_{k-1}+\varepsilon_\omega T-\omega_M T)\cdot\cos(\varphi_k+\varepsilon_\omega T-\omega_M T))=$$
$$=\frac{q^2}{2}[\sin(\varphi_{k-1}-\varphi_k)+\sin(\varphi_{k-1}+\varphi_k+2\varepsilon_\omega T-2\omega_M T)], \quad (36)$$

$$M[I_{\text{Н}}(k-1)Q_{\text{Н}}(k)]=q^2(\sin(\varphi_k+\varepsilon_\omega T-\omega_M T)\cdot\cos(\varphi_{k-1}+\varepsilon_\omega T-\omega_{\text{М}}T))=$$
$$=\frac{q^2}{2}[\sin(\varphi_k-\varphi_{k-1})+\sin(\varphi_{k-1}+\varphi_k+2\varepsilon_\omega T-2\omega_{\text{М}}T)], \quad (37)$$

$$M[I_{\text{В}}(k)Q_{\text{В}}(k-1)]=q^2(\sin(\varphi_{k-1}+\varepsilon_\omega T+\omega_{\text{М}}T)\cdot\cos(\varphi_k+\varepsilon_\omega T+\omega_{\text{М}}T))=$$
$$=\frac{q^2}{2}[\sin(\varphi_{k-1}-\varphi_k)+\sin(\varphi_{k-1}+\varphi_k+2\varepsilon_\omega T+2\omega_{\text{М}}T)], \quad (38)$$

$$M[I_{\text{В}}(k-1)Q_{\text{В}}(k)]=q^2(\sin(\varphi_k+\varepsilon_\omega T+\omega_{\text{М}}T)\cdot\cos(\varphi_{k-1}+\varepsilon_\omega T+\omega_{\text{М}}T))=$$
$$=\frac{q^2}{2}[\sin(\varphi_k-\varphi_{k-1})+\sin(\varphi_{k-1}+\varphi_k+2\varepsilon_\omega T+2\omega_{\text{М}}T)], \quad (39)$$

Тогда после математических преобразований получим окончательное выражение для дискриминационной характеристики:

$$U(\varepsilon_\omega)=-2q^2\sin\varepsilon_\omega T. \quad (40)$$

Крутизну дискриминационной характеристики частотного дискриминатора можно представить в виде

$$S_\omega=2q^2. \quad (41)$$

Аналитические выражения для дискриминационной характеристики (40) и её крутизны (41) в дальнейшем могут использоваться при оценке помехоустойчивости ССЧ с обработкой на ДПЧ.

Частотный дискриминатор BOC сигнала с обработкой на одной поднесущей частоте (ОПЧ)

Анализ выражения (6) показывает, что для слежения за доплеровской частотой *BOC* сигнала можно использовать «верхнюю» или «нижнюю» поднесущую частоту. Соответственно, информационным параметром является доплеровское смещение частоты $f_{\text{Д}}$, а неинформационным параметром – начальная фаза φ, при этом предполагается, что время задержки сигнала известно. После усреднения по фазе получим следующее выражение для функции правдоподобия:

$$p(\mathbf{Y} \mid \omega) = c_2 \cdot I_0(X_{\text{B(H)}}(T, \omega_{\text{Д}})), \qquad (42)$$

где c_2 – нормировочная константа.

Рассмотрим, например, обработку *BOC* сигнала с использованием только «верхней» поднесущей. Значение огибающей «верхней» поднесущей в данном случае определяется в соответствии с выражением

$$X_{\text{B}}(T, \omega_{\text{Д}}) = \sqrt{I_{\text{B}}^2 + Q_{\text{B}}^2}\,. \qquad (43)$$

Синфазная и квадратурная составляющие вычисляются по формулам (11) и (12). Математическое выражение для напряжения на выходе частотного дискриминатора можно получить, продифференцировав выражение (42) по доплеровской частоте $\omega_{\text{Д}}$:

$$U_{\text{Д},\omega} = \frac{I_1 X_{\text{B}}(T, \omega_{\text{Д}})}{I_0 X_{\text{B}}(T, \omega_{\text{Д}})} \frac{\partial X_{\text{B}}(T, \omega_{\text{Д}})}{\partial \omega_{\text{Д}}}. \qquad (44)$$

После математических преобразований получим окончательную формулу для напряжения на выходе частотного дискриминатора:

$$u_{\text{Д}\omega} = I_{\text{B}}(k) Q_{\text{B}}(k-1) - I_{\text{B}}(k-1) Q_{\text{B}}(k). \qquad (45)$$

Синфазные и квадратурные составляющие $I_{\text{B}}(k)$, $Q_{\text{B}}(k)$, $I_{\text{B}}(k-1)$ и $Q_{\text{B}}(k-1)$ определяются выражениями (16)–(19). Для определения дискриминационной характеристики воспользуемся выражением (34). Представим синфазные и квадратурные составляющие $I_{\text{B}}(k)$, $Q_{\text{B}}(k)$, $I_{\text{B}}(k-1)$ и $Q_{\text{B}}(k-1)$ в соответствии с выражениями (26)–(29). Вычислим значения $M[I_{\text{B}}(k) Q_{\text{B}}(k-1)]$, $M[I_{\text{B}}(k-1) Q_{\text{B}}(k)]$ и после математических преобразований получим аналитическое соотношение для дискриминационной характеристики:

$$U(\varepsilon_\omega) = -q^2 \sin\varepsilon_\omega T\,. \qquad (46)$$

Крутизну дискриминационной характеристики частотного дискриминатора можно определить, продифференцировав по ошибке выражение (46):

$$S_\omega = q^2. \qquad (47)$$

Аналитические выражения для дискриминационной характеристики (46) и её крутизны (47) в дальнейшем могут использоваться при оценке помехоустойчивости ССЧ с обработкой на ОПЧ.

Частотный дискриминатор BOC сигнала с обработкой на единой промежуточной частоте (ЕПЧ)

Математическое выражение после усреднения по фазе для функции правдоподобия при обработке *BOC* сигнала на промежуточной частоте можно представить в виде

$$p(\mathbf{Y} \mid \omega) = c_3 \cdot I_0(X(T, \omega_{\text{Д}})), \qquad (48)$$

где c_3 – нормировочная константа.

Значение огибающей *BOC* сигнала в данном случае определяется в соответствии с выражением

$$X(T, \omega_{\text{Д}}) = \sqrt{I^2 + Q^2}\,. \qquad (49)$$

Синфазные и квадратурные составляющие определяются как

$$I = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) M(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \times \cos(\omega_{\text{П}} t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\text{Д},k}(i-1) T_d), \qquad (50)$$

$$Q = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) M(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \times \sin(\omega_{\text{П}} t_{k,i} + \tilde{\omega}_{\text{Д},k}(i-1) T_d). \qquad (51)$$

Окончательное выражение для напряжения на выходе частотного дискриминатора с обработкой на единой поднесущей имеет вид

$$u_{\text{Д}\omega} = I(k) Q(k-1) - I(k-1) Q(k). \qquad (52)$$

Синфазные и квадратурные составляющие определяются как

$$I(k-1) = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) M(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$

$$\times\cos(\omega_{\Pi}t_{k-1,i}+\tilde{\omega}_{\text{Д},k-1}(i-1)T_d)\,, \qquad (53)$$

$$Q(k-1)=\sum_{i=1}^{N}y(t_{k-1,i})G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)M(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\times$$
$$\times\sin(\omega_{\Pi}t_{k-1,i}+\tilde{\omega}_{\text{Д},k-1}(i-1)T_d)\,, \qquad (54)$$

$$I(k)=\sum_{i=1}^{N}y(t_{k,i})G_{\text{ДК}}(t_{k,i}-\tilde{\tau}_k)M(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\times$$
$$\times\cos(\omega_{\Pi}t_{k,i}+\tilde{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d)\,, \qquad (55)$$

$$Q(k)=\sum_{i=1}^{N}y(t_{k,i})G_{\text{ДК}}(t_{k,i}-\tilde{\tau}_k)M(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\times$$
$$\times\sin(\omega_{\Pi}t_{k,i}+\tilde{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d)\,. \qquad (56)$$

Для определения дискриминационной характеристики представим синфазные и квадратурные составляющие (53)–(56) в виде

$$Q(k-1)\approx q\sin(\varphi_{k-1}+\varepsilon_{\omega}T)+n_9\,, \qquad (57)$$

$$I_{\text{В}}(k-1)\approx q\cos(\varphi_{k-1}+\varepsilon_{\omega}T)+n_{10}\,, \qquad (58)$$

$$Q_{\text{В}}(k)\approx q\sin(\varphi_{k}+\varepsilon_{\omega}T)+n_{11}\,, \qquad (59)$$

$$I_{\text{В}}(k)\approx q\cos(\varphi_{k}+\varepsilon_{\omega}T)+n_{12}\,, \qquad (60)$$

где $n_9, n_{10}, n_{11}, n_{12}$ – независимые гауссовские случайные величины с нулевым математическим ожиданием и дисперсией q.

Вычислим значения $M[I(k)Q(k-1)]$, $M[I(k-1)Q(k)]$:

$$M[I(k)Q(k-1)]=$$
$$=q^2(\sin(\varphi_{k-1}+\varepsilon_{\omega}T)\cdot\cos(\varphi_{k}+\varepsilon_{\omega}T))=$$
$$=\frac{q^2}{2}(-\sin(\varphi_k-\varphi_{k-1})+\sin(\varphi_k+\varphi_{k-1}+2\varepsilon_{\omega}T))\,, \qquad (61)$$

$$M[I(k-1)Q(k)]=$$
$$=q^2(\sin(\varphi_{k}+\varepsilon_{\omega}T)\cdot\cos(\varphi_{k-1}+2\varepsilon_{\omega}T))=$$
$$=\frac{q^2}{2}(\sin(\varphi_k-\varphi_{k-1})+\sin(\varphi_k+\varphi_{k-1}+2\varepsilon_{\omega}T))\,. \qquad (62)$$

После преобразований получим окончательное выражение для дискриминационной характеристики:

$$U(\varepsilon_{\omega})=-q^2\sin\varepsilon_{\omega}T\,. \qquad (63)$$

Крутизну дискриминационной характеристики частотного дискриминатора с обработкой на ЕПЧ можно определить как

$$S_{\omega}=q^2\,. \qquad (64)$$

Для наиболее полного описания алгоритма функционирования ССЧ необходимо определить кроме дискриминационной характеристики также и флуктуационную характеристику [1]. Флуктуационная характеристика дискриминатора определяется как

$$D_{\omega}=M[(u_{\text{Д}\omega}-M[u_{\text{Д}\omega}])^2]\,|\,\varepsilon_{\omega}=0\,. \qquad (65)$$

Для определения дисперсии, пересчитанной к входу дискриминатора, воспользуемся методикой линеаризации, приведенной в [1]:

$$D=D_{\omega}\big/S_{\omega}^2\,, \qquad (66)$$

где D – дисперсия, пересчитанная к входу дискриминатора; S_{ω} – крутизна дискриминационной характеристики.

Дисперсия ошибки фильтрации σ_{ω}^2 определяется как [1]

$$\sigma_{\omega}^2=2\cdot D\cdot T\cdot\Delta f_{\text{ССЧ}}\,, \qquad (67)$$

где $\Delta f_{\text{ССЧ}}$ – шумовая полоса пропускания ССЧ.

В качестве показателя эффективности функционирования ССЧ в условиях помех используется вероятность срыва слежения за заданное время T (время длительности навигационного сигнала) [3]. Под срывом слежения в данном случае понимается выход мгновенного значения ошибки слежения за частотой σ_{ω} за пределы апертуры дискриминационной характеристики дискриминатора ССЧ. Для дискриминаторов ССЧ с ОПЧ, ДПЧ и ЕПЧ ширина апертуры дискриминационной характеристики $A_{\text{ДХ}}$ лежит в пределах от $-1/T$ до $1/T$ [1]. Тогда вероятность срыва слежения можно определить как [5]

$$P_c=\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\delta_k(\sigma_{\omega})\,, \qquad (68)$$

где P_c – вероятность срыва слежения; N – общее количество опытов; σ_{ω} – значение статистики, пересчитанной ко входу частотного дискриминатора в k-м испытании; δ_k – индикаторная переменная, причём $\delta_k(\sigma_{\omega})=1$, если $\sigma_{\omega}\ge A_{\text{ДХ}}$, и $\delta_k(\sigma_{\omega})=0$, если $\sigma_{\omega}<A_{\text{ДХ}}$.

При проведении оценки помехоустойчивости ССЧ с различными алгоритмами в качестве навигационного сигнала рассмотрен сигнал *BOC*(1,1), характеристики которого приведены в [6].

На рис. 1 приведены зависимости вероятности P_c от отношения сигнал/помеха *j/s* для автономной ССЧ с различными частотными дискриминаторами. На рис. 2 приведены зависимости вероятности P_c от отношения *j/s* для комплексированной ССЧ с различными частотными дискриминаторами.

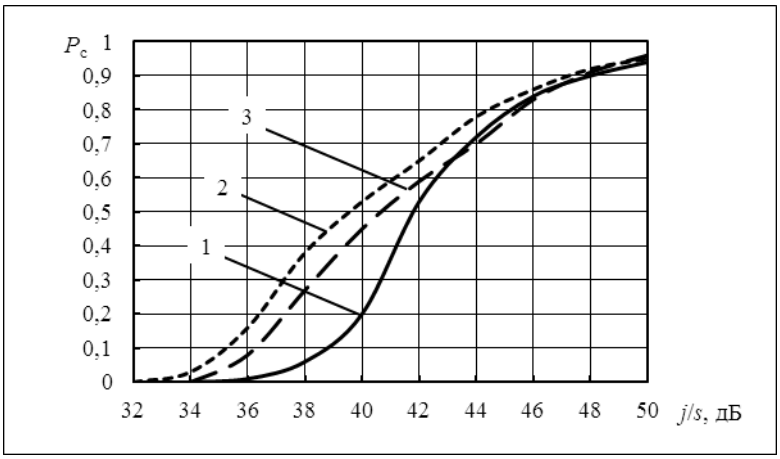


Рис. 1. Зависимости вероятности P_c от отношения *j/s* для автономной ССЧ:
1 – с дискриминатором с ЕПЧ; 2 – с дискриминатором с ОПЧ; 3 – с дискриминатором с ДПЧ

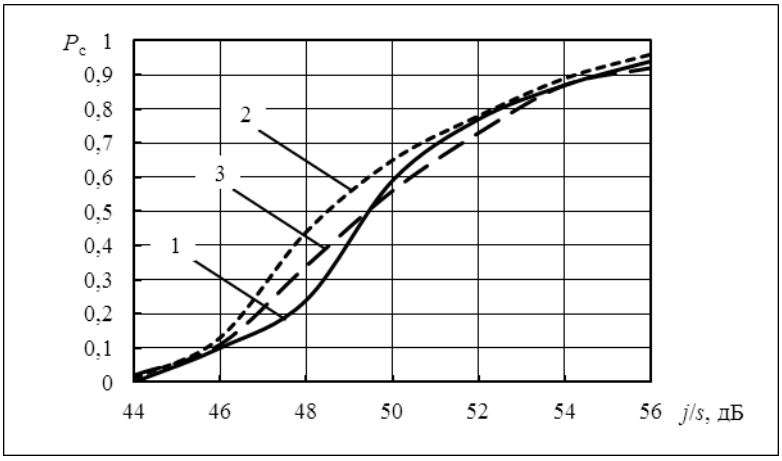


Рис. 2. Зависимости вероятности P_c от отношения *j/s* для комплексированной ССЧ:
1 – с дискриминатором с ЕПЧ; 2– с дискриминатором с ДПЧ; 3 – с дискриминатором с ОПЧ

Анализ графиков, приведенных на рис. 1, показывает, что автономная ССЧ с дискриминатором, использующим ЕПЧ, при малом отношении помеха/сигнал имеет на 2…3 дБ лучшую помехоустойчивость, чем аналогичные ССЧ с дискриминаторами, использующими ОПЧ и ДПЧ. При больших отношениях помеха/сигнал помехоустойчивость ССЧ с дискриминаторами ОПЧ, ДПЧ и ЕПЧ практически одинаковая. Ухудшение помехоустойчивости ССЧ с дискриминаторами, использующими ОПЧ и ДПЧ, можно объяснить отбрасыванием старших гармоник в ряде разложения меандрового поднесущего колебания (4) при аппроксимации *BOC* сигнала как суммы двух *BPSK* сигналов.

Анализ графиков, приведенных на рис. 2, показывает, что помехоустойчивость комплексированной ССЧ с дискриминаторами, использующими ОПЧ, ДПЧ и ЕПЧ, практически одинакова при любых отношениях помеха/сигнал.

Анализ графиков, приведенных на рис. 1 и 2, показывает, что комплексирование ССЧ с инерциальной навигационной системой повышает её помехоустойчивость на 7…8 дБ для всех приведенных дискриминаторов: ОПЧ, ДПЧ и ЕПЧ.

Таким образом, полученные результаты оценки помехоустойчивости ССЧ с различными дискриминаторами могут быть использованы при разработке перспективной отечественной аппаратуры потребителей ГНСС повышенной помехозащищённости, использующей *BOC* сигналы.

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

2. *Перов А.И., Болденков Е.Н., Григоренко Д.А.* Упрощенная аналитическая методика оценки потенциальной помехоустойчивости оптимальных следящих систем приёмников спутниковой навигации // Радиотехника. 2003. № 7. С. 78–87.

3. *Неровный В.В.* Математическая модель оценки помехоустойчивости системы слежения за частотой аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем, использующей сигналы *BPSK* // Теория и техника радиосвязи. 2013. № 2. С.46–50.

4. *Липа И.В.* Разработка и исследование алгоритмов поиска перспективных навигационных радиосигналов СРНС ГЛОНАСС с модуляцией на поднесущих частотах: дис. ... канд. тех. наук / Национальный исслед. ун-т. МЭИ. М.: МЭИ, 2016. 169 с.

5. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей. М.: Высшая школа, 2001. 315 с.

6. *Перов А.И.* Основы построения спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника, 2012. 240 с.

Статья поступила в редакцию 23 сентября 2016 года

УДК 621.396

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ВОЗДУШНОГО СУДНА ПРИ ГРУППОВОМ ПРИМЕНЕНИИ АВИАЦИИ

Д.А. Червань, к.т.н., доцент, ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)
П.В. Рябков, к.т.н., доцент, ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)
М.В. Авдеев, к.т.н., начальник группы 403 военного представительства Министерства обороны РФ, e-mail: jiguli-007@inbox.ru
А.В. Коровин, к.т.н., доцент, ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: korovin.alexey@mail.ru

Рассмотрены вопросы повышения точности оценки местоположения воздушного судна на основе многоуровневой организации обмена данными (МООД). Одним из перспективных направлений повышения точности оценки местоположения воздушного судна является маневрирование одного из взаимодействующих объектов относительно потребителя навигационной информации.

***Ключевые слова**: точность оценки координат, маневр, первичный и вторичный потребители, навигационные опорные точки.*

IMPROVING THE ACCURACY OF AIRCRAFT POSITION FIDNING FOR GROUP AVIATION OPERATION

D.A. Chervan, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor, Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh)
P.V. Ryabkov, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor, Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh)
M.V. Avdeev, Ph.D. in Engineering, Group 403 chief, Quality Control Agency of the Ministry of Defence of the Russian Federation, e-mail: jiguli-007@inbox.ru
A.V. Korovin, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor, Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh), e-mail: korovin.alexey@mail.ru

The paper studies the matters of improving the aircraft position-finding accuracy based on multilevel data exchange. One of the promising methods involves the maneuvering of one of the interactants relative to navigational information consumer.

***Keywords**: position accuracy, maneuver, primary and secondary consumers, navigational control points.*

Анализ особенностей применения авиации показывает, что на различных театрах военных действий (в условиях горной местности и над морем) работа по высокоточным источникам навигационной информации становится невозможной. Отсутствие таких источников приводит к существенному снижению точности оценки местоположения (МП) воздушного судна (ВС), при этом требования к точности сохраняются. В таких ситуациях в качестве источников навигационной информации (ИИ) можно рассматривать взаимодействующие ВС одной тактической группы.

Цель работы – достижение требуемой точности оценки местоположения ВС (первые единицы метров) при решении специальных задач авиационной группы в условиях невозможности использования высокоточных ИИ.

Постановка задачи

Для повышения точности оценки МП ВС в локальном навигационно-временном поле целесообразно использовать комплексную систему навигации (КСН), включающую в свой состав систему обмена данными (СОД), инерциальную навигационную систему (ИНС) и баровысотомер (БВ), построенную на основе синтеза алгоритмов навигационно-временных определений (НВО) методами статистической теории оптимальной фильтрации [1–3]. В основе такого комплексирования, осуществляемого на уровне вторичной обработки навигационной информации, лежит избыточность

 ISSN 1995-7009

информации о дальностях между взаимодействующими объектами – ВС и навигационными опорными точками (НОТ) [1].

Для синтеза децентрализованного алгоритма НВО необходимо сформировать вектор наблюдения (ВН) ($\underline{\xi}_{\nu}$) и определить состав оцениваемого вектора состояния $\underline{\lambda}_{i_\nu}$, а также учесть априорную информацию о навигационных измерителях в виде соответствующих моделей, описывающих стохастическую динамику вектора состояния и его связь с ВН.

Вектор оцениваемых параметров подсистемы КСН i-го ВС ($\underline{\lambda}_{i_\nu}$) для децентрализованного алгоритма НВО в ν-й момент времени имеет вид

$$\underline{\lambda}_{i_\nu} = \left[\underline{E}_{i_\nu}, \underline{\Delta}_{i_\nu}, \delta h_{i_\nu} \right]^T = $$

$$= \left[\delta x_{i_\nu}, \delta Vx_{i_\nu}, \delta y_{i_\nu}, \delta Vy_{i_\nu}, \delta \tau_{i_\nu}, \delta f_{i_\nu}, \delta h_{i_\nu} \right]^T, \quad (1)$$

где $\underline{E}_{i_\nu}$ – вектор ошибок измерения координат и скорости воздушного судна ИНС, $\underline{\Delta}_{i_\nu}$ – вектор ошибок измерения задержки сигнала в терминале СОД, δh_{i_ν} – ошибка измерения барометрической высоты.

Наблюдение, поступающее на вход навигационного фильтра i-го ВС от j-го абонента ($\underline{\xi}_{ij_\nu}$), имеет вид

$$\underline{\xi}_{ij_\nu} = \underline{S}\left(\underline{\lambda}_{i_\nu}, \underline{\lambda}_{j_\nu}\right) + \underline{n}_{ij_\nu} = \underline{S}\left(\underline{\lambda}_{i_\nu}, \hat{\underline{\lambda}}_{j_\nu} - \underline{\varepsilon}_{j_\nu}\right) + \underline{n}_{ij\nu} =$$

$$= H_{ij_\nu} \underline{\lambda}_{i_\nu} - H_{ij_\nu} \underline{\varepsilon}_{j_\nu} + \underline{n}_{ij_\nu}, \quad (2)$$

где $\hat{\underline{\lambda}}_{j_\nu} = \underline{\lambda}_{j_\nu} + \underline{\varepsilon}_{j_\nu}$; $\underline{\varepsilon}_{j_\nu}$ – вектор ошибок оценок j-го ИИ; $H_{ij_\nu} = \dfrac{\partial S\left(\underline{\lambda}_{i_\nu}, \hat{\underline{\lambda}}_{j_\nu}\right)}{\partial \underline{\lambda}_{i_\nu}^T}$ – матрица наблюдения i-го объекта; $\underline{n}_{ij_\nu}$ – вектор шумов наблюдений.

Таким образом, располагая наблюдениями вида (2), имея априорные сведения о векторе состояния (1), необходимо синтезировать ДА НВО для формирования оптимальной оценки переменных вектора состояния i-го объекта по критерию минимума среднеквадратического отклонения (СКО) случайной величины.

Синтезированный комплексный алгоритм обработки навигационной информации для подсистемы КСН i-го ВС при реализации ДА НВО имеет вид

$$\hat{\underline{\lambda}}_{\mathbf{i_\nu}} = \mathbf{\Phi}_{\nu,\nu-1} \hat{\underline{\lambda}}_{\mathbf{i}_{\nu-1}} +$$

$$+ \mathbf{K}_{\mathbf{i_\nu}} \left(\underline{\xi}_{\mathbf{ij_\nu}} - \mathbf{H}_{\mathbf{ij_\nu}} \mathbf{\Phi}_{\nu,\nu-1} \hat{\underline{\lambda}}_{\mathbf{i}_{\nu-1}} \right), \quad (3)$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{i_\nu}} = \left(\mathbf{I} - \mathbf{K}_{\mathbf{i_\nu}} \mathbf{H}_{\mathbf{ij_\nu}} \right) \tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{i_\nu}}, \quad (4)$$

$$\mathbf{K}_{\mathbf{i_\nu}} = \tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{i_\nu}} \mathbf{H}_{\mathbf{ij_\nu}}^{\mathbf{T}} \left(\mathbf{H}_{\mathbf{ij_\nu}} \tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{i_\nu}} \mathbf{H}_{\mathbf{ij_\nu}}^{\mathbf{T}} + \tilde{\mathbf{S}}_{\mathbf{ij_\nu}} + \mathbf{V}_{\mathbf{i_\nu}} \right)^{-1}, \quad (5)$$

где $\tilde{\mathbf{S}}_{\mathbf{ij_\nu}}$ – корреляционная матрица ошибок оценок координат ИИ (ВС, НОТ).

Отличительной особенностью синтезированного алгоритма является наличие слагаемого $\tilde{\mathbf{S}}_{\mathbf{ij_\nu}}$ в выражении для коэффициента усиления фильтра i-го ВС, которое учитывает вклад погрешностей ИИ и позволяет повысить стабильность децентрализованного алгоритма НВО в КСН.

Главная диагональ матрицы $\tilde{\mathbf{S}}_{\mathbf{ij_\nu}}$ образована элементами, значения которых рассчитываются на основе принятой информации о рангах точности взаимодействующих объектов, и для i-го ВС имеет вид

$$\tilde{\mathbf{S}}_{\mathbf{ij_\nu}} = \begin{vmatrix} \mathbf{H}_{\mathbf{i}}^{\langle 1 \rangle} \tilde{\mathbf{R}}_1 \mathbf{H}_{\mathbf{i}}^{\langle 1 \rangle \mathbf{T}} & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{H}_{\mathbf{i}}^{\langle 2 \rangle} \tilde{\mathbf{R}}_2 \mathbf{H}_{\mathbf{i}}^{\langle 2 \rangle \mathbf{T}} & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & \mathbf{H}_{\mathbf{i}}^{\langle \mathbf{j} \rangle} \tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{j}} \mathbf{H}_{\mathbf{i}}^{\langle \mathbf{j} \rangle \mathbf{T}} \end{vmatrix},$$

где $\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{j}}$ – корреляционные матрицы ошибок оценок вектора состояния ИИ; $\mathbf{H}_{\mathbf{i}}^{\langle \mathbf{j} \rangle}$ – матрица наблюдений i-го ВС, в которой верхний индекс обозначает номер строки при измерении i-м ВС псевдодальности до j-го ИИ, при этом $j < N$.

Матрица $\tilde{\mathbf{S}}_{\mathbf{ij_\nu}}$ является квадратной, ее размерность зависит от количества ИИ и для автономной группы из N взаимодействующих ВС составляет $(N-1)\times(N-1)$.

Таким образом, на вход децентрализованного алгоритма поступает навигационная информация только от тех ВС группы (навигационных контроллеров или первичных потребителей (ПП)), которые имеют более высокую точность определения собственных координат, чем определяющегося ВС (вторичный потребитель (ВП)).

Один из способов повышения точности оценки местоположения ВС состоит в много-

уровневой организации обмена данными (МООД) между объектами КСН, к примеру три воздушных судна и две НОТ (ВП – 2ПП – 2НОТ). Допустим, что каждый из двух ПП (ПП1 и ПП2) имеет возможность постоянно использовать обе НОТ, МП которых известно и определяется без погрешностей. При этом ПП1 и ПП2 не используют в своих навигационных фильтрах измерение взаимной псевдодальности, поскольку точность оценки координат ПП при работе по двум НОТ составляет первые единицы метров.

Результаты исследований точности оценки плоскостных координат ПП представлены на рис. 1: кривая 1 характеризует погрешность (2σ) ошибки оценки текущей плоскостной координаты, а кривая 2 – соответствующие значения ошибки оценки. Необходимо отметить, что точность оценки плоскостных координат ПП составляет первые единицы метров, при этом процесс, характеризующий ошибку оценки, имеет более схожие свойства с белым гауссовским шумом, чем с марковским процессом. Этот факт позволяет значительно упростить представление матрицы **S** в навигационном фильтре ВП – формируются диагональные элементы в соответствии с передаваемыми рангами точности НВО, а недиагональные элементы – нулевые.

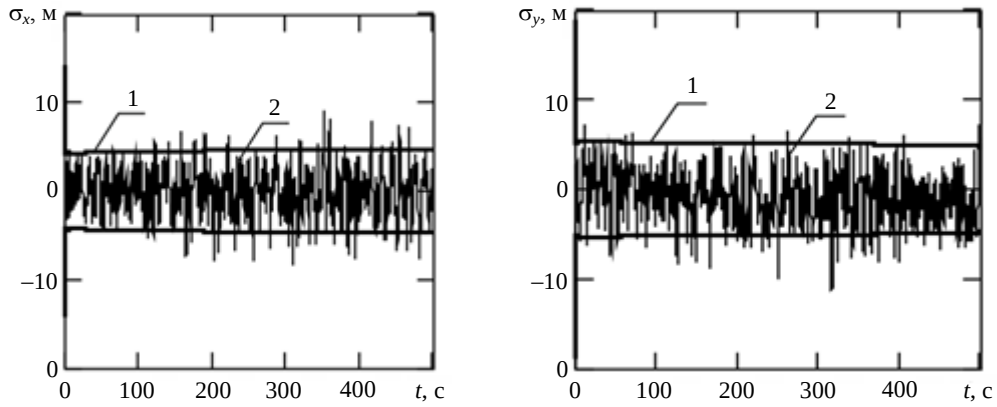


Рис. 1. Точность оценки плоскостных координат ПП

Исследования точности НВО ВП при реализации МООД в КСН проводились при следующих условиях: ПП и ВП выполняют полет на одной высоте, параллельными курсами и с одинаковыми скоростями.

Результаты исследований точности оценки плоскостных координат ВП представлены на рис. 2, где кривая 1 соответствует погрешности оценки координат *x* и *y*, а кривая 2 описывает динамику ошибки оценки соответствующих координат.

Анализ полученных результатов говорит о том, что погрешность оценки текущих координат ВП (2σ) на рассматриваемом интервале наблюдения составляет порядка 860 м.

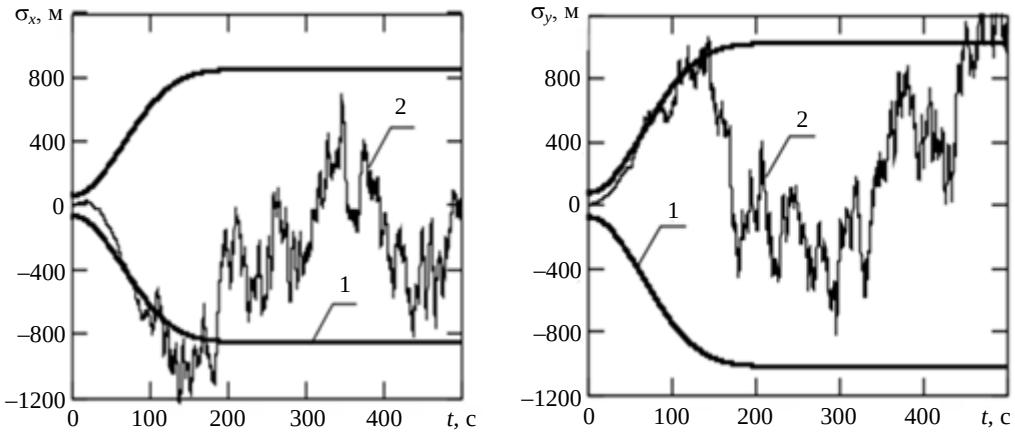


Рис. 2. Точность оценки текущих координат ВП

Полученный результат не удовлетворяет требованиям, предъявляемым к современным навигационным комплексам при решении большинства задач навигации, но при этом расходимости процесса фильтрации не наблюдается, т.е. в навигационном фильтре ВП достаточно корректно учитываются статистические характеристики погрешностей ИИ, т.е. при реализации МООД справедлив предложенный подход к представлению матрицы $\tilde{\mathbf{S}}_{\mathbf{ij_v}}$.

Таким образом, в ситуациях, связанных с невозможностью использования всеми ВС группы достаточного количества НОТ, целесообразно использовать децентрализованный алгоритм НВО в КСН при условии многоуровневой организации групповых взаимодействий, когда в качестве ИИ выступают ВС, имеющие более высокий ранг точности.

Известно, что повышение точности НВО потребителя возможно при улучшении геометрии взаимного расположения взаимодействующих объектов. Реализация такого подхода возможна в условиях маневрирования одного из ПП, направленного на улучшение геометрии группы, относительно потребителя навигационной информации.

Под маневром будем понимать изменение ВС направления полета в горизонтальной плоскости (истинного курса) либо изменение скорости полета, приводящее к изменению положения линии визирования на источник информации (ПП) в локальной системе координат, выбранной для решения навигационной задачи. Пример взаимодействия подвижных объектов в условиях маневрирования ПП2 для двух моментов времени t_0 и t_1 представлен на рис. 3.

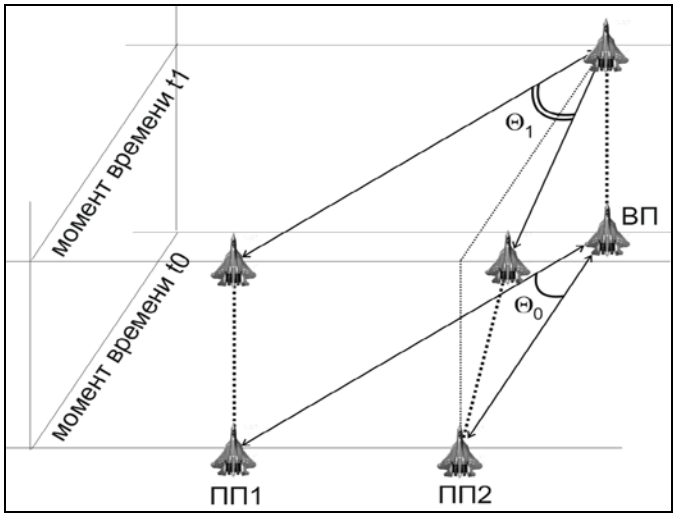


Рис. 3. Маневр ПП2 по курсу для двух моментов времени t_0 и t_1

Угол Θ_0 не изменяется до момента времени t_0, а в следующий момент времени с началом выполнения маневра получает приращение и определяется углом Θ_1.

Рассмотрим вариант взаимодействия ВП–2ПП–2НОТ при реализации МООД в КСН. Результаты исследований точности оценки плоскостных координат ВП при маневрировании ПП2 показаны на рис. 4.

При этом маневр характеризуется угловой скоростью линии визирования Δ = 3 град/с и начинается в момент времени t = 200 с, не прекращаясь до конца интервала наблюдения. Из полученных результатов следует, что точность оценки координат ВП повышается с 860 до 45÷50 м.

Очевидно, что при единых параметрах выполнения полета взаимодействующими объектами (одинаковые скорости, курс и высота) взаимные дальности между ПП и ВП в отсутствие маневра – величины постоянные.

Существенный выигрыш в точности (более чем на порядок) достигается за счет того, что в условиях маневрирования ПП2 на каждом интервале оценивания текущих координат ВП взаимные дальности между объектами получают дополнительные приращения, т.е. повышается избыточность навигационной информации.

Рассмотрим тот же вариант взаимодействия ВП–2ПП–2НОТ при реализации МООД, но при условии, что ПП1 совершает маневр по скорости. Пример взаимодействия подвижных объектов в условиях маневрирования ПП2 для двух моментов времени t_0 и t_1 представлен на рис. 5.

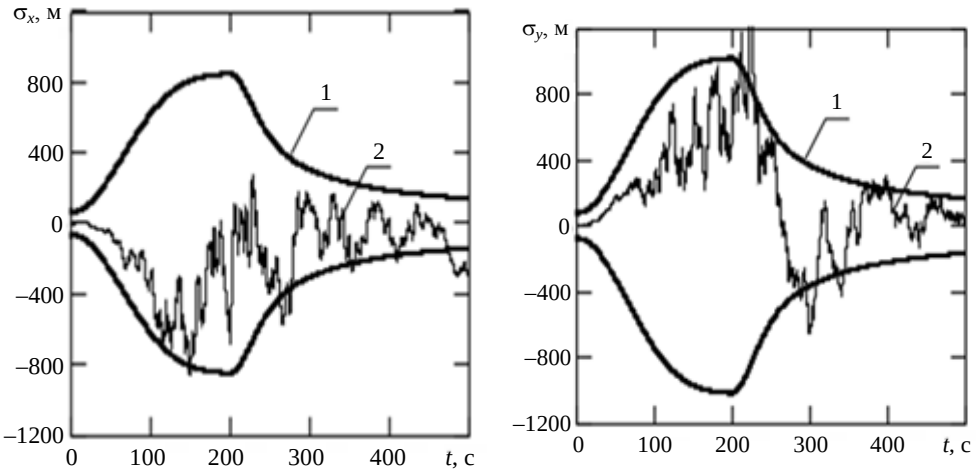


Рис. 4. Точность оценки плоскостных координат ВП при маневрировании ПП2 по курсу

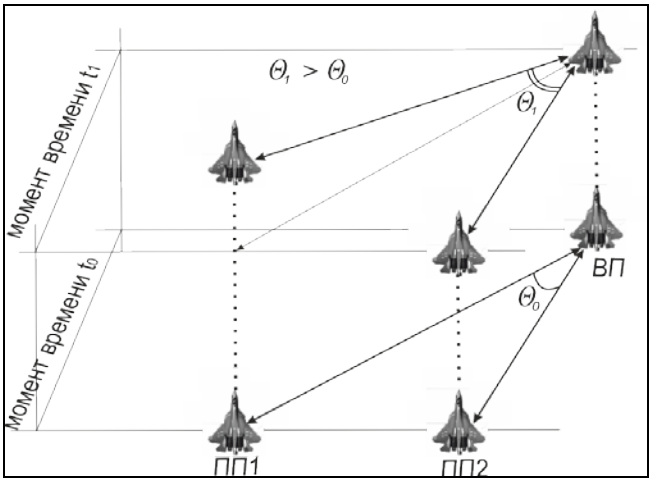


Рис. 5. Маневр ПП1 по скорости для двух моментов времени t_0 и t_1

Результаты исследований точности оценки плоскостных координат ВП при маневрировании ПП1 показаны на рис. 6. При этом маневр характеризуется приращением в скорости 20 м/с и начинается в момент времени t = 200 с, не прекращаясь до конца интервала наблюдения. Из полученных результатов следует, что точность оценки координат ВП повышается с 860 до 15÷20 м.

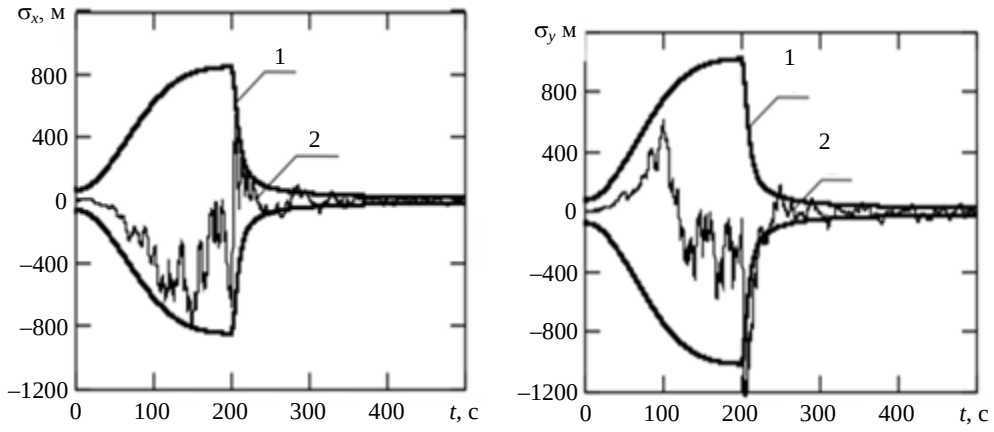


Рис. 6. Точность оценки плоскостных координат ВП при маневрировании ПП1 по скорости

Данная картина наблюдается при выполнении маневра, направленного на улучшение геометрии взаимного расположения взаимодействующих объектов.

В доказательство данного утверждения на рис. 7 представлены результаты сравнительного анализа погрешности оценки местоположения ВП и величины GDOP – параметра, характеризующего геометрию взаимного расположения взаимодействующих объектов (ВП относительно ПП1 и ПП2).

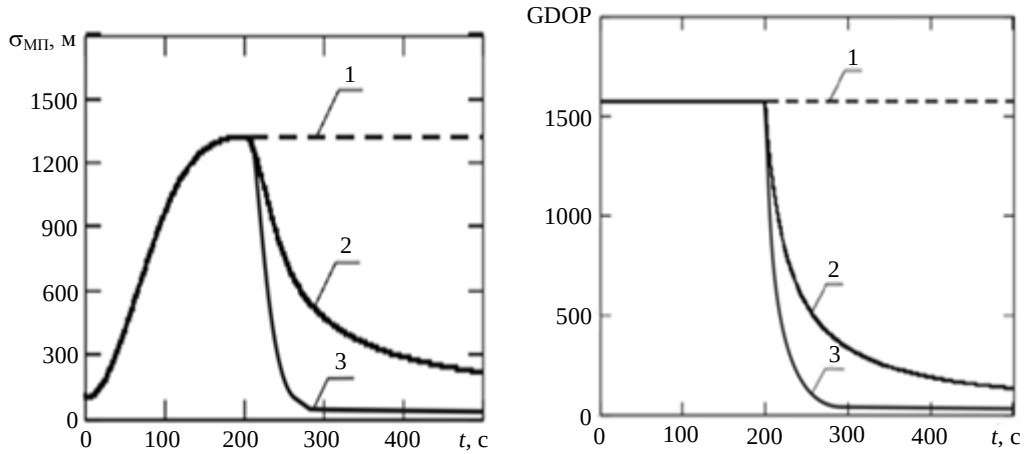


Рис. 7. Сравнительный анализ погрешности оценки местоположения ВП и величины GDOP

На рис. 7 кривая 1 соответствует погрешности оценки местоположения воздушного судна в отсутствие маневра ПП1 и ПП2, кривая 2 – при выполнении маневра ПП2 по курсу, кривая 3 – при выполнении маневра ПП1 по скорости. Необходимо отметить, что в статье представлены результаты исследований маневра ПП1 и ПП2, направленного только на улучшение геометрии взаимного расположения объектов.

Сравнительный анализ влияния маневров на точность оценки МП ВП показывает, что маневр по скорости ПП1 имеет более высокие показатели по отношению к маневру по курсу ПП2, при этом относительный выигрыш в точности оценки текущих координат ВП составляет три раза, а по отношению к точности ИНС – более чем на порядок.

Представленные результаты исследований точности оценки текущих координат ВП соответствуют требованиям к предельным значениям физической реализуемости выполнения маневра по курсу или по скорости, предъявляемым к членам экипажа и техническим возможностям воздушного судна типа Су–27. При менее жестких требованиях к выполнению маневра по курсу или по скорости точность оценки текущих координат ВП будет составлять 200–250 м и 80–100 м соответственно, что вполне объяснимо из-за незначительного улучшения геометрии взаимного расположения объектов.

Таким образом, маневрирование ПП позволяет существенно повысить точность оценки текущих координат ВП, а при определенных условиях – добиться высокой точности НВО, которая составит первые десятки метров.

Литература

1. *Скрыпник О.Н., Ерохин В.В.* Анализ влияния взаимного расположения подвижных объектов на точность определения координат // Научный вестник МГТУ ГА. 2009. № 139 (2). С. 28–31.

2. *Тихонов В.И., Харисов В.Н.* Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь, 1991. 608 с.

3. *Ярлыков М.С., Миронов М.А.* Марковская теория оценивания случайных процессов. М.: Радио и связь, 1993. 464 с.

Статья поступила в редакцию 22 сентября 2016 года

УДК 621.396.662

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ С ЧАСТОТНО-ФАЗОВЫМ ДЕТЕКТОРОМ С КВАДРАТИЧНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

С.К. Романов, к.т.н., в.н.с., e-mail: skromanov@rambler.ru
Н.М. Тихомиров, д.т.н., начальник НТУ, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
АО «Концерн «Созвездие»
А.В. Леньшин, д.т.н., профессор, ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: andrey-lenshin@yandex.ru

Предложена методика с использованием решателей дифференциальных уравнений системы MATLAB для определения длительностей переходных процессов в системе фазовой автоподстройки частоты с частотно-фазовым детектором с квадратичной характеристикой и нелинейным генератором токовой накачки.

Ключевые слова: *синтезатор частот, частотно-фазовый детектор, управляемый генератор, токовая накачка, переходной процесс, режим биений, квадратичная характеристика.*

FREQUENCY SYNTHESIZER TRANSIENT USING A SQUARE-LAW FREQUENCY-PHASE DETECTOR

S.K. Romanov, Ph.D. in Engineering Sciences, leading research engineer, e-mail: skromanov@rambler.ru
N.M. Tikhomirov, Doctor of Engineering Sciences, Head of Science and Technology, e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
JSC «Concern «Sozvezdie»
A.V. Lenshin, Doctor of Engineering Sciences, professor, Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh), e-mail: andrey-lenshin@yandex.ru

The method for determination of the transient duration time in a phase-locked loop system with a square-law frequency-phase detector and a non-linear current pump oscillator using MATLAS differential equations solver is proposed.

Ключевые слова: *frequency synthesizer, frequency-phase detector, controlled oscillator, current pumping, transient, pulse mode, square-law characteristic.*

В синтезаторах частот (СЧ), использующих фазовую автоподстройку частоты (ФАПЧ) с «большими» диапазонами перестройки по частоте, в начале переходного процесса (ПП) возникает так называемый режим «биений». Этот режим характерен тем, что разность фаз сигналов на выходе импульсного частотно-фазового детектора (ЧФД) с токовой накачкой, используемого в ФАПЧ, больше 2π. Применение дробных делителей с переменным коэффициентом деления (ДДПКД) в системе ФАПЧ приводит к увеличению длительностей ПП в режиме «биений», и доля времени этого режима в общем времени ПП зачастую становится недопустимо высока. Для уменьшения этого явления, а также уменьшения общего времени ПП в СЧ производителями микросхем косвенного синтеза на основе систем ФАПЧ предлагается ряд режимов, связанных с коммутацией некоторых элементов, как входящих в состав этих микросхем, так и находящихся вне их, например, при ускоренном режиме настройки увеличение выходного тока ЧФД с токовой накачкой, поступающего на вход фильтра нижних частот (ФНЧ), возможное уменьшение коэффициентов деления делителей частоты как опорного сигнала, так и сигнала в цепи обратной связи системы ФАПЧ, а также уменьшение постоянных времени в ФНЧ (режим *FastLock* в микросхемах STW81200, ADF4193, ADF4196, LMX2541, LMX2485Q-Q1).

В [1] с помощью компьютерных программ, разработанных в системе MATLAB, подробно исследуются ПП в системе ФАПЧ с указанными выше режимами ускорения времени установки частоты и фазы. В настоящей работе исследуется способ ускорения ПП в режиме «биений» применением квадратичной характеристики ЧФД. Предлагаются «точные» данные о длительностях ПП в режиме «биений», полученные с использованием решателей дифференциальных уравнений (солверов) пакета

 ISSN 1995-7009

MATLAB [2]. Теоретические результаты иллюстрируются на системе ФАПЧ 3-го порядка.

На рис. 1 приведена структурная схема исследуемой ФАПЧ с элементами: ОГ – опорный генератор, ДФКД – делитель частоты опорного сигнала с фиксированным коэффициентом деления; ЧФД-НГТН – ЧФД с нелинейным генератором токовой накачки; ДДПКД – делитель частоты с дробно-переменным коэффициентом деления; ФНЧ (для примера системы ФАПЧ 3-го порядка с элементами C_1, R_1, C_2); УГ – управляемый генератор, моделируемый сумматором и усилительно-интегрирующими элементами $S_{\text{УГ}}$ и $2\pi/s$. Напряжение $U(t)$ в течение всего переходного процесса представим в виде $U(t) = -U_M 1(t)$, где U_M – определяет диапазон перестройки ФАПЧ $\Delta f_{\text{УГ}} = f_{\text{УГ_В}} - f_{\text{УГ_Н}} = S_{\text{УГ}} \cdot U_M$ ($f_{\text{УГ_В}}$ – верхняя частота настройки УГ, $f_{\text{УГ_Н}}$ – нижняя частота настройки УГ, знак минус перед U_M выбран произвольно).

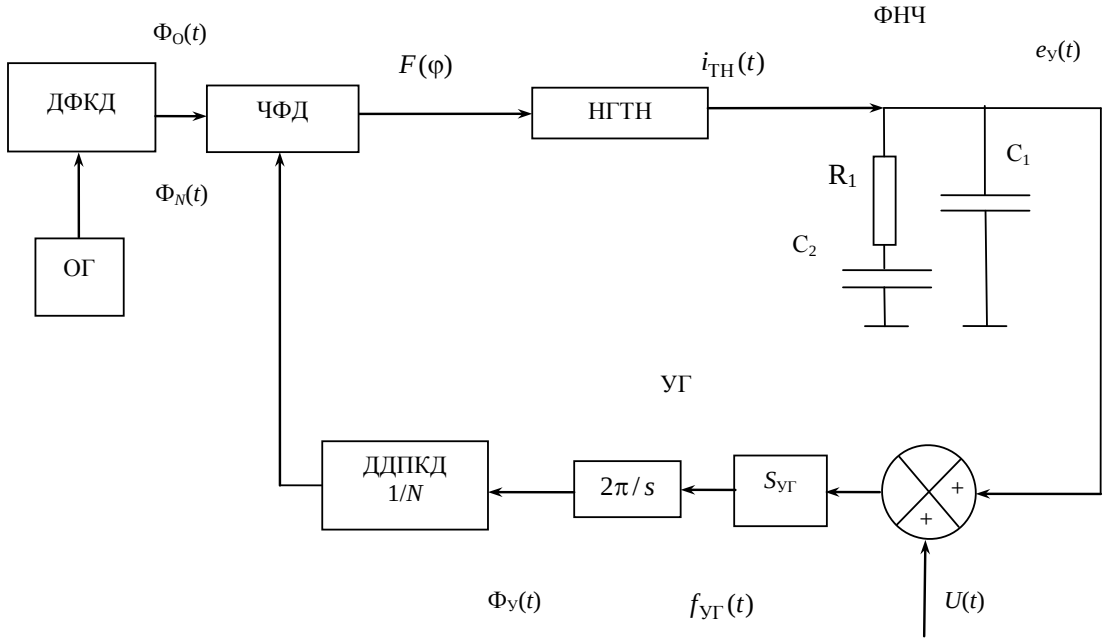


Рис. 1. Схема ФАПЧ с квадратичной характеристикой ЧФД-НГТН

На рис. 1 также приняты следующие обозначения: $\Phi_{\text{О}}(t), \Phi_N(t), \Phi_{\text{У}}(t)$ – фазы выходных сигналов ДФКД, ДДПКД и УГ соответственно; $f_{\text{УГ}}(t)$ – частота УГ; N – целое значение дробного коэффициента деления ДДПКД; $F(\varphi) = F(\Phi_{\text{О}}(t) - \Phi_N(t))$ – нелинейная функция, характеризующая функционирование ЧФД и показанная на рис. 2 (кривая 1), на котором i_M – максимальное значение тока ЧФД. На рис. 2 также показана кривая 2 – $F_1(\varphi) = F(\varphi)/i_M + k_{ifd} \cdot (F(\varphi)/i_M)^2$ для $k_{ifd} = 4$, где k_{ifd} – коэффициент, характеризующий степень квадратичности характеристики ЧФД-НГТН. Генерируемый НГТН ток «накачки» $i_{\text{ТН}}(t)$ для ФНЧ (в исследуемом случае) представим в виде

$$i_{\text{ТН}}(t) = F(\varphi) - \\ -sign[\Phi_У(t)] \cdot i_M \cdot k_{ifd} \cdot (F(\varphi)/i_M)^2. \qquad (1)$$

Варианты построения ЧФД-НГТН с такой фазовой характеристикой представлены в работах [3, 4]. Показанные на рис. 2 функции $F(\varphi), F_1(\varphi)$ являются неоднозначными функциями, то есть если $\varphi(t)$ – постоянно нарастающая величина ($\varphi(t) > 0$ – жирные линии), то $F(\varphi) > 0, F_1(\varphi) > 0$. Если $\varphi(t)$ меняет знак, то и $F(\varphi), F_1(\varphi)$ могут изменить знак и перейти из положительной области в отрицательную (тонкие линии). ЧФД-НГТН с такой характеристикой обладает частотно-различительным свойством.

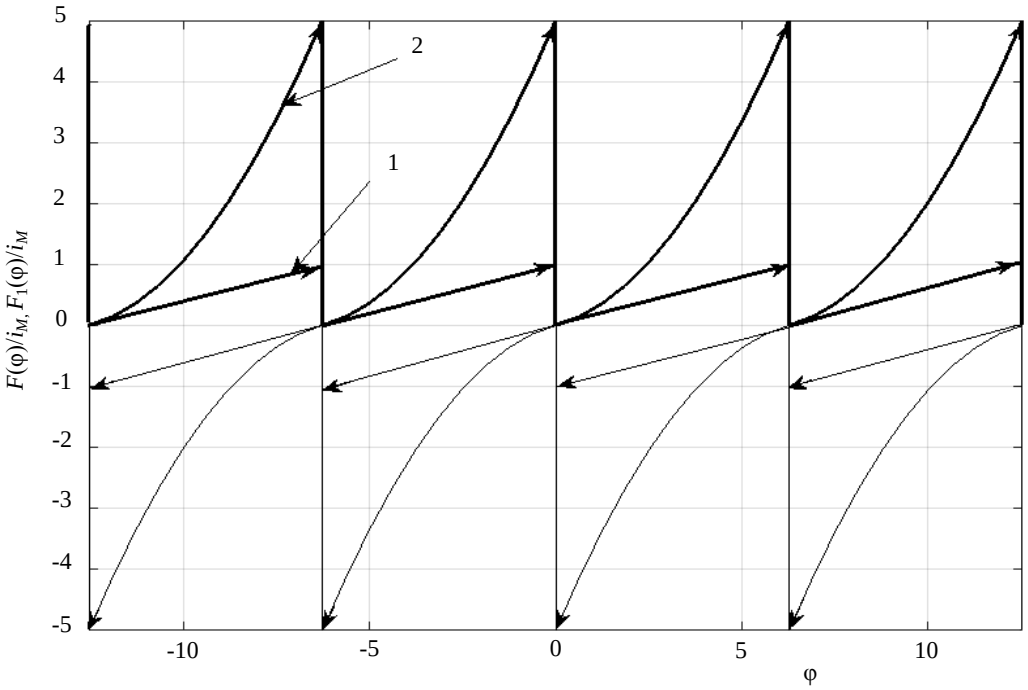


Рис. 2. Фазовая характеристика ЧФД-НГТН

На рис. 3 приведены графики переходных процессов в исследуемой нелинейной системе ФАПЧ 3-го порядка, приведенной на рис. 1. Эта система обладает следующими параметрами: $S_{\text{УГ}} = 2$ МГц/В, $N = 4800$, $i_M = 5$ мА, $U_M = -20$ В, $k_{ifd} = 4$ или $k_{ifd} = 0$. Номиналы элементов ФНЧ определены в результате параметрического синтеза ФАПЧ в линейном режиме $(k_{ifd} = 0)$ по показателю колебательности $M = 1.3$ для частоты среза системы $\omega_{\text{ср}} = 2\pi 500$ рад/с. Напряжения на конденсаторах ФНЧ C_1, C_2 и фаза выходного сигнала УГ при $t = 0$ имеют нулевые значения.

На рис. 3 кривые: 1 – $U_{ifd}(t) = 2\pi \cdot F(\varphi(t))/i_M$ – сигнал, пропорциональный $F(\varphi(t))$; 2 – $e_\Phi(t)$ – напряжение на конденсаторе C_1 (на выходе ФНЧ); 3 – $\log|[e_\Phi(t) + U(t)]S_{\text{УГ}}|$ – отклонение частоты УГ от номинала в логарифмическом масштабе. Более быстрые кривые соответствуют варианту $k_{ifd} = 4$, медленные – варианту $k_{ifd} = 0$. Из рис. 3 видно, что весь интервал времени переходного процесса можно разделить на два подынтервала: первый – от 0 до t_3 – захват (нелинейный режим «биений» в системе ФАПЧ); второй – от t_3 до t_p – режим подстройки, в котором система ФАПЧ является практически линейной системой 3-го порядка.

Рассмотрим более подробно первый подынтервал от 0 до t_3 который можно разделить на l участков времени (на рис. 3 для $k_{ifd} = 0$ изображено двадцать таких участков T_n, $T_n = t_{n+1} - t_n$, $n = 1...20$). Соответственно, $t_3 = \sum_{n=1}^{l} T_n$. На каждом $T_n - \tau$, $\tau \to 0$, в соответствии с рис. 1–3 в моменты времени $t_{n+} = \sum_{i=1}^{n} T_i + \tau$, $n = 1...l$, $\tau \to 0$, $F(\varphi(t)) = 0$. Из последнего соотношения и рис. 1–3, если положить $\Phi_{\text{О}}(t) = 0$, можно записать фазу УГ $\Phi_{\text{У}}(t)$ на границах участков t_n в виде

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

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

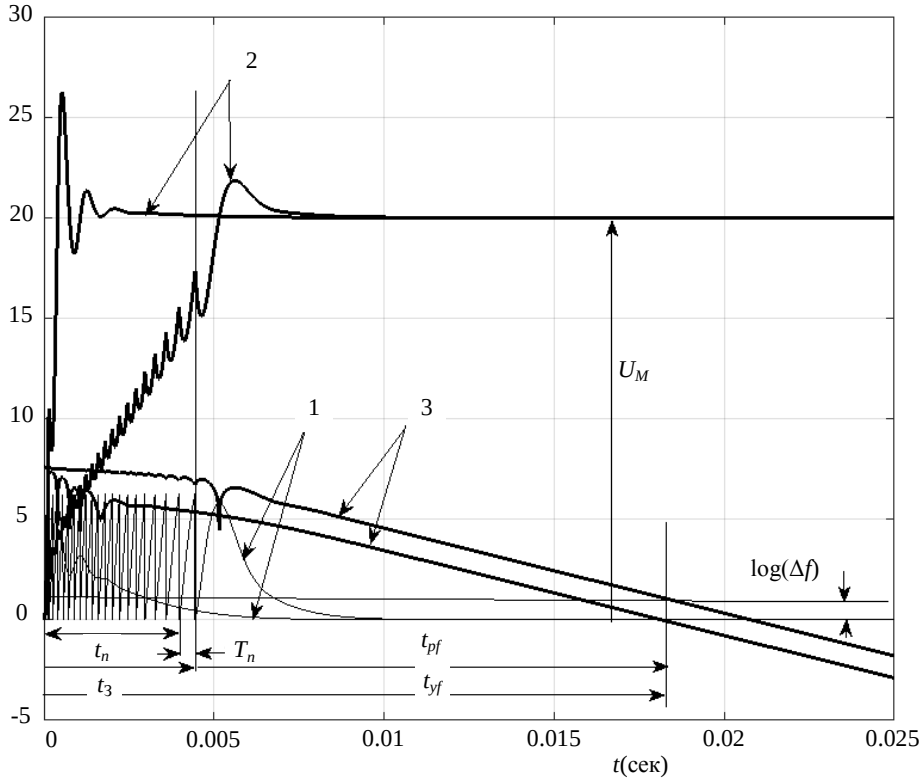


Рис. 3. Переходные процессы в системе ФАПЧ с ЧФД-НГТН

Итак, систему ФАПЧ как динамическую систему внутри участков T_n и при $t > t_3$ можно описать с помощью обыкновенных дифференциальных уравнений с учетом скачков её координаты $\Phi_{\text{У}}(t)$ в моменты времени t_n на $2\pi N$ (2).

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 напряжения на конденсаторах и токи в индуктивностях ФНЧ (для ФНЧ на рис. 1 напряжения на конденсаторах C_1, C_2 $U_{C1}(t)$ и $U_{C2}(t)$ соответственно) и фазу сигнала УГ $\Phi_{\text{У}}(t)$, в качестве выходного сигнала используем отклонение частоты УГ от номинала $f_{\text{УГ}}(t) = S_{\text{УГ}}[e_{\Phi}(t) + U(t)]$ и фазу УГ $\Phi_{\text{У}}(t)$. Тогда в соответствии с рис. 1 векторное дифференциальное уравнение, описывающее систему ФАПЧ на участках времени T_n, а также при $t > t_3$, имеет вид:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}} &= \mathbf{A}\mathbf{F}_{\text{Н}}(\mathbf{X}) + \mathbf{B}\mathbf{U}, \\ \mathbf{Y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(t) + \mathbf{D}\mathbf{U}(t), \end{aligned} \qquad (3)$$

где $\mathbf{X}(t) = \left[U_{C1}(t); U_{C2}(t); \Phi_{\text{У}}(t);\right]$ – вектор состояния системы ФАПЧ;

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1/R_1C_1 & 1/R_1C_1 & i_M/(2\pi NC_1) \\ 1/R_1C_2 & -1/R_1C_2 & 0 \\ 2\pi S_{\text{УГ}} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$ – матрица системы ФАПЧ;

$\mathbf{F}_{\text{Н}}(\mathbf{X}) = [U_{c1}(t); U_{c2}(t); F_1[\Phi_{\text{У}}(t)]$;

$\mathbf{B} = [0; 0; 2\pi S_{\text{УГ}}]$ – вектор управления;

$\mathbf{U} = -U_M 1(t)$;

$F_1[\Phi_{\text{У}}(t)] = -\Phi_{\text{У}}(t) - k_{ifd}\, sign[\Phi_{\text{У}}(t)][\Phi_{\text{У}}(t)]^2/(2\pi N)$, где $\Phi_{\text{У}}(t)$ в режиме «биений» определяется процедурой (2), $\mathbf{Y}(t)$ – вектор выхода (для рис. 1 $\mathbf{Y}(t) = [f_{\text{УГ}}(t); \Phi_{\text{У}}(t)]$);

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & S_{\text{УГ}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$ – матрица выхода;

$\mathbf{D}=[S_{\text{УГ}};0;]$ – матрица компенсации; на участках времени T_n начальный вектор состояния $\mathbf{X}(t_{n-1})$ равен $\mathbf{X}(t_{n-1})=\left[U_{C2}(t_{n-1});U_{C1}(t_{n-1});0\right]$, вектор состояния $\mathbf{X}(t_{n-})$ равен $\mathbf{X}(t_{n-})=\left[U_{C2}(t_{n-});U_{C1}(t_{n-});-2\pi N\right]$, начальный вектор состояния $\mathbf{X}(t_l)$ для режима ФАПЧ для $t>t_з$ ($t_l=t_3$) равен $\mathbf{X}(t_l)=\left[U_{C2}(t_l);U_{C1}(t_l);0\right]$.

Далее для решения поставленных задач будем использовать систему MATLAB. Отметим, что матрицы **X**,**B**,**Y**,**D** записаны в соответствии с правилами оформления матриц в системе MATLAB. В пакете прикладных программ Control System Toolbox системы MATLAB представление модели системы регулирования, которой является ФАПЧ (рис. 1), в виде четверки матриц **A,B,C,D** называется представлением в SS-форме пространств состояний [5].

Пакет MATLAB включает в себя несколько функций (солверов), реализующих различные методы решения обыкновенных дифференциальных уравнений вида (3). Особенностью использования солверов пакета MATLAB при решении дифференциального уравнения (3) для нахождения моментов времени t_n является необходимость задания дополнительного параметра *options=odeset('Events',@fun)* [2], где *fun* – имя функции, в которой задаются условия окончания интегрирования (3) ($\left|\Phi_{\text{У}}(t_{n-})\right|=2\pi N$). Итогом интегрирования (3) на участке времени $t\le t_3$ является нахождение вектора $\mathbf{X}(t_3)=\left[U_{C2}(t_3);U_{C1}(t_3);0\right]$, используемого в дальнейшем на участке времени $t>t_3$ в качестве начального вектора состояния, и значения t_3, используемого для нахождения общего времени ПП.

На рис. 3 представлены результаты расчетов переходных процессов в СЧ на основе ФАПЧ 3-го порядка с ЧФД-НГТН с учетом режима «биений» с помощью солвера *ode45* пакета MATLAB с использованием (3) и условия (2). Здесь показаны по две зависимости каждого типа: одна (быстро затухающая во времени) – для $k_{ifd}=4$ и вторая – для $k_{ifd}=0$.

На рис. 4 представлены результаты расчетов нормированного времени захвата (биений) $t_{\text{ЗН}}=t_{\text{З}}\omega_{\text{Б}}$ от параметра $\Delta f_{\text{УГ}}/N\omega_{\text{Б}}$, где $\omega_{\text{Б}}=\sqrt{\dfrac{i_M S_{\text{УГ}}}{(C_1+C_2)N}}$.

На рис. 4 приведены три кривые зависимости длительностей ПП для параметра $k_{ifd}=0$, $k_{ifd}=2$ и $k_{ifd}=4$. Параметрический синтез системы ФАПЧ, имеющей передаточную функцию в разомкнутом состоянии $G_{\text{ФАП}}(s)=\dfrac{\Phi_{\text{У}}(s)}{\Phi_N(s)}=\dfrac{i_M S_{\text{УГ}}(R_1C_2s+1)}{(C_1+C_2)Ns^2[R_1C_1C_2s/(C_1+C_2)+1]}$, был проведен на значение показателя колебательности $M=1.3$ [6].

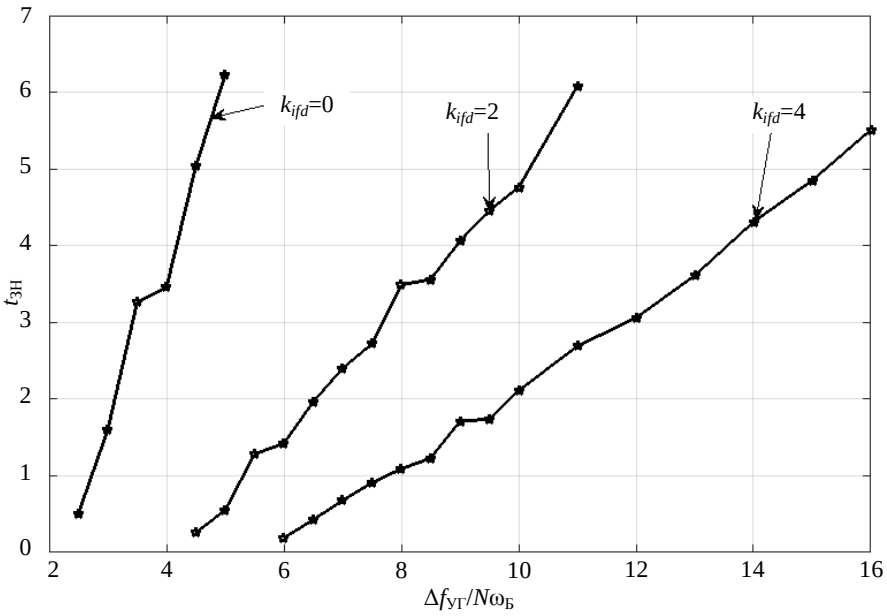


Рис. 4. Зависимости длительностей ПП в ФАПЧ с ЧФД-НГТН в режиме «биений»

Из анализа рис. 3–4 можно сделать следующие выводы:

– при «большом» числе «биений» для $k_{ifd} = 0$ введение «квадратичности» в характеристику ЧФД-НГТН резко уменьшает время захвата $t_З$ (для рис. 3 примерно в 30 раз);

– длительности переходного процесса $t_{yf} = t_З + t_{pf}$ по отклонению частоты УГ от номинала с высокой точностью Δf_ξ (менее 1 Гц), согласно кривой 3, не очень различаются для $k_{ifd} = 4$ и $k_{ifd} = 0$ (разница менее 12%);

– введение «квадратичности» в характеристику ЧФД-НГТН при $k_{ifd} >> 1$ приводит к увеличению перерегулирования в системе ФАПЧ, что также в ряде случаев может привести к увеличению времени переходного процесса.

Литература

1. *Романов С.К., Тихомиров Н.М., Рахманин Д.Н.* Методика определения быстродействия синтезаторов частот с коммутацией токов накачки и постоянных времени ФНЧ // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2010. №3 (80). С. 79–93.

2. *Кетков Ю.Л., Кетков А.Ю., Шульц М.М.* MATLAB 7: программирование, численные методы. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 752 с.

3. Цифровой синтезатор частот: а.с. 1197073 / И.П. Усачев, С.К. Романов, В.Н. Малиновский. № 3796455; приоритет изобретения 3 октября 1984 г.

4. *Guo Zhongjie, Liu Youbao, Wu Longsheng, Wang Xihu and Tang Wei* Short locking time and low jitter phase-locked loop based on slope charge pump control // Journal of Semiconductors. 2010. Vol. 31. №10.

5. *Медведев В.С., Потемкин В.Г.* Control System Toolbox. М.: Диалог МИФИ, 1999. 287 с.

6. *Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К.* Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты. М.: Радио и связь, 1989. 232 с.

Статья поступила в редакцию 9 сентября 2016 года

УДК 338.987

ПРОГНОЗНО-СТРАТЕГИЧЕСКОЕ РАЗВИТИЕ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ОБОРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

А.М. Букреев, д.э.н., профессор, руководитель департамента экономического развития Воронежской области
В.И. Николаев, д.т.н., профессор, научный референт, АО «Концерн «Созвездие»,
e-mail: nikolaev@sozvezdie.su
С.В. Ионов, д.в.н., директор представительства АО «Концерн «Созвездие» (г. Москва),
e-mail: cadet1966@mail.ru

Рассмотрены различные определения терминов «прогноз» и «стратегия», указана значимость прогнозно-стратегического развития для предприятий оборонной промышленности в области многофункциональных технологий. Выявлены принципы создания перспективных телекоммуникационных систем не только в зарубежных странах, но и на отечественных оборонных предприятиях: совместимость вновь создаваемых систем связи с системами, находящимися в эксплуатации, реализация вновь создаваемых телекоммуникационных систем на основе концепции открытых систем, создание новых систем связи по единым стандартам, создание и внедрение в войсках нового оборудования в реальные сроки и при минимальных финансовых затратах. Представлена динамика роста возможностей телекоммуникационных технологий за 30-летний период, указана особенность развития отечественных инфокоммуникационных систем – меньшие объемы инвестиций.

Ключевые слова: *аппаратура связи, местоположение и передача данных, программно-определяемое радио, Global Mobility Multimedia.*

PREDICTIVE STRATEGIC DEVELOPMENT OF FORECASTING FOR MULTIFUNCTIONAL DEFENSE TECHNOLOGIES

A.M. Bukreev, Doctor of Economics, professor, Head of Economic Development Department for the Voronezh region
V.I. Nikolaev, Doctor of Engineering Sciences, professor, Scientific assistant, JSC «Concern «Sozvezdie»,
e-mail: nikolaev@sozvezdie.su
S.V. Ionov, Doctor of Military Science, director of the Moscow JSC «Concern «Sozvezdie» Office,
e-mail: cadet1966@mail.ru

The article studies different definitions of «forecast» and «strategy» and identifies the importance of predictive strategic development for the defense industries in the multifunctional technologies domain. The authors have determined the principles of development of promising telecommunication systems in foreign countries as well as by domestic defense enterprises: compatibility between newly created systems and systems in use, open-system-based implementation of newly created telecommunication systems, development of new communications systems using single standards, creation and introduction of new facilities to forces in a practicable period of time and at minimum costs. The rate of growth of telecommunication technologies capabilities over a period of 30 years the feature of development of domestic info-communications systems, i.e. the lower volume of investment, are presented.

Keywords: *communication, data location and transfer equipment, Software-Defined Radio, Global Mobility Multimedia.*

Термин «прогноз» определяется как предвидение, основанное на определенных данных, «стратегия» – как главные направления достижения целей. Из определений указанных понятий очевидно, что они взаимосвязаны. Впервые проблемы стратегии или прогноза рассмотрены в 60–70 гг. XX века для того, чтобы обозначить разницу между текущим управлением на уровне руководителей подразделений и управлением, осуществляемым на уровне высшего руководства. Однако этот подход в настоящее время претерпел изменения: информация для вышестоящего руководства в процессе прогноза и стратегического планирования сконцентрирована на внешних факторах и обнаружении релевантной информации для быстрой и адекватной реакции на изменения.

Зарубежными и отечественными учеными проделана значительная работа в области исследования теоретических основ прогнозирования и

 ISSN 1995-7009

стратегического планирования. Обобщили опыт и создали новые знания в этой области зарубежные исследователи: Альфред Слоун (1921 г.), Питер Друкер (1967 г.), Игорь Ансофф (1965 г.), Брюс Хендерсон (1967 г.), Генри Минцберг (1970 г.), Майкл Портер (1980 г.), Гарри Хэмел (1989 г.), Роберт Каплан (1996 г.), Ричард Кох (2000 г.) [1–2]; отечественные авторы Ю.П. Анисимов [3], И.А. Бланк [4], И.И. Мазур, В.Д. Шапиро [5], В.Д. Маркова, С.А. Кузнецова [6], А. Михайлов [7], А.И. Хорев, В.П. Воронин, Т.И. Овчинникова [8] и др. рассматривают прогнозирование с различных точек зрения: как планирование организационной деятельности в целом, стратегическое планирование при развитии инноваций, персонал-стратегию и т.д.

Несмотря на большой вклад ученых в развитие прогнозирования и стратегического планирования, в выполненных исследованиях не нашли достаточного отражения вопросы, связанные со спецификой оборонной промышленности, развитием информационных и телекоммуникационных многофункциональных потоков. Настоящее исследование направлено на решение указанной проблемы.

Основная часть

В настоящее время одной из доминирующих тенденций в развитии средств и систем связи и информационного обмена гражданского, специального (военного), а также двойного назначения является интеграция собственно телекоммуникационных и информационно-управляющих технологий. Такая тенденция наиболее ярко проявляется в системах и средствах связи, определяемых в некоторых источниках как средства связи V и VI поколений, в которых «интеллектуальные» (процессорные, компьютерные) устройства присутствуют практически во всех функциональных и структурных элементах, решая многочисленные задачи по сбору, обработке, хранению и распределению информации.

Современные телекоммуникационные системы определяются во многих источниках как многофункциональные системы. Многофункциональность понимается в наиболее широком смысле, но определяющим является то, что, кроме традиционного речевого обмена, радиосредства, в частности, должны обеспечивать высокоскоростную передачу данных на скоростях до 150 Мбит/с и видеоинформации в реальном масштабе времени, решать задачи определения местоположения и радиоразведки, иметь интерфейсное сопряжение с компьютером, иметь встроенные средства криптозащиты передаваемой информации (режим СКЗИ), реализуя в совокупности режим АСМД – аппаратура связи, местоположения и передачи данных. В ряде случаев средства связи могут использоваться в комплекте средств, выполняющих функции опознавания.

В иностранной литературе, а также в ряде директивных документов министерств обороны ведущих зарубежных стран такой набор функциональных возможностей получил аббревиатуру C^4I (Command, Control, Communication, Computers and Intelligence). В наиболее известных зарубежных радиостанциях, разрабатываемых по программам Speak easy, Bowman, реализованы встроенный приемник радионавигационной системы GPS NAVSTAR либо стык с ним, интерфейсное сопряжение с компьютером, средства криптозащиты передаваемой информации. В интегрированной системе определения местоположения, опознавания и передачи данных (EPLRS – Enhanced Position Location Reporting System) реализован разностно-дальномерный метод определения местоположения абонента по аналогии с АСМД.

Провозглашенная в 90-х гг. прошлого века доктриной № 59 президента США концепция интегрированного развития средств управления, контроля, связи и разведки C^3I (Command, Control, Communication and Intelligence), позже трансформированная в концепцию C^4I, сегодня реализуется как концепция GMM (Global, Mobility, Multimedia). Она направлена на создание сквозного информационного пространства для всех уровней военного руководства США и стран НАТО.

Требование «глобальности» предполагает необходимость обслуживания обширных территорий и обеспечение в любое время информацией потребителей, находящихся на всем ТВД, включая акваторию мирового океана.

В требовании «мультимедийности» заложена необходимость передачи больших массивов информации, включая передачу данных и видеоинформации в квазиреальном масштабе времени. При реализации этого требования основной акцент делается на широкомасштабное ис-

пользование компьютеров и повышение пропускной способности каналов передачи данных.

Требование «мобильности» вытекает из условия высокой маневренности воинских формирований и предполагает повсеместное использование радиосвязи. С учетом необходимости обеспечения связи на больших дистанциях (до 10...16 тыс. км) значительное место отводится спутниковым СС, линиям КВ-связи и летно-подъемным ретрансляторам, в том числе на основе БПЛА.

Основополагающими принципами создания перспективных телекоммуникационных систем в США и странах НАТО, судя по информации из различных источников, являются:

– совместимость вновь создаваемых систем связи с системами, находящимися в эксплуатации;

– реализация вновь создаваемых телекоммуникационных систем на основе концепции открытых систем по технологиям программно-определяемой архитектуры;

– создание новых систем связи по единым стандартам (в том числе стандартам национальных стратегических сетей) с целью взаимной совместимости и обеспечения взаимодействия различных видов ВС;

– создание и внедрение в войска нового оборудования в реальные сроки и при минимальных финансовых затратах.

На рис. 1 представлена динамика роста возможностей телекоммуникационных технологий за 30-летний период (1990–2020 гг.) по зарубежным средствам связи тактического звена управления.

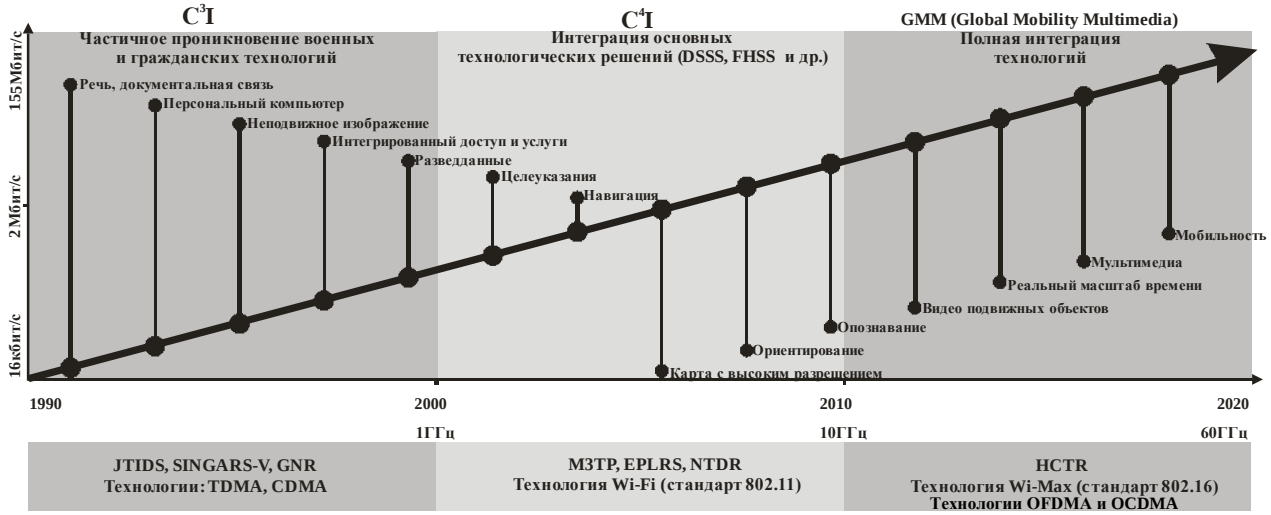


Рис. 1. Динамика роста возможностей телекоммуникационных технологий за 30-летний период (1990–2020 гг.)

Нижняя часть рисунка отражает участки частотного диапазона, используемые эксплуатируемыми и проектируемыми радиосредствами.

Функциональные возможности систем и средств первого десятилетия ограничиваются передачей речи и данных на скоростях 16...64 кбит/с, в том числе неподвижного видео, реализуются преимущественно в частотном диапазоне до 500...600 МГц, имеет место лишь частичное взаимное проникновение военных и гражданских технологий. В системах второго десятилетия (до 2010 г. включительно) наблюдается взаимная интеграция основных технологических решений, скорость передачи до ~2 Мбит/с с возможностью засекречивания информации, определения текущего местоположения абонентов сети, освоения частотного диапазона до ~10 ГГц. Прогнозные оценки развития телекоммуникационных систем до 2020 г.: цифровые методы передачи информации на скоростях до 155 Мбит/с, в том числе видеоинформации в реальном масштабе времени, освоение частотного диапазона до 60 ГГц, широкое использование технологий беспроводного доступа (технологии OFDMA и OCDMA).

По данным американских военных экспертов в 2010 году в армии США суточные объемы передаваемой информации достигли астрономической цифры – 270 терабит, и эта цифра сопоставима с объемами переданной информации всеми воюющими странами за годы Второй мировой войны. Представляет интерес информация о соотношении энергетических и информационных затрат на одного воюющего армии США для достижения целей в войнах XX столетия (рис. 2).

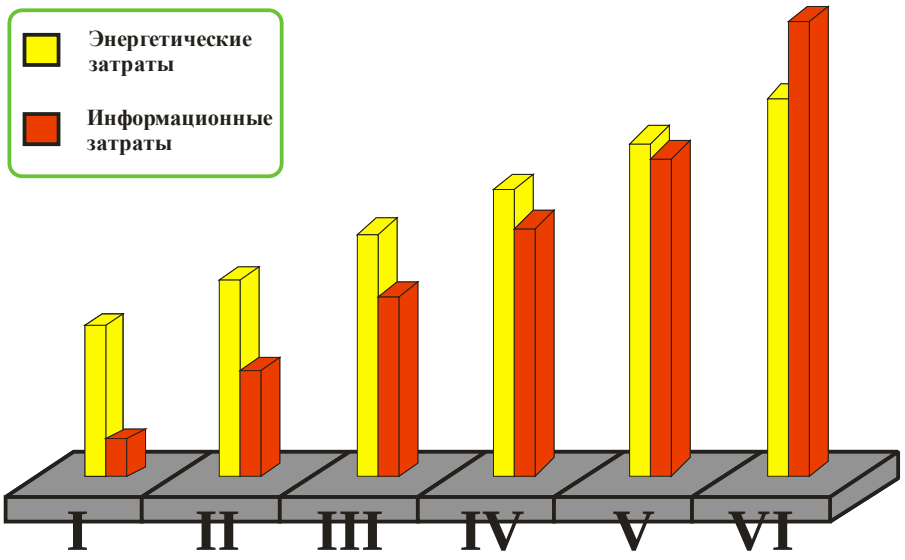


Рис. 2. Энергетические и информационные затраты для достижения целей в войнах различных поколений

Из рис. 2 [9] могут быть сделаны два важных вывода: первый – имеет место почти десятикратный рост суммарных затрат на одного воюющего, второй – в последней войне (VI поколение) информационные затраты впервые превысили энергетические.

Анализ путей развития зарубежных телекоммуникационных систем военного и гражданского назначения позволяет сделать также вывод о взаимном проникновении военных технологий в гражданские. Так, технология кодового разделения каналов (CDMA) произошла из сложнейших систем военного назначения, реализованных на основе шумоподобных сигналов (Qualcomm). Необходимость массового производства продукции гражданского назначения по технологии CDMA побудила производителей внести существенные инвестиции в создание современной элементной базы, в т.ч. по субмикронной технологии, что позволило повысить технико-экономические и эксплуатационные характеристики аппаратуры, и прежде всего приборов цифровой обработки сигналов для абонентских терминалов, в том числе и в военной сфере.

Очевидно, еще большее взаимное проникновение технологий для продукции военного и гражданского назначения, вплоть до полной интеграции соответствующих телекоммуникационных систем, предстоит наблюдать в ближайшее десятилетие. Немаловажное значение для такой интеграции приобретают экономические аспекты, поскольку создание автономной инфраструктуры для современных систем, даже для военных ведомств, является дорогостоящим вложением. Сегодня это уже имеет место в спутниковых системах связи и навигации, а также в сетях беспроводного абонентского доступа, в области создания беспроводных сетей передачи информации по технологиям Wi-Fi (стандарты IEEE 802.11) и WiMAX (стандарты IEEE 802.16). Различные опции (исполнения) указанных стандартов обеспечивают высокую помехозащищенность за счет использования сигналов DSSS, FHSS, OFDM и пропускную способность до 134 Мбит/с, имеют возможности роуминга, временной (TDD) и частотный (FDD) дуплексные режимы работы, обеспечивают гарантированную криптозащиту по стандарту IEEE 802.10 и поэтому могут с меньшим числом доработок использоваться в сетях специального назначения.

Отечественные инфокоммуникационные системы имеют аналогичные тенденции развития, ограниченные лишь возможностями электронной компонентной базы и существенно меньшими объемами инвестиций. Так, инвестиции в телекоммуникационную отрасль в 2000 г. в России составляли лишь 0.02% ВВП против 2%, например, в Китае и Эстонии. В настоящее время инвестициям в телекоммуникационную отрасль уделяется большее внимание. В частности, в соответствии с утвержденной В.В. Путиным 7 февраля 2008 г. «Стратегией развития информационного общества в Российской Федерации» к 2015 г. предусматривалось довести оснащённость населения средствами широкополосного доступа до 35%, из них более 50% отечественного оборудования.

Переход на технологии программно-определяемого радио, программно-определяемой архитектуры инфокоммуникационных систем создает предпосылки для внедрения накопленного научно-технического задела и существенного повышения конкурентоспособности нашей продукции.

Объем мирового рынка военной электроники, по данным консалтинговой фирмы «Фрост энд Салливан», оценивается суммой порядка $195 млрд., потребность Вооруженных Сил РФ составляет примерно 2% от мировой.

В целом, соотношение научно-технического уровня продукции, выпускаемой АО «Концерн «Созвездие» (далее по тексту – Концерн) по 6 тематическим направлениям, отражено на рис. 3.

Видно, что научно-технический уровень продукции по автоматизированным системам связи и управления для стратегического звена и для ПВО не уступает зарубежному. Значительное отставание имеет место по продукции гражданского сектора радиоэлектроники.

Рис. 3. Уровень отечественных разработок

Исходя из оценки конкурентоспособности нашей продукции и планов по развитию и внедрению научно-технического задела в ближайшие годы (2011–2015) и на дальнейшую перспективу прогнозируется рост объемов работ:

– по направлению «Автоматизированные системы связи и управления для стратегического звена» в части поставок – до 2–3 раз;

– по направлениям «Автоматизированные системы связи и управления для ПВО» и «Автоматизированные системы и средства радиоэлектронной борьбы» – в 1.5 раза в 2011 году и в 2 раза на последующие годы;

– по направлению «Автоматизированные системы связи и управления для тактического звена» предусмотрен рост объемов работ до 8000–15000 млн. рублей в год (рост в 2–4 раза);

– также заложен рост объемов работ и по остальным направлениям, включая продукцию гражданского назначения (системы широкополосного доступа). При этом конкурентоспособность продукции гражданского назначения может быть радикально повышена за счет адаптации зарубежных технологий к территориальным и социально-экономическим особенностям нашей страны.

Прогнозируемые объемы производства предприятий Концерна позволят повысить устойчивость Концерна.

Выводы

Изменения, происходящие во внешней среде, требуют от оборонных организаций оперативного реагирования на них. Для этого необходимо постоянно отслеживать рыночную эффективность телекоммуникационных и информационных автоматизированных систем с целью достичь высоких результатов деятельности. Организациям следует постоянно искать новые ресурсы для улучшения результативности, стремиться к абсолютной компетентности в своей деятельности, чтобы всегда быть на шаг впереди своих конкурентов.

Для достижения высоких показателей деятельности организации важна наряду с оперативной эффективностью ее стратегическая рациональная деятельность.

Литература

1. *Кох Р.* Стратегия. Как создавать и использовать стратегию. 2-е изд. СПб: Питер, 2003. 320 с.

2. *Минцберг Г., Альстрэнд Б., Лэмпел Дж.* Школы стратегий: пер. с англ. / Под ред. Ю.Н. Каптуревского. СПб: Питер, 2000. 336 с.

3. *Анисимов Ю.П. и др.* Управление бизнесом при развитии инноваций. Воронеж: ВГТА, 2004. 501 с.

4. *Бланк И.А.* Инвестиционный менеджмент. К.: НТ «Интемлтд», 1995. 311 с.

5. *Мазур И.И., Шапиро В.Д.* Реструктуризация предприятий и компаний. Справочное пособие / Под ред. И.И. Мазура. М.: Высшая школа, 2000. 587 с.

6. *Маркова В.Д., Кузнецова С.А.* Стратегический менеджмент. М.: ИНФРА-М, 1999. 288 с.

7. *Михайлов А.* 7 подходов к разработке ИТ-стратегии // Директор информационной службы. 2003. № 9.

8. *Хорев А.И., Воронин В.П., Овчинникова Т.И.* Управление персоналом организации. Воронеж: ВГУ, 2002.

9. *Хоффман Л.Д.* Информационная война [Текст] / Институт инженерных и прикладных проблем. Вашингтон, 1995. 212 с.

Статья поступила в редакцию 25 мая 2016 года

УДК 621.3

СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА СИСТЕМЫ СВЯЗИ И УПРАВЛЕНИЯ

И.В. Дементьев, конструктор, e-mail: pochta_dem@mail.ru
Д.Ю. Чаркин, директор НТЦ, e-mail: office@sozvezdie.su
АО «Концерн «Созвездие»

Проведен обзор методов обнаружения информационных воздействий на инфокоммуникационные системы и выделено вероятное направление их развития.

Ключевые слова: *инфокоммуникационная система, недокументированная возможность, информационное воздействие, кибервоздействие, сигнатурные методы, поведенческие методы.*

ADVANCED METHODS FOR INFORMATION INFLUENCE DETECTION REGARDING CONTROL AND COMMUNICATION SYSTEMS

I.V. Dementyev, designer, e-mail: pochta_dem@mail.ru
D.Yu. Charkin, director of scientific and technical centre, e-mail: office@sozvezdie.su
JSC «Concern «Sozvezdie»

A survey of methods for detection of information influence on info-communication systems is carried out identifying the potential directions for their development.

Keywords*: info-communication system, undocumented feature, information influence, cyber-influence, signature methods, behavioral methods.*

В настоящее время развитие инфокоммуникационных систем обусловило появление и развитие технологий, а также систем и средств информационных воздействий на эти системы. В условиях превращения инфокоммуникационных систем и сред распространения данных между объектами инфокоммуникационной системы в оружие и среду ведения боевых действий информационные воздействия развиваются в направлении увеличения скрытности и изощренности, а также в части воздействия через инфокоммуникационную систему на её оконечные устройства. Такие информационные воздействия создаются для конкретных инфокоммуникационных систем и адаптированы к их особенностям.

С информационными воздействиями напрямую связаны недокументированные возможности (НДВ) аппаратного или программного компонента инфокоммуникационной системы. При их проектировании и дальнейшем использовании должны применяться меры по маскировке и сокрытию с целью затруднения их обнаружения и идентификации, например с использованием шифрования или распределения по элементам системы.

В настоящей статье к информационным воздействиям предлагается относить только те последовательности команд или данных (фрагменты передаваемого или обрабатываемого кода), которые неизвестны системе защиты, поскольку известные могут быть отфильтрованы как шумовое воздействие и отброшены без выполнения.

Известные способы информационных воздействий на инфокоммуникационную систему можно подразделить на следующие группы: троянские программы, программы-ловушки, информационные бомбы, программные вставки, компьютерные и сетевые вирусы, системы информационного захвата, психоинформационные воздействия, удаленное администрирование.

Троянская программа – это программный модуль (отдельный файл или пакет программ), который нормально функционирует при одних условиях (в конкретной операционной системе, под управлением конкретных драйверов) и нарушает нормальное функционирование системы при изменении этих условий: при отсутствии операционной системы, для которой он был сделан (системные «трояны»), или при наличии в его окружении конфликтующей программы (программные «трояны»). В качестве

 ISSN 1995-7009

основного классификационного признака можно выделить путь внедрения − поражаемая система должна сама взять этот программный модуль, и при этом он должен обладать деструктивной функцией.

Большинство известных троянских программ «подделываются» под какие-либо полезные программы или дополнения к ним. По сравнению с вирусами «троянские кони» не получают широкого распространения по достаточно простым причинам – они либо уничтожают себя вместе с остальными данными на диске, либо демаскируют свое присутствие и уничтожаются.

В системах критических приложений применение данного вида воздействий может быть достаточно просто пресечено организационными мерами и аппаратно-программными средствами (разграничение прав доступа, запрет на установку программ) или формированием закрытой программной среды, где изменения в составе программного обеспечения и оборудования ограничены, например с использованием аппаратно-программного комплекса SecretNet или DallasLock. Возможно, создание системы, в которой ограничены изменения программного обеспечения и конфигурации оборудования, оправдано для многих случаев систем критических приложений. Однако инфокоммуникационная система в большинстве случаев должна иметь возможность настройки в ходе её функционирования. Кроме того, аппаратно-программные комплексы, созданные для защиты инфокоммуникационной системы, также могут быть уязвимы. Только полностью закрытая система, согласно терминологии функционирующая по жестко заложенному алгоритму, не предусматривающая управления по сети, может быть защищенной от информационных воздействий. Это означает, что данные, получаемые через инфокоммуникационную систему, не оказывают влияния на алгоритмы её функционирования (что ограничивает использование закрытых систем и не способствует их адаптивности).

Программы-ловушки – это резидентные программные модули, обеспечивающие после их запуска съем информации с одного или нескольких информационных внутренних или внешних каналов информационной системы, компьютера или доступной части сети, например путем перехвата соответствующих прерываний. По способу доставки и внедрения программы-ловушки можно разделить на вирусные, сетевые или файловые.

Вирусные программы-ловушки используются в подавляющем большинстве случаев для нелегального внедрения в информационные пространства путем автоматического переноса (перемещения) программного модуля на доступные носители по признаку доступности выделенной точки внедрения. Это несколько напоминает вирусный путь распространения. Отличие заключается только в наличии у программ-ловушек «памяти» пути проникновения для организации обратного канала передачи полученной информации.

Сетевые программы-ловушки отличаются от вирусных только выбором пути распространения. Они используют доступные адресные реестры и распространяются по сети, последовательно определяя правила (протоколы) прохождения каждого сетевого уровня. В ряде случаев сетевая программа-ловушка является сопутствующим элементом обычной протокольной посылки при инсталляции соединения или передаваемого сообщения. Данный вид информационного воздействия весьма вероятен, однако он не будет оказывать заметного деструктивного воздействия на функционирование системы. Однако такое воздействие может предварять применение иных видов информационных воздействий или быть самостоятельным, направленным на перехват обрабатываемых системой данных.

Информационные бомбы – это программы или программные модули, закладываемые в рабочие программные модули или их имитацию. Срабатывают информационные бомбы только при выполнении определенных условий. В зависимости от этих условий их можно разделить на системные (реализуемые путем прямых системных вызовов, например временные, срабатывающие при достижении или истечении какого-то времени, которое определяется через вызов системных функций), логические (срабатывающие при опосредованном вызове, при выполнении каких-либо заданных логических условий, например обнаружении заданного системного окружения, файла с определенным именем или контрольной суммой) или инициируемые по внешней команде (например, по сети). В качестве типовых условий срабатывания могут выступать тип операционной системы, номера или метки жесткого диска, процессора, наличие в доступном пути поиска файла с определенным текстовым содержанием или заданного фрагмента в обрабатываемом коде.

В системах критических приложений такой вид воздействий весьма вероятен. Обнаружение данного вида воздействий крайне затруднительно до момента его активизации. Защита от данного вида воздействий до активизации может заключаться только в разработке собственного ПО или использовании ПО с открытым кодом. В остальных случаях задача защиты будет заключаться в поддержании эффективного функционирования или скорейшем восстановлении работоспособности инфокоммуникационной системы после активации информационной бомбы.

Программные вставки являются одним из наиболее старых и известных видов информационного воздействия. Это фрагмент или несколько взаимосвязанных модулей программного продукта (в том числе операционной системы), выполняющие функции двойного назначения – поддержку работы самого продукта и осуществление информационного воздействия при выполнении инициирующего их условия. Источниками таких вставок могут быть контроль условий применения программного продукта, оставленные отладочные модули или специализированные вставки, привнесенные в программный продукт после его изготовления. Программные вставки могут быть документированными (с описанием в части выполнения регламентированной функции) или недокументированными (скрытыми). Наиболее известными вставками являются модули проверки условий легальности используемого программного продукта или отладочные модули, по каким-либо причинам оставленные в его конечной поставке. В качестве примера использования программных вставок можно привести системы автоматизированного проектирования, содержащие модули анализа заданных условий эксплуатации проектируемых технических или программных изделий, которые по опосредованным признакам могут определить их принадлежность к уровню «запрещенных технологий» и исключить возможность получения корректных результатов.

Программные вставки широко применяются в коммерческом ПО, операционных системах. Таким образом, в системах критических приложений с высокой степенью вероятности будут присутствовать и периодически проявляться программные вставки. Защита от них, вероятно, аналогична защите от информационных бомб.

Компьютерные вирусы в настоящее время широко известны как класс специализированных самовоспроизводящихся программных модулей или фрагментов программ, функционирующих совместно с программой-носителем. В большинстве работ компьютерный вирус определяется как «исполняемый модуль, размещаемый в составе информационного объекта (файла, магнитного носителя, системы) и содержащий репродуктивную функцию своего исполняемого кода в пространство других информационных объектов». Распространение вирусов в соответствии с этим определением происходит путем «инфицирования программы», что делает их более опасными по сравнению с другими рассмотренными выше средствами информационных воздействий. Зараженные программы или их копии могут передаваться через сменные носители или по сети.

Определение компьютерного вируса как информационного воздействия показывает возможность его разделения на две самостоятельные части. В первую часть входит реализующее деструктивную функцию собственно средство информационного воздействия, а во вторую – средство его доставки. Таким образом, возможно определение информационного воздействия, использующего вирусный путь доставки.

Сетевой вирус («сетевой червь») – программный модуль вирусного типа, у которого в качестве объекта «заражения» выступает не файл или исполняемый модуль, а направление (адрес) конкретного узла (сайта, хоста). Их можно разделить на интеллектуальные и неинтеллектуальные, избирательного или общего действия.

Они проникают в память компьютера из компьютерной сети, вычисляют сетевые адреса других компьютеров и рассылают по этим адресам свои копии. Такие вирусы иногда создают рабочие файлы на дисках системы, но могут вообще не обращаться к ресурсам компьютера (за исключением оперативной памяти). Они, как и компаньон-вирусы, не изменяют файлы или сектора на дисках.

Согласно данным Kaspersky Lab [1] опасность различных видов вирусов различна и может быть ранжирована. На настоящий момент наиболее опасными предполагаются, по убыванию, сетевые и почтовые черви, а также IM-, P2P-, IRC-черви. Менее опасны Backdoor и трояны различных модификаций (Downloader, Dropper, PSV, Spy, DDoS, Ransom, GameThief, IM, Banker, SMS, Proxy, ArcBomb и др.). Менее всего опасными представляются руткиты, эксплойты и другие виды воздйствий (DoS, Spoofer,

E-mail-flooder, SMS-flooder, IM-flooder, flooder, Hoax, VmTool, HackTool).

Системы информационного захвата представляют собой мини-операционные системы, скрытно расположенные на носителе, которые при обращении к носителю путем перехвата управления загрузчиком заменяют ядро операционной системы и в дальнейшем обеспечивают контроль функционирования всей системы в целом.

Системы информационного захвата косвенного действия функционируют на основе использования процедуральных компонент захваченной операционной системы, в ряде случаев полностью передавая ей управление с его возвратом после выполнения локальной функции и блокируя только функции, направленные на обнаружение и нарушение паритета с системой захвата.

Системы информационного захвата прямого действия используют только собственные процедуральные компоненты, которые обеспечивают имитацию выполнения функций захваченной системы, возвращая при запросах внешних программ имитируемые параметры и атрибуты захваченной системы.

В настоящее время сведений о широком распространении или появлении новых разновидностей данного вида информационных воздействий не имеется.

Психоинформационные воздействия компьютерного типа могут производиться как через отдельную изолированную программу или фрагмент программного продукта, так и через параметры операционной системы (установленные до инсталляции или привнесенные позднее) и осуществляют адаптивные воздействия на человека-оператора, приводящие к уменьшению его работоспособности, дискомфортному состоянию или коррекции мотивационной базы при длительном воздействии. Условно эти воздействия можно разделить на аппаратно-биологические, информационно-эмоциональные и информационно-установочные (или мотивационные).

Аппаратно-биологические воздействия могут формироваться на основе аппаратурных факторов (палитровое мерцание монитора, специальным образом модулированное акустическое излучение аудиоблока и аналогичные), используя их специфические свойства для воздействия на биофизиологические параметры человека. При этом могут уставать органы зрения, ухудшается реакция и повышается утомляемость.

Более эффективными типами психоинформационных воздействий считаются специально организованные физио-биологические, согласованные ритмические (в соответствии с определяемыми в ходе воздействия биологическими ритмами человека) видео- и аудиовоздействия. Такой тип воздействий может быть определен как информационно-эмоциональный, поскольку наряду с воздействием на физиологическом уровне проводится и изменение психоэмоционального состояния человека. В отличие от аппаратно-биологических они требуют более длительного воздействия на оператора, но эффективность их намного выше.

Информационно-установочные (иногда их идентифицируют как психоустановочные) воздействия относятся к наиболее эффективному виду воздействия как на отдельного человека, так и на социум в целом. Это комплексное воздействие, базирующееся на определяемых в ходе работы с программой или пакетом программ психодинамических параметрах оператора, которое относится к еще более высокому уровню информационных воздействий. Они проводятся одновременно в двух взаимодополняющих направлениях. Во-первых, на чисто психологическом уровне. Это могут быть, например, деловые или игровые программы с ярко выраженной функцией установки или коррекции мотивационного базиса личности. Во-вторых, на психотехническом уровне, когда неявные установки на снижение психологической сопротивляемости и кодирование оператора способствуют усвоению установок первого уровня.

В части инфокоммуникационных систем критических приложений применение данного вида воздействий маловероятно, поскольку инфокоммуникационные системы стремятся создавать максимально автоматизированными и не требующими постоянного присутствия оператора.

Все классифицированные информационные воздействия в зависимости от характера искажения ими информационной среды можно условно разделить на шесть групп:

– воздействия, в полной мере реализующие принцип «безопасного» входа, когда не вносится каких-либо изменений в информационную среду, а основная цель реализации конфликтного компонента заключается в перехвате и/или копировании данных (нулевой уровень воздействия);

– воздействия, основанные на искажениях прикладных, тестовых и/или сервисных про-

грамм, которые обычно не используются при реализации целевой функции или используются крайне редко (первый уровень воздействия, уровень изолированных процессов);

– воздействия, затрагивающие одну или ряд сервисных программ и/или функций поддержки операционной системы (второй уровень воздействия, уровень основных задач, процессов);

– воздействия, корректирующие процесс функционирования отдельных сервисных функций и процедур операционной системы (третий уровень воздействия, драйверный уровень);

– воздействия, приводящие к уничтожению информационной системы как таковой (четвертый уровень воздействия, деструктивный уровень);

– воздействия, приводящие к полному захвату системы и постановке под контроль всех действий пользователя (пятый уровень воздействия, уровень удаленного администрирования).

В условиях кибервойны наиболее вероятными представляются воздействия, направленные на перехват и искажение данных, перехват управления системой с коррекцией её функционирования, а также уничтожение инфокоммуникационной системы (или системы, управляемой посредством инфокоммуникационной системы).

Развитие средств и способов информационного воздействия на инфокоммуникационные системы привело к соответствующему развитию средств защиты, призванных обнаружить, идентифицировать и нейтрализовать нежелательные информационные воздействия на инфокоммуникационную систему. На настоящий момент существуют несколько подходов к обнаружению информационных воздействий, разработано большое количество конкретных методик их обнаружения, однако задача их сравнительного анализа в контексте критерия эффективности обнаружения перспективных (априорно неизвестных) воздействий различного типа остается актуальной.

Также необходимо выбрать критерий, по которому следует производить оценку эффективности защиты инфокоммуникационной системы для надлежащего обоснования требований к системе защиты.

Критерии эффективности защиты инфокоммуникационной системы

Для решения данной задачи следует определить критерий, согласно которому будет оцениваться эффективность системы защиты (обнаружения, идентификации, нейтрализации информационных воздействий в инфокоммуникационной системе).

Поскольку основным предназначением инфокоммуникационной системы является выполнение возлагаемых на эту систему функций, в качестве критерия эффективности инфокоммуникационной системы в целом предлагается использовать вероятность выполнения этой системой собственной целевой функции P_F. Данный критерий в общем случае определяется как некоторая функциональная зависимость от структуры и параметров системы (включая систему защиты), окружающей систему среды и направленных на систему информационных воздействий:

$$P_F = \phi(S, E, A), \qquad (1)$$

где S – характеристики инфокоммуникационной системы, включая систему защиты; E – условия функционирования системы; A – воздействие на инфокоммуникационную систему. Для упрощения модели можно объединить условия функционирования системы и информационные воздействия, которые осуществляются через каналы передачи данных (в том числе и воздействия по побочным электромагнитным излучениям, которые также являются каналом для передачи данных). В случае недокументированных возможностей информационное воздействие неотделимо от характеристик самой системы. Таким образом, (1) принимает вид

$$P_F = \phi(S, E). \qquad (2)$$

Отношение вероятностей реализации целевой функции инфокоммуникационной системой с различными системами защиты или с системой защиты и без этой системы (при прочих равных условиях) имеет смысл эффективности системы защиты или отношения эффективностей различных систем защиты:

$$\eta = \frac{\phi(S1, E)}{\phi(S2, E)}. \qquad (3)$$

Кибервоздействия на инфокоммуникационные системы используют особенности построения и функционирования системы-цели, поэтому система их обнаружения, идентификации и нейтрализации также должна быть адаптирована к защищаемой системе.

Рассматривая качественную зависимость P_F от доли ресурса (пропускной способности

каналов связи, выделяемого объема памяти, вычислительного ресурса), приходящегося на систему защиты, следует отметить, что данная зависимость имеет нелинейный характер, поскольку:

– с увеличением доли общесистемного ресурса, расходуемого на систему защиты, уменьшается доля ресурса, используемого для реализации системой своей целевой функции;

– информационное воздействие на инфокоммуникационную систему снижает вероятность реализации ею своей целевой функции;

– с увеличением доли общесистемного ресурса, расходуемого на систему защиты (ростом количества контролируемых параметров, способов обработки данных о состоянии системы), увеличивается вероятность снятия информационного конфликта – вероятность принятия правильного решения и его исполнения. Итоговая зависимость P_F от распределения ресурса между системой защиты и реализацией системой своей целевой функции будет иметь вид

$$P_F(\Delta) = P_{F\max} \cdot \phi_1(\Delta) \cdot \phi_2(\Delta), \qquad (4)$$

где Δ – доля ресурса инфокоммуникационной системы, предназначенная системе защиты, $P_{F\max}$ – максимально достижимая вероятность реализации целевой функции в данной конфигурации системы (в данной модели имеет смысл нормировочного коэффициента), а $\varphi_1(\Delta)$ и $\varphi_2(\Delta)$ – зависимости P_F от производительности системы защиты.

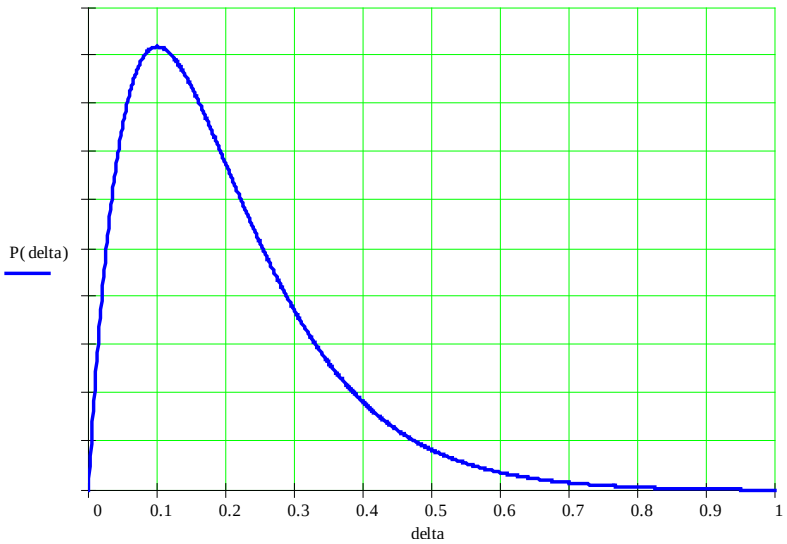
Зависимость вероятности обнаружения – идентификации – нейтрализации кибервоздействия от производительности системы защиты является монотонной неубывающей функцией (в данной модели имеет вид линейной функции):

$$\phi_1(\Delta) = \Delta. \qquad (5)$$

Зависимость вероятности реализации инфокоммуникационной системой своей целевой функции от доли ресурса, выделяемого на систему защиты, является монотонной невозрастающей функцией. Действительно, для одной и той же системы, обладающей некоторым неизменным ресурсом, возрастание доли ресурса, используемого системой защиты, означает снижение доли ресурса на функционирование – выполнения системой собственной целевой функции. В представленной модели

$$\phi_1(\Delta) = e^{-k\Delta}, \qquad (5)$$

где k – весовой коэффициент.



Зависимость вероятности реализации целевой функции инфокоммуникационной системой от доли ресурса, приходящейся на систему обнаружения, идентификации и нейтрализации информационных воздействий, k = 10

Таким образом, существует оптимальное значение доли ресурса, предназначенного для системы защиты в условиях ограниченного общесистемного ресурса. Дополнительное «наращивание» системы защиты будет приводить к ухудшению функционирования инфокоммуникационной системы за счет выполнения ею своей целевой функции. Для улучшения показателя

η необходимо применение только тех методов обнаружения – идентификации – нейтрализации информационных воздействий и способов организации системы защиты, для которых вероятность выполнения системой возлагаемых на нее требований при ограниченном ресурсе максимальна или близка к ней.

Анализируя различные виды инфокоммуникационных систем, можно отметить, что к системам критических приложений предъявляются более жесткие требования в части вероятности выполнения целевой функции, чем к системам общего назначения. Поэтому для систем критических приложений требования к системам обнаружения–идентификации–нейтрализации информационных воздействий в части использования системного ресурса (объем памяти, режим работы) более жесткие, чем к системам общего назначения.

Для обнаружения информационных воздействий на систему могут использоваться два взаимно дополняющих подхода: сигнатурный (фаговый) и поведенческий [2, 3].

В сигнатурных (фаговых) методах обнаружение известного информационного воздействия производится посредством сравнения поступающей на вход элемента системы последовательности данных с набором сигнатур. К сигнатурным методам относят экспертную оценку последовательности переходов инфокоммуникационной системы из одного состояния в другое [3].

Достоинства и недостатки сигнатурных методов приведены в табл. 1.

Таблица 1

Достоинства и недостатки сигнатурных (фаговых) методов

Метод	Достоинства	Недостатки
Сигнатурный	– обнаружение в режиме работы, близком к режиму реального времени – низкий уровень ложных срабатываний	– принципиальная невозможность выявления информационных воздействий, сигнатура которых отличается от находящихся в базе данных – высокие требования к системным ресурсам

Сигнатурные методы действенны для обнаружения уже известных воздействий, например вирусов, или использования уязвимостей применяемого программного обеспечения, операционной системы или протокола функционирования. Действенность данного класса методов во многом обусловлена массовостью применения конкретного протокола, оборудования или программного обеспечения. После обнаружения нового воздействия выделяется и распространяется сигнатура данного воздействия, после чего системы защиты, работающие на сигнатурном принципе, имеют возможность отфильтровывать воздействие данного вида. При воздействии на защищаемую систему способом, сигнатура которого неизвестна, система защиты неспособна обнаружить такое воздействие. Кибервоздействия (информационные воздействия), создаваемые под конкретную инфокоммуникационную систему, уникальны и не присутствуют в базах данных сигнатур систем защиты, поэтому применение только сигнатурных методов для защиты инфокоммуникационных систем от кибервоздействий неэффективно. Наличие хотя бы одного способа информационного воздействия, не включенного в систему защиты, делает данную систему защиты бесполезной.

Поведенческие методы основаны на обнаружении неизвестных информационных воздействий, в том числе распределенных, при постоянном анализе *поведения* инфокоммуникационной системы и оценке соответствия (отклонения) текущего режима работы системы штатному режиму, то есть выявлении *аномалий* [4] в поведении инфокоммуникационной системы.

Методы имитации поведения биологических систем относят к поведенческим методам. Они используют алгоритмы моделей, основанных на биологических объектах, например генетические алгоритмы или искусственные нейронные сети.

Достоинства и недостатки поведенческих методов приведены в табл. 2.

Таблица 2

Достоинства и недостатки поведенческих методов

Метод	Достоинства	Недостатки
Поведенческий	– способность определять взаимосвязи между различными событиями и обнаруживать ранее неизвестные информационные воздействия	– зависимость чувствительности от заданной величины отклонений и от точности модели информационной системы
Методы имитации поведения биологических систем	– возможность определять распределенные воздействия, в том числе и во времени – высокий уровень адаптации – возможность определять *неизвестные* воздействия – работа с зашумленными данными – сохранение работоспособности при неполных или искаженных данных – параллельность обработки данных	– сложность создания адекватной обучающей выборки – зависимость точности обнаружения от качества обучения – невозможность извлечения знаний, накопленных искусственными нейронными сетями

Для обнаружения «аномалий» функционирования инфокоммуникационных систем в различных работах предлагалось использовать значительное количество методов и признаков:

- Сбалансированность трафика [5].
- Методы статистического анализа [6].
- Методы спектрально-временного анализа, а также методы вейвлет-анализа трафика [7].
- Анализ времени выполнения программного кода (изменение количества тактов, необходимых для выполнения этого программного кода). Снижение производительности системы при тестировании системы с «закладкой» по сравнению с системой без «закладки» незначительно по абсолютной величине, но может быть зафиксировано при сравнении результатов тестирования. Этот метод может позволить обнаружить внесение изменений в состояние аппаратно-программного комплекса, но не может обнаружить предустановленные в процессорный элемент НДВ.
- Расхождение прогнозного состояния системы с реально измеренным [4].
- Использование шаблонов для различных периодов функционирования и динамического кластерного анализа [8]. Данная модель строится по структурированной информации о трафике сетевого устройства, обобщающей его входящие и исходящие потоки данных. Выявление аномалий производится по близости текущих значений интегральных показателей к шаблону нормального поведения, измеряемой в выбранных метриках. Шаблонные данные сетевого устройства представляют собой массивы векторов значений интегральных показателей этого устройства на некотором временном интервале (шаблонном окне), которые считаются данными, характеризующими его нормальную работу. Шаблон нормального поведения строится на структурированной информации по сетевому трафику, изначально накапливаемой на стадии обучения.
- Метод определения потенциала случайных блужданий. В данном методе состояние инфокоммуникационной системы рассматривается как многомерный случайный процесс, для которого вычисляется вероятность возврата в исходное состояние через некоторое время. Данный метод позволяет оценивать вероятность возврата системы в исходное состояние через вычисление потенциала случайного блуждания. Метод требует большого количества вычислительных ресурсов, поскольку значительное количество показателей, характеризующих инфокоммуникационную систему, имеют динамический характер и могут рассматриваться как случайные процессы. Кроме того, имеются взаимные зависимости между этими показателями.

Частным случаем данного метода является бифуркационный метод [9]. Явление роста шумов в предбифуркационном развитии системы может рассматриваться как один из способов обнаружения признаков аномального функционирования сложной системы. Инфокоммуникационная система имеет признаки хаотического функционирования и точки бифуркации на своих фазовых траекториях, соответствующие изменению состояния системы. Исследование инфокоммуникационной системы с использованием элементов теории бифуркации представляется достаточно перспективным методом оценки «аномальности» функционирования инфокоммуникационной системы, поскольку этот метод

способен описывать поведение систем любой физической природы. Данный метод предлагает возможность *предсказать* неприемлемое для системы ухудшение эффективности её работы, чем выгодно отличается от ранее рассмотренных методов. Однако напрямую применить его для исследования функционирования инфокоммуникационной системы невозможно – бифуркационый метод исследует дисперсию некоторой единичной характеристики как показатель того, насколько система отклоняется от своего нормального состояния. В распределенной же инфокоммуникационной системе невозможно с определенностью выделить данный показатель. Этот показатель необходимо сформировать. Он должен характеризовать эффективность функционирования инфокоммуникационной системы в определенные моменты времени.

Для формирования единого показателя, характеризующего инфокоммуникационную систему по набору разнородных характеристик, предлагается использовать квалиметрический метод, доработанный для оценки одной динамически изменяющейся системы. Данная оценка характеризует эффективность функционирования инфокоммуникационной системы на верхних уровнях ЭМВОС или системном уровне модели 3С [10].

Квалиметрические методы изначально создавались для сравнительного анализа статических систем (для выбора наилучшего варианта из нескольких, характеризуемых наборами разнородных показателей). Доработка методов квалиметрического оценивания применительно к динамическому характеру частных (единичных) показателей качества состоит в следующем:

– коррелированные показатели неинформативны, поэтому для расчета комплексного показателя качества необходимо применять взаимно независимые показатели хотя бы как результат факторного анализа;

– значимость частного показателя качества определяется его статистическими характеристиками (если показатель не изменяется во времени, он не участвует в формировании комплексного показателя качества): например, если параметр питающего напряжения не изменяется, он не участвуют в оценке эффективности функционирования блока.

Для формирования единого показателя (комплексного показателя качества) в пространственно распределенной системе необходима система обмена данными о состоянии отдельных узлов, не приводящая к значительному ухудшению пропускной способности каналов связи и перегрузке вычислительных мощностей. Для этого предлагается использовать возможности теории обучения с подкреплением – теории аниматов [11].

Аниматы, представляемые в теории как модельные организмы, в инфокоммуникационной системе представляют собой распределенную по узлам системы сеть программных модулей, каждый из которых на основе поступающих извне и от собственного элемента системы данных адаптирует собственное поведение – самообучается. Данный механизм основан на использовании положительного или отрицательного подкрепления анимату от окружающей среды в зависимости от условий этой среды и действий (бездействия) анимата.

Достоинствами аниматов являются: простота обучения, возможность самоорганизации (объединения в сеть с ближайшими аниматами), адаптация аниматов под изменяющиеся параметры инфокоммуникационной системы (загрузка каналов связи, вычислительных мощностей). Например, если канал связи работает с высокой загрузкой, анимат ожидает снижения нагрузки на сеть, чтобы передать свои данные. Если от какого-то узла данные не поступают длительное время, он может функционировать «аномально».

Также аниматы могут «на месте» оценивать качество функционирования закрепленного за ними узла системы, формируя шаблон его «нормального» поведения и отмечая границы, за которыми, вероятно, функционирование является «аномальным».

Заключение

В условиях кибервойны наиболее вероятными представляются воздействия, направленные на перехват и искажение данных, перехват управления системой с коррекцией её функционирования, а также уничтожение инфокоммуникационной системы (или системы, управляемой посредством инфокоммуникационной системы).

Наиболее вероятны воздействия на инфокоммуникационную систему критических приложений через каналы поступления данных в систему (через сеть и съемные носители), а также использование информационных бомб и лазеек в программном обеспечении (операционной системе).

Многообразие возможных способов информационных воздействий, создание информационных воздействий «на заказ» (для «вскрытия» определенной инфокоммуникационной системы) предполагают, что информационное воздействие изначально будет неизвестно системе защиты. Таким образом, в системе защиты обязательно

должен быть реализован механизм анализа *поведения* инфокоммуникационной системы.

Система защиты должна обнаруживать, идентифицировать и нейтрализовать информационное воздействие. Её эффективность предлагается определять как отношение эффективности системы с определенной системой защиты к эффективности системы без защиты. Под эффективностью при этом понимают вероятность реализации целевой функции инфокоммуникационной системой.

Состояние любой инфокоммуникационной системы характеризуется большим количеством показателей (на разных уровнях модели ЭМВОС, в разных узлах пространственно распределенной системы). Данные показатели динамически изменяются и могут иметь сложные взаимные зависимости, что обусловлено логикой функционирования системы, внешней средой и информационными воздействиями на эту систему.

Инфокоммуникационная система обладает ограниченными ресурсами, поэтому:

– ресурс системы защиты ограничен;

– в роли центрального метода, который позволяет оценить качество работы инфокоммуникационной системы, предлагается использовать квалиметрический метод, формирующий единый комплексный показатель качества, характеризующий эффективность функционирования системы. В исходном виде данный метод непригоден для применения к динамически изменяющейся системе, поэтому предлагается его доработка как интегральной оценки последовательно изменяющихся состояний системы. Изменение этого показателя – случайный процесс, блуждание точки в многомерном пространстве характеристик, которое требуется исследовать (вернется ли система к нормальному состоянию, есть ли на её фазовой траектории точка бифуркации и т.д.). Для анализа динамически изменяющегося комплексного показателя, характеризующего эффективность системы, целесообразнее применять теорию случайных блужданий, поскольку эффективность инфокоммуникационной системы фактически будет представлять собой случайный процесс, выбросы которого, приводящие к критическому ухудшению эффективности системы, будут определены характеристиками этого случайного процесса.

Поскольку инфокоммуникационная система пространственно распределена, в ней необходим сбор данных и обмен ими, который сам по себе может ухудшить состояние системы. Для решения этой задачи предлагается использовать методы теории обучения с подкреплением для создания адаптивной к состоянию системы самообучающейся сети обмена данными. Аниматы дорабатывают сами себя в соответствии с целевой задачей, в зависимости от положения в системе, обмен в сети также зависит от загрузки линий связи и иных условий, влекущих за собой ухудшение состояния системы. Кроме того, аниматы формируют шаблоны «нормального» поведения узла в инфокоммуникационной системе и сигнализируют о выходе за его пределы.

Литература

1. http://www.kaspersky.ru/internet-security-center/threats/malware-classifications

2. *Камаев В.А., Натров В.В.* Методология обнаружения вторжений // Изв. Волгоград. гос. техн. ун-та. Сер. Концептуальное проектирование в образовании, технике и технологии: межвуз. сб. науч. ст. Волгоград, 2006. С. 148–153.

3. *Ажмухамедов И.М., Марьенков А.Н.* Обеспечение информационной безопасности компьютерных сетей на основе анализа сетевого трафика Вестник АГТУ. Сер. Управление, вычислительная техника и информатика. 2011. № 1. С. 137–141.

4. *Сапожников А.А.* Обнаружение аномальной сетевой активности // Безопасность информационных систем. Доклады ТУСУРа. Июнь 2009. № 1 (19). Ч. 2. С. 79–80.

5. *Ярославцев А.Ф.* Аналитическое моделирование распределенных алгоритмов обнаружения программ-шпионов в телекоммуникационных системах // Средства и системы защиты информации и сетевых ресурсов / Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики. Новосибирск. С. 41–62.

6. *Гирик А.В.* Метод обнаружения информационных угроз безопасности передачи данных на основе анализа сетевой статистики : дисс. ... канд. тех. наук. Санкт-Петербург, 2013. 111 с.: ил.

7. *Тишина Н.А., Дворовой И.Г., Соловьев Н.А.* Обнаружение вторжений на основе вейвлет-анализа сетевого трафика // Вестник УГАТУ. Управление, вычислительная техника и информатика / УГАТУ. Уфа, 2010. Т. 14, № 5 (40). С. 188–194.

8. http://www.eyeadmin.com/ru/research-menu/stat-model-menu?format=pdf.

9. *Зульпукаров М.-Г. М., Малинецкий Г.Г., Подлазов А.В.* Обратная задача теории бифуркаций в динамических системах с шумом / Ордена Ленина институт прикладной математики им. М.В. Келдыша Российской академии наук. Москва, 2005.

10. *Николаев В.И., Толстых Н.Н.* Оценка коэффициента конфликтности информационного потока в автоматизированных системах // Цифровая обработка сигналов. 2008. № 2. С. 14–19.

11. *Саттон Р.С., Барто Э.Г.* Адаптивные и интеллектуальные системы. В кн. Обучение с подкреплением: пер. с англ. 2-е изд. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2014. 402 с.

Статья поступила в редакцию 25 августа 2016 года

УДК 621.396

МЕТОДЫ СИНТЕЗА ОПТИМАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРОЦЕССОМ НАБЛЮДЕНИЯ

В.М. Жуков, к.т.н., доцент, Тамбовский ГТУ, e-mail: valzhuk@rambler.ru
Ф.Ю. Хватов, доктор военных наук, профессор, представительство АО «Концерн «Созвездие» (г. Москва)
А.Б. Муравник, д. ф.-м. н., зам. нач. НТУ, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: amuravnik@mail.ru

Рассмотрен подход к решению проблемы синтеза оптимального управления процессом наблюдения, основанный на трактовке задачи управления как задачи математического программирования, причем критериальная функция и функция ограничений формируются в процессе решения уравнений функционирования системы радиосвязи.

***Ключевые слова**: критериальная функция, метод динамического программирования, функция ограничений, управление процессом наблюдения.*

OPTIMAL OBSERVATION CONTROL SYNTHESIS METHOD

V.M. Zhukov, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor, Tambov State Technical University, e-mail: valzhuk@rambler.ru
F.Yu. Khvatov, Doctor of Military Science, professor, JSC «Concern «Sozvezdie» Office (Moscow)/Moscow Office
A.B. Muravnik, D.D. in Physics and Mathematics, deputy head of Scientific and Technical Directorate, JSC «Concern «Sozvezdie, e-mail: amuravnik@mail.ru

The offered approach to solving the problem of optimal observation control synthesis is based on the fact that the control problem is treated as a mathematical programming problem where the criterial and constraint functions are formed in the process of solving the radio system operation equations.

***Keywords:** criterial function, dynamic programming method, constraint function, observation control.*

Наиболее простой подход к решению проблемы основывается на трактовке задачи управления как задачи математического программирования:

$$I(\gamma) \to \min_{\gamma \in \partial}, g\left[\mu_K(\gamma)\right] \le \overline{g}, \qquad (1)$$

где $\gamma^T = \left(\gamma_1^T \left| \ldots \right| \gamma_K^T\right)$ – совокупный вектор управления.

Критериальная функция I (γ) и функция ограничений формируются в процессе решения уравнений системы

$$\begin{cases} \hat{K}_k = \left[\tilde{K}_k^{-1} + G_k\left(\mu_k, \gamma_k\right)\right]^{-1}, \\ \tilde{K}_k = A_{k-1}\hat{K}_{k-1}A_{k-1}^T + V_k, \quad \hat{K}_0 = \tilde{K}_0, \\ \mu_k = f_{k-1}\left(\mu_{k-1}, \gamma_k\right), \quad \mu_0 = \hat{\mu}_0, \quad k = \overline{1, K}, \end{cases} \qquad (2)$$

оптимальной по одному [1, 4] из критериев I_1, I_2, I_3:

$$I_j \to \min_{\{j\}}, \; j = 1, 2, 3 \qquad (3)$$

с учетом ограничений

$$\gamma_k \in \Gamma_k, \; k = \overline{1, K}, \qquad (4)$$

$$g\left(\mu_K\right) \le \overline{g}, \qquad (5)$$

где f_{k-1}, g – заданные функции; $\hat{\mu}_0, \overline{g}$ – заданные величины; Γ_k – заданное множество.

Последовательность $\{\gamma_k\}$ выступает в качестве УПН. Приемлемая размерность получаемой таким образом задачи математического программирования бывает только в случае, когда последовательность $\{\gamma_k\}$ задается с помощью небольшего числа параметров. Например, если $\{\gamma_k\}$ параметризуется путем задания моментов времени τ, определяющих границы мерных участков, то (1) приобретает вид

$$I(\tau) \to \min_{\tau \in \partial}, g\left[\mu_K(\tau)\right] \le \overline{g}, \qquad (6)$$

и решение получается на основе численных методов оптимизации.

В общем случае для отыскания оптимального управления в системе (2) применяется принцип максимума или метод динамического программирования, которые приводят к одной и той же конечной форме условий оптимальности. Показано [2], что принцип максимума дает не только необходимые, но и достаточные условия

 ISSN 1995-7009

при выпуклости ограничивающего множества Γ_k. Необходимые и достаточные условия оптимальности управления $\{\gamma_k\}$ могут быть записаны в форме краевой задачи для канонической системы уравнений, которая включает в себя уравнения (2), а также сопряженные с ними уравнения для матричной переменной $\hat{\Psi}_{Kk}$ размером $n\times n$ и векторной $\psi_{\mu k}$ размером $i\times 1$. Сопряженная система имеет вид

$$\begin{cases} \hat{\Psi}_{Kk-1} = -\partial \Big/ \partial \hat{K}_{k-1}\, tr\left\{\left[\left(A_{k-1}\hat{K}_{k-1}A_{k-1}^T + V_k\right)^{-1} + G_k\left(\mu_k,\gamma_k\right)\right]^{-1}\hat{\Psi}_k\right\} + \Phi_k \\ \psi_{\mu k-1} = -\partial \Big/ \partial \mu_{k-1}\, f_{k-1}\left(\mu_{k-1},\gamma_k\right)\psi_{\mu k}, \quad k=\overline{1,K}. \end{cases} \tag{7}$$

Граничные условия в (7) для $\hat{\Psi}_K$ зависят от выбранного критерия оптимальности. Для критериев 1 и 2 они терминальные:

$$\hat{\Psi}_{KK} = -\partial \Big/ \partial \hat{K}_K\, a^T\hat{K}_K a = -aa^T, \tag{8}$$

$$\hat{\Psi}_{KK} = -\partial \Big/ \partial \hat{K}_K \left\{B^T\hat{K}_K B\right\} = -B\left[\varphi'_K\right]B^T, \tag{9}$$

где $\left[\varphi'_K\right]$ – матрица размером $r\times r$, являющаяся матрицей частных производных от функции $\varphi\left[K_x\right]$ по матрице $K_x = B^T\hat{K}_K B$. Для обоих критериев Φ_k=0. Для критерия 3 $\hat{\Psi}_{KK}$=0, однако, $\Phi_k = L_k^{\pi}L'_k$ в моменты ϑ_k=1 и Φ_k=0 при ϑ_k=0.

Граничные условия для переменной ψ_μ для всех критериев имеют вид

$$\psi_{\mu K} = -\lambda^T\, \partial g\left(\mu_K\right) \Big/ \partial \mu_K, \tag{10}$$

где λ – вектор множителей Лагранжа размером $i'\times 1$.

Смысл краевой задачи состоит в подборе начальных условий $\hat{\Psi}_{K0}$, $\psi_{\mu 0}$, а также вектора λ таким образом, чтобы движение канонической системы (2), (7) удовлетворяло оговоренным выше граничным условиям для $\hat{\Psi}_{KK}$, $\psi_{\mu K}$ при управлении $\{\tilde{\gamma}_k\}$, определяемом из условия

$$\tilde{\gamma}_k = \arg\max_{\gamma_k\in\partial_k} H_k^*\{\gamma_k\}. \tag{11}$$

В (11) (*) – гамильтониан, имеющий вид [5]

$$H_k^*\{\gamma_k\} = tr\left\{\left[\hat{K}_k - K_k C_k^T\left(\mu_k,\gamma_k\right)\times\right.\right.$$

$$\times\left(D\eta_k + C_k\left(\mu_k,\gamma_k\right)\tilde{K}_k C_k^T\left(\mu_k,\gamma_k\right)\right)^{-1}\times$$

$$\left.\left.\times C_k\left(\mu_k,\gamma_k\right)\tilde{K}_k\right]\hat{\Psi}_{Kk}\right\} + \psi_{\mu k}^T f_{k-1}\left(\mu_{k-1},\gamma_k\right). \tag{12}$$

Согласно принципу максимума управление $\{\gamma_k\}$ будет оптимальным при значениях $\hat{\Psi}_{K0}^P, \psi_{\mu 0}^P, \lambda^P$, являющихся решением краевой задачи. Размерность полученной краевой задачи равна $0.5n(n+1)+i+i'$, то есть очень велика.

На основе метода последовательных приближений для некоторых случаев возможно построение приемлемых по сложности численных процедур [3]. Их суть состоит в следующем. Сначала задается нулевое приближение управления $\left\{\gamma_k^0\right\}$. Далее решается система (2), слева направо при $\left\{\gamma_k^0\right\}$ находятся $\left\{\hat{K}_k^0\right\}$, $\left\{\mu_k^0\right\}$. Определяются граничные условия для системы (7) на правом конце (условия типа (8)–(10)). Решается система (7), справа налево при $\left\{\gamma_k^0\right\}$, $\left\{\hat{K}_k^0\right\}$, $\left\{\mu_k^0\right\}$ находятся $\left\{\hat{\Psi}_{Kk}^0\right\}$, $\left\{\psi_{\mu k}^0\right\}$. Определяется первое приближение управления $\left\{\gamma_k^1\right\}$ из условия (11) при $\left\{\hat{K}_k^0\right\}$, $\left\{\hat{\Psi}_{Kk}^0\right\}$, $\left\{\psi_{\mu k}^0\right\}$, вектор множителей Лагранжа λ подбирается при этом из условия $g\left(\mu_K\right)\le\overline{g}$. Далее процесс приближений повторяется. Для улучшения его сходимости традиционно применяются различные эвристические приемы, основанные на комбинации двух (и более) приближений.

В [5] предложен новый общий подход к решению задач УПН, позволяющий использовать аналитическое свойство уравнения Риккати.

Смысл этого свойства заключается в существовании линейной гамильтоновой системы уравнений для матричных переменных $\overline{S}_k - n\times n$ и $\overline{\Theta}_k - n\times n$:

$$\begin{cases}\overline{S}_k = A_{k-1}^{-1T}\overline{S}_{k-1} + G_k\left(\mu_k,\gamma_k\right)\overline{\Theta}_k,\\ \overline{\Theta}_k = V_k S_{k-1} + A_{k-1}\overline{\Theta}_{k-1},\ k=\overline{1,K},\end{cases} \quad (13)$$

где при начальных условиях $\overline{\Theta}_0 = \tilde{K}_0\overline{S}_0$, S_0 – любая матрица переменные $\overline{S}_k$, $\overline{\Theta}_k$ удовлетворяют матричному тождеству

$$\hat{K}_k\overline{S}_k = \overline{\Theta}_k,\ k=\overline{1,K}. \quad (14)$$

Из (14) можно найти матрицу $\hat{K}_k$: $\hat{K}_k = \overline{\Theta}_k S_k^{-1}$ $\left(\det\overline{S}_k \neq 0\right)$. Таким образом, решение уравнения Риккати (2) сводится к решению линейной гамильтоновой системы (13). Суть дальнейшего упрощения решения задач УПН заключается в том, что в задачах управления не обязательно вычислять всю ковариационную матрицу $\hat{K}$, достаточно найти управление $\{\tilde{\gamma}_k\}$, минимизирующее критерий оптимальности – некоторую скалярную функцию от $\hat{K}$. Тогда для каждой задачи УПН существует свой специальный набор гамильтоновых переменных, достаточный для формирования критерия оптимальности. Таким образом, могут быть сформулированы эквивалентные задачи уже не в исходной гамильтоновой системе (13), а в некоторой ее проекции.

Для задачи УПН с критерием 1 достаточно рассмотреть векторную проекцию

$$\begin{cases}s_k = A_{k-1}^{-1T}s_{k-1} + G_k\left(\mu_k,\gamma_k\right)\eta_k,\\ \eta_k = V_k s_{k-1} + A_{k-1}\eta_{k-1},\ k=\overline{1,K},\end{cases} \quad (15)$$

где s_k, η_k – векторы размером $n\times1$, например первые столбцы матриц $\overline{S}_k$ и $\overline{\Theta}_k$. Если в (15) установить ограничения

$$\hat{K}_0 s_0 - \eta_0 = 0 \text{ при } k=0, \quad (16)$$

$$s_K = a \text{ при } k=K, \quad (17)$$

то критерий 1 можно представить в эквивалентном виде

$$I_1 = a^T\eta_K, \quad (18)$$

так как терминальные векторы s_K, η_K, в силу (14), удовлетворяют тождеству $\hat{K}_K s_K = \eta_K$, а с учетом (17) оно приобретает вид $\hat{K}_K a = \eta_K$, откуда и получается, что $a^T\hat{K}_K a = a^T\eta_K$.

Для задач УПН с критерием 2 проекция должна быть матричной:

$$\begin{cases}S_k = A_{k-1}^{-1T}S_{k-1} + G_k\left(\mu_k,\gamma_k\right)\Theta_k,\\ \Theta_k = V_k S_{k-1} + A_{k-1}\Theta_{k-1},\ k=\overline{1,K}\end{cases} \quad (19)$$

где S_k, Θ_k – прямоугольные матрицы размером $n\times r$.

В этом случае при ограничениях

$$\hat{K}_0 S_0 - \Theta_0 = 0, \quad (20)$$

$$S_K = B, \quad (21)$$

накладываемых на левом и правом концах системы (19), критерий 2 записывается в эквивалентном виде

$$I_2 = \varphi\left(B^T\Theta_K\right). \quad (22)$$

Доказательство (22) аналогично (18).

Для задачи УПН с критерием 3 вводится в рассмотрение $\overline{K}_\Sigma^\vartheta$ – связка проекций гамильтоновой системы (13):

$$\begin{cases}S_k^i = A_{k-1}^{-1T}S_{k-1}^i + G_k\left(\mu_k,\gamma_k\right)\Theta_k^i,\\ \Theta_k^i = V_k S_{k-1}^i + A_{k-1}\Theta_{k-1}^i,\ i=\overline{1,\overline{K}_\Sigma^\vartheta},\ k=\overline{1,K},\end{cases} \quad (23)$$

где S_k^i, Θ_k^i – прямоугольные матрицы размером $n\times m$. Далее в системе (23) нужно задать ограничения в момент k=0:

$$\hat{K}_0 S_0^i - \Theta_0^i = 0,\ \ i=\overline{1,\overline{K}_\Sigma}, \quad (24)$$

а также в моменты $k=k_i-1$:

$$S_{k_i-1}^i = L_{k_i}^{\pi T},\ i=\overline{1,\overline{K}_\Sigma^\vartheta}, \quad (25)$$

где k_i – моменты действия управления U_k.

В этом случае эквивалентная запись критерия 3 будет иметь вид

$$I_3 = C + \sum_{i=1}^{K_\Sigma^\vartheta} tr\left\{L_{k_i}'\Theta_{k_i-1}^i\right\}. \quad (26)$$

Доказательство аналогично предыдущим случаям.

Преимущество сформулированных эквивалентных задач состоит в их линейности по фазовым координатам. При этом линейные формы сохраняются и в критериях оптимальности. Имеет место также снижение размерности.

Литература

1. *Репин В.Г., Тартаковский Г.П.* Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио, 1977. 432 с.

2. *Стратонович Р.Л.* Избранные вопросы теории флюктуации в радиотехнике. М.: Сов. радио, 1961. 558 с.

3. *Зырянов Ю.Т., Карпов И.Г., Петров А.В.* Обобщенные законы распределения для решения задач в теории надежности информационно-измерительных и управляющих систем // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2012. Т. 10, № 6. С. 37–41.

4. *Казаков И.Е., Артемьев В.М., Бухалев В.А.* Анализ систем случайной структуры. М.: Наука, 1993. 272 с.

5. *Игнатов В.В., Бабков В.Ю.* Обоснование технических параметров техники радиосвязи. Л.: ВАС, 1990. 112 с.

Статья поступила в редакцию 31 марта 2016 года

УДК 338.45

МОДЕЛЬ ФОРМИРОВАНИЯ СТРАТЕГИИ РАЗВИТИЯ ПРЕДПРИЯТИЯ, ВХОДЯЩЕГО В ИНТЕГРИРОВАННУЮ СТРУКТУРУ ОПК

Т.В. Лутченко, ведущий экономист, АО «Концерн «Созвездие»
Ю.Б. Нечаев, д.ф.-м. н., профессор, Воронежский гос. университет, e-mail: nechaev_ub@mail.ru
А.Ю. Шестопалов, ведущий специалист, ВЦКБ «Полюс»

Приводится описание способа прогнозирования целесообразности вхождения предприятия в интегрированную структуру, основанного на SWOT-анализе и ориентированного на эффективное формирование стратегии развития предприятия.

***Ключевые слова**: стратегия развития предприятия, стратегическое планирование, SWOT-анализ, конкурентные преимущества*

THE DEVELOPMENT STRATEGY MODEL FOR A DEFENSE ENTERPRISE FORMING A PART OF MILITARY-INDUSTRIAL COMPLEX

T.V. Lutchenko, leading economist, JSC «Concern «Sozvezdie»
Yu.B. Nechaev, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Voronezh State University, e-mail: nechaev_ub@mail.ru
A.Yu. Shestopalov, leading specialist, JSC «Voronezh Central Design Office «Polyus»

The article describes a SWOT-based method for predicting the feasibility of joining an integrated structure that is designed to produce an effective development strategy.

***Keywords:** development strategy, strategic planning, SWOT-analysis, competitive edge.*

Существует очень много моделей формирования стратегий автономно работающих предприятий, но, как правило, они сводятся к очень сходным идеям и различаются между собой незначительно. В статье представлена традиционная модель формирования стратегии на базе SWOT-анализа. В рассмотренной экономической литературе не удалось обнаружить модель формирования стратегий предприятий, входящих в интегрированную структуру (ИС).

Специфические особенности работы предприятия, входящего в ИС, в основном связаны с влиянием на его работу взаимодействий с другими предприятиями ИС и материнской компанией. Максимальные конкурентные преимущества от взаимодействий будут получать те ИС и предприятия, в них входящие, которые действуют в смежных сферах деятельности.

В предлагаемом алгоритме формирования стратегии предприятия, входящего в ИС, ключевым вопросом является проведение SWOT-анализа с учетом тщательного прогноза получения выгод предприятия от вхождения в ИС. Схематично в статье представлены факторы влияния мезосреды на процесс формирования стратегии предприятия. С учетом алгоритма формирования стратегии и факторов влияния мезосреды на процесс формирования в работе представлена модель формирования стратегии предприятия, входящего в ИС.

В статье также представлена схема прогнозирования целесообразности вхождения предприятия в ИС на основании получения им дополнительных конкурентных преимуществ.

Необходимость разработки модели формирования и выбора стратегии развития предприятия, входящего в ИС, диктуется отсутствием информации в изученной литературе по данному очень актуальному для России вопросу, поскольку количество интегрированных структур за последние десять лет в стране значительно увеличилось, а опыта работы подобные структуры и предприятия, в них входящие, практически не имеют.

По мнению Г. Минцберга, в настоящее время известны сотни различных моделей стратегического планирования. Практически в каждом учебнике по стратегическому планированию имеется своя собственная модель. Все эти модели основаны на одной теоретической конструкции,

 ISSN 1995-7009

или базовой модели, отличаясь в деталях, а не в фундаментальных принципах построения [1].

Традиционная модель формирования стратегии предприятия, в основу которой положена модель гарвардской школы бизнеса, построенная на широко известной процедуре SWOT-анализа, представлена на рис. 1.

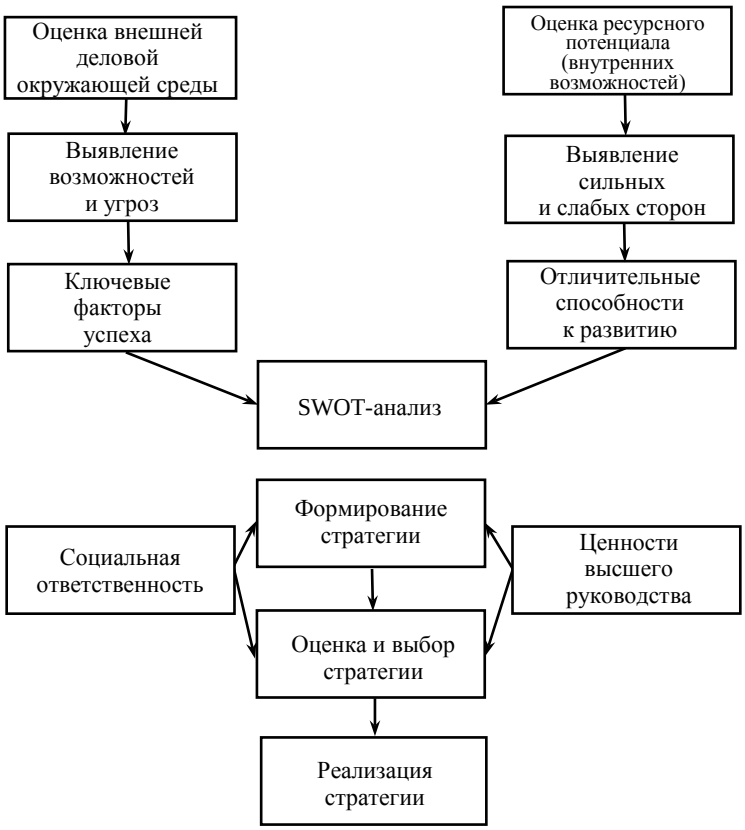


Рис. 1. Традиционная модель формирования стратегии предприятия

В изученной литературе обнаружить модель разработки стратегии предприятия, входящего в ИС, не удалось. В связи с этим проанализируем специфические особенности деятельности предприятия в составе ИС, которые отразятся на модели формирования его стратегии.

К числу специфических особенностей работы предприятий, входящих в ИС, относятся следующие:

– влияние на работу предприятия процесса установления взаимосвязей с другими предприятиями ИС, а также с материнской компанией;

– трудности установления взаимосвязей между предприятиями, а также предприятиями и материнской компанией;

– роль корпоративного центра материнской компании в процессе обеспечения успешной работы предприятий;

– оценка выгод от вхождения предприятия в ИС, превышающих затраты, связанные с вхождением.

Таким образом, специфические особенности работы предприятия, входящего в ИС, в основном связаны с влиянием на его работу взаимодействия с другими предприятиями ИС и материнской компанией, т.е. с так называемой мезосредой.

Важные со стратегической точки зрения взаимосвязи уже давно учитываются во многих дифференцированных компаниях. Однако очень мало внимания уделялось и до сих пор уделяется обнаружению этих взаимосвязей и регулярному их использованию [2].

В зависимости от размеров предприятия, входящего в ИС, разработка стратегии его развития может являться частью системы стратегического планирования ИС, либо стратегия разрабатывается как самостоятельный структурно-функциональный элемент предприятия. Применительно к специфике ИС РФ, где предприятия, в них входящие, являются акционерными обществами со своими счетами, советами директоров,

разработка стратегий развития таких предприятий должна рассматриваться как самостоятельный структурный элемент предприятия, безусловно, скоординированный с корпоративной стратегией ИС. Разработка стратегии развития предприятия в этом случае должна реализовывать весь комплекс, связанный с формированием, реализацией, контролем и корректировкой стратегии с учетом ее зависимости как от корпоративной стратегии, так и от стратегий других предприятий, входящих в ИС, что и будет отличать подобную стратегию от стратегий развития автономно работающих предприятий.

Важно отметить, что конкурируют на рынках не ИС, а только входящие в них предприятия [2]. Поэтому стратегии развития подобных предприятий называются конкурентными. Практика доказывает, что до тех пор, пока стратегии конкуренции не будут сосредотачиваться на достижении успеха каждым отдельным предприятием, общая стратегия ИС будет безуспешной.

Алгоритм модели формирования стратегии предприятия, входящего в ИС, в редакции авторов настоящей статьи представлен на рис. 2.

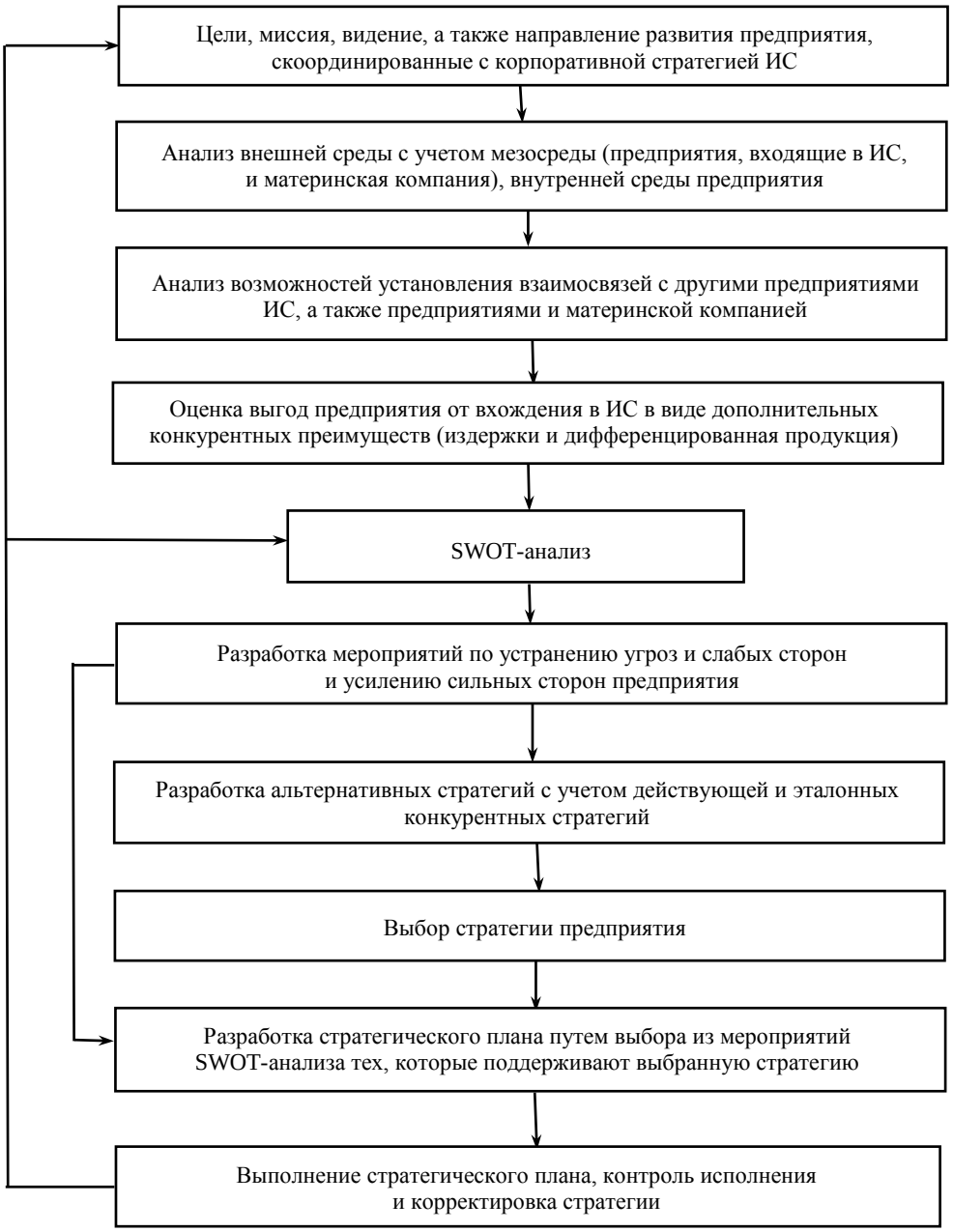


Рис. 2. Алгоритм формирования и выбора стратегии предприятия, входящего в ИС

Ключевым вопросом в предлагаемом алгоритме является проведение SWOT-анализа с учетом тщательного прогноза затрат и выгод от вхождения предприятия в ИС, что является базой повышения конкурентоспособности предприятия. Схематично факторы влияния мезосреды на процесс формирования стратегии предприятия представлены на рис. 3.

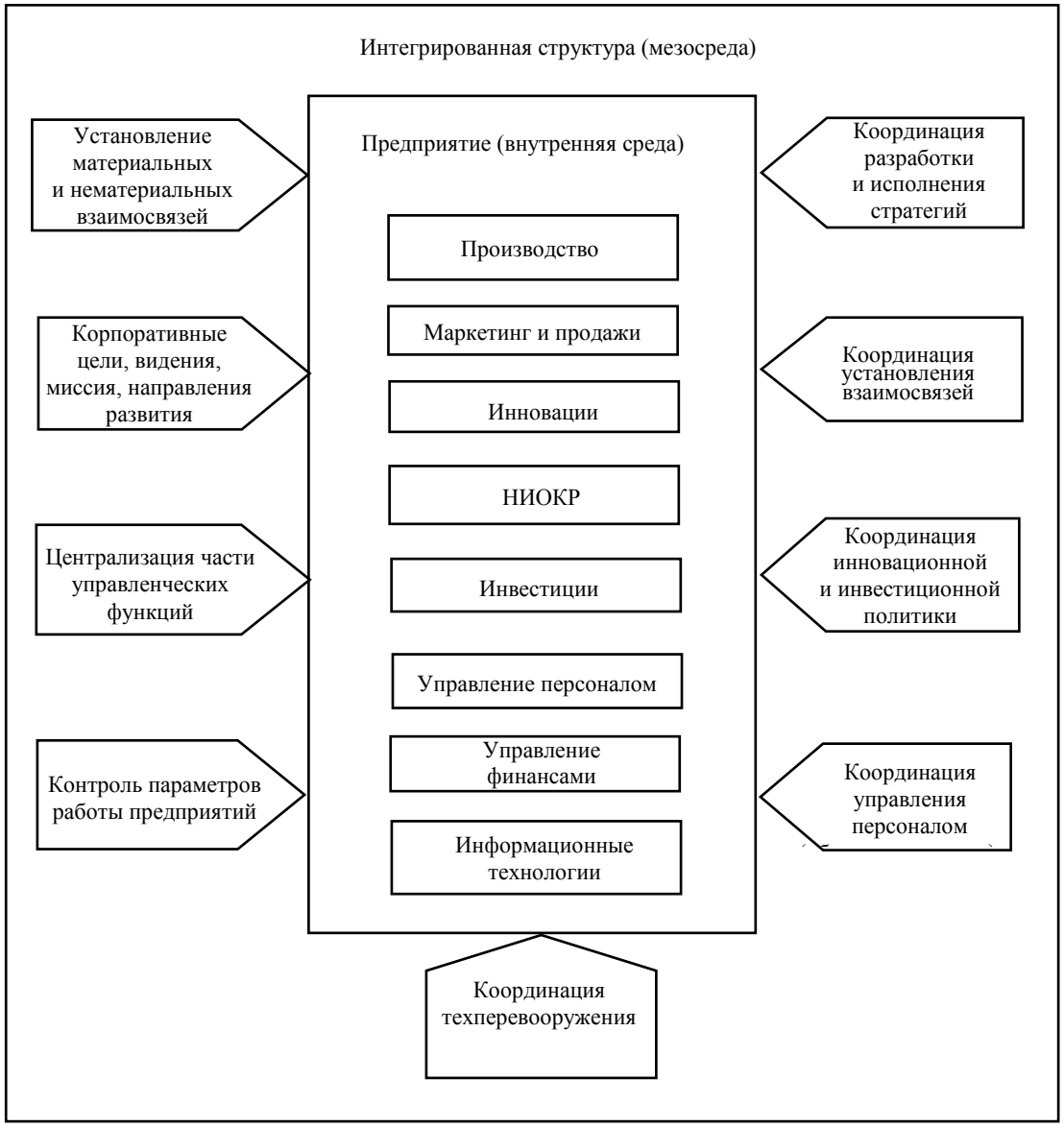


Рис. 3. Факторы влияния мезосреды на процесс формирования и выбор стратегии предприятия, входящего в ИС

С учетом вышеизложенных соображений модель формирования стратегии развития предприятия, входящего в ИС, представлена на рис. 4.

Из рисунков, представляющих модели формирования и выбора стратегии автономно работающего предприятия (рис. 1) и предприятия, входящего в ИС (рис. 4), видно, что модели существенно отличаются. Суть модели формирования и выбора стратегии предприятия, входящего в ИС, с точки зрения влияния ИС на этот процесс (управляющие функции) состоит в следующем:

1. Контроль технической обоснованности стратегий развития, разработанных предприятиями. Координация реализации стратегий.

2. Проверка коммерческой и функциональной логики ключевых инвестиций.

3. Отслеживание главных финансовых, операционных и стратегических показателей деятельности предприятий.

4. Координация основных направлений кадровой политики в части назначения руководства предприятия, обучения персонала и ротации кадров.

5. Координация взаимосвязей с другими предприятиями ИС, материнской компанией для получения эффекта синергии как в масштабах ИС, так и предприятия, в нее входящего.

6. Координация работы основных функциональных подразделений предприятия с аналогичными подразделениями других предприятий, а также департаментами материнской компании.

7. Развитие совместно используемых ресурсов, когда есть возможность реализовать эффект синергии за счет использования нематериальных активов в виде навыков, опыта, компетенций.

8. Предоставление интегрированной структурой предприятиям услуг в различных сферах деятельности, когда это приносит выгоду как предприятию, так и ИС.

Работу по использованию всех восьми пунктов в ИС должен выполнять корпоративный центр, который в своей работе в основном использует, по методологии западных корпораций, четыре модели: «финансовый холдинг», «стратегический архитектор», «стратегический контролер» и «оператор» [3].

Перечисленные восемь пунктов контроля и координации относятся к модели работы корпоративного центра «стратегический контролер», поскольку эта модель заложена в большинстве ИС России, и в том числе в корпоративной стратегии АО «Концерн «Созвездие».

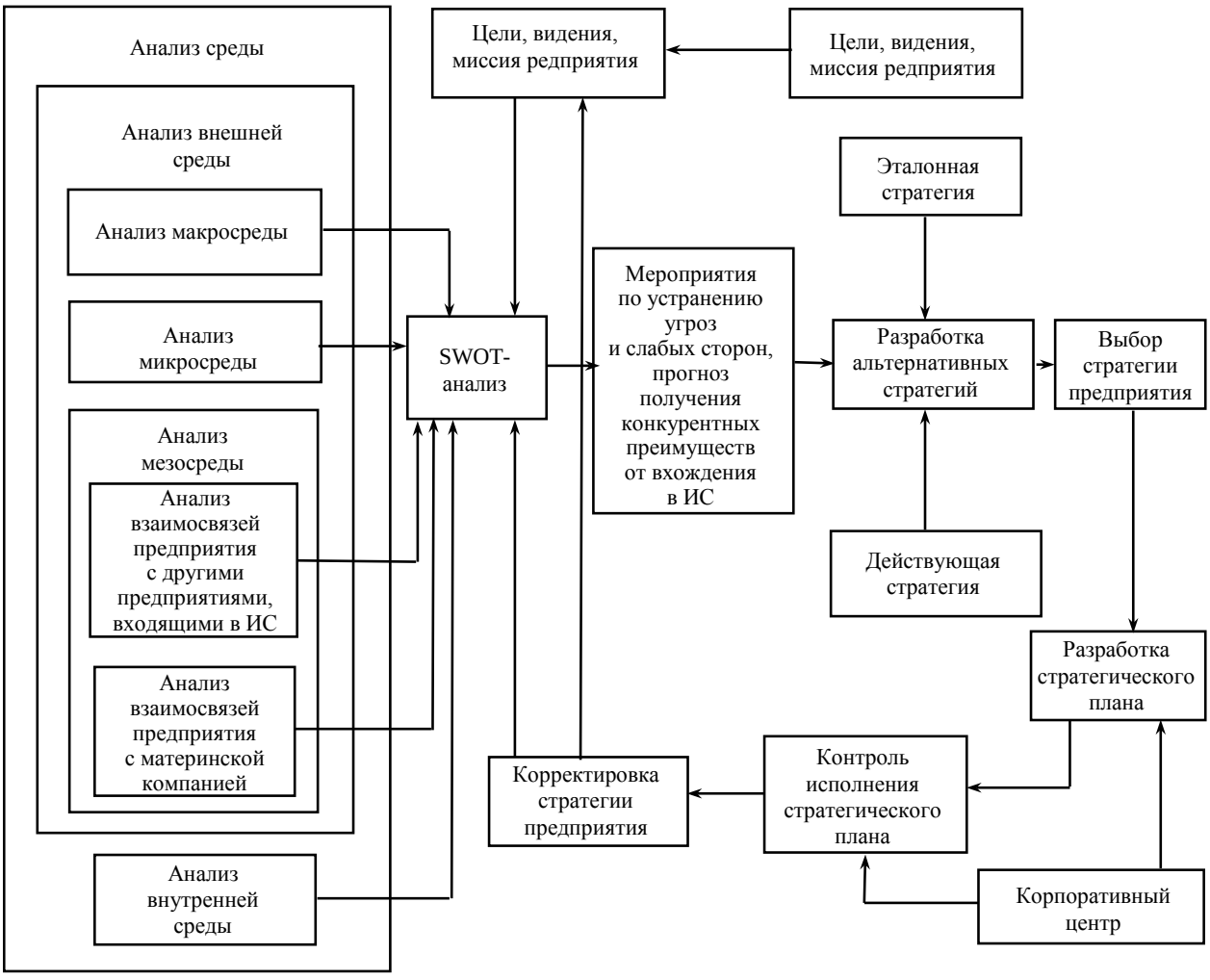


Рис. 4. Модель формирования стратегии предприятия, входящего в ИС

Представленная на рис. 4 модель формирования и выбора стратегии работы предприятия, входящего в ИС, может использоваться практически при любой модели корпоративного центра. Модель формирования и выбора стратегии развития предприятия, входящего в ИС, в об-

щем виде может быть реализована в следующей последовательности [5]:

– на первом этапе проводится анализ внешней и внутренней среды с тщательным анализом мезосреды;

– на втором этапе проводится SWOT-анализ, учитывающий цели, видение, миссию предприятия, скоординированные с корпоративной ИС результаты анализа внешней и внутренней среды, а также прогноз получения конкурентных преимуществ от вхождения в ИС;

– на третьем этапе разрабатываются мероприятия по устранению либо уменьшению угроз, слабых сторон предприятия, а также усилению сильных его сторон;

– на четвертом этапе разрабатываются альтернативные стратегии с учетом действующей стратегии, а также эталонных конкурентных стратегий;

– на пятом этапе выбирается стратегия предприятия и разрабатывается стратегический план по ее реализации путем подбора мероприятий по результатам SWOT-анализа, поддерживающих выбранную стратегию.

Очень важно, что представленная на рис. 4 модель позволяет спрогнозировать целесообразность вхождения предприятия в ИС в соответствии со схемой, представленной на рис. 5.

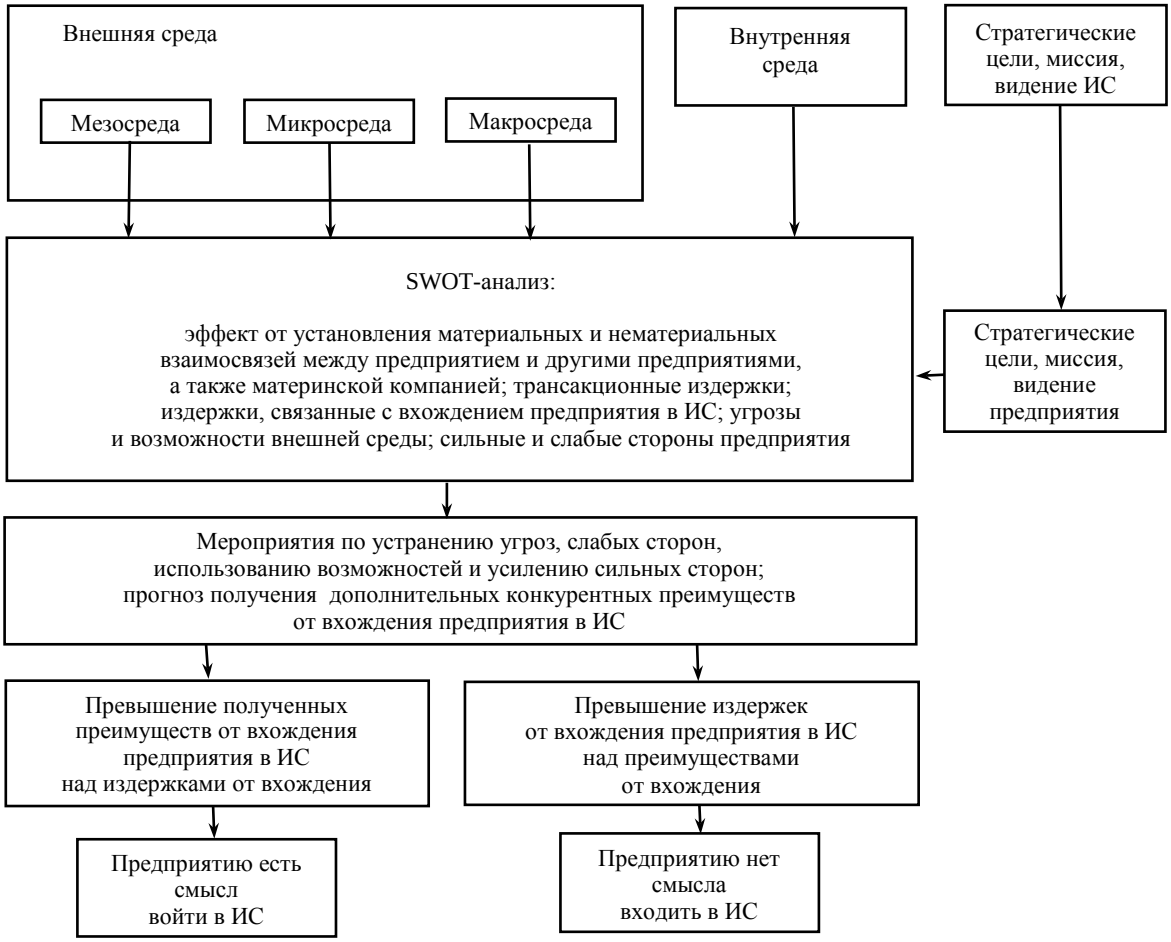


Рис. 5. Способ прогнозирования целесообразности вхождения предприятия в ИС

Проведенный SWOT-анализ позволяет сделать прогноз возможности получения дополнительных конкурентных преимуществ от вхождения предприятия в ИС, которые должны превосходить затраты от вхождения в ИС. Если прогноз получения конкурентных преимуществ отрицательный, то предприятию нет смысла входить в ИС.

Выводы

Предложенная в статье модель формирования и выбора стратегии развития предприятия, входящего в ИС, необходима для эффективной организации управления процессом вхождения предприятия в ИС с анализом главного источника получения конкурентных преимуществ за

счет установления взаимосвязей между предприятиями, входящими в ИС, а также предприятиями и материнской компанией.

Литература

1. Стратегический менеджмент: учебник для вузов / Под ред. А. Петрова. 3-е изд. 2012.

2. *Портер М.* Конкурентное преимущество: как достичь высокого результата и обеспечить его устойчивость: пер. с англ. 2-е изд. М.: Альпина бизнес Букс, 2006.

3. *Фут П., Хенсли Д.* и др. Роль корпоративного центра // Вестник M. Kinsey. 2003. № 1(3).

4. *Маленков Ю.А.* Современный менеджмент: учебник. М.: Проспект, 2011.

5. *Штефан В.И., Штефан Е.В., Лутченко В.Г., Лутченко Т.В.* Формирование стратегии развития предприятия, входящего в интегрированную структуру: монография. Воронеж, 2016.

Статья поступила в редакцию 7 октября 2016 года

Правила оформления рукописей, представляемых к публикации в научно-техническом журнале «Теория и техника радиосвязи»

1. Рукопись представляется в напечатанном (2 экземпляра на листах формата А4) и электронном виде (файл, созданный в редакторе Microsoft Word). Оптимальный объём статьи – 0,5–0,7 авторских листа.

2. К рукописи прилагаются экспертное заключение о возможности опубликования статьи в открытой печати, рецензия, а также на отдельном листе – сведения об авторах, включающие **фамилию, имя, отчество полностью**, ученую степень, ученое звание, область научных интересов, занимаемую должность, полное официальное наименование места работы, контактный телефон и адрес электронной почты.

3. **Плата с аспирантов за публикацию статей не взимается.**

4. На первой странице рукописи располагаются:

– индекс УДК;

– заголовок статьи, инициалы и фамилия автора, аннотация, ключевые слова **на русском и английском языках**.

5. Для текста используется шрифт Times New Roman №12 без стилевого оформления, междустрочный интервал – полуторный, абзацный отступ – 0,75 см от левого края, выравнивание текста – по ширине страницы. Задается автоматический перенос слов. Латинские обозначения в тексте должны быть набраны курсивом, русские, греческие обозначения и цифры – прямым шрифтом.

6. Формулы должны быть созданы в редакторе **MathType**. При наборе формул используются следующие параметры:

Size (Размер)		**Написание обозначений**
Full (обычный)	11 pt	латинские – *курсив*
Subscript/Superscript (индекс)	8 pt	греческие – прямой шрифт
Sub-Subscript/Superscript (малый индекс)	7 pt	матрицы, векторы – **прямой, жирный**
Symbol (символ)	15,5 pt	сокращения от русских слов в индексах –
Sub-Symbol (малый символ)	13 pt	прямой шрифт, от английских – *курсив*

Формулы, на которые в тексте есть ссылки, должны быть набраны отдельной строкой и пронумерованы в круглых скобках. Расположение формул – по центру, номер располагается по правому краю.

7. Иллюстрации должны быть чёткими, контрастными и включены в текст статьи; все надписи в иллюстрациях должны быть читаемыми. Обозначения в рисунках, созданных в Microsoft Word или Microsoft Visio, должны быть набраны шрифтом Times New Roman № 9. Каждый рисунок должен сопровождаться подрисуночной надписью, набранной 10-м шрифтом и включающей номер рисунка (например, Рис. 1) и краткое название.

8. Таблицы должны быть набраны 10-м шрифтом, пронумерованы (например, Таблица 1) и иметь тематический заголовок.

Таблицам и рисункам должны предшествовать ссылки на них в тексте статьи.

9. Библиографические ссылки нумеруются в квадратных скобках. Библиографический список оформляется в соответствии с ГОСТ Р 7.0.5–2008.

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 Каталоге российской прессы
№ 72972

Сайт в Интернете:
www.sozvezdie.su

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛. Уч.-изд. л. – 11,3
Тираж 200 экз. Заказ № 107
Подписано в печать 2.11.2016 г.

© АО «Концерн «Созвездие», 2016

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: tnn@sozvezdie.su