ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 4/2017

Воронеж 2017

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

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:

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

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

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

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

Выходит 4 раза в год.

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

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

Учредитель и издатель:

АО «Концерн «Созвездие»

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

Подписной индекс
в Каталоге российской прессы
№ 72972

Сайт в Интернете:
www.sozvezdie.su

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛. Уч.-изд. л. 9,7
Тираж 200 экз. Заказ № 118
Подписано в печать 14.11.2017

© АО «Концерн «Созвездие», 2017

С О Д Е Р Ж А Н И Е

№ 4, 2017

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Удаленное управление динамикой целевого состояния процессорной системы
А.Г. Алферов, М.В. Артемов, Ю.Л. Козирацкий, С.А. Панов, В.Ф. Свердел, Ю.А. Степанец, Н.Н. Толстых 5

Сравнительный анализ помехоустойчивости и скрытности различных методов расширения спектра сигналов. Ч. 1. Помехоустойчивость
Д.Ю. Чаркин, С.Ю. Алехин, Е.В. Григорьев, А.Е. Лимарев, В.Е. Прохоров 18

Сравнительный анализ помехоустойчивости и скрытности различных методов расширения спектра сигналов. Ч. 2. Скрытность
Д.Ю. Чаркин, С.Ю. Алехин, Е.В. Григорьев, А.Е. Лимарев, В.Е. Прохоров 25

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

К вопросу о корреляционных характеристиках модели хаотически функционирующих систем при воздействии шумов
И.В. Дементьев, Д.Ю. Чаркин 33

Аналитический аппарат поиска сигналов с ППРЧ
С.В. Дворников, А.М. Кудрявцев, Д.П. Симонкявичюс, С.С. Тихонов 38

Анализ стратегий конфликтного функционирования средств и систем радиосвязи и радиотехнической разведки
В.М. Кашкаров, В.Н. Поветко, И.Н. Путилина 44

Эффективность поиска навигационного *QPSK* сигнала при совместной обработке синфазной и квадратурной компонент
В.В. Неровный, Ю.С. Левицкая 49

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Влияние отказов приёмопередающих модулей кольцевой цифровой антенной решётки на её основные характеристики
Л.И. Аверина, Ж.В. Шапошникова, Е.В. Аверина, Н.О. Левенков 56

Цилиндрическая антенная решетка для систем радиосвязи диапазона УВЧ
В.В. Вереитин, А.И. Климов, Ю.Б. Нечаев, И.В. Пешков 62

Переходные процессы в астатической импульсной системе ФАПЧ с коммутируемыми параметрами ФНЧ и зарядовой накачки
С.К. Романов, Н.М. Тихомиров, А.В. Леньшин, В.Н. Тихомиров ……..... 72

Синтез фильтров на поверхностных акустических волнах: система автоматизированного проектирования (САПР)
Т.В. Синицына, А.С. Багдасарян …….....….. 84

РАЗНОЕ

Распределённая обработка и защита информации в группировке комплексов с беспилотными летательными аппаратами
Д.В. Самойленко, О.А. Финько, М.А. Еремеев ……..……..…….... 93

Методика аналитической оценки достоверности прямой идентификации воздушных целей на основе алгоритма, учитывающего их пространственную плотность
С.С. Ткаченко ……..……..……..... 101

УДК 519.7:621.39

УДАЛЕННОЕ УПРАВЛЕНИЕ ДИНАМИКОЙ ЦЕЛЕВОГО СОСТОЯНИЯ ПРОЦЕССОРНОЙ СИСТЕМЫ

© Авторы, 2017

А.Г. Алферов, к.т.н. начальник департамента, АО «Концерн «Созвездие»
М.В. Артемов, специалист, аспирант, АО «Концерн «Созвездие»
Ю.Л. Козирацкий, д.т.н., профессор, в.н.с., ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)
С.А. Панов, к.т.н., с.н.с., ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)
В.Ф. Свердел, начальник войск связи ЗВО
Ю.А. Степанец, ст. программист, АО «Концерн «Созвездие»
Н.Н. Толстых, д.т.н., профессор, научный референт, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: tnn@sozvezdie.su

Рассматривается технология удаленного управления процессом изменения целевого состояния процессорной системы при удаленном управлении в информационном конфликте. На основе методов теории автоматического управления формулируется критерий управляемости инфокоммуникационной системы и предлагается метод поиска «точек перехвата» с учетом суммарных задержек, влияющих на точность синхронизации корректирующих посылок, при наличии стохастической составляющей, порожденной присутствием шума в канале.

***Ключевые слова**: инфокоммуникационная система, информационный конфликт, управление, синхронизация, ранг управляемости, перехват управления, информационное воздействие.*

REMOTE CONTROL OVER PROCESSING SYSTEM GOAL STATE DYNAMICS

© Authors, 2017

A.G. Alferov, Ph.D. (Eng.), Head of Department, JSC «Concern «Sozvezdie»
M.V. Artemov, specialist, post-graduate student, JSC «Concern «Sozvezdie»
Yu.L. Koziratsky, Dr. Sci. (Eng.), Full Professor, Leading Researcher, Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh)
S.A. Panov, Ph.D. (Eng.), Senior Researcher, Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh)
V.F. Sverdel, Head of Signal Corps ZVO
Yu.A. Stepanets, Senior Programmer, JSC «Concern «Sozvezdie»
N.N. Tolstykh, Dr. Sci. (Eng.), Full Professor, Scientific Reviewer, JSC «Concern «Sozvezdie»,
e-mail: tnn@sozvezdie.su

Technology for remote control over changing process in the goal state of the processing system with remote control over informational conflict is considered. Using methods of the automatic control theory infocommunication system controllability criterion is formed and a method for "interception point" search considering total delay affecting corrective dispatch synchronization accuracy in the presence of stochastic component deriving from presence noise in the channel is suggested.

***Keywords**: infocommunication system, informational conflict, control, synchronization, controllability rank, control interception, informational influence.*

Интенсификация процесса внедрения в различные области социально-технических комплексов инфокоммуникационных систем сделала их объектом внимания со стороны как физических лиц, так и государственных учреждений, обеспечивающих, с одной стороны, их информационную безопасность, а с другой – организацию информационных воздействий на всех уровнях реализации целевых функций этими системами. Учитывая современное стремление к максимальному исключению человеческого фактора из процессов управления за счет их предельной автоматизации, предоставлению компьютерным системам неконтролируемых возможностей самоконфигурирования и адаптации, представляется достаточно важным вопрос, касающийся возможности изменения целевого состояния процессорной системы при удаленном воздействии на различные элементы данной информационной системы.

Данный факт обусловил переход от хаотических нецентрализованных информационных

воздействий, характерных для более ранней эпохи инфокоммуникационного противоборства, к скоординированным действиям, направленным на дестабилизацию или наоборот защиту вычислительных и инфокоммуникационных систем и сетей в эпоху кибервойн.

Таким образом, в современных условиях информационного конфликта представляются весьма актуальными задачи, реализующие концепцию кибервойн, одной из важнейших задач которой является перехват управления инфокоммуникационной системы и, соответственно, защита от него.

Решение данной задачи подразумевает оценку возможности перехвата управления и выделение некоторой совокупности условий реализации целевой функции операционной среды инфокоммуникационной системы, при которых это возможно, тем более что формализованное представление двух (или более) контуров управления, реализующих кодовой (или сигнальной) последовательностью некоторое целевое состояние, не позволяет в реальных системах выделить эти состояния и, тем более, разделить потоки, направленные на их реализацию.

В связи с этим основной целью настоящей статьи является обоснование методического подхода к выделению признаков «критических» состояний системы управления инфокоммуникационного комплекса, в которых вероятность перехода под управление одного из реализуемых процессов максимальна.

При наличии такого аппарата задача проведения информационного воздействия типа «перехват управления» сводится к реализации условий [1].

Сразу стоит отметить, что в пределах данного рассмотрения подразумевается, что удаленная система, осуществляющая воздействие, тем или иным способом уже получила доступ к процессорному элементу, определяющему требуемое целевое состояние. Рассматривать эти способы подробно нецелесообразно в силу того, что это уже многократно было сделано ранее.

Формализованная постановка задачи

Для перехода к формализованной постановке задачи необходимо подробно рассмотреть ее физический смысл.

В общем случае, как отмечено в [2, 3], информационный конфликт можно представить в виде двух глобальных процессов, порождаемых конкуренцией целевых функций внутренней системы управления и навязываемых внешним источником (рис. 1) нескольких процессов, порожденных k-м объектом и реализуемых множеством кодовых (или сигнальных) последовательностей $U^k_{j,i} = U^k_j(t_i)$, синтезируемых, хранящихся и циркулирующих в операционной среде произвольной инфокоммуникационной системы.

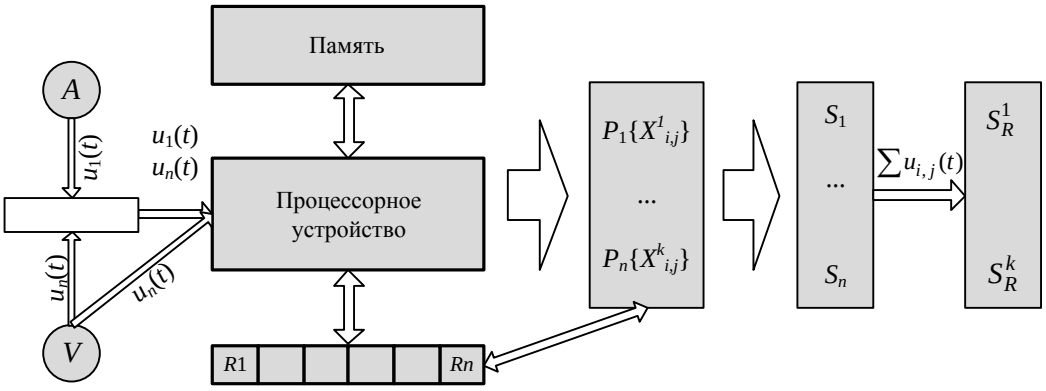


Рис. 1. Общая схема взаимодействия систем

Тогда в общем виде схема циркуляции управляющих последовательностей между корректируемой системой R и корректирующими системами-конкурентами A и V может реализовываться одним из двух возможных способов: воздействие V отправляет свои управляющие последовательности либо отдельным потоком непосредственно на процессорное устройство (такое возможно в случае работы приемо-передающего устройства, через которое соединяется система V, на шинном расширителе), либо в составе суммарного управления через некоторое промежуточное звено информационного тракта.

На вход корректируемой системы подаётся совокупность потоков управляющих последовательностей $\{U_{i,j}(t_i)\}$, образующих некий суммар-

ный цифровой поток, от процессов-конкурентов и управляющего потока самой системы. Результатом работы процессорного устройства сообразно с поступающими управляющими последовательностями, состоянием памяти и процессорных регистров $\{R_1...R_N\}$ является функционирование в системе процессов $\{P_i\}$ с векторами параметров $\{X^k_{i,j}\}$, характеризующими совместно с процессорными регистрами состояние S_j^k каждого процесса. На основании совокупности таких состояний, в свою очередь, формируются состояния корректируемой системы S_R^i на i-м шаге функционирования.

Очевидно, что при таком подходе основной задачей каждого из процессов с базовой конструкцией исполняемых кодов $\{U_{i,j}\}$ с целевой функцией перехвата управления является генерация (синтез) такой кодовой последовательности управления, которая нейтрализуют действие других процессов и переведет реальное состояние системы S_R в целевое состояние S_i.

Тогда можно перейти к общей структурной схеме информационного конфликта (для наглядности – на примере двух конкурирующих процессов) (рис. 2), где S_A, S_V и S_R – соответствующие целевые состояния, τ – соответствующие задержки в каналах, а k – коэффициенты неопределенности, характеризующие степень информированности процессов-конкурентов друг о друге.

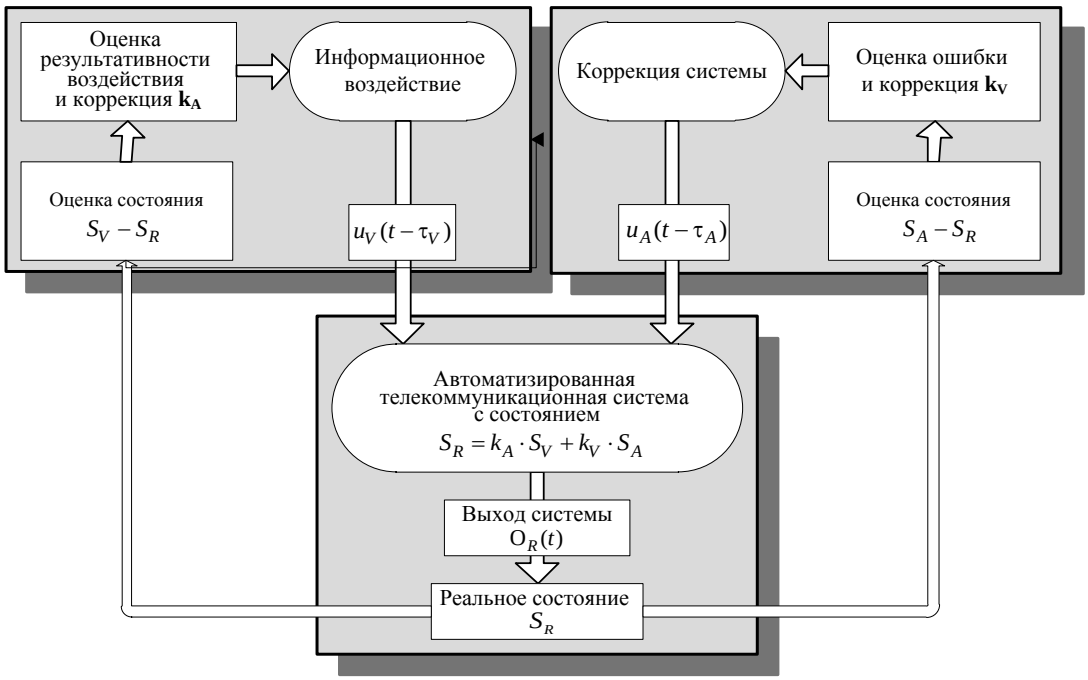


Рис. 2. Структурно-функциональная схема реализации информационного конфликта в инфокоммуникационной системе

При этом, конечно, задача перехвата управления обычно не является конечной целью информационного воздействия, а в соответствии с современной концепцией кибервойн выступает лишь как средство для реализации целевых функций в отношении оконечного оборудования. Однако в локальном диапазоне условий при попарном рассмотрении всей совокупности реализуемых в инфокоммуникационной системе процессов она может рассматриваться и в качестве основной [1–4]. Т.е. в широком смысле под целевым состоянием S_j процесса P_j можно понимать точку в пространстве состояний системы $S_j\{U_i, \Sigma U_i\}$, в которой конкретный процесс получает управление над системой, т.е. становится управляющим по отношению ко всем другим процессам.

Таким образом, реальное состояние инфокоммуникационной системы S_R, порожденное суммарным потоком кодовых комбинаций внутренних и внешних, зависит от значения обобщенного вектора параметров системы или ее элемента $X_j = \{x_j(t)\}$, управление которым реализуется суммарным потоком кодовых или сигнальных последовательностей U_i, и, строго говоря, от собственного изменения состояния системы S_R

вследствие реализации ей своей целевой функции (основной или частных). Для цифровой инфокоммуникационной системы с дискретным изменением состояний (рис. 1) справедливо

$$S_R(t_i) = F\{X(t_i), U_j(t_i), \Sigma U_{i,j}(t_i)\}. \quad (1)$$

При этом необходимо учитывать взаимное влияние процессов и обратную связь между отдельными (или, в общем случае, всеми) процессами, что требует редукции базовой системы уравнений баланса информационного ресурса [2] в систему, в общем случае, нелинейных рекуррентных уравнений баланса управления:

$$\begin{cases} S_R(t_i) = S_R(t_{i-1} - \tau_{Rd}) + S_R(t_{i-1} - \tau_{Rd}) \cdot L_R(X^R_{i-1,j}), \\ S^1_1(t_i) = S^1_1(t_{i-1} - \tau_{Rd}) + k^1_{i,1} \cdot S^1_1(t_{i-1} - \tau_{Rd}) \cdot L_1(X^1_{i,j}), \\ \dots \\ S^k_j(t_i) = S^k_j(t_{i-1} - \tau_{Rd}) + k^k_{i,j} \cdot S^k_j(t_{i-1} - \tau_{Rd}) \cdot L^k_j(X^k_{i,j}), \end{cases} \quad (2)$$

где i, j, k – временной шаг, номер процесса и номер порождающего его элемента соответственно; $X^k_{i,j} = X^k\{x_j(t_i)\}$ – совокупность параметров взаимодействующих компонентов; $k^k_{i,j}$ – коэффициент неопределенности оценки состояния конкурирующего компонента; L^k_j – оператор преобразования входного потока компонентом (собственно передаточная характеристика); τ_{Rd} – систематическая задержка передачи кода.

Кроме того, следует учитывать, что успешность проведения информационного воздействия типа «перехват управления» напрямую зависит от продолжительности временного интервала, на котором достигается управляемое состояние. Таким образом, на практике при рассмотрении уравнений баланса с их последующей редукцией необходимо учитывать точность синхронизации корректирующего и корректируемого процессов и задержки в канале, возникающие в процессе передачи.

С учетом задержек система примет вид

$$\begin{cases} S_R(t_i) = S_R(t_{i-1} - \tau_{Rd}) + S_R(t_{i-1} - \tau_{Rd}) \cdot L_R(X^R_{i-1,j}), \\ S^1_1(t_i) = S^1_1(t_{i-1} - \tau^1) + k^1_{i,1} \cdot S^1_1(t_{i-1} - \tau^1) \cdot L_1(X^1_{i,j}), \\ \dots \\ S^k_j(t_i) = S^k_j(t_{i-1} - \tau^k) + k^k_{i,j} \cdot S^k_j(t_{i-1} - \tau^k) \cdot L^k_j(X^k_{i,j}), \end{cases}$$

$$\tau^k = \tau_{Rd} + \tau_s + \tau_e,$$

где τ^k – суммарная задержка в канале k-го элемента; τ_s – задержка, обусловленная несовпадением синхронизации; τ_e – задержка, обусловленная ошибками в канале.

В идеальном канале без шума задержка будет обуславливаться только неслучайными факторами (такими как специфика канала связи, каналообразующих средств и т.д.) и, следовательно, будет постоянной на каждой итерации воздействия.

Однако в действительности влияние различных помех в канале будет порождать ошибки передачи данных, естественным образом отражающиеся на величине задержки.

Для оценки роста величины задержек целесообразно рассмотреть подробней природу их возникновения. В широком смысле на информационном тракте возможны два варианта реализации обработки ошибок, зависящих от режима работы приемо-передающей аппаратуры, – с квитированием и без квитирования.

В отсутствие квитирования при возникновении ошибки в канале происходит потеря пакета, что, учитывая важность синхронизации для осуществления перехвата управления, равносильно срыву перехвата с возобновлением всего процесса сначала, т.е. вероятность осуществления перехвата в явном виде зависит от вероятности возникновения ошибки в канале на всем интервале проведения воздействия.

При наличии квитирования величина задержки естественным образом возрастает (время на отсылку квитанции и повторную передачу пакета).

Таким образом, для осуществления перехвата необходимо, чтобы средняя задержка в канале корректирующего элемента, вызванная совокупным действием систематической задержки, ошибок синхронизации и приема–передачи, не превышала времени восстановления перехватываемых циклов исполняющихся процессов корректируемого элемента, что обеспечит переход системы в целевое по отношению к корректирующему процессу состояние. При этом следует учитывать, что перехват управления естественным образом начинается именно с перехвата коротких циклов в системе.

С учетом перечисленных выше факторов, переход от уравнения баланса ресурса к уравнению баланса управления позволяет формализовать и задачу перехвата управления как решение системы (2) относительно $x^k_{i,j}$, при котором все $L^k_j \equiv 0$, за исключением выделенных

$\{i, j, k\} = \{I, J, K\}$ контролируемого (целевого) процесса, порожденного контролируемым K-м объектом[1], т.е. в результате решения системы уравнений (2) должна быть синтезирована кодовая последовательность, которая переведет реальное состояние системы S_R в неуправляемое для всех процессов-конкурентов на некоторое заданное время, т.е. в этом случае реализуется $L^k_j(t_N) \equiv 0$ при $t_{V0} < t_N < t_{V1}$.

Такая задача может быть решена несколькими методами, однако, учитывая то, что она неразрывно связана с устойчивостью инфокоммуникационной системы и должна учитывать одно из основных условий перехвата управления – сохраняется работоспособность данного объекта или нет, целесообразно для ее решения использовать методы критерия управляемости системы [4, 5].

Модель перехвата управления

В соответствии с изложенным выше можно полагать, что управляемость состояния $S^j{}_R$ инфокоммуникационной системы через поток управляющих последовательностей (конструкций) кодов $\{U_{i,j}\}$ будет определяться вероятностью перехода из состояния S_0, реализуемого в момент времени t_0 и характеризующегося вектором параметров $X^k{}_{0,j}$, в целевое состояние $S_N(X_N, t_N)$ за конечное число шагов N на временном интервале $t_0 \le t_i \le t_N$. Кроме того, исходя из практического опыта, можно считать справедливым, что если любая система управления управляема в момент времени t_0, то каждое состояние $S^k_j(X, t_0)$ в фиксированный момент времени t_0 также является управляемым. Тогда на основе (2) можно синтезировать аналогичную систему уравнений вектора состояний элементов для дискретных состояний, характерных для суммарного управления:

$$\begin{cases} X_R(t_i) = X_R(t_{i-1} - \tau_{Rd}) + X_R(t_{i-1} - \tau_{Rd}) \cdot u_j(t_{i-1} - \tau_{Rd}) \cdot L_R(X^R_{i-1,j}), \\ X^1_1(t_i) = X^1_1(t_{i-1} - \tau^1) + k^1_{i,1} \cdot X^1_1(t_{i-1} - \tau^1) \cdot u^k_j(t_{i-1} - \tau^1) \cdot L_1(X^1_{i,j}), \\ \dots \\ X^k_j(t_i) = X^k_j(t_{i-1} - \tau^k) + k^k_{i,j} \cdot X^k_j(t_{i-1} - \tau^k) \cdot u^k_j(t_{i-1} - \tau^k) \cdot L^k_j(X^k_{i,j}), \end{cases} \quad (3)$$

где $u^k_j(t_{i-1}) = (L_m(t_{i-1} - \tau^k) + L_n(t_{i-1} - \tau^k)) \cdot X^k_j(t_{i-2})$, $m \neq n$.

Эта система[1] не имеет единственного решения, поскольку первое уравнение в ней нарушает условие существования единственного решения для N уравнений с N неизвестными. Однако несложно заметить, что при $L_j(t_{i-1}–\tau_{Rd}) = Const$ изменение состояния системы за счет собственного движения (отслеживания целевого состояния) отсутствует и не зависит от состояния компонентов вектора $X^k_j(t)$. Поэтому из множества решений (3) требуется выбрать такие, которые удовлетворяют требованию реализации целевой функции только одного процесса, т.е. должно быть реализовано $\{L_j(t_{i-1}) = Const\}_{\mathrm{var}(i,j,k)}$, $0 < i < N$. Полученное таким образом решение определяет так называемую точку перехвата. Для поддержания такого режима (реализации целевой функции только одного процесса) или его снятия требуется решение рассмотренной выше задачи для новых условий и процессов. Поскольку в системе уравнений присутствует индекс i, то это подразумевает динамическое решение, которое на каждом шаге будет давать решение, обеспечивающее переход системы в заданное целевое состояние в условиях существования дополнительных потоков, требующих своего целевого состояния.

При этом постоянно должно выполняться условие управляемости (например, по Кальману), которое определяет диапазон полной управляемости системы как наличие в этом диапазоне у A-матрицы, образованной как

$$A^k = [A_0, A_1, \dots A_N], \quad (4)$$

ранга N для любого процесса j, где каждое A образовано Ψ-функцией, определяющей ассоциативность кольца (контура управления цепочки $\{U(t_i)\}$) и равной на интервале перехода к точке перехвата

$$\psi(t_N, t_{i+1}) = L(t_{N-1}) \cdot L(t_{N-2}) \dots L(t_{i+1}), i = 0 \dots N-2,$$

$$\psi(t_N, t_N) = Const$$

[1] Необходимо заметить, что вся совокупность значений $\{x\}$ и кодовых последовательностей порождающих конструкций $\{U\}$ образует ассоциативные кольца, нарушение свойств которых приводит к образованию новой структуры таких колец [3] или к разрушению системы управления.

и определяемой произведением Ψ-функции на отклонение текущего состояния передаточной функции от целевого (удовлетворение кольца свойству коммутативности):

$$A^k_{i,j} = \psi(t_N, t_{i+1}) \cdot \Delta L_j(t_i),$$

$$\Delta L_j(t_i) = \{L^k_j(t_i) - L^k_j(t_N)\}.$$

При этом следует отметить, что в реальных системах полная управляемость не может быть реализована в принципе. Хотя бы за счет шума. Частичная управляемость, характеризуемая показателем неуправляемости $q = N - rank\{A\}$, реализуется практически для любых условий и в любой операционной среде. Тогда при отсутствии учета переходных процессов в системе выполняется условие $\{L_j(t_{i-1}) = Const\}_{var(i,j,k)}$, $0 < i < N$, и управляемость системы будет полностью зависеть от значений матрицы A других объектов (не обязательно конкурирующих) на последовательных шагах реализации $i = 0 \ldots N-2$, т.е. от конкретного вида передаточной функции L_R.

В случае наличия хотя бы одного конкурирующего процесса в каждом из рассматриваемых процессов систему уравнений (3) несложно редуцировать к виду

$$\begin{cases} X_R(t_i) = X_R(t_{i-1} - \tau^k) + L_A(t_{i-1}) \cdot u_j(t_{i-1} - \tau^k) \cdot X_R(t_{i-1} - \tau^k), \\ u^k_J(t_i) = D_j(t_i - \tau^k) X_R(t_i - \tau^k), \end{cases} \quad (5)$$

где $D(t)$ – оператор, ставящий в соответствие состоянию процесса вектор его выходных параметров, т.е. генерируемую им последовательность $u(t)$, а $L_A(t)$ включает в себя оценку отклонения текущего состояния системы от целевого.

Т.к. управляемость любого произвольного состояния (X_0, t_0) системы или любого элемента полностью определяется характеристиками самой системы и последовательностями управляющих кодовых последовательностей, то управляемость для произвольного объекта или процесса будет определяться результирующей функцией управления и конечным целевым состоянием системы. Т.е. выделить в чистом виде конфликтный компонент, определяющий то или иное целевое состояние, можно только по результату управления, оценив состояние (X_0, t_0) через вектор выходных параметров $u_j(t_0)$. В соответствии с этим несложно определить условия, при которых состояние (X_0, t_0) будет являться точкой перехвата:

$$\forall N : t_N \geq t_0,$$

$$\exists u_m(t) \in U_m : (X_0, t_0) \xrightarrow{u_m} (X_N, t_N),$$

$$\forall N : t_N \geq t_0,$$

$$\forall u_n(t) \in U_n : (X_0, t_0) \xrightarrow{u_n} (X_0, t_N), \quad (6)$$

где $m \neq n$.

Физически эти два логических уравнения обозначают максимальную управляемость для m-го процесса и минимальную для n-го с учетом конструкций управляющих последовательностей $\{U^k_{i,j}\}$. Переходя от логических условий к терминам формируемых состояний системы, в частности базового $\{X_R\}$ и дополнительных $\{X^k_{i,j}\}$ процессов, и редуцируя (5) с учетом (3) и (4), несложно получить

$$\forall u_n(t) \in U_n : (X_0, t_0) \xrightarrow{u_n} (X_0, t_N) X_R(t_N) =$$

$$= \psi(t_N, t_0) X_R(t_0) + \sum_{i=0}^{N-1} \psi(t_N, t_{i+1}) X_R(t_i) u_R(t_i),$$

$$X^k_{i,j}(t_N) - \psi(t_N, t_0) X^k_{i,j}(t_0) =$$

$$= \sum_{i=0}^{N-1} \psi(t_N, t_{i+1}) X^k_{i,j}(t_i) u(t_i).$$

При этом

$$X_R(t_N) = \psi(t_N, t_0) X_R(t_0) +$$

$$+ \sum_{i=0}^{N-1} \psi(t_N, t_{i+1}) X_R(t_i) u_R(t_i),$$

$$X^k_{i,j}(t_N) - \psi(t_N, t_0) X^k_{i,j}(t_0) =$$

$$= \sum_{i=0}^{N-1} \psi(t_N, t_{i+1}) X^k_{i,j}(t_i) u(t_i). \quad (7)$$

Представляя левую часть в виде n-мерного вектора $X(t_N, t_0)$:

$$X(t_N, t_0) = \{A \cdot U\},$$

где $A(n \times N_r)$ – матрица, определенная соотношением (1), а $\{UN_r \times 1\}$-мерный вектор вида

$$U^k_{i,j} = \begin{bmatrix} u^k_{i,j}(t_0) \\ u^k_{i,j}(t_1) \\ \dots \\ u^k_{i,j}(t_N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{k}_{i,j}(t_0) X^k_{i,j}(t_{0-1}) \\ L_{k}_{i,j}(t_1) X^k_{i,j}(t_0) \\ \dots \\ L^k_{i,j}(t_N) X^k_{i,j}(t_{N-1}) \end{bmatrix} = L^k_{i,j} \dots X^k_{i,j} \quad (8)$$

и учитывая, что в стационарных условиях реализуется $\{L_j(t_{i-1}) = Const\}_{\mathrm{var}(i,j,k),\ 0 < i < N}$ для нахождения значений компонентов вектора X_R необходимо решить относительно X_R:

$$X_R(t_N) - X_R(t_0) = \sum_{i=0}^{N-1} L_R(t_i) L^k_{i,j}(t_i) X_R(t_{i-1}). \quad (9)$$

Исходя из того, что на каждой последующей итерации определения суммарного процесса состояние $X_{j,k}(t_{i-1})$ уже достигнуто на предыдущей (т.е. реализуется рекурсия, когда каждое предыдущее состояние является исходным для последующего), для определения конкретных кодовых управляющих последовательностей можно использовать систему уравнений, полученную из (9), что, например, при реализации кальмановского критерия управляемости [4, 5] будет иметь вид

$$X_R(t_N, t_0) = L_R(t_i) L_A(t_i - \tau^k) X^k_{i,j}(t_N). \quad (10)$$

Поскольку каждое $X^k_{i,j}$ однозначно привязано к обрабатываемому коду, то решение (10) в виде последовательности управляющих кодов $\{u_i\}$ будет обеспечивать максимальную управляемость, а следовательно, и устойчивость базового процесса $\{U_R\}$ при произвольном значении требуемого системой целевого состояния процессов $X^k_{i,j}$ в пределах временного интервала $0 < t < t_N$. Этот процесс в (6) идентифицируется как последовательность $\{m\}$ управляющих кодов.

Второе уравнение системы (6) определяет обратную задачу – получение последовательности, приводящей процесс, реализуемый последовательностью $\{n\}$, к минимальной управляемости. Реально это означает, что один из процессов $X^k_{i,j}$ будет иметь в составе управляющих кодов такую последовательность, которая минимизирует управляемость всех остальных, включая и базовую X_R.

В принципе, рассмотренное выше решение относительно получения максимальной управляемости процесса X_R как базового процесса допускает при априорной определенности базовой последовательности управляющих кодов любого процесса обозначить его как базовый. Тогда полученное выше решение будет оставаться справедливым и для этого случая. Однако не только в теоретическом приближении, но и на практике управляющая последовательность кодов, порождаемых и поддерживаемых сторонними процессами, не может быть определена априорно. Поэтому решение относительно точки перехвата управления, исходя из второго уравнения системы (6), будет отличным от приведенного выше, исходя из первого уравнения. В этом случае уравнение баланса управления с учетом второго уравнения (6) без учета задержек[2] может быть редуцировано к виду

$$\begin{cases} X^k_{i,j}(t) = X^k_{i-1,j}(t - \tau^k) + L_{R,i-1}(t - \tau^k) L_{i,j}(t - \tau^k) \cdot X^k_{i-2,j}(t - \tau^k), \\ X^k_{n,j}(t) = X^k_{m,j}(t - \tau^k) = const, t > t_0,\ m \neq n. \end{cases} \quad (11)$$

Несложно показать, что вектор состояния $X^k_{i-2,j}(t)$ является решением однородной линейной системы

$$L_{R,i\text{-}1}(t) \times L_{R,i\text{-}1}(t) \times X^k_{i\text{-}2,j}(t - \tau^k) = 0 \quad (12)$$

и $X^k_{i,j}(t_0) = X^k_{i-2,j}(t)$ – неуправляемое для процесса $X^k_{i-2,j}(t)$ состояние в точке t_0.

При этом[2] необходимо отметить, что на практике требование полной управляемости для одного и полной неуправляемости для другого процесса реализуется только в очень ограниченном временном интервале, при увеличении которого требуется изменение управляющей последовательности в соответствии с изменением вектора состояния системы. На практике переход от этого состояния «неуправляемости» тре-

[2] Задержки в рассматриваемом общем случае не могут быть учтены из-за высокого уровня априорной неопределенности как конкретной целевой функции, так и метода ее реализации в операционной среде. Определение их возможно только для конкретных случаев.

бует повторения рассмотренной выше процедуры, т.е. создание условий для перехода от конкурирующего процесса к «рабочему».

Анализ функционирования в точке перехвата

Рассмотренный выше подход к определению точки перехвата управления произвольным процессом подразумевает наличие у этого процесса полной информации о состоянии системы на каждом шаге функционирования, что при реальном функционировании практически не может быть достигнуто. Следовательно, для реализации предложенного выше подхода к формированию и реализации процесса перехвата управления требуется решение задачи восстановления состояния системы, управление которой перехватывается.

Это возможно осуществить на основе, по меньшей мере, двух подходов. Во-первых, на основе синтеза модели системы, перехват которой осуществляется. Например, это может быть модель процессора, реализующего функции определенной операционной среды, что позволяет по минимуму данных в произвольный момент времени восстановить его состояние с достаточно высокой достоверностью в некотором временном интервале. Во-вторых, при проведении перехвата организуется обратная связь, по которой осуществляется контроль состояния отдельных или всех компонентов системы. Возможен комбинированный вариант, когда синтезированная модель постоянно корректируется на основе данных, получаемых от системы, перехват управления которой проводится.

При этом необходимо отметить, что условия реализации перехвата управления в конкретном случае взаимодействия систем постоянно изменяются, т.е. определенное состояние (в виде набора параметров отдельных узлов и элементов) достигается в случайный (в общем случае) момент времени и сохраняется в течение от одного до десятка тактов. Именно в этот момент для реализации перехвата управления должна происходить смена (или подмена) обрабатываемого процессором кода, например аналогично уравнению (4).

Как правило, для оперативного измерения доступен вектор выходных параметров системы, который в контексте терминов рассматриваемой задачи представляет собой, в первую очередь, последовательность запрос-ответных наборов сетевых приложений и сервисов операционной среды. Кроме того, в этот набор могут быть включены аналогичные последовательности, полученные в результате сканирования портов (в случае его проведения).

Кроме того, возможно непосредственное измерение отдельных компонентов вектора состояний системы, например значений выходов несетевых приложений и сервисов, переменных среды и аналогичных критических (или не очень критических) приложений. Последнее реализуется в случае наличия у воздействующего процесса так называемого «бэкдора» – нелегитимной маскированной точки входа в систему с неким уровнем привилегий. Зачастую создание «бэкдора» является важной частью задачи перехвата управления.

Тогда, исходя из (3), (5) и (9), функционирование рассматриваемой системы в районе точки перехвата управления может быть представлено следующим образом:

$$\begin{cases} X_R(t_i) = A_j^k(t_{i-1}) X_j^k(t_{i-1} - \tau^k) + L_A(t_{i-1}) \cdot u_j(t_{i-1} - \tau^k) \cdot X_R(t_{i-2}), \\ O_R(t_i) = D_R(t_{i-1}) X_j^k(t_{i-1} - \tau^k), \end{cases} \quad (13)$$

где $O_R(t)$ – выходной вектор параметров состояния системы, $D_R(t)$ – оператор преобразования текущего состояния системы в выходной вектор.

Отличие постановки данной задачи от классических подходов состоит в наличии на входе системы управления процесса-конкурента, который в общем случае не является известным и присутствует в виде стохастической функции, точность оценки конкретных значений которой напрямую зависит от метода снятия неопределенности с конкретного измерения (или определения) его состояния[3]. Т.е. проводится оценка параметров состояния системы по значениям векторов входных и выходных параметров $U(t)$ и $O(t)$, где всегда $t \geq t_0$. Это предполагает получение оценки состояния системы $\overline{X}(t_0)$ по значе-

[3] В общем случае такие процессы присутствуют всегда в любой реальной системе в различной форме с различным уровнем привилегий.

ниям векторов входных и выходных параметров $U(t)$ и $O(t)$, где $t \geq t_0$.

Для получения таких оценок могут быть использованы асимптотические идентификаторы, которые при известных матрицах системы $A(t)$, $U(t)$ и $D(t)$, получая на вход управление конструкции $u(t)$, синтезируют на выходе вектор $\overline{O}(t)$, отклонение значения которого от вектора $O(t)$ системы является сигналом об ошибке идентификации. При известном значении отклонения синтезированного кода и кода, требуемого для реализации целевой функции, на вход идентификатора подается (например, посредствам обратной связи) коррекция конструкции, что позволяет добиваться практически любой необходимой точности в оценке $\overline{X}(t)$. Т.е. формально проводится процедура управления коррекцией, и конструкт идентификатора определяется уравнением

$$\overline{X}_R(t_i) = \left[A_j^k(t_{i-1}) - C(t_{i-1}) \cdot D_R(t_{i-1}) \right] \overline{X}(t_{i-1} - \tau^k) +$$

$$+ C(t_{i-1}) O_R(t_{i-1}) + L_r(t_{i-1} - \tau^k) \cdot (u - \overline{u}), \quad (14)$$

или, после достаточно простой редукции,

$$\overline{X}_R(t_i) = C(t_{i-1}) O(t_{i-1}) -$$

$$- C(t_{i-1}) D_R(t_{i-1}) \overline{X}(t_{i-1} - \tau^k) +$$

$$+ L_R(t_{i-1} - \tau^k)(u - \overline{u}), \quad (15)$$

где $C(t)$ – оператор преобразования, за счет подбора которого можно изменять динамику оценки состояния системы; $\overline{u}$ – оценка воздействия процесса-конкурента.

Получение качественной оценки $\overline{u}$ является отдельной и к тому же достаточно сложной с точки зрения формализации задачей. Так, на каждом последующем шаге функционирования процессы накапливают информацию друг о друге, причем за счет задержек на предыдущем шаге – ошибочную (устаревшую), анализируя соответствие между входом $\overline{X}(t)$ и выходом $\overline{u}(t_{i-1})$ процесса-конкурента, косвенно определенным по отклонению движения системы от расчетного, и корректируя ошибки.

По данным характеристикам можно восстановить состояние конкурента, проведя процесс идентификации посредством методов адаптивного управления. По сути, это также конкурирующий процесс, который сначала снижает уровень априорной неопределенности данных о параметрах процесса-конкурента до приемлемого для себя уровня указанных ошибок за счет задержки, и затем реализует свою целевую функцию.

Пример практической реализации

В соответствии с приведенной выше постановкой задачи практическая реализация предложенного подхода может быть представлена последовательностью частных задач, к основным из которых следует отнести:

– обеспечение синхронизации сигналов на входе процессорной системы;

– на фиксированном интервале времени, начиная с t_0 (число тактов), снимается дамп памяти, определяются точки входа реализуемых процессов и соотносятся с их описанием с выделением основных команд;

– полученные данные подставляются в системы уравнений (11) и (13), решение которых в отношении кодовой последовательности $\{U^k_{i,j}\}$ в соответствии с уравнением (6) для каждого i будет представлять траекторию приближения к точке перехвата управления;

– начиная с t_0, на вход исследуемой системы подается найденная последовательность кодов и по определяемым состояниям системы на основе решения (11) и (13) в соответствии с (6) определяется коррекция текущего состояния и цикл повторяется до выполнения условия (12).

Несложно заметить, что такая последовательность задач может быть реализована только для оценки информационной устойчивости инфокоммуникационной системы, например в процессе ее разработки, когда имеется возможность прямого доступа ко всем ее элементам. Для решения задач синтеза кодовой последовательности, приводящей к реализации перехвата управления удаленным элементом такой системы, требуется существенно уменьшить число точек контроля (число неизвестных и уравнений в приведенных выше системах уравнений), т.к. проведение удаленного дампирования весьма проблематично, хотя бы по причине тривиальной невозможности точной временной синхронизации. Это обусловлено возрастанием как разброса, так и величины задержки подачи корректирующей последовательности.

При наличии задержки, особенно случайной, создание условий для перехвата управления системой также становится процессом в некотором роде случайным и с неоднозначным исходом. Это достаточно хорошо иллюстрируется изменением состояния системы при формировании условий для перехвата при различной задержке (рис. 3, где 1 – несинхронизированное

воздействие с возвратом изменений в область разрешенных, 2 – с потерей синхронизации на этапе перехвата управления после синтеза условий для перехвата, 3 – перехват управления состоянием системы и вывод его в область заданных «конкурентом», 4 – граница разделения разрешенных и запрещенных (навязываемых) состояний).

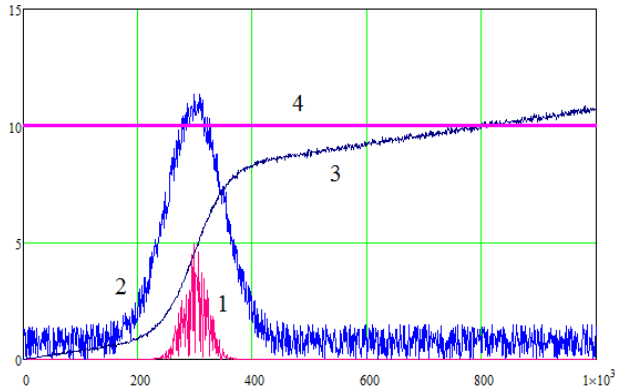


Рис. 3. Экспериментально измеренное изменение состояния процессорной системы

Так, при отсутствии синхронизации воздействие корректирующими кодами со случайной задержкой приводит к изменению состояния (рис. 4, кривая 1), но в области разрешенных комбинаций состояний элементов (регистров, ячеек и других элементов), которое быстро компенсируется операционной средой. При этом вероятность прохождения корректирующего кода достаточно низка и в подавляющем большинстве случаев воспринимается системой как ошибка.

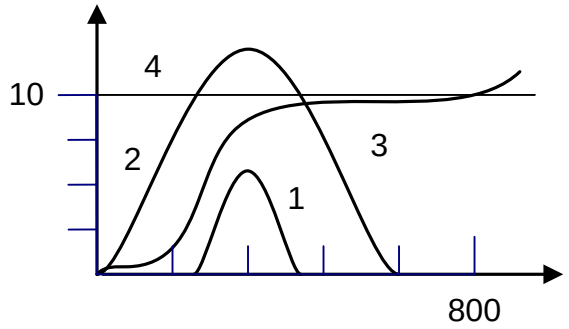


Рис. 4. Изменение состояния системы (условия аналогичны приведенным на рис. 3)

На рис. 5 приведены зависимости вероятности реализации целевой функции корректирующей внешней последовательности программных кодов от времени случайной задержки, порожденной ошибками в канале, при фиксированных значениях систематической задержки, являющейся, строго говоря, не меняющейся во времени характеристикой для каждой конкретной системы.

На рис. 6 представлены зависимости вероятности реализации целевой функции корректирующей внешней последовательности программных кодов от времени задержки (фактически точности синхронизации) по отношению к тактовым импульсам корректируемой системы и разброса ее величины.

Несложно заметить, что вероятность прохождения корректирующей кодовой последовательности имеет ярко выраженный периодический характер, что обусловлено повторяемостью комбинаций (битовая синхронизация) основного кода. Разброс величины задержки накладывает на вероятность реализации корректирующего кода монотонно убывающий характер и практически не зависит от самой задержки.

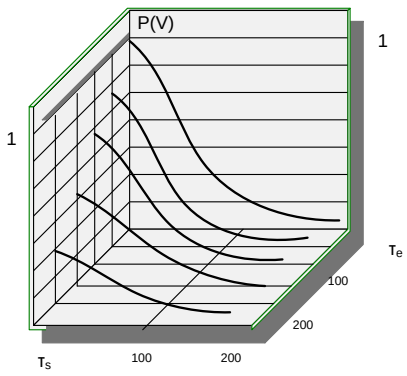


Рис. 5. Вероятность реализации целевой функции корректирующей последовательности при фиксированной систематической задержке и различной величине стохастической

В этом аспекте граничным условием окончания формирования точки перехвата в рассматриваемом примере является обеспечение работы в точке нулевых (или близких) значений задержки и ее разброса и переход в целевые состояния, требуемые «конкурентом». В рассматриваемом случае это выделенные состояния с идентификатором 10 и более. Однако даже достижение точки перехвата не является гарантией достижения целевого состояния за счет перехвата управления. Так, например, точка перехвата (рис. 3, кривая 2) была достигнута, но временной интервал существования условий перехвата управления (диапазон сохранения допустимых задержки и разброса ее величины) оказался мал, и система

«вывалилась» из навязанного ей режима и перешла к нормальному функционированию. При этом необходимо отметить, что дисперсия ее состояний увеличилась и, естественно, ее информационная устойчивость в этом временном интервале снизилась, но незначительно.

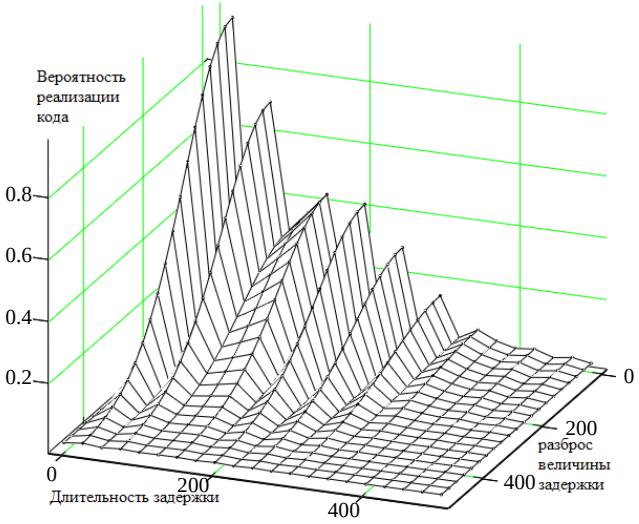


Рис. 6. Вероятность реализации целевой функции корректирующей последовательности при различной задержке и разбросе ее величины

При полной синхронизации обрабатываемого системой и корректирующего эту обработку потока возможен практически идеальный перехват управления. На первом этапе (рис. 4, кривая 3) – в рассматриваемом примере это первые 300–400 шагов – происходит формирование условий для перехвата управления. На этом участке наблюдается интенсивный рост числа дополнительных, не входящих в регламент системы, состояний, хотя и разрешенных. Именно на их основе и формируется точка перехвата. Затем, хоть и медленно, но без дополнительных «колебаний» система переходит в требуемое «конкурентом» целевое состояние.

Конечно, приведенный пример достаточно конкретен, и для другой операционной среды характер зависимостей может измениться, и даже весьма существенно. Однако общая тенденция сохраняется. Кроме того, например, поведение дисперсии состояний хорошо согласуется с приведенными в [2] данными о поведении аналогичных зависимостей у неустойчивых систем.

В данном примере в качестве базы операционной среды была выбрана МСВС 3.0, установленная на ППЭВМ на базе i5 и имеющая 4 Гб оперативной памяти. Данные представлялись в виде условно упорядоченной последовательности с размерностью 512 × 512 байт, порядок передачи кодов на обработку (в центральный процессор) показан линиями. Анализ проводился в отношении 8567 возможных состояний с одновременным выделением устойчивых циклов (рис. 7), определяемых как замкнутые контуры линий состояния.

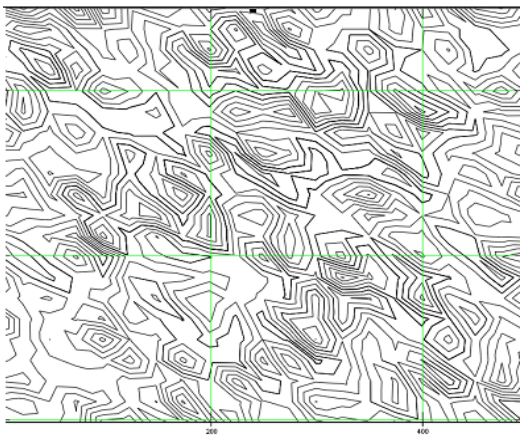


Рис. 7. Устойчивые циклы (i = 1…~100000), образованные замкнутыми линиями – последовательностями обрабатываемых кодов, приводящих к нейтрализации обрабатываемых потоков

Такое представление наглядно показывает, на каком смещении (шаге выполняемой последовательности) образуются точки нейтрализации каждого потока и, в общем-то, на какое время. Это позволяет сформировать добавку к входному потоку, которая будет или усиливать условия перехвата, нейтрализуя управление («обнуляя» циклы), или снимать эти условия. Т.е. в данном примере реализуется синтез дополнительного контура

управления системой, обеспечивающего за счет включения добавок к основному потоку кодов такие кодовые последовательности, которые переводят систему в новое, не предусмотренное регламентом функционирования, состояние.

В данном конкретном примере для исследования были выбраны 10 регламентированных (0–9) состояний и нерегламентированные (10 и более, реализуемые в зависимости от требуемого «конкурентом» целевого состояния). При этом следует отметить, что при точной синхронизации, когда любое изменение состояния системы можно отследить без задержки, любое целевое состояние системы достигается за минимальное число шагов (минимальное время). Однако это может быть получено только в лабораторных условиях при нулевой задержке определения состояния системы.

Необходимо также отметить, что осуществление основной идеи данной работы – определение необходимого состояния и создание условий для перехвата управления системой с автоматическим или автоматизированным управлением – требует достаточно точной синхронизации корректирующего обрабатываемого потока, что с учетом его цикличности и повторяемости кодовых последовательностей позволит реализовать принцип предсказания состояния по известному состоянию в произвольный момент времени. Однако точность предсказания момента времени реализации состояния должна быть не менее ~0,05 тактового интервала с учетом необходимости пересказывать серию моментов времени.

Для выбранной операционной среды и заданных условий уменьшения точности синхронизации (или при полном снятии требований к ней) на основе обратных связей на базе указанной выше системы уравнений был синтезирован способ перехвата управления. Это в определенной степени подтверждает правомерность предложенного подхода к формированию условий перехвата управления системой управления, но одновременно и показывает сложности этого процесса. Так, совершенно очевидно, что формирование условий перехвата управления «конкурентом» при отсутствии синхронизации возможно только на основе «багов», «уязвимостей» программных продуктов или собственно операционных сред (систем). В общем случае формирование условий перехвата невозможно без синхронизации и точного определения задержек сигналов на всех этапах взаимодействия.

Также на основе проведенных предварительных исследований представленного подхода можно утверждать, что реальных систем, в отношении которых невозможно было бы сформировать условия перехвата управления, пока не выявлено, но основное отличие каждого конкретного подхода состоит в требовании точности синхронизации и числе циклов повторения корректирующего кода.

Заключение

Таким образом, рассмотренный подход к управлению изменением целевого состояния и формированию сигнально-кодовой последовательности при реализации целевых функций перехвата управления процессорных устройств расширен предложенной процедурой учета не только систематической задержки, но и суммарных задержек корректирующих потоков, на вероятность реализации которых заметно влияет точность синхронизации, особенно при наличии стохастической составляющей, порожденной присутствием шума в канале.

Рассмотренный пример реализации корректирующей кодовой последовательности осуществлен в отношении операционной мобильной системы вооруженных сил (МС ВС 3.0). Необходимо отметить, что для перехвата управления на время, необходимое для реализации конкурентных целей, требуется сохранение синхронизации обрабатываемого и корректирующего потоков в течение всего времени проведения воздействия, т.е. реальное время охранения состояния перехвата должно быть в десятки раз больше, чем сам процесс входа в режим перехвата.

Литература

1. *Н.Н. Толстых, О.В. Поздышева, Ю.А. Степанец, А.И. Мордовин, Н.Г. Ролдугин, М.В. Артемов.* Конкуренция процессов управления в инфокоммуникационной системе Концепция перехвата управления инфокоммуникационной системы// Специальная техника. 2017. № 1. С. 30–38.

2. *Алферов А.Г., Толстых Н.Н., Толстых И.О., Челядинов Ю.В.* Формализованное представление эволюционирующего информационного конфликта в телекоммуникационной системе // Радиотехника. 2012. № 8. С. 27–32.

3. *Николаев В.И. Толстых Н.Н.* Оценка коэффициента конфликтности информационного потока в автоматизированных системах // Цифровая обработка сигналов. 2008. № 2. С. 14–19.

4. *Андреев Ю.Н.* Управление конечномерными линейными объектами. М.: Наука, 1976. 424 с.

5. *Куо Б.* Теория и проектирование цифровых систем управления: пер с англ. М.: Машиностроение, 1986. 448 с.

6. *Мордовин А.И., Поздышева О.В., Толстых Н.Н.* Анализ эффективности систем управления связью в условиях информационного конфликта» // Международная научно-практическая конференция «Обеспечение безопасности инфокоммуникационных и цифровых технологий», Воронеж, август 2015. С. 72.

7. *Толстых Н.Н., Пятунин А.Н., Марейченко И.В., Павлов В.А., Слепов И.Ю.* Принципы раннего обнаружения признаков конфликтного режима взаимодействия автоматизированных телекоммуникационных комплексов // Теория и техника радиосвязи. 2004. Вып. 2. С. 115–130.

8. *Йос Ж., Джозеф Д.* Элементарная теория устойчивости: пер. с англ. М.: Мир, 1988. 320 с.

Статья поступила в редакцию 18 октября 2017 года

УДК 621.391.372

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ И СКРЫТНОСТИ РАЗЛИЧНЫХ МЕТОДОВ РАСШИРЕНИЯ СПЕКТРА СИГНАЛОВ
Ч. 1. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ

© Авторы, 2017

Д.Ю. Чаркин, директор НТЦ, e-mail: office@sozvezdie.su
С.Ю. Алехин, начальник НТУ
Е.В. Григорьев, начальник сектора
А.Е. Лимарев, ведущий конструктор
В.Е. Прохоров, начальник отдела
АО «Концерн «Созвездие»

Проводится сравнительный анализ помехоустойчивости различных методов расширения спектра. Рассматривается влияние заградительной во всей полосе помехи, помехи в части полосы и импульсной помехи. Показано, что в условиях воздействия заградительной помехи помехоустойчивость ППРЧ и ШПС одинакова. Одинакова она и в условиях воздействия наихудшей для каждого из способов расширения спектра помехи.

***Ключевые слова**: псевдослучайная перестройка рабочей частоты, шумоподобные сигналы, помеха в части полосы, импульсная помеха, наихудшая помеха.*

COMPARATIVE ANALYSIS OF NOISE IMMUNITY AND CONCEALMENT OF DIFFERENT METHODS TO SPREAD SIGNAL SPECTRUM
PART 1. NOISE IMMUNITY

© Authors, 2017

D.Yu. Charkin, Director of Scientific and Technical Centre, e-mail: office@sozvezdie.su
S.Yu. Alehin, Head of Science and Technology Bureau
E.V. Grigoriev, Head of Sector
A.E. Limarev, Lead Designer
V.E. Prokhorov, Head of Department
JSC «Concern «Sozvezdie»

Comparative analysis of noise immunity in different methods to spread the spectrum is carried out. Influence of barrage jamming all over the band, noise at a part of the band and pulse noise are considered. As a result, in case of barrage jamming noise immunity of frequency hopping and noise-shaped signal are the same. In case of jamming each spectrum spreading method with the noise type that is worst for them their noise immunity is the same as well.

***Keywords**: frequency hopping, noise-shaped signals, noise at part of band, pulse noise, worst noise type.*

Эффективным средством защиты передачи цифровой информации от преднамеренных помех является применение сигналов с расширенным спектром [1, 2], среди которых наиболее популярны шумоподобные сигналы (ШПС) и сигналы с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ), а также их комбинации [3]. Системы связи с расширением спектра оцениваются по многим критериям, например по помехоустойчивости и скрытности, скорости передачи, сложности реализации, емкости сети, проблеме ближний–дальний, популярности применения на практике того или иного метода. В данной работе ограничимся помехоустойчивостью и энергетической скрытностью (обнаруживаемостью). Методы оценки помехозащищенности таких сигналов разработаны и достаточно подробно описаны в [1–5]. Однако сравнительный анализ эффективности помехозащищенности различных методов расширения спектра, проведенный в основном на физическом уровне строгости [6–12], приводит к противоречивым результатам. Поэтому целью данной статьи является проведение на строгом математическом уровне сравнительного анализа в оценке помехоустойчивости к воздействию преднамеренных помех для различных методов расширения спектра.

1. Помехоустойчивость систем связи с ШПС

В системах связи с ШПС широкое применение получили оптимальные когерентные приемники двоичных (бинарных) противоположных сигналов на основе согласованного фильтра или эквивалентного ему коррелятора (рис. 1).

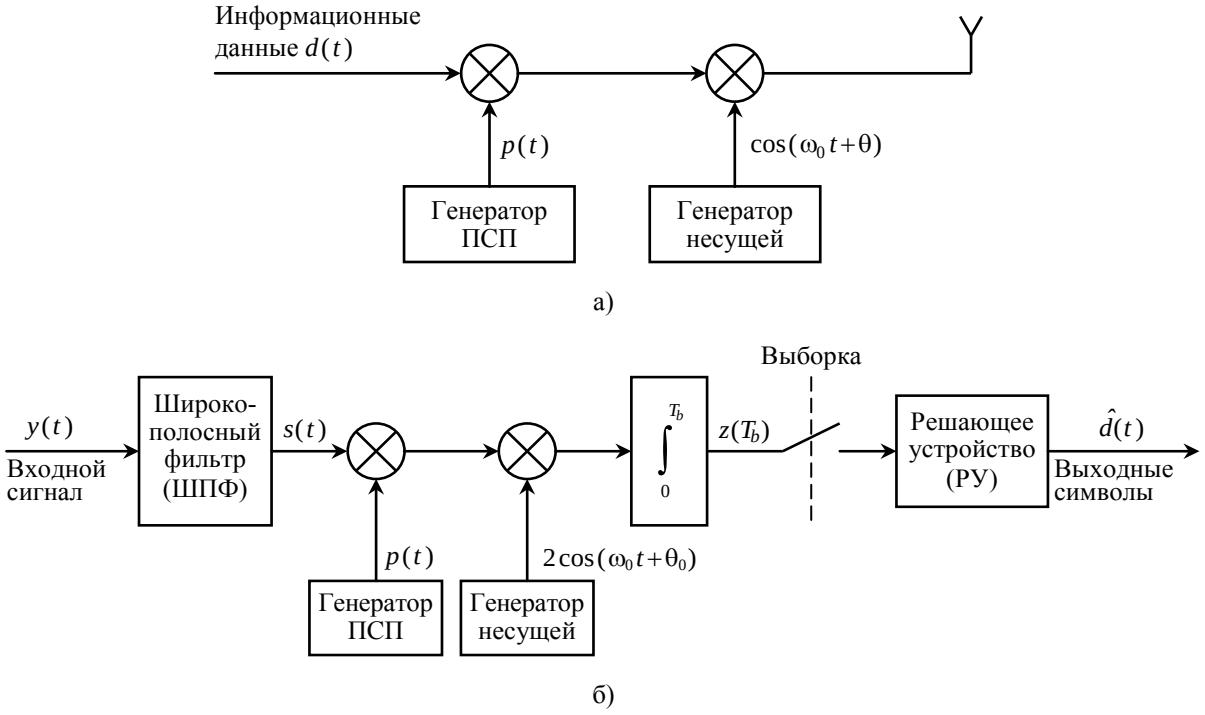


Рис. 1. Структурная схема передающего (а) и приемного (б) когерентного устройства бинарного ФМ ШПС

Для BPSK модуляции сигнал на выходе ШПС модулятора передатчика можно выразить следующим образом:

$$s(t) = \sqrt{2P_s}\,c(t)d(t)\cos(2\pi f_c t + \theta_0), \qquad (1)$$

где P_s – средняя мощность сигнала; $c(t)$ – расширяющая спектр псевдослучайная последовательность (ПСП) со значениями $\{-1,+1\}$ с длительностью чипа, равной τ_c; f_c – частота несущей; θ_0 – фаза несущей, $d(t)$ – последовательность данных, состоящая из бит $\{-1,+1\}$ длительности T_b. Предполагается также, что каждый бит данных модулируется N чипами, т.е. $T_b = N\tau_c$.

Заградительная шумовая помеха. В качестве математической модели заградительной шумовой помехи используется аддитивный белый гауссовский шум. Как известно [2], вероятность ошибки на бит для бинарного ФМ ШПС в условиях воздействия аддитивного белого гауссовского шума с двусторонней спектральной плотностью мощности $N_0/2$ равна

$$P_E = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), \qquad (2)$$

где $E_b = P_s T_b$ – энергия сигнала на бит (P_s – мощность сигнала), $Q(x)$ – дополнительная к гауссовскому интегралу вероятностей функция

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^{\infty} e^{-t^2/2}dt. \qquad (3)$$

Шум в части полосы

Если кроме белого гауссовского шума воздействует помеха в части полосы $J(t)$ (рис. 2), то суммарный сигнал на входе широкополосного фильтра (см. рис. 1) можно представить в виде

$$y(t) = \sqrt{2P_s}\,d(t)c(t)\cos(\omega_0 t + \theta_0) + \\ + n(t) + J(t), \qquad (3)$$

где $n(t)$ – белый гауссовский шум с двусторонней спектральной плотностью мощности $N_0/2$, $J(t)$ – помеха. В этом случае вероятность ошибки принимает вид [2]

$$P_E = Q\left[\left(\frac{N_0}{2E_b} + \frac{\eta P_J}{2K_s P_s}\right)^{-1/2}\right], \qquad (4)$$

где K_s – коэффициент расширения спектра:

$$K_s = \frac{T_b}{\tau_c} = \frac{W_s}{F_s},$$

W_s – расширенная полоса частот сигнала; F_s – полоса частот информационного бита; τ_c, T_b – длительности чипа и бита; P_s и P_J – мощности сигнала и помехи соответственно; η – параметр воздействия помехи.

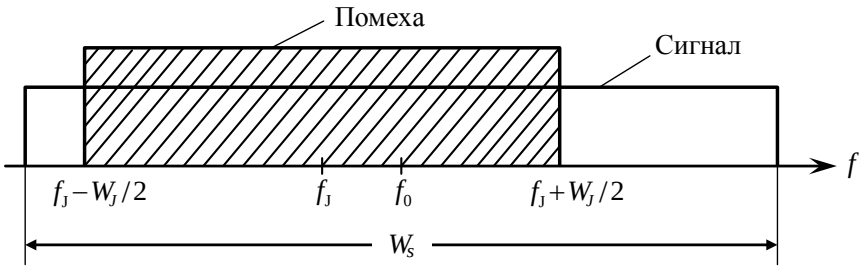


Рис. 2. Частотная расстройка для помехи в части полосы

Для помехи со спектром, равномерно сосредоточенным внутри полосы W_s (см. рис. 2),

$$S_J(f) = \begin{cases} \dfrac{P_J}{2W_J}, & |f - f_J| \le \dfrac{W_J}{2}, \\ 0, & |f - f_J| > \dfrac{W_J}{2}, \end{cases}$$

коэффициент воздействия имеет вид

$$\eta = \frac{1}{W_J} \int_{f_J - \frac{W_J}{2}}^{f_J + \frac{W_J}{2}} \operatorname{sinc}^2[(f_0 - f)\tau_c]\, df. \qquad (5)$$

Если $\frac{E_s}{N_0} >> 1$, то имеет место аппроксимация, учитывающая только эффект воздействия помех, и

$$P_E \approx Q\left[\left(\frac{2K_s P_s}{\eta P_J}\right)^{1/2}\right]. \qquad (6)$$

Из формулы (6) следует, что наихудшая помеха соответствует случаю, когда $\eta = 1$, что, как это следует из (5), происходит, когда частотная расстройка равна нулю, а спектр помехи при фиксированной ее мощности стремится к δ-функции Дирака, т.е. практически как при гармонической помехе.

Гармоническая помеха

Предположим, что кроме белого шума воздействует гармоническая помеха на частоте несущей:

$$n_J(t) = \sqrt{2P_J}\cos(\omega_0 t + \theta_J), \qquad (7)$$

где P_J – мощность помехи, θ_J – фаза помехи. Выражение для вероятности ошибки в этом случае имеет вид [2, 4]

$$P_E = Q\left[\sqrt{\frac{2P_s T_b}{N_0 + 2P_J \tau_c \cos(\theta_0 - \theta_J)}}\right]. \qquad (8)$$

Пренебрегая тепловым шумом для наихудшего случая $(\theta_0 = \theta_J)$, получим

$$P_E = Q\left[\sqrt{\frac{P_s T_b}{P_J \tau_c}}\right] = Q\left[\sqrt{\frac{P_s K_s}{P_J}}\right]. \qquad (9)$$

Из сравнения формул (6) и (9) следует, что при фиксированной мощности наихудшей помехой в части полосы является гармоническая помеха на частоте несущей.

Импульсная помеха

Под импульсной помехой будем понимать шумовую прерывистую помеху, спектральная плотность мощности которой в момент излучения определяется зависимостью $N_j(\rho) = P_j/(\rho W_s)$, где ρ – скважность помехи (отношение периода повторения к длительности импульса). На временной оси импульсная помеха накрывает некоторое число бит, а в частотной области спектральная плотность мощности перекрывает весь частотный диапазон. Средняя вероятность ошибки на бит при воздействии теплового шума и импульсной помехи определяется выражением [2, 4]

$$\overline{P}_E = (1-\rho)Q\left[\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right] + \rho Q\left[\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + N_J(\rho)}}\right]. \qquad (10)$$

Пренебрегая тепловым шумом, получим

$$\bar{P}_E = \rho Q\left[\sqrt{\frac{2E_b}{N_J(\rho)}}\right] = \rho Q\left[\sqrt{\frac{2\rho P_s W_s}{P_J R_b}}\right] = \rho Q\left[\sqrt{\frac{2\rho P_s K_s}{P_J}}\right], \quad (11)$$

где скорость передачи $R_b = 1/T_b$. Как следует из (11), средняя вероятность ошибки является функцией параметра скважности ρ. Наихудшая помеха соответствует оптимальному значению параметра, который максимизирует вероятность ошибки. Соответствующее значение параметра определяется из необходимого условия максимума, т.е. равенства нулю производной, которая с учетом свойств дифференцирования интеграла (3) по нижнему пределу приводится к выражению

$$\frac{d\bar{P}_E(\rho)}{d\rho} = \frac{d}{d\rho}\left(\rho Q\left[\sqrt{\frac{2\rho P_s W_s}{P_J R_b}}\right]\right) = Q\left[\sqrt{2\rho x}\right] - \frac{e^{-\rho x}}{\sqrt{2\pi}}\frac{\sqrt{2\rho x}}{2} = 0, \quad (12)$$

где $x = K_s P_s / P_J$. Уравнение (12) зависит от произведения $x\rho$. Поэтому вначале численно находится $x\rho_0 = 0.7087 \approx 0.709$ как корень уравнения (12), а по нему – оптимальное значение параметра $\rho_0 = 0.7087 / x$. В некоторых источниках, например [4], используется приближенное значение для корня, которое можно получить аналитически, применяя асимптотическое представление для Q-функции Гаусса в формуле (11):

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^\infty e^{-t^2/2}\,dt \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi x}}e^{-x^2/2}. \quad (13)$$

После подстановки (13) в (11) и дифференцирования получим уравнение

$$\frac{e^{-\rho x}}{\sqrt{2\pi}}\left(\frac{1}{2\sqrt{\rho x}} - \sqrt{\rho x}\right) = 0, \quad (14)$$

откуда следует, что $x\rho_0 = 0.5$.

Вероятность ошибки для оптимального значения параметра $\rho_0 = 0.709 / x$ (наихудшей прерывистой помехи) принимает вид

$$\bar{P}_{E\max} = \begin{cases} \dfrac{0.709}{x} Q\left[\sqrt{1.418}\right] = 0.08285\left(\dfrac{P_S K_S}{P_J}\right)^{-1}, & \text{если } \dfrac{K_s P_s}{P_J} > 0.709, \\ Q\left(\dfrac{2K_s P_s}{P_J}\right), & \text{если } \dfrac{K_s P_s}{P_J} < 0.709. \end{cases} \quad (15)$$

2. Помехозащищенность систем связи с ППРЧ

Для сравнения эффективности воздействия помех следует рассматривать сигналы с одинаковой модуляцией. В системах связи с ППРЧ могут использоваться сигналы с различными видами модуляции, например с бинарной фазовой модуляцией (BPSK – Binary Phase Shift Keying) или частотной модуляцией (FSK – Frequency Shift Keying). Медленная ППРЧ (SFH – Slow Frequency Hopped), в которой на каждом скачке частоты используется BPSK модуляция, в дальнейшем обозначается как SFH/BPSK. На рис. 3 приведена схема SFH/BPSK приемника, применяемого в GPS [4]. Здесь на каждом скачке выполняется синхронизация фазы несущей и поддерживается временная синхронизация бит.

Медленная ППРЧ с BFSK модуляцией в дальнейшем будет обозначаться как SFH/BFSK. Структурная схема приемника медленной ППРЧ с бинарной частотной модуляцией SFH/BFSK сигналов представлена на рис. 4.

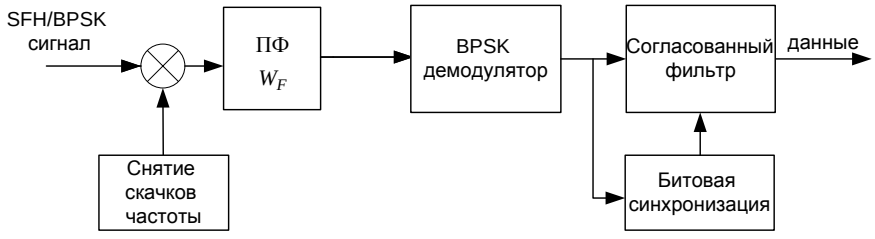


Рис. 3. Структурная схема приемника SFH/BPSK сигналов [4]

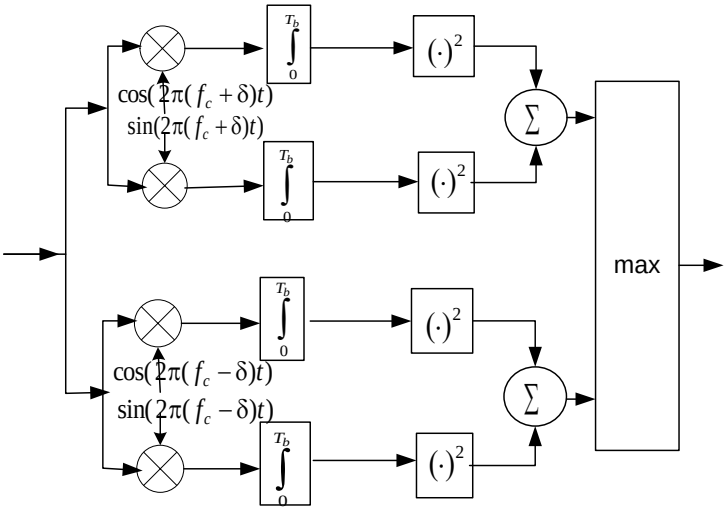


Рис. 4. Структурная схема приемника *SFH/BFSK* сигналов

Заградительная шумовая помеха

Для теплового шума с двусторонней спектральной плотностью $N_0/2$ вероятность ошибки на бит для SFH/BPSK равна [4]

$$P_E = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right). \quad (16)$$

Аналогично для SFH/BFSK вероятность ошибки на бит имеет вид [2, 4]

$$P_E = \frac{1}{2}e^{-\frac{E_b}{2N_0}}. \quad (17)$$

Для помехи мощности P_J во всей полосе сигнала с ППРЧ W_{SS} суммарная спектральная плотность мощности будет выглядеть следующим образом: $N_0' = N_0 + N_{0J}$, где $N_{0J} = P_J / W_{ss}$. В этом случае в формулах (16), (17) следует применять эффективное отношение сигнал–шум E_b / N_0'. Из сравнения формул (2) и (16) следует, что при заградительной шумовой помехе во всей полосе SFH/BPSK сигнал имеет одинаковую помехоустойчивость с ФМ ШПС.

Помеха в части полосы

При воздействии помехи мощности J в части полосы шириной W_J вероятность ошибки на бит может быть найдена следующим образом. Введем две гипотезы: H_0 – бит не поражен помехой, H_1 – бит поражен помехой. Вероятность ошибки на бит может быть найдена по формуле полной вероятности

$$\overline{P}_E = P(E/H_0)P(H_0) + P(E/H_1)P(H_1), \quad (18)$$

где вероятности гипотез определяются как геометрические при равномерном распределении положения скачка частоты в области допустимых частот: $P(H_1) = W_J / W_{SS} = \gamma$, $P(H_0) = (W_{SS} - W_J)/W_{SS} = 1-\gamma$, т.е. γ является долей части спектра, пораженного помехой. Спектральную плотность мощности в части полосы, пораженной помехой, можно представить в виде

$$S(f) = N_0 + P_J / W_J = N_0 + P_J / (\gamma W_{SS}). \quad (19)$$

С учетом сказанного, вероятность ошибки на бит (18) можно переписать следующим образом:

$$\overline{P}_E = (1-\gamma)P_E\left(\frac{E_b}{N_0}\right) + \gamma P_E\left(\frac{E_b}{N_0 + P_J/(\gamma W_{SS})}\right), \quad (20)$$

где в зависимости от вида модуляции условные вероятности ошибок определяются выражениями, например, для SFH/BPSK сигналов

$$P_E\left(\frac{E_b}{N_0}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right),$$

$$P_E\left(\frac{E_b}{N_0 + P_J/(\gamma W_{SS})}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + P_J/(\gamma W_{SS})}}\right). \quad (21)$$

Аналогично для условных вероятностей ошибок SFH/BFSK сигналов имеем

$$P_E\left(\frac{E_b}{N_0}\right)=\frac{1}{2}e^{-\frac{E_b}{2N_0}},$$

$$P_E\left(\frac{E_b}{N_0+P_J/(\gamma W_{SS})}\right)=\frac{1}{2}e^{-\frac{E_b}{2(N_0+P_J/(\gamma W_{SS}))}}. \quad (22)$$

При мощности преднамеренной помехи, значительно превосходящей мощность теплового шума, вероятность ошибки без преднамеренных помех значительно меньше вероятности ошибки при их наличии. Поэтому, чтобы выделить эффект от воздействия преднамеренной помехи, среднюю вероятность ошибки на бит (20) можно аппроксимировать выражением

$$\bar{P}_E\approx\gamma Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{P_J/(\gamma W_{SS})}}\right)=\gamma Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma P_S W_{SS}}{P_J R_b}}\right)=$$

$$=\gamma Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma P_S K_S}{P_J}}\right) \quad (23)$$

для SFH/BPSK сигналов и

$$\bar{P}_E\approx\gamma\frac{1}{2}e^{-\frac{E_b}{2P_J/(\gamma W_{SS})}}=\gamma\frac{1}{2}e^{-\frac{\gamma P_S K_S}{2P_J}} \quad (24)$$

для SFH/BFSK сигналов, где $K_S = W_{SS}/R_b$ – коэффициент расширения спектра ППРЧ, $R_b = 1/T_b$ – скорость (бит). Из сравнения формул (11) и (23) следует, что помеха в части полосы оказывает такое же действие на SFH/BPSK сигнал, как импульсная помеха – на бинарный ФМ ШПС, где доля части пораженного помехой спектра γ соответствует скважности импульсной помехи для ФМ ШПС ρ. Проведя оптимизацию в (23) по γ, получим выражение для вероятности ошибки для наихудшей помехи, которое полностью совпадает с (15).

Наихудшая помеха для SFH/BFSK сигналов может быть получена максимизацией по γ вероятности ошибки (24) (анализ влияния наихудшей помехи на SFH/MFSK сигналы проведен в [13]). Максимум вероятности ошибки может достигаться либо во внутренней точке $\gamma_{opt}<1$, либо на границе $\gamma_{opt}=1$. Вычисляя производную по γ в (24) и приравнивая ее нулю, получим оптимальный коэффициент $\gamma_{opt}=2P_J/(K_S P_S)<1$. Вероятность ошибки для SFH/BFSK сигналов в условиях воздействия наихудшей помехи имеет вид

$$\bar{P}_{E\max}=\begin{cases}e^{-1}P_J/(K_S P_S), & \text{если } P_J/(K_S P_S)<1/2,\\ \frac{1}{2}e^{-\frac{P_S K_S}{2P_J}}, & \text{если } P_J/(K_S P_S)\ge 1/2.\end{cases} \quad (25)$$

На рис. 5 приведены зависимости вероятности ошибки на бит от отношения сигнал–помеха P_S/P_J в дБ для значений коэффициента расширения спектра $K_S = 32$ и $K_S = 64$. При этом кривые 1 соответствуют вероятности ошибки для медленной ППРЧ с когерентной обработкой в условиях воздействия наихудшей для нее помехи в части полосы, т.е. SFH/BPSK сигналу. Кривые 1 совпадают также с вероятностью ошибки на бит для бинарного ФМ ШПС в условиях воздействия наихудшей для ШПС прерывистой импульсной помехи. Кривые 2 соответствуют вероятности ошибки для медленной ППРЧ с некогерентной обработкой в условиях воздействия наихудшей для нее помехи в части полосы, т.е. для SFH/BFSK сигнала. Кривые 3 соответствуют вероятности ошибки для бинарного ФМ ШПС в условиях наихудшей помехи в части полосы (гармонической помехи на несущей (9)). Как следует из рисунка, в условиях наихудшей помехи помехоустойчивость некогерентной ППРЧ на 6.4 дБ ниже, чем когерентной, которая совпадает с помехоустойчивостью бинарного ФМ ШПС в условиях воздействия наихудшей прерывистой помехи. Такая потеря в помехоустойчивости объясняется преимуществом когерентной обработки перед некогерентной, а не способом расширения спектра.

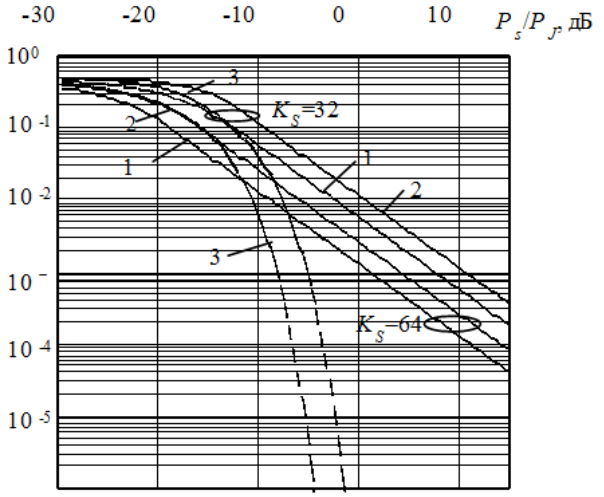


Рис. 5. Вероятность ошибки на бит при воздействии наихудшей помехи для сигналов с ППРЧ и ШПС

Таким образом, в условиях воздействия шумовой помехи во всей полосе помехоустойчивости одинаковых видов обработки (когерентной и некогерентной) ШПС и ППРЧ совпадают. Наихудшей помехой для ППРЧ является шумовая помеха в части полосы, которая по своей эффективности совпадает с наихудшей помехой для ШПС (импульсной помехой), где доля перекрытия спектра помехой в части полосы соответствует скважности импульсной помехи.

Выводы

Проведенный сравнительный анализ помехоустойчивости ШПС и сигналов с ППРЧ показал, что в условиях радиоэлектронного подавления заградительной помехой во всей полосе допустимых частот помехоустойчивость обоих сигналов одинакова. Однако при одинаковой мощности помехи и одинаковом коэффициенте расширения спектра для каждого метода существует своя наихудшая помеха: помеха в части полосы для сигнала с ППРЧ и импульсная прерывистая помеха для ШПС. В условиях воздействия наихудшей для каждого из методов помехи их помехоустойчивость также одинакова.

Следовательно, в указанных границах с точки зрения помехоустойчивости оба метода расширения спектра можно считать идентичными.

Литература

1. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Мухин Н.П., Шестопалов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. М.: Радио и связь, 2000. 384 с.

2. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Шестопалов В.И. Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательности. М.: РадиоСофт, 2011. 550 с.

3. Чаркин Д.Ю., Алехин С.Ю., Григорьев Е.,В., Лимарев А.Е., Прохоров В.Е. Гибридные ППРЧ–ШПС системы связи в 2-х частях // Теория и техника радиосвязи. 2017. № 3. С. 42–58.

4. Holmes J.K. Spread Spectrum Systems for GNSS and Wireless Communication. Norwood: Artech House, 2007. 855 p.

5. Peterson R.L., Ziemer R.E., Borth D.E. Introduction to Spread Spectrum Communication. Prentice Hall, Inc., 1995. 695 p.

6. Viterbi A.J. Spread Spectrum Communications-Myths And Realities // IEEE Communications Magazine. 1979. Vol. 17., No. 13. Pp. 11–18.

7. Тепляков И.М. Помехозащищенность радиолиний с широкополосными сигналами // Радиотехника. 1982. № 12. С. 27–35.

8. Spellman M. A Comparison Between Frequency Hopping and Direct Spread PN as Antijam Techniques // IEEE Communications Magazine. 1983. Vol. 21, No. 3. Pp. 37–51.

9. Биленко А.П., Волков Л.Н. Сравнение помехозащищенных радиолиний с широкополосными сигналами // Радиотехника. 1986. № 4. С. 19–21.

10. Gass J.H., Pursley M.B. A Comparison of Slow-Frequency-Hop and Direct Sequence Spread-Spectrum Systems for Different multipath Delay Profiles // IEEE Proceeding MILCOM-97. 1997. Pp. 1–5.

11. Gass J.H., Pursley M.B. A Comparison Of Slow-Frequency-Hop and Direct-Sequence Spread-Spectrum Communications Over Frequency-Selective Fading Channels // IEEE Trans. Comm. May 1999. Vol. 47. Pp. 732–741.

12. Gass J.H., Noneaker D.L., Pursley M.B. A Comparison of Slow-Frequency-Hop and Direct-Sequence Spread-Spectrum Packet Communications Over Doubly Selective Fading Channels // IEEE Trans. Comm. August 2002. Vol. 50. No. 8. Pp. 1238–1240.

13. Зинчук В.М., Радько Н.М., Лимарев А.Е., Немчилов А.В. Сравнительный анализ эффективности воздействия различных видов помех на системы связи с ППРЧ // Теория и техника радиосвязи. 2010. № 3. С. 5–18.

Статья поступила в редакцию 11 апреля 2017 года

УДК 621.391.372

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ И СКРЫТНОСТИ РАЗЛИЧНЫХ МЕТОДОВ РАСШИРЕНИЯ СПЕКТРА СИГНАЛОВ ЧАСТЬ 2. СКРЫТНОСТЬ

© Авторы, 2017

Д.Ю. Чаркин, директор НТЦ, e-mail: office@sozvezdie.su
С.Ю. Алехин, начальник НТУ
Е.В. Григорьев, начальник сектора
А.Е. Лимарев, ведущий конструктор
В.Е. Прохоров, начальник отдела
АО «Концерн «Созвездие»

Проводится сравнительный анализ энергетической скрытности различных методов расширения спектра. В качестве критерия энергетической скрытности выбирается требуемое отношение сигнал–шум на входе обнаружителя, обеспечивающее заданные вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги. В условиях минимальной осведомленности о параметрах сигнала анализируется обнаружение широкополосным энергетическим обнаружителем. На более высоких уровнях априорной осведомленности относительно параметров сигнала рассматриваются квазиоптимальные обнаружители и проводится сравнительный анализ их скрытности.

***Ключевые слова**: энергетическая скрытность, широкополосный обнаружитель, квазиоптимальный обнаружитель ППРЧ, квазиоптимальный обнаружитель ШПС.*

COMPARATIVE ANALYSIS OF NOISE IMMUNITY AND CONCEALMENT OF DIFFERENT METHODS TO SPREAD SIGNAL SPECTRUM PART 2. CONCEALMENT

© Authors, 2017

D.Yu. Charkin, Director of Scientific and Technical Centre, e-mail: office@sozvezdie.su
S.Yu. Alehin, Head of Science and Technology Bureau
E.V. Grigoriev, Head of Sector
A.E. Limarev, Lead Designer
V.E. Prokhorov, Head of Department
JSC «Concern «Sozvezdie»

Comparative analysis of energetic concealment of different methods for spreading the spectrum is carried out. Required noise-signal ratio at the input of a detector providing given probabilities of detecting and false alarm is used as a criterion. Detection by means of broad-band energetic detector is analyzed in terms of minimum knowledge. Suboptimal detectors are analyzed and comparative analysis of their security is carried out at higher levels of prior knowledge about the signal parameters.

***Keywords**: energetic concealment, broad-band detector, suboptimal frequency hopping detector, suboptimal noise-shaped signal detector.*

Данная работа является второй частью статьи [1]. Важной характеристикой систем связи специального назначения является энергетическая скрытность. Энергетическая скрытность [2] направлена на существенное затруднение обнаружения сигналов системы радиосвязи станцией радиоразведки. Количественно энергетическая скрытность может быть измерена различными параметрами, например вероятностью обнаружения сигналов P_d при заданной вероятности ложной тревоги P_f или отношением сигнал–шум, обеспечивающим заданные вероятности. При обнаружении сигналов радиолиний станцией радиоразведки используется априорная информация об обнаруживаемом сигнале, которую условно можно разделить на пять уровней априорной осведомленности [2]. При первом уровне осведомленности станции радиоразведки прак-

тически ничего не известно о сигнале, кроме центральной частоты и ширины полосы, в которой он может быть. В этом случае для обнаружения используется широкополосный энергетический обнаружитель [3]. На высшей стадии априорной осведомленности (пятой) о сигнале ППРЧ известно практически все, кроме частоты, которую будет занимать сигнал при последующем скачке. В этом случае удается сконструировать квазиоптимальные обнаружители для сигналов с ППРЧ [4]. Аналогично и для ШПС, если о сигнале известно все, кроме закона генерирования псевдослучайной последовательности, можно также построить квазиоптимальный обнаружитель [5]. Все остальные варианты обнаружения будут заключены между этими предельными случаями.

Целью настоящей статьи является проведение сравнительного анализа скрытности различных методов расширения спектра.

1. Широкополосный энергетический обнаружитель

Для обнаружения детерминированных сигналов априори неизвестной структуры в гауссовском шуме применяется так называемый *энергетический обнаружитель* (рис. 1), в котором N_0 – спектральная плотность белого шума, а T – длительность передачи бита информации.

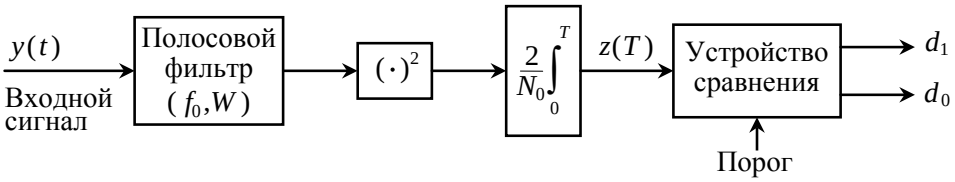


Рис. 1. Структурная схема энергетического обнаружителя

Как показано Урковицем [3], в отсутствие сигнала статистика $z(T)$ на выходе радиометра имеет центральное χ^2-распределение с n=[2TW] степенями свободы (где W – полоса частот сигнала, [·] – целая часть числа), а при наличии сигнала – нецентральное χ^2-распределение с n=[2TW] степенями свободы и параметром нецентральности $\lambda = 2E_S / N_0 = 2mh^2$, где E_s – энергия сигнала в полосе W и времени T, h^2=P_s/P_n – отношение сигнал–шум по мощности.

Вероятности ложной тревоги P_f и правильного обнаружения P_d выражаются через обобщенную Q-функцию Маркума [2] следующим образом:

$$P_f = Q_m(0, \sqrt{z_0}), \qquad (1)$$

$$P_d = Q_m(\sqrt{\lambda}, \sqrt{z_0}), \qquad (2)$$

где m=[TW], $z_0 = z_{tr} / P_n$ – нормированный к мощности шума порог обнаружения, $Q_m(a,b)$ – обобщенная Q-функция Маркума, имеющая следующее интегральное представление [2]

$$Q_m(a,b) = \frac{1}{a^{m-1}} \int_b^\infty x^m \exp\left\{-\frac{x^2+a^2}{2}\right\} I_{m-1}(ax)\, dx, \qquad (3)$$

где $I_{m-1}(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода порядка m–1.

Гауссовская аппроксимация

На практике для n>50 часто применяется гауссовская аппроксимация. Наиболее простой является аппроксимация на основе центральной предельной теоремы [2]. При применении центральной предельной теоремы χ^2-распределение с $2m$ степенями свободы аппроксимируется гауссовским распределением с математическим ожиданием и дисперсией χ^2-распределения, т.е.

$$E\{\chi^2_{2m}(\lambda)\} = \lambda + 2m = 2m(1+h^2),$$

$$D\{\chi^2_{2m}(\lambda)\} = 4\lambda + 4m = 4m(1+2h^2). \qquad (4)$$

В условиях гауссовской аппроксимации вероятности ложной тревоги и обнаружения (1), (2) можно выразить через Q-функцию Гаусса [2]:

$$P_f = Q\left(\frac{z_0 - m}{\sqrt{m}}\right),$$

$$P_d = Q\left(\frac{z_0 - m(1+h^2)}{\sqrt{m(1+2h^2}}\right). \qquad (5)$$

Применив к правой и левой частям уравнений в (5) функцию, обратную к Q-функции, получим систему двух уравнений относительно порога и отношения сигнал–шум по мощности:

$$B = Q^{-1}(P_f) = \frac{z_0 - m}{\sqrt{m}}, \qquad (6)$$

$$A = Q^{-1}(P_d) = \frac{z_0 - m(1+h^2)}{\sqrt{m(1+2h^2)}}. \qquad (7)$$

После исключения нормированного порога из (6) и подстановки в (7) получим уравнение относительно обеспечивающего заданные вероятности обнаружения отношения сигнал–шум h^2. Решение уравнения имеет вид

$$h_{\text{тр}}^2 = \frac{B}{\sqrt{m}} + \frac{A}{m}\left(A - \sqrt{A^2 + m + 2B\sqrt{m}}\right). \qquad (8)$$

Для $m = WT >> 1$ (8) можно аппроксимировать более простым выражением

$$h_{\text{тр}}^2 \approx \frac{B - A}{\sqrt{m}} = \frac{Q^{-1}(P_f) - Q^{-1}(P_d)}{\sqrt{m}}. \qquad (9)$$

Замечание

Как показано в [6] формула (9) справедлива только для случая, когда мощность шума известна точно. Если же мощность шума оценивается с некоторой погрешностью (установлены границы для максимального и минимального значения), то имеет место следующее выражение [6]:

$$h_{\text{тр}}^2 = (\rho^2 - 1) + \rho^2 \frac{B}{\sqrt{m}} + \frac{A}{m}\left(A - \sqrt{A^2 + (2\rho^2 - 1)m + 2B\sqrt{m}}\right), \qquad (10)$$

где $\rho^2 > 1$ – отношение максимальной допустимой мощности шума к минимальной. Для $m = WT >> 1$ (10), разлагая в ряд по степеням $1/\sqrt{m}$, можно аппроксимировать более простым выражением

$$h_{\text{тр}}^2 \approx (\rho^2 - 1) + \frac{\rho^2 B - A\sqrt{2\rho^2 - 1}}{\sqrt{m}}. \qquad (11)$$

Так как отношение сигнал–шум по энергии связано с отношением сигнал–шум по мощности соотношением $E_S / N_0 = mh^2$, то из (9) и (11) получается требуемое отношение сигнал–шум на входе энергетического обнаружителя, обеспечивающее заданные вероятности P_f *и* P_d.

Существуют и другие модели приблизительной оценки входного отношения сигнал–шум энергетического обнаружения сигнала с заданной вероятностью обнаружения P_d и вероятностью ложной тревоги P_f [7]. Для больших значений произведения $WT>>1$ все модели сводятся к соотношению

$$\left(\frac{E_S}{N_0}\right)_{\text{тр}} \approx d\sqrt{TW}, \qquad (12)$$

где $d = Q^{-1}(P_f) - Q^{-1}(P_d)$. Для сравнительного анализа обнаруживаемости сигналов с различными методами расширения спектра удобно воспользоваться [7] измеряемыми величинами, отношением мощности сигнала P_S к спектральной плотности мощности шума. С учетом того, что энергия сигнала $E_S = P_S T$, требуемое значение отношения мощности сигнала к спектральной плотности шума (12) перепишется следующим образом:

$$\left(\frac{P_S}{N_0}\right)_{\text{тр,шп}} \approx d\sqrt{\frac{W}{T}}. \qquad (13)$$

Из формулы (13) следует, что если ШПС и сигналы с ППРЧ занимают полосу одинаковой ширины, совпадающей с полосой входного фильтра энергетического обнаружителя $W_{SS} = W$, и наблюдается одинаковое время T, то для их правильного обнаружения с заданными вероятностями ложной тревоги требуется одинаковое отношение мощности сигнала к спектральной плотности шума. Другими словами, на первом уровне априорной осведомленности о сигналах энергетическая скрытность ШПС и сигналов с ППРЧ одинакова.

2. Квазиоптимальное обнаружение сигналов с ***ППРЧ***

На высшем уровне априорной осведомленности об обнаруживаемых сигналов с ППРЧ в [4] предложен квазиоптимальный многоканальный обнаружитель для быстрой ППРЧ. Многоканальный обнаружитель является квазиоптимальным, если он содержит $M = W_{SS} / W_C$ каналов, каждый из которых согласован с частотными элементами сигнала по ширине полосы $W_C = W_h = 1/T_h$, и время интегрирования совпадает с длительностью скачка частоты $T_u = T_h$. Кроме того, решение принимается на основе максимума отношения правдоподобия. Структурная схема квазиоптимального обнаружителя приведена на рис. 2. [4, 2]. Квазиоптимальный

многоканальный обнаружитель состоит из M каналов (M – число допустимых для скачков частот в полосе W_{SS}). Каждый канал состоит из детектора энергии (полосовой фильтр, квадратор, интегратор с временем интегрирования T_h) и последующего масштабирования. В конце каждого скачка частоты выходы каналов суммируются и все суммы, образованные за N_h скачков наблюдения, перемножаются. Результат сравнивается с порогом. Если порог превышен, то принимается решение о том, что сигнал присутствует на входе обнаружителя.

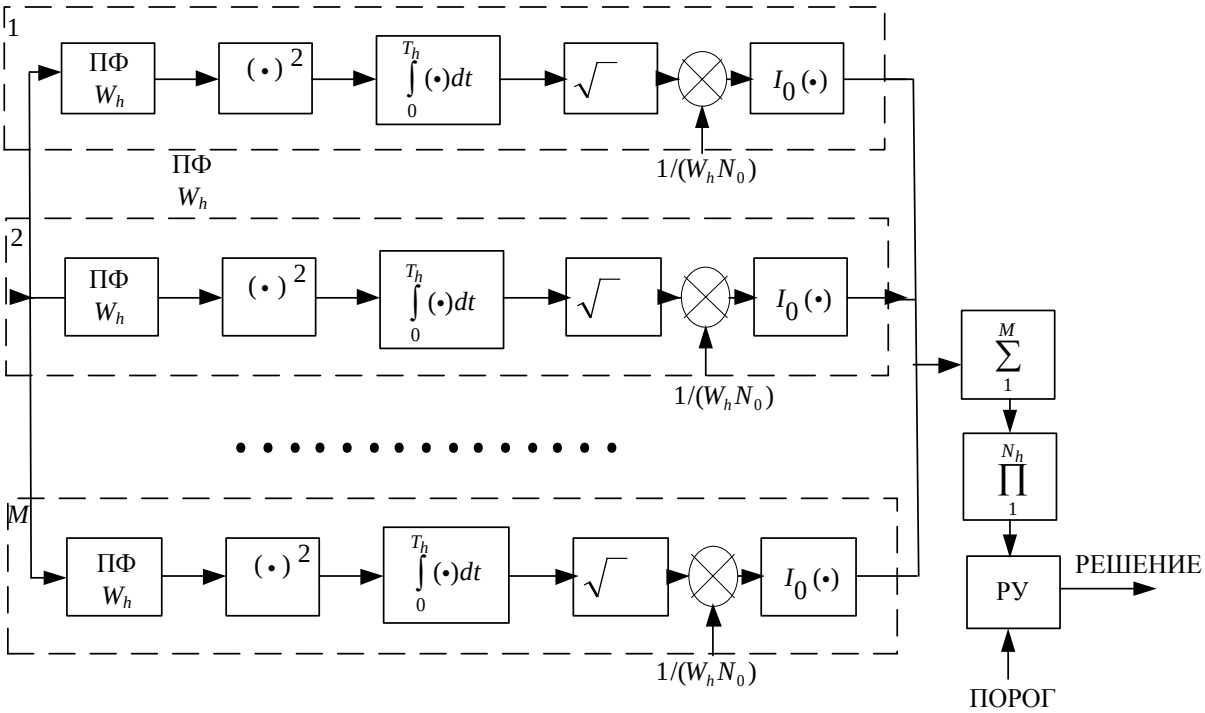


Рис. 2. Структурная схема квазиоптимального обнаружителя сигнала с ППРЧ

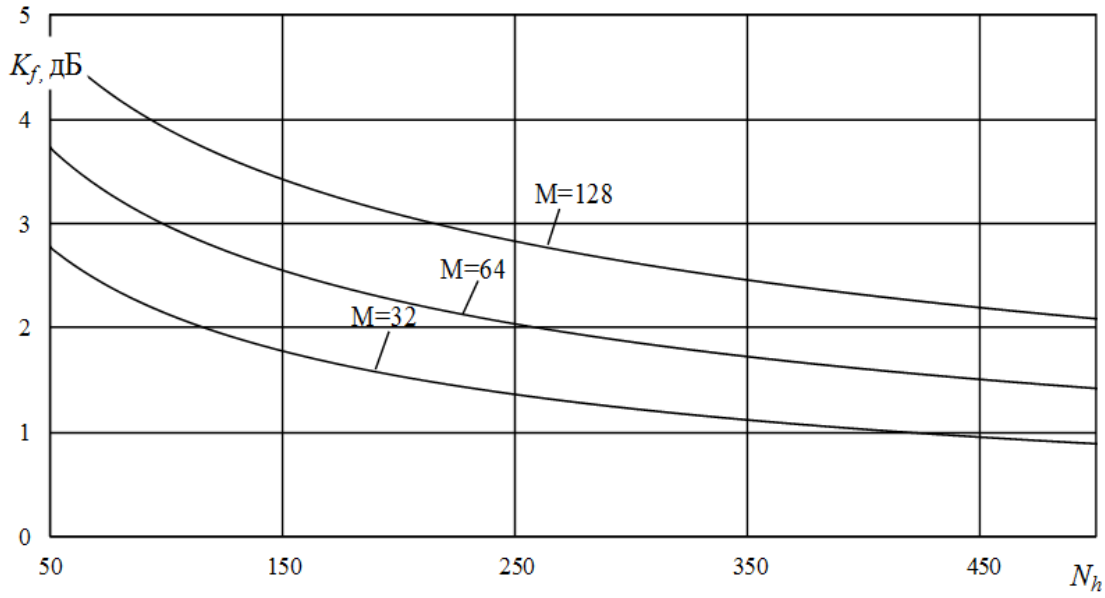


Рис. 3. Зависимость коэффициента выигрыша квазиоптимального обнаружителя быстрой ППРЧ у широкополосного обнаружителя от числа наблюдаемых скачков частоты

Предположим, что сигнал с ППРЧ длительности T занимает полосу W_{SS}. За время T совершено N_h скачков частоты, каждый длительностью T_h. Каждый скачок занимает только один из M каналов с шириной полосы $W_h=1/T_h$. Требуемое значение отношения мощности сигнала к спектральной плотности мощности шума, обеспечивающее заданные вероятности обнаружения, находится по формуле [4]

$$\left(\frac{P_S}{N_0}\right)_{mp,opt} \approx \frac{W_h}{2} I_0^{-1}[1+M(e^{d^2/N_h}-1)] = \\ = \frac{W_{SS}}{2M} I_0^{-1}[1+M(e^{\frac{d^2M}{W_{SS}T}}-1)], \qquad (14)$$

где $I_0^{-1}(x)$ – функция, обратная к модифицированной функции Бесселя первого рода нулевого порядка. На рис. 3. приведена зависимость коэффициента выигрыша K_f в дБ квазиоптимального обнаружителя у широкополосного радиометра от числа скачков N_h, где

$$K_f, дБ = 10\log\left(\frac{P_S}{N_0}\right)_{\text{тр,шп}} - 10\log\left(\frac{P_S}{N_0}\right)_{mp,opt}, \qquad (15)$$

$P_f=10^{-5}$, $P_d=0.99$. Начальный выбор числа скачков $N_h=50$ определялся условием применимости гауссовской аппроксимации $TW>50$.

Заметим, что при выводе формулы (14) предполагалось $T_hW_h=1$, т.е. она справедлива для быстрой ППРЧ. Если на каждом скачке частоты используется дополнительная модуляция, например применяются гибридные ППРЧ-ШПС сигналы [8], то ширина полосы каждого скачка возрастает до скорости псевдослучайного кода $R_{PN}=1/\tau_c$. В этом случае произведение времени на ширину полосы $N=W_hT_h=T_hR_{PN}>1$ представляет собой коэффициент расширения спектра за счет ШПС. Квазиоптимальный обнаружитель в этом случае состоит из банка радиометров с произведением время–полоса, равным $N=T_hR_{PN}>1$. Он имеет ту же структуру, что и на рис. 2, где вместо $I_0(x)$ следует использовать функцию $K_N(x)$ [4]:

$$K_N(x) = \left(\frac{I_{N-1}(Nx)}{(Nx)^{N-1}}\right) 2^{N-1}\Gamma(N), \qquad (16)$$

где $\Gamma(N)$ – гамма функция, $I_{N-1}(x)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода N–1-го порядка. Требуемое значение отношения мощности сигнала к спектральной плотности мощности шума, обеспечивающее заданные вероятности, получается из (14) заменой $I_0^{-1}(y)$ на $K_N^{-1}(y)$ [4]:

$$\left(\frac{P_S}{N_0}\right)_{mp,opt} \approx \frac{W_h}{2} K_N^{-1}[1+M(e^{d^2/N_h}-1)] = \\ = \frac{W_{SS}}{2M} K_N^{-1}[1+M(e^{\frac{d^2M}{W_{SS}T}}-1)]. \qquad (17)$$

В [5] получена аппроксимация для $K_N^{-1}(y)$, которая справедлива для N>200:

$$K_N^{-1}(y) = 2\sqrt{\ln y / N}. \qquad (18)$$

После подстановки (18) в (17) получим

$$\left(\frac{P_S}{N_0}\right)_{mp,opt} \approx \sqrt{\ln[1+M(e^{d^2/N_h}-1)]}\sqrt{\frac{W_h}{T_h}}. \qquad (19)$$

Следует обратить внимание на то, что при M=1 и $W_h=W_{SS}$ из (19) получаются характеристики широкополосного обнаружителя:

$$\left(\frac{P_S}{N_0}\right)_{mp,opt} \approx \frac{d}{\sqrt{N_h}}\sqrt{\frac{W_h}{T_h}} = d\sqrt{\frac{W_{SS}}{T}}. \qquad (20)$$

Пример

Рассмотрим гибридную ППРЧ-ШПС систему со следующими параметрами [4]: время наблюдения T=4 с, W_{SS}=2 ГГц – скорость скачков частоты R_h=25 кГц, скорость ПСП R_{PN}=200 кГц, $T_h=1/R_h$=40 мкс и $W_h=R_{PN}$= =200 кГц. В этом случае число чипов на одном скачке $N=T_hR_h$=8, число скачков частоты за время наблюдения T $N_h=T/T_h=TR_h=10^5$, число каналов $M=W_{SS}/W_h=10^4$. Требуемое значение отношения мощности сигнала к спектральной плотности мощности шума $P_S/N_0=48.1$ дБ на Гц при P_d=0.1, $P_f=10^{-6}$. Если же рассмотреть обнаруживаемость ППРЧ с шириной полосы W_{SS}=2 ГГц, скоростью скачков R_h=25 кГц без дополнительной модуляцией ПСП, то требуемое $P_S/N_0=46.9$ дБ на Гц. На рис. 4 приведены зависимости требуемого отношения P_S/N_0 от времени наблюдения T для различного числа чипов N на одном скачке частоты.

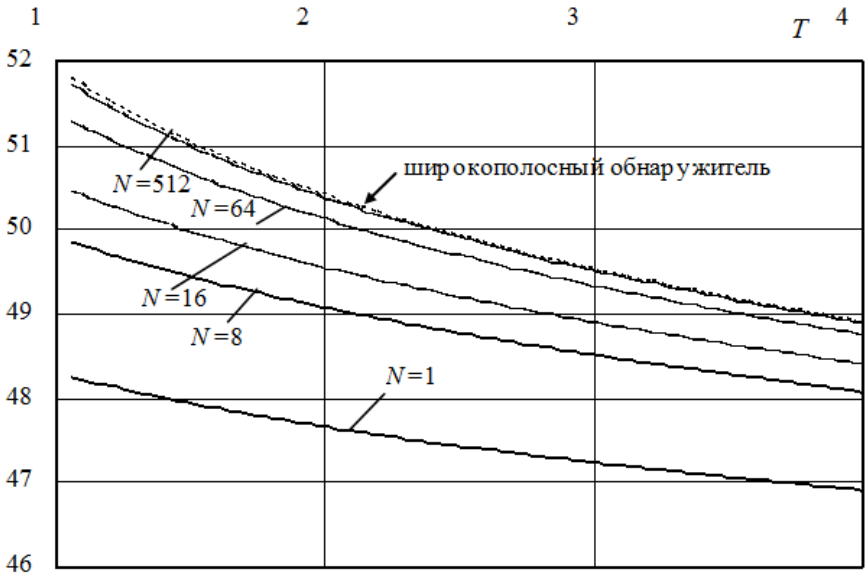


Рис. 4. Требуемое значение отношения мощности сигнала к спектральной плотности мощности шума в зависимости от времени наблюдения

Случай N=1 соответствует ППРЧ без дополнительной модуляции. Верхняя пунктирная кривая соответствует широкополосному обнаружителю. Таким образом, при одинаковой общей полосе и одинаковой скорости ППРЧ гибридные системы ППРЧ-ШПС обладают большей энергетической скрытностью, чем ППРЧ без дополнительной модуляции. При N=64 характеристика скрытности квазиоптимального обнаружителя ППРЧ отличается меньше, чем на четверть дБ от характеристики широкополосного обнаружителя.

3. Квазиоптимальное обнаружение ШПС

При априорной осведомленности относительно несущей, фазы, начала и длительности чипа ПСП, как и в случае с ППРЧ, можно использовать квазиоптимальный обнаружитель. Квазиоптимальный обнаружитель для перехвата ШПС был рассмотрен в [5]. Обнаружитель должен сделать выбор между двумя гипотезами: наблюдается сигнал плюс шум (H_1) или только шум (H_0)

$$r(t)=\begin{cases}\sqrt{2P_S}\,c(t)\cos(\omega_0 t+\varphi)+n(t), & 0<t<T, \quad \text{гипотеза } (H_1)\\ n(t), & \text{гипотеза } (H_0)\end{cases}, \qquad (21)$$

где расширяющая спектр последовательность $c(t)=\sum_{n=1}^{N} c_n p(t-n\tau_c-\varepsilon\tau_c)$ априори неизвестна, $p(t)$ – функция единичного скачка длительности τ_c, $n(t)$ – белый гауссовский шум с известной двусторонней спектральной плотностью мощности $N_0/2$, P_S – мощность сигнала, $\omega_0=2\pi f_0$ – несущая частота, φ – фаза несущей. С точки зрения перехватчика, $\{c_n\}$ – есть последовательность независимых случайных величин, принимающих значения +1 или –1 с одинаковыми вероятностями; величина ε равномерно распределена на интервале [0, 1]. В зависимости от априорной осведомленности о параметрах ШПС рассмотрим синхронные когерентные и некогерентные квазиоптимальные обнаружители ШПС.

3.1. Синхронный когерентный квазиоптимальный обнаружитель ШПС

Предположим, что несущая и фаза ШПС нам известны, известно также начало чипа. Тогда для сигнала

$$r'(t)=r(t)\cos(\omega_0 t+\varphi) \qquad (22)$$

можно записать отношение правдоподобия между гипотезами H_0 и H_1. Гипотеза H_1 принимается тогда, когда отношение правдоподобия λ превышает порог

$$\lambda = \sum_{j=1}^{N} r_j^2 > \lambda_0 , \qquad (23)$$

где

$$r_j = \int_{(j-1)\tau_c}^{j\tau_c} r'(t)dt . \qquad (24)$$

Требуемое отношение мощности сигнала к спектральной плотности мощности шума определяется согласно [5]

$$\left(\frac{P_S}{N_0}\right)_{mp,opt} \approx \frac{d}{2}\sqrt{\frac{W}{T}} . \qquad (25)$$

Из сравнения (25) и (13) следует, что при использовании квазиоптимального обнаружителя требуется мощность сигнала на 3 дБ меньше, чем при применении широкополосного радиометра.

3.2. Синхронный некогерентный квазиоптимальный обнаружитель

Для этого случая фаза несущей неизвестна и предполагается равномерно распределенной на интервале $[0, 2\pi]$. Как и в (23), отношение правдоподобия сравнивается с порогом

$$\lambda = \sum_{j=1}^{N} r_j^2 > \lambda_0 , \qquad (26)$$

где $r_j = \sqrt{r_{I,j}^2 + r_{Q,j}^2}$,

$$r_{I,j} = \sqrt{2}\int_{(j-1)\tau_c}^{j\tau_c} r(t)\cos(\omega_0 t)dt ,$$

$$r_{Q,j} = \sqrt{2}\int_{(j-1)\tau_c}^{j\tau_c} r(t)\sin(\omega_0 t)dt . \qquad (27)$$

Требуемое отношение мощности сигнала к спектральной плотности мощности шума для некогерентного квазиоптимального обнаружителя задается величиной [5]

$$\left(\frac{P_S}{N_0}\right)_{mp,opt} \approx \frac{d}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{W}{T}} . \qquad (28)$$

Из сравнения (28) и (13) следут, что квазиоптимальный некогерентный обнаружитель выигрывает у широкополосного 1.5 дБ.

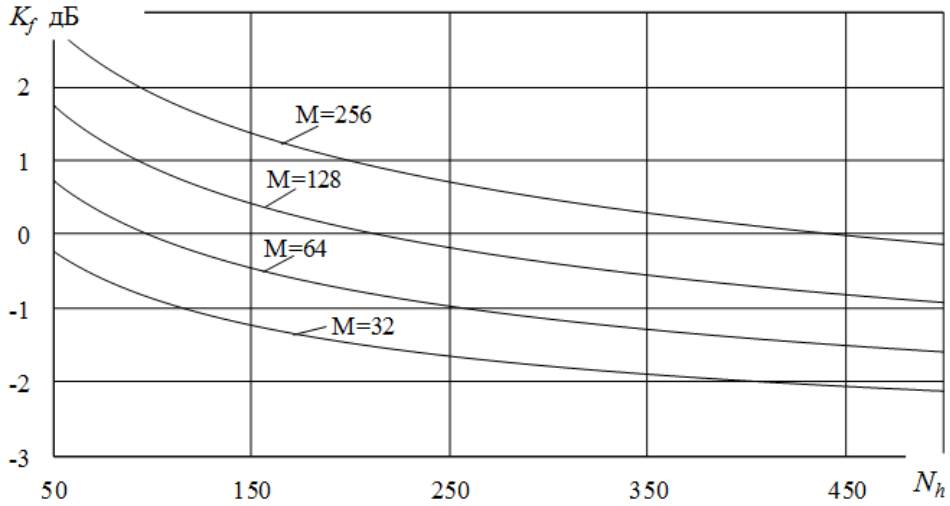


Рис. 5. Коэффициент выигрыша в скрытности ШПС у быстрой ППРЧ на верхнем уровне априорной осведомленности относительно параметров сигнала

На рис. 5 приведены зависимости коэффициента выигрыша в скрытности ШПС у сигнала с быстрой ППРЧ от времени наблюдения T, выраженного в скачках частоты ($T=T_h N_h$), параметр M задает количество допустимых частот для ППРЧ. Для обоих методов предполагается, что о сигналах известно практически все, кроме закона изменения скачков частоты для ППРЧ и закона формирования ПСП для ШПС. Для обнаружения сигнала с ППРЧ используется квазиоптимальный обнаружитель (рис. 2), для которого требуемое отношение мощности сигнала к спектральной плотности шума определяется из (14). Для обнаружения ШПС применяется син-

хронный когерентный квазиоптимальный обнаружитель с требуемым отношением сигнал–шум, определяемым из (25). Как следует из рис. 5, при $M < 32$ скрытность сигналов с ППРЧ для любого интервала наблюдения превосходит скрытность ШПС, а выигрыш в срытности ШПС у сигнала с ППРЧ с увеличеним времени наблюдения монотонно убывает. Поэтому для $M > 32$ на коротких интервалах наблюдения скрытность ШПС несколько выше, чем скрытность сигналов с ППРЧ. Однако, если возможно продолжить наблюдения, то скрытность сигналов с ППРЧ окажется выше, чем скрытность ШПС.

Выводы

При отсутствии априорной осведомленности о параметрах сигнала, кроме центральной частоты и предполагаемой ширины полосы, обнаружение проводится широкополосным обнаружителем. В этом случае скрытность сигналов с ППРЧ и ШПС максимальна и одинакова. На высшем уровне априорной осведомленности о параметрах сигнала станцией радиоразведки, когда о сигналах известно практически все, кроме закона изменения скачков частоты для ППРЧ и закона формирования ПСП для ШПС, могут использоваться для каждого из методов расширения спектра свои квазиоптимальные обнаружители. В этом случае разброс в скрытности быстрой ППРЧ и ШПС не превосходит 2 Дб. Если же на каждом скачке частот используется дополнительная модуляция, например применяются гибридные ППРЧ-ШПС сигналы, то скрытность такого сигнала увеличивается по сравнению с быстрой ППРЧ и приближается к скрытности сигнала с априорно неизвестной структурой.

Следовательно, в указанных границах, с точки зрения энергетической скрытности, оба метода расширения спектра можно считать идентичными.

Литература

1. *Чаркин Д.Ю., Алехин С.Ю., Григорьев Е.В., Лимарев А.Е., Прохоров В.Е.* Сравнительный анализ помехоустойчивости и скрытности различных методов расширения спектра сигналов. Часть 1. Помехоустойчивость // Теория и техника радиосвязи. 2017. № 4. С. 18–24.

2. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Мухин Н.П., Шестопалов В.И.* Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. М.: Радио и Связь, 2000. 384 с.

3. *Урковиц Х.* Обнаружение неизвестных сигналов по энергии // ТИИЭР. 1967. Т. 55. № 4. С. 50–59.

4. *Woodring D.G.* Performance of Optimum and Suboptimum Detectors for Spread Spectrum Waveforms. Naval Research Lab. Report NRL 8432, Washington, 1980. Pp. 1–48.

5. *Polydoros A., Weber C.L.* Detection Performance Consideration for Direct Sequence and Time – Hopping LPI Waveform // IEEE J. Selected Arreas Commun. Vol. SAC – 3. September 1985. Pp. 727–744.

6. *Лимарев А.Е., Капаева Т.Ф., Максюта Ю.Н., Шестопалов В.И.* Предельные характеристики энергетического обнаружения детерминированных и стохастических сигналов // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 2. С. 37–46.

7. *Mils R.F., Prescott G.E.* A Comparison of Various Radiometer Detection Models // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. Vol. 32. № 1. 1996. Pp. 467–473.

8. *Чаркин Д.Ю., Алехин С.Ю., Григорьев Е.В., Лимарев А.Е., Прохоров В.Е.* Гибридные ППРЧ-ШПС системы связи в 2-х частях // Теория и техника радиосвязи. 2017. № 3. С. 42–58.

Статья поступила в редакцию 11 апреля 2017 года

УДК 621.3

К ВОПРОСУ О КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИКАХ МОДЕЛИ ХАОТИЧЕСКИ ФУНКЦИОНИРУЮЩИХ СИСТЕМ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ШУМОВ

© Авторы, 2017

И.В. Дементьев, конструктор, e-mail: pochta_dem@mail.ru
Д.Ю. Чаркин, директор НТЦ, e-mail: office@sozvezdie.su
АО «Концерн «Созвездие»

Проведен анализ корреляционных характеристик модели хаотически функционирующей системы на основе аттрактора Лоренца с шумовым воздействием.

***Ключевые слова**: фазовое пространство, аттрактор Лоренца, инфокоммуникационная система.*

TOWARDS CORRELATION CHARACTERISTICS OF CHAOTIC SYSTEM MODEL UNDER NOISE INFLUENCE

© Authors, 2017

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»

Correlation characteristics of chaotic system model based on Lorenz attractor with noise influence are analyzed.

***Keywords**: phase space, Lorenz attractor, infocommunication system.*

Обнаружение аномальных состояний в распределенной инфокоммуникационной системе является весьма актуальной задачей, поскольку в настоящее время интенсивно разрабатываются как новые способы воздействия на такие системы, так и методы контроля их функционирования и защиты от информационных воздействий. В силу специфики функционирование многих инфокоммуникационных систем характеризуется хаотической динамикой.

В предыдущей работе [1] рассматривалось влияние аддитивного и мультипликативного шумов на модель хаотически функционирующей системы, представленной аттрактором Лоренца, смещающим точку, характеризующую систему в фазовом пространстве или динамически модифицирующим коэффициенты аттрактора. Однако в ней не были рассмотрены корреляционные характеристики комплексного показателя качества хаотически функционирующей системы и не был отражен качественный характер зависимости автокорреляционной функции от воздействующего на систему аддитивного и мультипликативного шумов.

Модельное представление системы

Модельное представление хаотически функционирующей инфокоммуникационной системы в [1] представляет собой классический аттрактор Лоренца, на который шумовое воздействие влияет следующим образом:

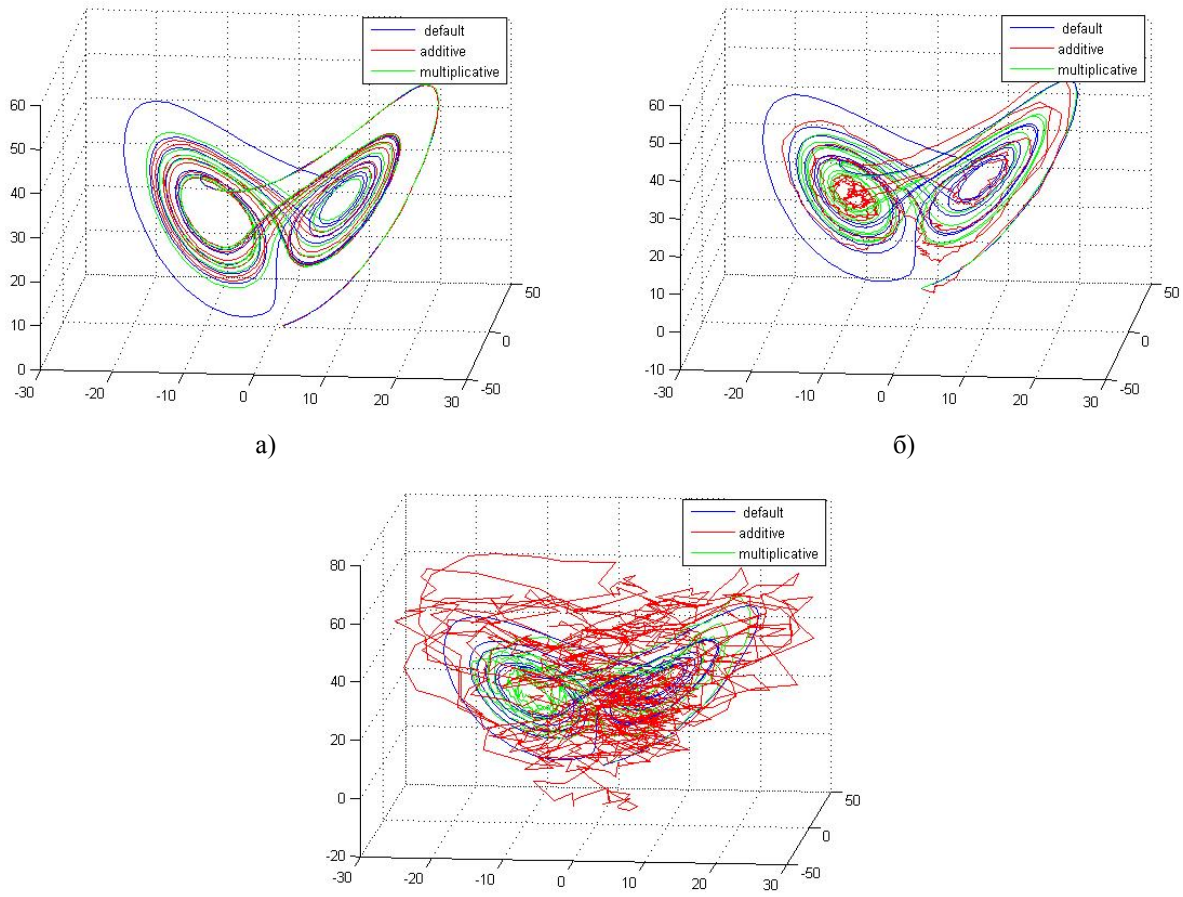
– аддитивный шум смещает положение системы на каждом шаге моделирования в фазовом пространстве на определяемую этим шумовым воздействием величину;

– мультипликативный шум изменяет коэффициенты аттрактора Лоренца: *X, Y, Z.*

Аддитивный и мультипликативный шумы в некотором смысле могут быть эквивалентны информационным конфликтам первого и второго рода соответственно [2]. В реальных системах эти шумы обыкновенно тесно связаны друг с другом и присутствуют совместно, раздельное их рассмотрение в рамках настоящей работы предполагалось для оценки их качественного характера. Соотношение аддитивного и мультипликативного шумов в целом неизвестно.

Для качественного анализа моделирование проводится для различных значений амплитуды шумовых воздействий (различаются на порядки).

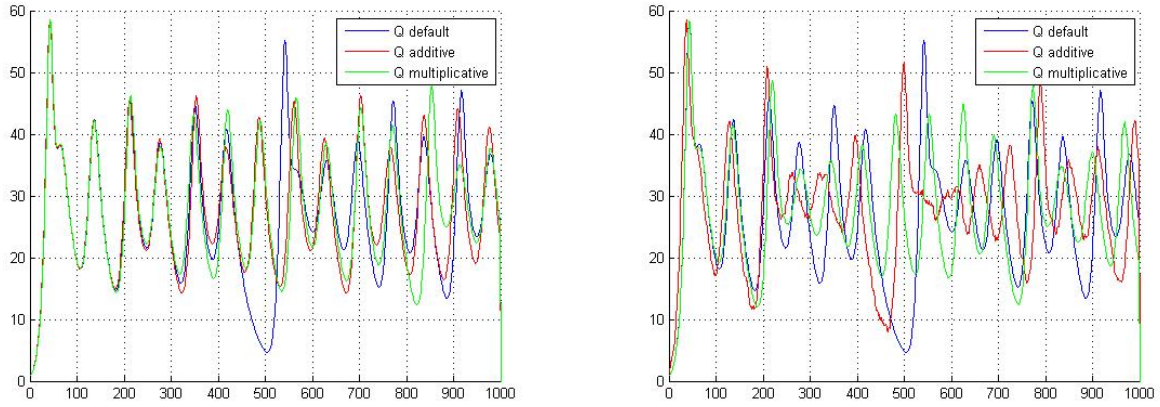
Результат моделирования данных систем для исходных данных приведен на рис. 1 и рис. 2.



а) б)

в)

Рис. 1. Временные зависимости частных показателей качества от модельного времени для исходной модели и моделей с аддитивным и мультипликативным шумами для значений, где *noise – равномерно распределенная случайная величина, а) [-0.05, 0.05], б) [-0.5, 0.5], в) [-5, 5], dt=0.01, N=1000*



а) б)

Рис. 2. Комплексный показатель качества в модели исходной системы и моделях с аддитивным и мультипликативным шумами для *noise* а) *[-0.05, 0.05]*, б) *[-0.5, 0.5]*

Очевидно, что с ростом шумового воздействия траектории исходной системы и системы с шумами расходятся быстрее.

Автокорреляционная функция для комплексного показателя качества характеризует, насколько её показатель качества подобен самому себе, смещенному на временной промежуток, т.е. характеризует динамику функционирования системы. Первый ноль корреляционной функции характеризует временной промежуток, на котором отсутствует линейная взаимосвязь между поведением комплексного (или частного) показателя качества и его смещенной во времени копии.

Автокорреляционная функция хаотического процесса представлена на рис. 3 для комплексного показателя качества Q и на рис. 4 для частного показателя качества X.

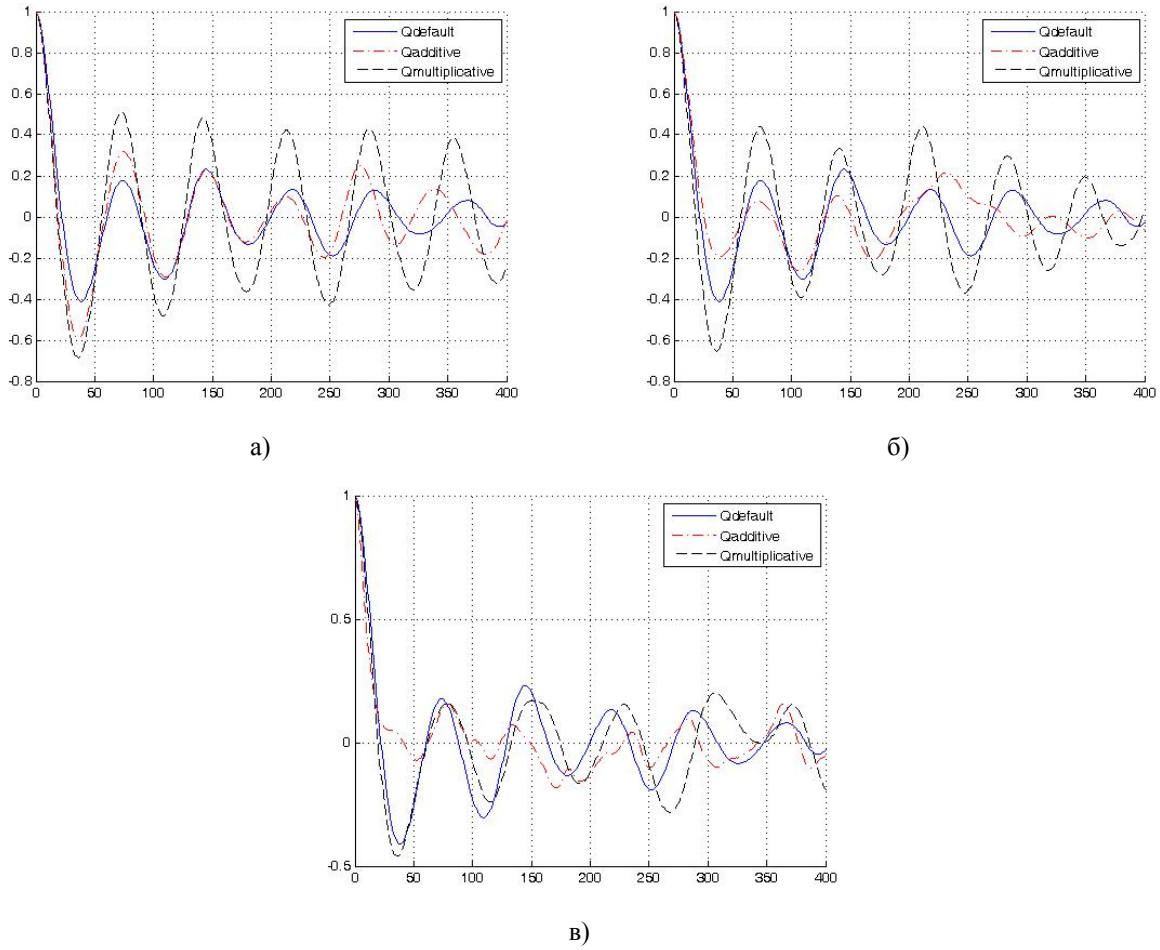


Рис. 3. Автокорреляционная функция комплексного показателя качества Q для исходной модели и моделей с аддитивным мультипликативным шумами для *noise*
а) [-0.05, 0.05], б) [-0.5, 0.5], в) [-5, 5], dt=0.01, N=1000

Согласно рис. 3, автокорреляционная функция комплексного показателя качества является убывающей квазипериодической.

Рост шумового воздействия на систему приводит к следующим изменениям автокорреляционной функции:

– для комплексного показателя качества (рис. 3): в модели с аддитивным шумом интервал корреляции по сравнению с моделью без шума изменяется случайным образом и скорее всего зависит от свойств распределения шумового воздействия; для модели с мультипликативным шумом интервал корреляции меньше, чем для модели без шума.

– для частного показателя качества X (рис. 4): в модели с аддитивным шумом и в модели с мультипликативным шумом интервал корреляции ведет себя непредсказуемым образом, при этом периодичность АКФ невозможно определить.

АКФ частного показателя качества не может в полной мере характеризовать состояние хаотически функционирующей системы, в то время как АКФ комплексного показателя каче-

ства может характеризовать такое состояние. Хаотически функционирующая система периодически или квазипериодически возвращается в состояние, близкое (качественно) к первоначальному, и движется по траектории, схожей с ранее пройденной.

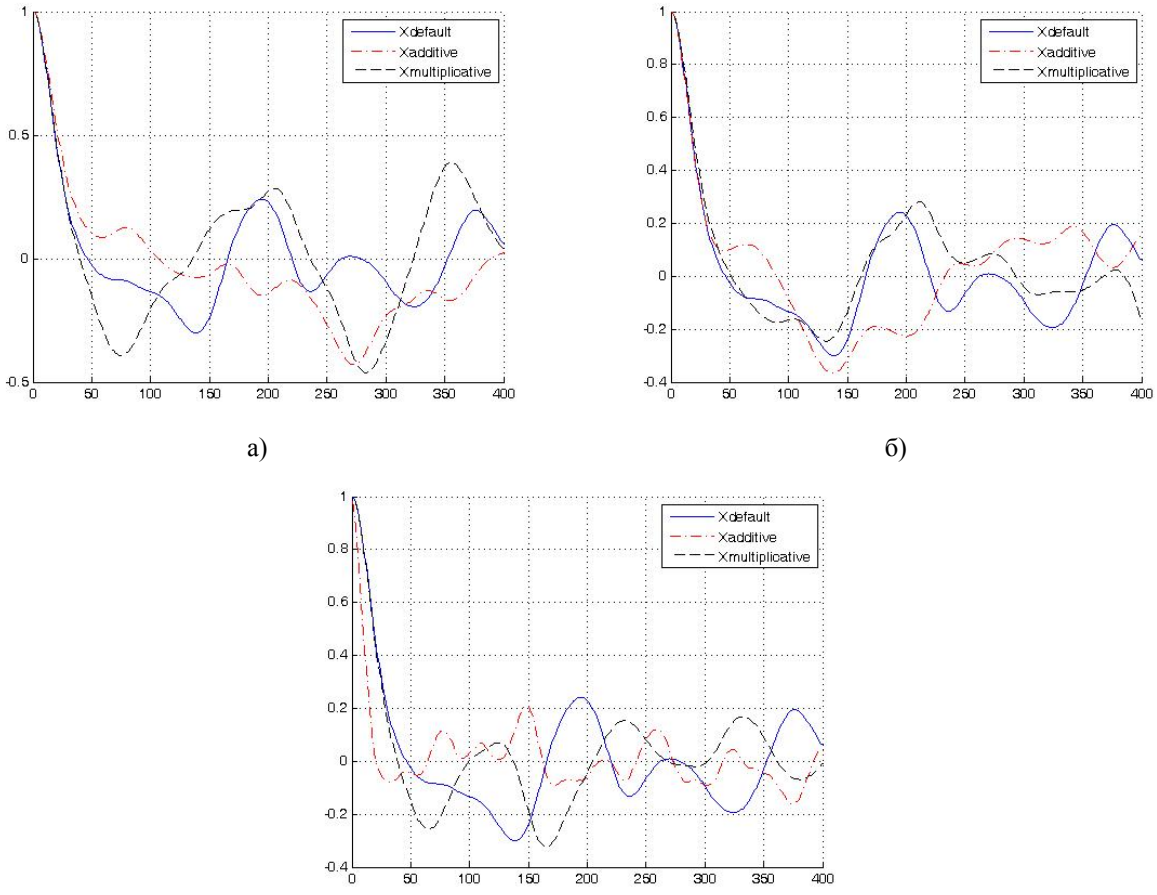


Рис. 4. Автокорреляционная функция комплексного показателя качества *X* для исходной модели и моделей с аддитивным и мультипликативным шумами для *noise*
а) [-0.05, 0.05], б) [-0.5, 0.5], в) [-5, 5], dt=0.01, N=1000

Пики АКФ комплексного показателя качества, вероятно, характеризуют промежутки модельного времени (по оси времени), через которые система возвращается в подобные предыдущему состояния, а их высота характеризует степень «схожести» нового и предыдущего состояний. Однако при анализе графиков рис. 3 возникает новый вопрос. Чем выше пики АКФ, тем ближе хаотическое колебание к периодическому (в пределе АКФ гармонической функции является также гармонической функцией – косинусоидой, для периодической функции без шумов АКФ является периодической функцией). Высота пиков АКФ, согласно рис. 3, выше всего для случая самого малого воздействия на систему (мультипликативный шум) и уменьшается с ростом интенсивности шумового воздействия. Может ли являться переход движения инфокоммуникационной системы от хаотического к периодическому признаком возможной катастрофы или признаком, характеризующим кибервоздействие? Данная задача требует более подробного анализа, тем более в некоторых случаях данное предположение подтверждается. Для биологической системы (человек), в частности для процесса сердцебиения [3], отмечалось, что процесс сердцебиения у здорового человека является хаотическим, а нарушения в его функционировании изменяют его спектральные и, соответственно, корреляционные характеристики, приводящие к появлению пиков в спектре амплитуд хаотического процесса. Для корреляционных характеристик, согласно теореме Винера–Хинчина, это означает возрастание периодической компоненты АКФ исследуемого процесса.

В фазовом пространстве переход от хаотического процесса к предельному циклу приведет к уменьшению «объема» фазового пространства, занимаемого аттрактором.

Следует отметить, что для обнаружения кибервоздействия на инфокоммуникационную систему имеет смысл отслеживать «объем», занимаемый аттрактором, например за определенный промежуток времени. Уменьшение этого объема – признак перехода функционирования от хаотического процесса к периодическому, возрастание может служить признаком увеличения влияния шумов, что, согласно [4], также может быть знаком приближения системы к точке бифуркации и возможного её разрушения (выход системы за орбиту, соответствующую её нормальному функционированию).

Вероятно, «объём», занимаемый аттрактором за определенный временной промежуток, состоящий из нескольких «циклов», и будет характеризовать динамику инфокоммуникационной системы.

Заключение

При анализе поведения хаотически функционирующей системы на примере аттрактора Лоренца при воздействии на нее аддитивного и мультипликативного белых шумов обнаружено, что АКФ комплексного показателя качества является квазипериодической функцией.

При анализе системы аттрактора с шумовыми воздействиями анализировались корреляционные характеристики как частного показателя качества – компоненты X аттрактора, так и комплексного показателя качества Q – евклидова расстояния от начала координат в фазовом пространстве до точки, соответствующей положению системы «аттрактор+шум».

С ростом мощности шумового воздействия интервал корреляции частного показателя качества X изменяется случайным образом, интервал корреляции комплексного показателя качества Q ведет себя случайным образом в случае аддитивного шума, а в случае мультипликативного шума уменьшается.

Литература

1. *Дементьев И.В., Чаркин Д.Ю.* К вопросу о модельном представлении хаотически функционирующих инфокоммуникационных систем // Теория и техника радиосвязи. 2017. № 3. С. 5–10.

2. *Толстых Н.Н.* Программно-аппаратные средства обеспечения информационной безопасности. Учебное пособие. Воронеж: ВГТУ, 2013. 190 с.

3. *Голдбергер Э.Л., Ригни Д.Р., Уэст Б.Дж.* Хаос и фракталы в физиологии человека // В мире науки. 1990. №4. С. 25–32.

4. *Зульпукаров М.-Г.М., Малинецкий Г.Г., Подлазов А.В.* Обратная задача теории бифуркаций в динамических системах с шумом. Институт прикладной математики им. М.В. Келдыша РАН. Москва, 2005, 40 с.

Статья поступила в редакцию 21 апреля 2017 года

УДК 621.391

АНАЛИТИЧЕСКИЙ АППАРАТ ПОИСКА СИГНАЛОВ С ППРЧ

© Авторы, 2017

С.В. Дворников, д.т.н., профессор, e-mail: practicdsv@yandex.ru
А.М. Кудрявцев, д.в.н., профессор, e-mail: practicdsv@yandex.ru
Д.П. Симонкявичюс, слушатель
С.С. Тихонов, стар. пом. нач. отделения отдела
ФГКВОУ ВО «Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного»

Проведен анализ условий поиска сигналов с ППРЧ, представлен аналитический аппарат поиска и обнаружения сигналов с ППРЧ, рассмотрены предложения по разработке научно-методического аппарата поиска и обнаружения сигналов с ППРЧ в каналах с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ).

***Ключевые слова**: ППРЧ, поиск и обнаружение сигналов, радиомониторинг.*

ANALYTICAL APPARATUS FOR SEARCHING FREQUENCY HOPPING SIGNALS

©Authors, 2017

S.V. Dvornikov, Dr. Sci. (Eng.), Full Professor, e-mail: practicdsv@yandex.ru
A.M. Kudryavtsev, Dr. Sci. (Mil.), Full Professor, e-mail: practicdsv@yandex.ru
D.P. Simonkyavichus, Listener
S.S. Tikhonov, Department Section Head First Aide

USSR Marshal Budyonny Military and Communications Corps Academy

Analysis of the conditions to search frequency hopping signals is carried out. An analytical apparatus for searching and detecting frequency hopping signals is presented. Suggestions for developing a scientific and methodical apparatus to search and detect frequency hopping signals in channels with additive white Gaussian noise (AWGN) are considered.

***Keywords**: frequency hopping, signal search and detection, radio monitoring.*

Вопросам обеспечения конфиденциальности информации при разработке систем радиосвязи отводится особое внимание. В частности, широко используются различные методы технического маскирования речи [1, 2]. А также применяются негармонические базисы формирования сигналов [3, 4]. Однако специфика применения указанных методов приводит к проявлению явных признаков сокрытия информации, что, в свою очередь, активизирует излишнее внимание к радиоканалу [5].

Другим подходом, ограничивающим несанкционированный доступ к передаваемой информации, является режим с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) [6–8]. До последнего времени его применение было прерогативой только силовых ведомств, однако в последнее время наблюдается активизация предложений по свободной продаже радиостанций, реализующих указанный режим. В частности, это трансиверы серии Q-Mac HF-90 производства Австралии, позиционируемые как самые маленькие в мире профессиональные SSB радиостанции, а также изделия, продаваемые поставщиками Украины, например «Орион Р-173», Р-101-5-МН, Р-1150-03 и др., реклама которых размещена в сети Internet.

Таким образом, свободная продажа радиостанций с ППРЧ обусловливает необходимость разработки научно-методического аппарата поиска источников радиоизлучений (ИРИ), использующих указанный режим, в том числе и в интересах организаций, занимающихся вопросами радиомониторинга [9, 10].

В настоящей статье рассмотрены предложения по разработке научно-методического аппарата поиска и обнаружения сигналов с ППРЧ в каналах с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) [11].

Условия поиска сигналов с ППРЧ приемниками сканирующего типа

Вопросы поиска и обнаружения сигналов, в том числе и с ППРЧ, неоднократно рассматри-

вались в различной интерпретации на страницах научных изданий [6, 8, 11–13]. Наибольшее развитие эта тема получила в серии публикаций Каргашина В.Л. [14]. Анализ рассмотренных в этих изданиях подходов показал следующее. Несмотря на активное продвижение широкополосных радиоприемных устройств (РПУ) обнаружения сигналов с ППРЧ, приоритет остается за поисковыми приемниками, поскольку они обеспечивают более высокую разрешающую способность при оценивании параметров сигналов.

По своей сущности современный сканирующий приемник представляет собой многоканальное РПУ, полосовые фильтры которого поочередно перестраиваются в соответствии с режимом работы [9]. В [14] получена аналитическая зависимость дальности мониторинга от заданных значений вероятностей ложной тревоги и достоверного обнаружения соответственно для РПУ, являющегося объектом мониторинга $F_{\text{лт с}}$, $D_{\text{до с}}$, и непосредственно приемника поиска $F_{\text{лт р}}$, $D_{\text{до р}}$:

$$R_{\text{рм}} = \frac{R_{\text{св}}\left[\arg_{\text{ф}}(1-F_{\text{лт с}}) - \arg_{\text{ф}}(1-D_{\text{до с}})\right]}{W_s^2\sqrt{\dfrac{\ln F_{\text{лт р}}}{\ln D_{\text{до р}}} - 1}}. \qquad (1)$$

Здесь $R_{\text{св}}$ – дистанция связи, $\arg_{\text{ф}}(*)$ – символом обозначена функция квантиля нормального распределения, W_s – ослабление по мощности на трассе разведки по отношению к линиям радиосвязи (ЛРС).

Формула (1) получена для условий, когда приемник ИРИ осуществляет когерентный прием, а поисковый РПУ осуществляет некогерентную обработку. Достаточно подробно вопросы обнаружения кратковременных сигналов рассмотрены в [15, 16].

Если допустить, что контролируемый приемник реализует $F_{\text{лт с}} = 10^{-3}$, а $D_{\text{до с}} = 0.9$, то для приемника поиска, в интересах минимизации ложных срабатываний, вероятность ложной тревоги должна быть $F_{\text{лт р}} = 10^{-6}$ при $D_{\text{до р}} = 0.9...0.95$. Снижение требований к $F_{\text{лт р}}$ возможно только в случае сокращения дистанции радиомониторинга, что на практике не всегда возможно обеспечить.

На рис. 1 представлена зависимость отношения $R_{\text{рм}}$ к $R_{\text{св}}$ от величины $D_{\text{до р}}$ при различных значениях вероятности ложной тревоги.

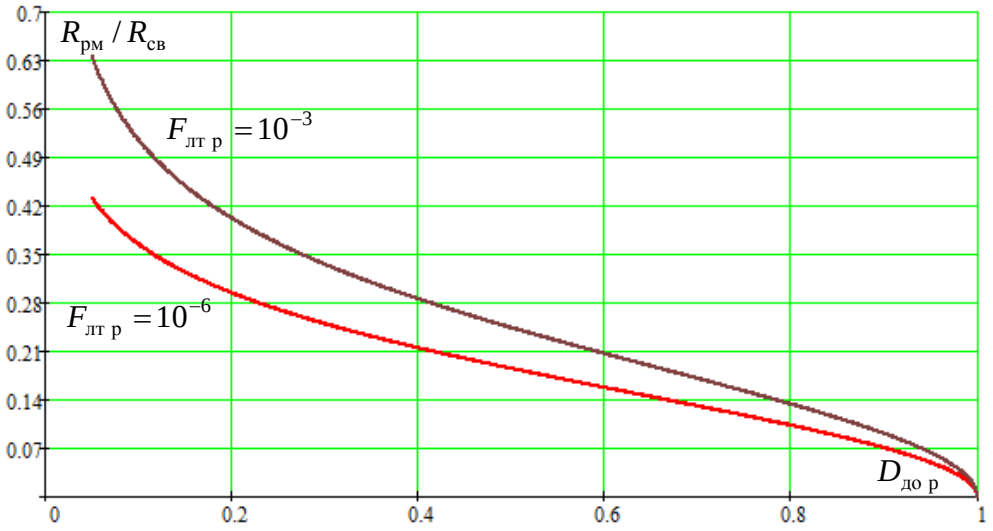


Рис. 1. Зависимость относительной дальности радиомониторинга от требуемой достоверности обнаружения

Анализ полученных результатов показывает, что только двукратное увеличение дальности радиомониторинга ведет к снижению обеспечиваемой вероятности ложной тревоги более чем на три порядка при прочих равных условиях. В частности, для обеспечения $D_{\text{до р}} = 0.9...0.95$ средства радиомониторинга должны располагаться в 10 раз ближе по отношению к средствам связи контролируемой радиолинии. При этом даже условие $D_{\text{до р}} = 0.5$ предполагает более чем трехкратное снижение дистанции радиомониторинга по отношению к дистанции связи при обеспечении $F_{\text{лт р}} = 10^{-3}$.

Очевидно, что оптимальные условия поиска возможно обеспечить только в том случае, если структура приемного тракта поискового РПУ будет идентична соответствующим трактам контролируемого приемника, функционирующего в режиме когерентной обработки сигналов [9]. В общем случае, для поискового РПУ с ограниченной полосой приема обнаруживаемый сигнал на его входе можно рассматривать как узкополосный случайный процесс. При таких условиях деструктивный характер шумов различной природы может быть описан в терминах модели канала с АБГШ [17].

Вместе с тем, для модели поиска сигнала с ППРЧ существенным является временной аспект, т.к. для перестраиваемого обнаружителя с конечным временем длительности цикла перестройки возможны пропуски цели по причине несовпадения текущей полосы приема и мгновенного сигнала обнаруживаемого сигнала на одной из субчастот [6, 11]. При этом необходимо учитывать, что база обнаруживаемого сигнала может быть вариативной, в то время как полоса анализа поискового РПУ, как правило, остается неизменной (рис. 2).

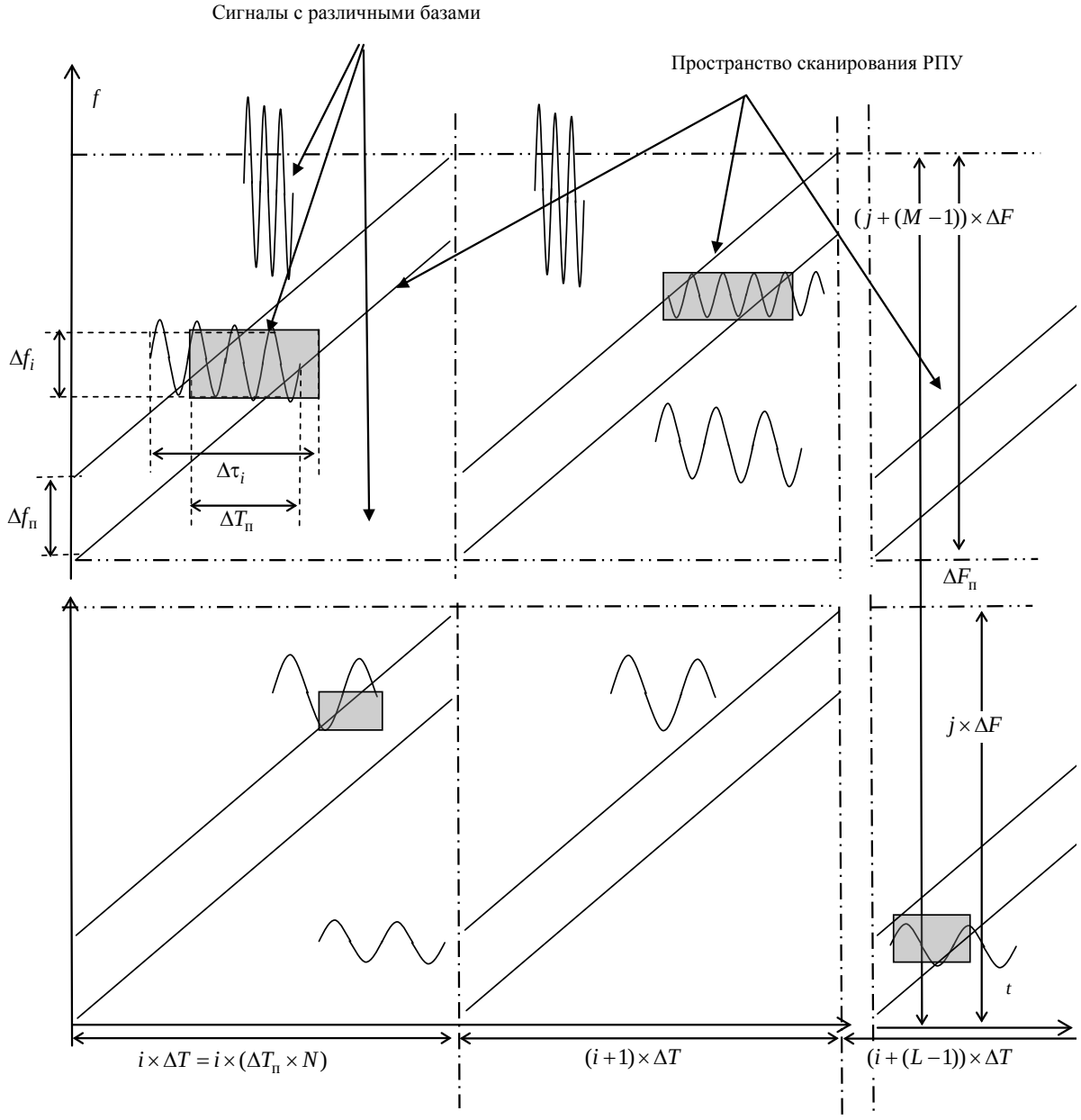


Рис. 2. Принцип обнаружения сигналов с ППРЧ, имеющих различную базу

В [18] база сигнала – это произведение эффективного значения его длительности $\Delta\tau$ и эффективного значения ширины его спектра Δf:

$$B_s = \Delta\tau \times \Delta f \ . \qquad (2)$$

В простых случаях за эффективную ширину спектра можно принять ширину главного лепестка спектра. Длительность сигнала и ширина его спектра подчиняются соотношению неопределенности, согласно которому база сигнала не может быть меньше единицы. Ограничений на максимальное значение базы сигнала не существует, т.е. кратковременный сигнал с узким спектром существовать не может, а бесконечный сигнал с широким спектром – может (так называемый широкополосный сигнал, сигнал с большой базой). Примерами такого рода могут служить сигналы с линейной частотной модуляцией и гауссовским шумом [18].

На рис. 2 показана временная диаграмма возможных вариантов обнаружения сигналов с ППРЧ со случайной базой, принадлежащих различным ИРИ, при их поиске многоканальным РПУ (здесь M – число каналов). Анализ возможной ситуации, представленной на рис. 2, позволяет сделать следующий вывод, что если длительность сигнала ИРИ много больше времени перестройки по частотному диапазону РПУ, то условия поиска можно интерпретировать как оптимальные, т.е. гарантирующие факт частотно-временного совпадения [10, 11].

Показатели процесса поиска сигналов с ППРЧ

Для характеристики процесса поиска сигналов определим два важных показателя: это пространство одновременного поиска и пространство одновременного сканирования. Пространство одновременного поиска определим как частотно-временное пространство, в пределах которого происходит сканирование поискового РПУ. Согласно рис. 2, оно определяется произведением $\Delta T \times \Delta F$. В свою очередь, пространство одновременного сканирования определим как частотно-временное пространство одновременной обработки поисковым РПУ. Согласно рис. 2, оно определяется как $\Delta T_{\text{п}} \times \Delta f_{\text{п}}$.

В терминах выражения (2) введенные пространства можно трактовать соответственно как базу поиска и базу сканирования сигнала. В результате выражение, определяющее базу поиска, можно записать как

$$B_{\text{п}} = \Delta T \times \Delta F \ , \qquad (3)$$

а базу сканирования как

$$\Delta B = \Delta T_{\text{п}} \times \Delta f_{\text{п}} \ . \qquad (4)$$

Очевидно, что в условиях априорной неопределенности, параметры сигналов ИРИ, являющиеся объектом мониторинга, базы сигнала, поиска и сканирования будут не синхронизированы между собой. Поэтому в пределах базы поиска параметры, база сигнала, определяемая шириной его спектра Δf_i и временем пребывания на частоте $\Delta\tau_i$, будут представлять собой случайные величины для РПУ, осуществляющего радиомониторинг, определяемые вероятностью правильного обнаружения сигнала с ППРЧ.

Для получения аналитических зависимостей предположим, что пространство поиска в процессе радиомониторинга остается неизменным.

Тогда при последовательном дискретном сканировании РПУ в каждый момент времени анализу будет подвергаться часть пространства поиска, определяемого базой сканирования. Количество таких дискрет, обеспечиваемых поисковым РПУ в пределах пространства поиска, будет равно

$$N = \Delta T / \Delta T_{\text{п}} = \Delta F / \Delta f_{\text{п}} \ . \qquad (5)$$

В рамках рассматриваемого тезауруса база поиска $B_{\text{п}} = \Delta T \times \Delta F$ и база сканирования $\Delta B = \Delta T_{\text{п}} \times \Delta f_{\text{п}}$, тогда база поиска, обеспечиваемая за один период, согласно рис. 2, будет равна

$$B_{\text{п}} = \Delta T \times \Delta F = N^2 \times \Delta T_{\text{п}} \times \Delta f_{\text{п}} = N^2 \times \Delta B \ . \qquad (6)$$

Для многоканального РПУ выражение (6) можно переписать как

$$B_{\text{п}} = L \times \Delta T \times \Delta F_{\text{п}} = L \times N^2 \times \Delta T_{\text{п}} \times \Delta f_{\text{п}} \times M = \\ = L \times N^2 \times \Delta B \times M \ , \qquad (7)$$

где M – число каналов, L – число сканирований на интервале наблюдения.

Вместе с тем, за счет перестройки по частотному диапазону, вместо N^2 единичных баз, потенциально существующих в пределах базы поиска, РПУ может проанализировать только N единичных дискретных баз, где возможно частотно-временное совпадение с обнаруживаемым сигналом (для удобства рассмотрены условия поиска для одного канала РПУ). При этом на длительности $\Delta T_{\text{п}}$ вероятность ложной тревоги будет равна площади несовпадения полосы приема РПУ и потенциального пространства существования обнаруживаемого сигнала

$$F_{\text{лт}1} = \{[(\Delta F_{\text{п}} - \Delta f_i) - \Delta f_{\text{п}}]/\Delta F_{\text{п}}\}.$$

Тогда вероятность ложной тревоги на всем пространстве поиска будет определяться как

$$F_{\text{лт}} = 1-(1-F_{\text{лт}1})^{N\times M\times L}. \qquad (8)$$

С учетом $F_{\text{лт}1}$ запишем

$$F_{\text{лт}} = 1-(1-\{[(\Delta F_{\text{п}} - \Delta f_i) - \Delta f_{\text{п}}]/\Delta F_{\text{п}}\})^{N\times M\times L}. \qquad (9)$$

В [14] получено выражение для оценки вероятности обнаружения сигналов ППРЧ в пределах базы поиска, т.е. в пространстве $\Delta T\times\Delta F$, которое с учетом рассматриваемых условий можно интерпретировать как

$$D = 1-(1-D_0)^{K\times L\times N}, \qquad (10)$$

где D_0 – вероятность обнаружения сигнала в пределах базы сканирования поискового РПУ, определяемая отношением сигнал–помеха (ОСШ) в полосе единичного дискрета [11].

Учитывая, что в пределах субчастоты сигнал ППРЧ представляет собой узкополосное излучение, то и получаемая оценка вероятности правильного обнаружения будет определяться аналогично узкополосному случайному процессу с неизвестными параметрами по результатам измерения мощности процессов за конечное время усреднения

$$D_0 = \frac{1}{2}\left\{1-\Phi\left[\frac{\arg_{\Phi}(1-F_{\text{лт}}) - h_0^2\times\sqrt{\frac{\rho}{2}}}{1+h_0^2}\right]\right\}, \qquad (11)$$

где $\rho = \Delta f_i \times \Delta\tau$, Δf_i – полоса частот, занимаемая сигналом; $\Delta\tau$ – время измерения спектра сигнала поисковым РПУ (для условия $\Delta B = \Delta T_{\text{п}}\times\Delta f_{\text{п}} > \Delta B$ значение ρ будет эквивалентно базе сигнала, а с учетом случайного характера совмещения, искомое значение делим на 2); h_0^2 – отношение сигнал–шум (ОСШ) в полосе одной дискреты; $\Phi(x) = (2\pi)^{-0.5}\int_{-\infty}^{x} e^{-t^2/2}dt$ – интеграл вероятности или функция ошибок.

Анализ выражения (11) показывает, что при прочих равных условиях достоверность обнаружения определяется только временем накопления мощности сигнала поисковым РПУ, максимальное значение которого обеспечивается при ρ равном базе обнаруживаемого сигнала. Для случая $h_0^2 >> 1$ выражение (11) может быть упрощено [14]:

$$D_0 = \frac{1}{2}\times\left(1+\Phi\left[\sqrt{\pi\times\Delta T_{\text{п}}\times\Delta f_{\text{п}}}\right]\right). \qquad (12)$$

На рис. 3 показана зависимость вероятности достоверного обнаружения сигнала ППРЧ от параметра ρ.

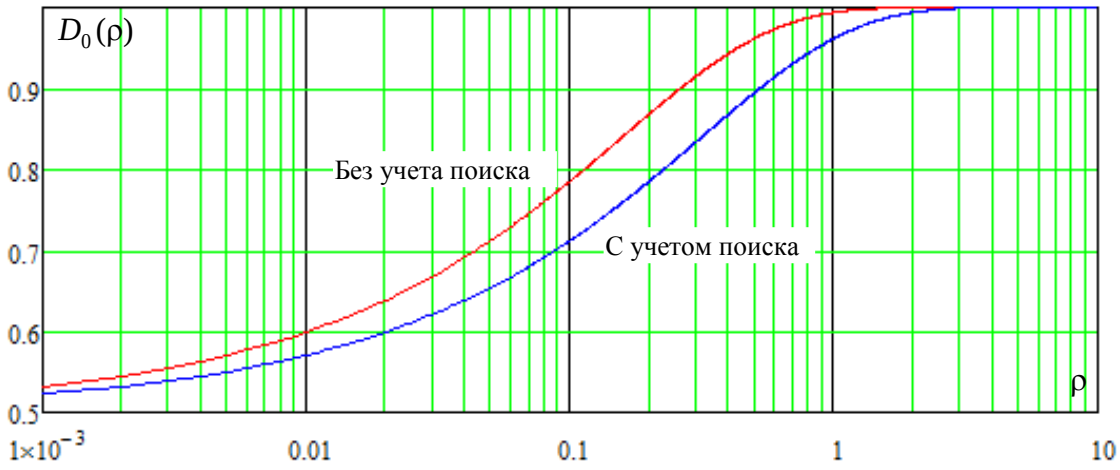


Рис. 3. Вероятность обнаружения сигналов ЛРС с ППРЧ в зависимости от времени накопления его энергии

Анализ полученных результатов показывает, что даже в отсутствие шумов не гарантируется однозначное обнаружение сигнала. Важным фактором является величина базы, представленной для обработки, которая в свою очередь зависит от длительности излучения в пределах интервала анализа сканирующего РПУ. Согласно результатам, представленным на рис. 3, вероят-

ность правильного обнаружения $D_0 = 0.9$ обеспечивается при значении $\rho = 0.25$ без учета временных затрат на поиск и $\rho = 0.5$ с учетом поиска, что эквивалентно энергетическим потерям или снижению качества канала порядка 3 дБ.

Заключение

Проведенный анализ условий поиска сигналов позволил разработать научно-методический аппарат для оценки его результативности. Полученные на его основе графические зависимости дают возможность оценить результативность планируемых мероприятий по поиску сигналов с ППРЧ в средствах и комплексах радиомониторинга. Представленный аналитический аппарат поиска и обнаружения сигналов с ППРЧ является творческим развитием метода последовательного обзора, сканирующим РПУ заданного частотно-временного пространства, обоснованного Каргашиным В.Л. в [14].

Продолжение исследования авторами видится в решении задач распознавания видов модуляции и кодирования сигналов, обнаруживаемых в пределах каждой из субчастот при их формировании в негармонических базисах, например вейвлетов Виленкина–Крестенсона и т.д. [3, 4, 19, 20].

Литература

1. *Proakis John G.* Digital communication. NY.: McGrawHill. 2008. 1150 p.

2. *Макаренко С.И., Иванов М.С., Попов С.А.* Помехозащищенность систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Монография. СПб.: Свое издательство, 2013. 166 с.

3. *Дворников С.В., Манаенко С.С., Дворников С.С.* Параметрическая мимикрия сигналов, модулированных колебаниями и сформированных в различных функциональных базисах // Информационные технологии. 2015. Т. 21. № 4. С. 259–263.

4. *Агиевич С.Н., Пономарев А.А., Тихонов С.С.* Структурная скрытность сигналов, сформированных в базисах сплайн Понтрягина–Виленкина–Крестенсона-функций // Телекоммуникации. 2013. № 4. С. 2–9.

5. *Кудрявцев А.М., Дворников С.В.* Концептуальная структуризация поиска как способа организации процессов радиомониторинга // Информация и космос. 2008. № 2. С. 32–35.

6. *Вознюк М.А., Дворников С.В., Винокуров М.Е., Петросян А.П., Романенко П.Г.* Работа линий радиосвязи с ППРЧ в условиях преднамеренных помех // Информационные технологии. 2012. № 10. С. 64–67.

7. *Борисов В.И. и др.* Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. М.: Радио и связь, 2000. 384 с.

8. *Дворников С.В., Домбровский Я.А., Семисошенко М.А., Гулидов А.А., Иванов Р.В.* Оценка помехозащищенности линий радиосвязи с медленной псевдослучайной перестройкой рабочей частоты // Информация и космос. 2016. № 4. С. 11–14.

9. *Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А.* Радиомониторинг: задачи, методы, средства. 4-е изд., испр. М.: Горячая линия–Телеком, 2015. 640 с.

10. *Дворников С.В.* Проблема поиска сигналов источников информации при радиомониторинге // Мобильные системы. 2007. № 4. С. 33–35.

11. *Тихонов С.С., Дворников С.В., Кудрявцев А.М.* Энергетическая скрытность сигналов ППРЧ, сформированных в базисах функций сплайн-характеров // Информация и космос. 2017. № 2. С. 35–41.

12. *Анишин А.С., Батурин Ю.О., Васильев Д.И.* Идентификация групп рабочих частот линий радиосвязи с программной перестройкой рабочей частоты // Радиотехника. 2006. № 6. С. 64–66.

13. *Еремеев И.Ю., Жиленков М.Г., Замарин А.И., Трунов В.Н.* Этапы структурного анализа радиосигналов при радиомониторинге систем связи со скачкообразным изменением несущей частоты // Вопросы радиоэлектроники. 2009. Т. 1. № 2. С. 71–80.

14. *Каргашин В.Л.* Проблемы обнаружения и идентификации радиосигналов средств негласного контроля // Специальная техника. 2000. № 3–5.

15. *Дворников С.В.* Метод обнаружения на основе посимвольного перемножения реализаций спектра наблюдаемого процесса с автоматическим расчетом порога принятия решения // Научное приборостроение. 2004. Т. 14. № 4. С. 92–97.

16. *Дворников С.В., Комарович В.Ф., Железняк В.К. и др.* Метод обнаружения радиосигналов на основе обработки их частотно-временных распределений плотности энергии // Информация и Космос. 2005. № 4. С. 13–17.

17. *Куликов Е.И., Трифонов А.П.* Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Советское радио, 1978. 296 с.

18. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.

19. *Тихонов С.С.* Обобщенная математическая модель сигналов с ППРЧ в базисах функций сплайн-характеров // Информация и космос. 2016. № 3. С. 47–51.

20. *Дворников С.В., Дворников С.С., Спирин А.М.* Синтез манипулированных сигналов на основе вейвлет-функций // Информационные технологии. 2013. № 12. С. 52–55.

Статья поступила в редакцию 17 августа 2017 года

УДК 621.396.98

АНАЛИЗ СТРАТЕГИЙ КОНФЛИКТНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СРЕДСТВ И СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ И РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ

© Авторы, 2017

В.М. Кашкаров, к.ф.-м.н., доцент, главный специалист, АО «Воронежский НИИ «Вега»
В.Н. Поветко, д.т.н., профессор, главный специалист, АО «Воронежский НИИ «Вега»
И.Н. Путилина, ведущий программист, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: office@sozvezdie.su

Получены оценки влияния стратегий конфликтного функционирования средств и систем радиосвязи и радиотехнической разведки на их эффективность. Стратегии оценены по вероятностно-временным характеристикам процессов вскрытия средств и системы связи. Показано, что в большинстве случаев преимущество имеют средства радиотехнической разведки.

***Ключевые слова**: системы радиосвязи, системы радиотехнической разведки, конфликтное функционирование, эффективность, скрытность, вероятностно-временные характеристики.*

STUDY ON POLICIES FOR CONFLICT OPERATION OF RADIO COMMUNICATIONS AND RADIO INTELLIGENCE FACILITIES AND SYSTEMS

© Authors, 2017

V.M. Kashkarov, Ph. D. (Phys.-Math.), Associate Professor, Main Specialist, JSC «Voronezh Research Institute «Vega»
V.N. Povetko, Dr.Sci. (Eng.), Full Professor, Main Specialist, JSC «Voronezh Research Institute «Vega»
I.N. Putilina, Programming Supervisor, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: office@sozvezdie.su

Influence of policies for conflict operation of radio communications and radio intelligence facilities and systems was estimated based on their efficiency. The policies were estimated in accordance with time-probability characteristics of the communications facilities and systems revealing processes. According to the results radio intelligence facilities prevail in most situations.

***Keywords**: radio communication systems, radio intelligence systems, conflict operation, efficiency, security, time-probability characteristics.*

Конфликтному функционированию средств и систем, в том числе средств (систем) радиосвязи и средств (систем) радиоэлектронной борьбы, в последние годы посвящено большое число публикаций (см. список литературы, например, из работы [1], где представлено 113 источников). Вместе с тем, в этой и других известных работах рассматривается, прежде всего, конфликт между системами радиоэлектронного подавления и системой радиосвязи. Радиотехническая разведка (РТР), как обязательный элемент информационного обеспечения процесса радиоэлектронного подавления и других видов воздействий на средства и системы радиосвязи [2], в известных работах исследована недостаточно. Так, в [2] проведен обстоятельный обзор и декомпозиция процессов РТР, однако рассмотрены лишь принципы моделирования сложной радиоэлектронной обстановки, синтеза и анализа алгоритмов и устройств первичной обработки сигналов, вторичной и третичной обработки информации при ее ведении. Результаты исследования процессов обнаружения элементов системы радиосвязи с учетом современных технологий радиосвязи и РТР не представлены. Поэтому исследование конфликтного функционирования средств и систем радиосвязи и системы РТР представляет интерес для оценки влияния их стратегий по достижению противоположных целей.

Постановка задачи

К современным системам радиосвязи предъявляются высокие требования. В большинстве случаев от них требуется обеспечение высокой пропускной способности, устойчивости и безопасности. Высокая пропускная способность предполагает использование ультравысоких и сверхвысоких рабочих частот и широкополосных сигналов. Устойчивость определяется живучестью, помехоустойчивостью и надежностью [1]. Безопасность включает в себя разведзащищенность [1]. Поэтому современные средства радиосвязи 6-го поколения

являются широкодиапазонными [3], созданы на принципах программно-определяемого радио и позволяют реализовывать системы радиосвязи в виде адаптивных к радиоэлектронной обстановке радиосетей. В таких сетях могут быть использованы специальные виды сигналов и их ретрансляция. Протоколы сетевого, транспортного и сеансового уровней могут быть оптимизированы для обеспечения разведзащищенности сети. Это позволяет повысить энергетическую скрытность элементов радиосети и ограничить возможности РТР и, соответственно, негативных воздействий на системы радиосвязи.

Средства и системы РТР наземного и воздушного (в последние годы – на беспилотных летательных аппаратах) базирования также постоянно совершенствуются [4–8]. Они тоже созданы на принципах программно-определяемого радио и позволяют обнаружить источники радиоизлучений (ИРИ) и определить параметры их сигналов и координаты в диапазонах рабочих частот (полная полоса рабочих частот) от 2 МГц до 3 ГГц (производители готовы при необходимости расширить их до 12 ГГц и выше). Вследствие широкодиапазонности РТР типовой ситуацией при ее ведении является поиск ИРИ путем их одновременного обнаружения в некоторой полосе рабочих частот и последовательная смена этих полос [2]. Если поток передаваемых сообщений (включая служебные сообщения) по рабочей частоте и времени (длительности) излучения не совпадает с полосой рабочих частот средства РТР, то скрытность ИРИ обеспечивается. Если эти потоки пересекаются, средства РТР могут обнаружить и запеленговать ИРИ. Необходимо разработать модель конфликтного функционирования средств и систем радиосвязи и РТР и определить условия, при которых стороны достигают своих противоположных целей.

Модель конфликтного функционирования средств и систем радиосвязи и РТР

Скорости смены полос рабочих частот современных средств РТР превышают 20 ГГц/с [9] при ширине полосы рабочих частот средств РТР до 5 МГц [4–8] и даже 100 МГц [19]. Ширина полос рабочих частот средств РТР может быть переменной. При их установке используются априорные сведения об используемых сигнально-кодовых конструкциях средств радиосвязи, а при ведении разведки ширина полос рабочих частот средств РТР и скорости их смены могут адаптироваться к текущей радиоэлектронной обстановке [2, 12].

Варианты потока сообщений и потока смены полос рабочих частот средства РТР представлены на рис. 1 и 2.

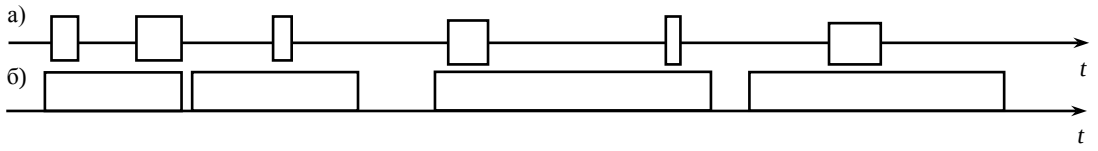


Рис. 1. Поток коротких (а) и длинных (б) сообщений на фиксированной частоте (прямоугольные импульсы обозначают начало и длительность передачи сообщения, t – время)

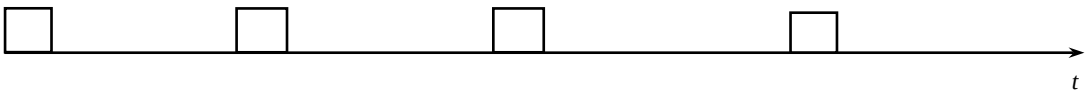


Рис. 2. Поток смены полос рабочих частот средства РТР (прямоугольными импульсами обозначены начало и длительность работы средства РТР на частоте средства радиосвязи, t – время)

Очевидно, что вероятностно-временные характеристики процессов вскрытия средств и системы связи при передаче коротких и длинных сообщений будут отличаться. Они будут отличаться также при изменении сигнально-кодовых конструкций средств радиосвязи и параметров режима функционирования средства РТР.

Вероятность совпадения (хотя бы частичного пересечения) потока передаваемых сообщений ($s = 1$) по рабочей частоте и времени (длительности) излучения с потоком смены полос рабочих частот средства РТР ($s = 2$) при условии, что средства радиосвязи работают на фиксированных частотах и передаваемые сообщения энергетически доступны средству РТР[1], а потоки стационарны, определяется формулой [13]

[1] Формула (1) может быть усложнена путем введения в рассмотрение дополнительного потока – потока энергетической доступности передаваемых средству РТР сообщений. Этот поток может подлежать учету, если ИРИ или средства РТР мобильны, а также в случае, когда средства РТР используют режимы обнаружения и пеленгования ИРИ с повышенной скрытностью сигналов.

$$p_2(t)=\left[1+\sum_{s=1}^{2}\frac{1}{\overline{\tau_s}}\int_0^t dx\int_x^\infty \beta_{2,2}(y)dy\right]\prod_{s=1}^{2}\overline{\mu_s}\,\overline{\tau_s}, \quad (1)$$

где $\overline{\tau_s}$ – математическое ожидание длительности импульсов s-го потока, $\beta_{2,2}(y)$ – плотность вероятностей длительности паузы потока совпадений, $\overline{\mu_s}$ – средняя частота следования импульсов s-го потока. Входящие в (1) параметры $\overline{\tau_s}$ и $\overline{\mu_s}$ связаны соотношениями: $\overline{\tau_s}=\int_0^\infty \tau\alpha_s(\tau)d\tau$, где $\alpha_s(\tau)$ – плотность вероятности длительности импульсов s-го потока и $\overline{\mu_s}=\frac{1}{\overline{\tau_s}+\overline{\upsilon_s}}$, где $\overline{\upsilon_s}$ – математическое ожидание длительности паузы s-го потока.

Стратегии по достижению сторонами противоположных целей учитываются входящими в формулу (1) и ее модификации параметрами. Так, если средства радиосвязи используют передачу сообщений на фиксированной рабочей частоте и они отличаются только длительностью, то при равномерном распределении длительности передаваемых сообщений от $\tau_{1\text{мин}}$ до $\tau_{1\text{макс}}$, длительности пауз – от $\upsilon_{1\text{мин}}$ до $\upsilon_{1\text{макс}}$ и фиксированных длительностях потока полос рабочих частот средства РТР и пауз между ними (1) приобретают вид

$$p_2(t)=\left[1+\frac{2\int_0^t dx\int_x^\infty \beta_{2,2}(y)dy}{\tau_{1\text{макс}}+\tau_{1\text{мин}}}+\frac{\Omega}{\Delta}\int_0^t dx\int_x^\infty \beta_{2,2}(y)dy\right]\times$$
$$\times\frac{(\tau_{1\text{макс}}+\tau_{1\text{мин}})\Delta}{(\tau_{1\text{макс}}+\tau_{1\text{мин}}+\upsilon_{1\text{макс}}+\upsilon_{1\text{мин}})\Delta_n}, \quad (2)$$

где Ω – скорость просмотра частот средством РТР, Δ – полоса рабочих частот средства РТР, Δ_n – суммарная (полная) полоса частот средства РТР.

С использованием [13] в части сходимости потока совпадений импульсов к экспоненциальному закону распределения их длительности при принятых допущениях формула (2) приводится к виду

$$p_2(t)=1-\left(1-\frac{(\tau_{1\text{макс}}+\tau_{1\text{мин}})\Delta}{(\tau_{1\text{макс}}+\tau_{1\text{мин}}+\upsilon_{1\text{макс}}+\upsilon_{1\text{мин}})\Delta_n}\right)\times$$
$$\times\exp\left(-\frac{\frac{(\tau_{1\text{макс}}+\tau_{1\text{мин}})\Delta}{(\tau_{1\text{макс}}+\tau_{1\text{мин}}+\upsilon_{1\text{макс}}+\upsilon_{1\text{мин}})\Delta_n}\left(\frac{2}{\tau_{1\text{макс}}+\tau_{1\text{мин}}}+\frac{\Omega}{\Delta}\right)t}{1-\frac{(\tau_{1\text{макс}}+\tau_{1\text{мин}})\Delta}{(\tau_{1\text{макс}}+\tau_{1\text{мин}}+\upsilon_{1\text{макс}}+\upsilon_{1\text{мин}})\Delta_n}}\right).$$

С введением обозначения скважности первого и второго потоков $\Theta_1=\frac{\upsilon_{1\text{макс}}+\upsilon_{1\text{мин}}}{\tau_{1\text{макс}}+\tau_{1\text{мин}}}$ и $\Theta_2=\frac{\Delta_n-\Delta}{\Delta}$ эта формула приводится к виду

$$p_2(t)=1-\left(1-\frac{1}{(1+\Theta_1)(1+\Theta_2)}\right)\times$$
$$\times\exp\left(-\frac{\frac{1}{(1+\Theta_1)(1+\Theta_2)}\left(\frac{2\Theta_1}{\upsilon_{1\text{макс}}+\upsilon_{1\text{мин}}}+\frac{\Omega}{\Delta}\right)t}{1-\frac{1}{(1+\Theta_1)(1+\Theta_2)}}\right). \quad (3)$$

Если эти скважности много больше единицы, то

$$p_2(t)\approx 1-\exp\left(-\frac{1}{(1+\Theta_1)(1+\Theta_2)}\left(\frac{2\Theta_1}{\upsilon_{1\text{макс}}+\upsilon_{1\text{мин}}}+\frac{\Omega}{\Delta}\right)t\right).$$

Это означает, что скрытно (с вероятностью менее 0.1) за время t можно передать сообщение, если скважность потока сообщений удовлетворяет условию

$$\left(\frac{2}{(\upsilon_{1\text{макс}}+\upsilon_{1\text{мин}})}+\frac{\Omega}{\Delta\Theta_1}\right)t<0.3\Theta_2. \quad (4)$$

Из (4) следует, что стратегия системы радиосвязи в рассматриваемом случае должна состоять в передаче коротких пакетов (кадров) с большой скважностью передачи (что снижает пропускную способность системы), а стратегия РТР – в увеличении скорости просмотра частот и уменьшении полосы их просмотра по результатам оценки радиоэлектронной обстановки. Однако при реализуемых в настоящее время скоростях просмотра частот, полосах рабочих

частот средств РТР и суммарных (полных) полосах частот [4–9] выражение (4) приобретает вид

$$\left(\frac{2}{(\upsilon_{1\text{макс}}+\upsilon_{1\text{мин}})}+\frac{4000}{\Theta_1}\right)t<180. \qquad (5)$$

Из (5) следует, что при скважности передаваемых сообщений, например 4000 для скрытной работы средства радиосвязи в течение хотя бы двух минут необходимы паузы передачи пакетов не менее 2 с, т.е. средняя длительность пакетов (кадров) не должна превышать 0.5 мс. Это при пропускной способности средства радиосвязи, например 16 кбит/с позволит скрытно передавать пакеты (кадры) лишь объемом до 8 бит, что совершенно неприемлемо для практики радиосвязи. Поэтому необходимо рассмотреть другие стратегии системы радиосвязи.

Так, в современных системах радиосвязи широко используются средства радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ). Они обеспечивают достаточно высокую помехозащищенность систем радиосвязи [3]. Однако в части разведзащищенности для обеспечения других воздействий на средства и системы радиосвязи использование этой стратегии может оказаться неэффективным.

Действительно, при использовании ППРЧ каждое из сообщений (за возможным исключением очень коротких при медленной ППРЧ) по частям передается на разных частотах. Поэтому вероятность совпадений потока сообщений и потока рабочих частот средства РТР в общем случае увеличивается[2] относительно случая передачи сообщений на фиксированной рабочей частоте. Поэтому при использовании достаточно быстрой ППРЧ средство РТР не может обеспечить создание прицельной по частоте помехи [3], но обнаружить и запеленговать ИРИ может. Только при этом существующий обычный подход к перехвату сигналов ППРЧ требует применения аналого-цифровых преобразователей (АЦП) для осуществления выборок с чрезвычайно большими скоростями. Поэтому современные технологии РТР, опираясь на тот факт, что ППРЧ сигналы имеют разреженные мгновенные спектры, предполагают применение стратегий сжатых измерений [16, 17]. Это позволяет существенно сократить требования к АЦП и вычислительную сложность алгоритмов обнаружения и пеленгования сигналов.

Таким образом, использование ППРЧ не позволяет повысить разведзащищенность средств и системы радиосвязи. Более эффективной стратегией системы радиосвязи для обеспечения разведзащищенности может быть прямое расширение спектра сигналов модуляцией псевдослучайной последовательностью [3] и комбинированные (комплексные) методы расширения спектра сигналов.

Прямое расширение спектра сигналов модуляцией псевдослучайной последовательностью существенно увеличивает их энергетическую скрытность. Так, при базе сигналов 1024 требуемое для обнаружения сигнала отношение сигнал–шум средства РТР на 14.4 дБ больше, чем для приемника средства радиосвязи [18]. Это приводит к тому, что при передаче коротких сообщений и достаточно большой базе сигналов дальность РТР может быть меньше дальности радиосвязи. Если же будет использован комбинированный метод, когда наряду с прямым расширением спектра сигналов модуляцией псевдослучайной последовательностью используется ППРЧ, то в конфликте «средства радиосвязи – средства РТР» могут выиграть средства радиосвязи.

Таким образом, в большинстве рассмотренных случаев в конфликте «средства радиосвязи – средства РТР» преимущество имеют средства РТР. Поэтому для средств и системы радиосвязи необходимы дополнительные стратегии обеспечения разведзащищенности. На физическом уровне это могут быть узконаправленные антенны, а на сетевом – ретрансляция сигналов (сообщений).

Применение узконаправленных антенн предполагает использование сверхвысоких частот. Однако на наземных трассах это затруднено из-за влияния рельефа местности и растительности (леса) на ней. Поэтому в таких условиях неизбежно применение высоко поднятых ретрансляторов.

Ретрансляция сигналов (сообщений) за счет снижения мощности радиоизлучений может повысить разведзащищенность средств и систем радиосвязи при применении как направленных, так и ненаправленных антенн, особенно если для этого будут использованы энергоскрытные сигналы, обеспечивающие дальность действия РТР, меньшую дальности радиосвязи. Тогда средства РТР должны будут приближаться к ИРИ на дальности, которые позволят воздействовать на них. Вместе с тем ретрансляция сигналов (сооб-

[2] В работе [15] сформулирован противоположный вывод. Это объясняется техническими особенностями (ограничениями) рассмотренного в [15] средства РТР.

щений) для мобильных абонентов, особенно при применении узконаправленных антенн, требует особых протоколов маршрутизации. Однако этот вопрос выходит за рамки настоящей статьи.

Выводы

1. При реализуемых в настоящее время скоростях просмотра частот, полосах рабочих частот средств РТР и их суммарных (полных) полос при использовании средствами радиосвязи ненаправленных антенн средства радиосвязи могут выиграть в конфликте со средствами РТР только при применении комбинированных (комплексных) методов расширения спектра сигналов.

2. Для обеспечения разведзащищенности средств и систем радиосвязи необходим комплекс технических и организационных мер. Автономно ни одна из этих мер при реализации противоречивых требований к средствам и системам радиосвязи обеспечить их разведзащищенность не может.

Литература

1. *Макаренко С.И.* Динамическая модель системы связи в условиях функционально-разноуровневого информационного конфликта наблюдения и подавления // Системы управления, связи и безопасности. 2015. № 3. С. 122–185. Электронный ресурс. Режим доступа: http://journals.intelgr.com/sccs/.

2. *Радзиевский В.Г., Сирота А.А.* Теоретические основы радиоэлектронной разведки. М.: Радиотехника, 2004. 432 с.

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

4. AN/MLQ-40(V)4 Prophet Spiral 1 + Multi-Sensor SIGINT System. Электронный ресурс. Режим доступа: https://assets.documentcloud.org/documents/711456/brochure609.pdf.

5. PRD-13(V)3 Tactical SIGINT System. Электронный ресурс. Режим доступа: http://www2.l-3com.com/linkabit/pdf/datasheets/PRD-13(V)3_OSR%20Approved.pdf.

6. Modular Electronic Warfare System – Man-portable. Электронный ресурс. Режим доступа: https://www.qinetiq.com/services-products/c4isr/ Documents/MEWS-M.PDF.

7. ASX™ Airborne Communications Electronic Surveillance (взамен наземной системы AS3). Электронный ресурс. Режим доступа: https://www.qinetiq.com/services-products/c4isr/Flipbook/ASXBrochure/index.htm#p=1.

8. Elbit systems EW and SIGINT – ELISRA. TSR 2300 – Fully Digitized Wide Band COMINT Receiver. Электронный ресурс. Режим доступа: http://elbitsystems.com/media/TSR_2300_Airborne.pdf.

9. http:// www.axiscades.com/IEWS.html.

10. *Park Sang Chul* Computer-aided mathematical analysis of probability of intercept for ground-based communication intercept system. Электронный ресурс. Режим доступа: http://calhoun.nps.edu/bitstream/ handle/10945/25765/computeraidedmat00park.pdf?sequence=1&isAllowed=y.

11. *Park Sang Chul* Computer-aided mathematical analysis of probability of intercept for ground-based communication intercept system. Электронный ресурс. Режим доступа: http://hdl.handle.net/10945/25765.

12. *David L. Adamy* Tactical Battlefield Communications Electronic Warfare. Artech Hous, Boston, 2009. 330 p.

13. *Седякин Н.М.* Элементы теории случайных импульсных потоков. М.: Сов. радио, 1965. 263 с.

14. *Борисов В.И. и др.* Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью. М.: РадиоСофт, 2011. 550 с.

15. *Токарев А.Б., Козьмин В.А., Савельев А.М., Сладких В.А.* Пеленгование сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты широкополосными системами радиомониторинга // Антенны. 2008. № 7–8. С. 140–145.

16. *Feng Liu, Yookyung Kim, Nathan A. Goodman, Amit Ashok, Ali Bilgin* Compressive Sensing of Frequency-Hopping Spread Spectrum Signals // Proc. of SPIE. 2012. Vol. 8365, 83650P. Pp. 1–7. Электронный ресурс. Режим доступа: http://sci-hub.bz/10.1117/12.919561.pdf.

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

18. *Беккиев А.Ю., Борисов В.И.* Базовые принципы создания помехозащищенных систем радиосвязи // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 1. С. 5–18.

19. Широкополосные радиоприемные модули для применения в радиотехнической разведке от компании CRFS. Электронный ресурс. Режим доступа: https://uk.crfs.com/en/hardware/boards/nexus-R-18.

Статья поступила в редакцию 16 октября 2017 года

УДК 621.396.98

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПОИСКА НАВИГАЦИОННОГО *QPSK* СИГНАЛА ПРИ СОВМЕСТНОЙ ОБРАБОТКЕ СИНФАЗНОЙ И КВАДРАТУРНОЙ КОМПОНЕНТ

© Авторы, 2017

В.В. Неровный, к.т.н., доцент, e-mail: val.nerownyj@yandex.ru
Ю.С. Левицкая, преподаватель кафедры, e-mail: levitskaya-julia@mail.ru
ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Приведен алгоритм обнаружения навигационного QPSK сигнала с совместной обработкой синфазной и квадратурной компонент в условиях гауссовской шумовой помехи неизвестной мощности. Приведены зависимости вероятности обнаружения QPSK сигнала за три цикла поиска от отношения сигнал/помеха.

***Ключевые слова**: навигационный QPSK сигнал, алгоритм обнаружения с совместной обработкой синфазной и квадратурной компонент.*

NAVIGATIONAL QPSK SIGNAL SEARCH EFFICIENCY DURING IN-PHASE AND QUADRATURE COMPONENT JOINT PROCESSING

© Authors, 2017

V.V. Nerovny, Ph.D. (Eng.), Associate Professor, e-mail: val.nerownyj@yandex.ru
Yu.S. Levitskaya, Chair Teacher, e-mail: levitskaya-julia@mail.ru
Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh)

An algorithm to detect navigational QPSK signal during joint processing of in-phase and quadrature components in terms of the Gaussian noise interference of unknown power. Dependences of probability of QPSK signal detection within three search cycles on the signal/noise ratio are presented.

***Keywords**: navigational QPSK signal, detection algorithm with joint processing of in-phase and quadrature components.*

В настоящее время в ГНСС широко используются навигационные сигналы с расширением спектра путем фазовой манипуляции несущей псевдослучайной последовательностью (в англоязычной литературе используется термин «*BPSK* сигналы»). Однако в ГНСС ГЛОНАСС, кроме *BPSK* сигналов, на частоте *L*3 планируется использование нового вида навигационных сигналов – сигналов с квадратурной фазовой манипуляцией несущей псевдослучайной последовательностью (ПСП) (в англоязычной литературе используется термин «*QPSK* сигналы») [1]. Навигационный *QPSK* сигнал состоит из суммы двух компонент: синфазной и квадратурной. Компоненты представляют *BPSK* сигналы, у которых начальные фазы несущей отличаются на 90°. При приёме *QPSK* сигнала, как правило, используется раздельная обработка компонент [2]. Основным недостатком раздельной обработки компонент *QPSK* сигнала является то, что теряется половина мощности сигнала. При раздельной обработке компонент это приводит к ухудшению помехоустойчивости.

Таким образом, разработка алгоритмов и методов поиска и обнаружения *QPSK* сигнала с совместной обработкой компонент, которая позволит использовать полную мощность сигнала является актуальной задачей.

Математическое описание QPSK сигнала и помехи

В общем виде навигационный сигнал, действующий на вход системы обнаружения АП ГНСС, можно представить как

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

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

Навигационный *QPSK* сигнал представляется в виде суммы синфазной и квадратурной

компонент, которые можно условно рассматривать как сумму двух *BPSK* сигналов [2]:

$$S(t) = AG_I(t-\tau)\cos((\omega_0 + \omega_Д)t + \varphi_0) + \\ + AG_Q(t-\tau)\sin((\omega_0 + \omega_Д)t + \varphi_0), \qquad (2)$$

где $G_I(t), G_Q(t)$ – дальномерные коды синфазной и квадратурной компонент; A – амплитуда синфазной и квадратурной компонент; ω_0 – несущая частота; $\omega_Д$ – доплеровское смещение частоты; φ_0 – начальная фаза синфазной и квадратурной компонент, равномерно распределённая на интервале $[0; 2\pi]$; τ – задержка.

Представим навигационный *QPSK* сигнал в виде

$$S(t) = AG_I(t-\tau)\cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \\ + AG_Q(t-\tau)\cos(\omega_0 t + \varphi_1), \qquad (3)$$

где $\varphi_1 = \frac{\pi}{2} - \varphi_0$ – начальная фаза квадратурной компоненты.

Постановка задачи поиска сигнала в условиях помех

Навигационный сигнал в условиях помехи на входе устройства поиска и обнаружения можно представать в виде (1). Ставится задача оценки информационного параметра сигнала – задержки τ. При дальнейшем рассмотрении алгоритмов, которые различаются только методами поиска сигнала по задержке, методы поиска по частоте не рассматриваются, т.е. предполагается, что частота сигнала известна.

Для оценки задержки сигнала, в соответствии с теорией оптимальной обработки сигнала, необходимо осуществить максимизацию функции правдоподобия

$$\mathrm{p}(\mathbf{Y}|\tau,\varphi_0,\varphi_1) \xrightarrow[\tau]{} max, \qquad (4)$$

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

Тогда функция правдоподобия с учётом формы представления *QPSK* сигнала (3) и цифровой обработки в аппаратуре потребителей может быть представлена в виде

$$p(\mathbf{Y} \mid \tau, \varphi_0, \varphi_1) = c \cdot \exp\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})(G_I(t_{k,i})\cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_0) + G_Q(t_{k,i})\cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_1)\}. \qquad (5)$$

Преобразуем выражение для функции правдоподобия к виду

$$p(\mathbf{Y} \mid \tau, \varphi_0, \varphi_1) = c \cdot \exp\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})(G_I(t_{k,i})\cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_0)\} \cdot \exp\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})(G_Q(t_{k,i})\cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_1)\}. \qquad (6)$$

В математической модели *QPSK* сигнала (3) начальная фаза случайная и является неинформативным параметром, что вызывает необходимость усреднения функции правдоподобия по значениям φ_0 и φ_1.

Предполагается, что начальные фазы сигнала φ_0 и φ_1 независимы друг от друга. Тогда усреднённую функцию правдоподобия можно представить выражением

$$p(\mathbf{Y} \mid \tau) = \frac{c}{(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} p(Y \mid \tau, \varphi_0, \varphi_1) d\varphi_0 d\varphi_1. \qquad (7)$$

В результате усреднения по неинформативным параметрам выражения (7) получим

$$p(\mathbf{Y} \mid \tau) = \frac{c}{(2\pi)^2} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} \exp\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})(G_I(t_{k,i})\cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_0)\} d\varphi_0 \times \\ \times \int_{-\pi}^{\pi} \exp\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})(G_Q(t_{k,i})\cos(\omega_0 t_{k,i} + \varphi_1)\} d\varphi_1. \qquad (8)$$

Выражение (8) может быть преобразовано к виду [3]

$$p(\mathbf{Y} \mid \tau) = c \cdot I_0(X_I) \cdot I_0(X_Q), \qquad (9)$$

где I_0 – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка; X_I, X_Q – отсчёты огибающих синфазной и квадратурной компонент *QPSK* сигнала.

Отсчёты огибающих синфазной и квадратурной компонент *QPSK* сигнала определяются в соответствии с выражениями

$$X_C = \sqrt{I_C^2 + Q_C^2}\,, \qquad (10)$$

$$X_S = \sqrt{I_S^2 + Q_S^2}\,. \qquad (11)$$

Синфазные и квадратурные составляющие в выражениях (10) и (11) формируются в корреляторах аппаратуры потребителей и определяются как

$$I_C = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_I(t_{k,i} - \tau)\cos(\omega_0 t_{k,i})\,, \qquad (12)$$

$$Q_C = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_I(t_{k,i} - \tau)\sin(\omega_0 t_{k,i})\,, \qquad (13)$$

$$I_S = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_Q(t_{k,i} - \tau)\cos(\omega_0 t_{k,i})\,, \qquad (14)$$

$$Q_S = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_Q(t_{k,i} - \tau)\sin(\omega_0 t_{k,i})\,. \qquad (15)$$

Для максимизации функции правдоподобия возьмём логарифм от выражения (9), в результате получим

$$\ln p(\mathbf{Y} \mid \tau) = \ln c + \ln I_0(X_C) + \ln I_0(X_S)\,. \qquad (16)$$

Выражение (16) можно упростить, заменив $\ln I_0$ на операцию взятия модуля, при этом выражения, являющиеся аргументом модифицированной функции Бесселя, всегда положительные. Учитывая, что добавление константы не влияет на операцию взятия максимума, выражение (16) можно представить в виде

$$\ln p(\mathbf{Y} \mid \tau) \approx \sqrt{I_C^2 + Q_C^2} + \sqrt{I_S^2 + Q_S^2}\,. \qquad (17)$$

Максимизация величины $\ln p(\mathbf{Y} \mid \tau)$ заключается в вычислении значений синфазной и квадратурной огибающих при всех возможных значениях задержки.

Анализ выражения (17) показывает, что логарифм функции правдоподобия представляет сумму синфазной и квадратурной огибающих и является, соответственно, суммарной огибающей X_{C+S}:

$$X_{C+S} \approx \sqrt{I_C^2 + Q_C^2} + \sqrt{I_S^2 + Q_S^2}\,. \qquad (18)$$

Вычисленное значение величины X_{C+S} для каждого значения задержки сравнивается с пороговым напряжением, т.е. решается задача обнаружения.

Синтез канала оценки мощности помехи

Как правило, обнаружение *QPSK* сигнала осуществляется в условиях неизвестной мощности помехи. При обнаружении сигналов чаще всего используется критерий Неймана–Пирсона, который реализуется в соответствующих устройствах-обнаружителях. В соответствии с критерием Неймана–Пирсона, порог обнаружения задаётся в соответствии с выражением, приведенным в [4]

$$\tilde{h} = \sqrt{-\ln F}\,, \qquad (19)$$

где $\tilde{h}$ – нормированный порог обнаружения, F – заданный уровень вероятности ложной тревоги

Нормированный порог обнаружения определяется в соответствии с выражением [3]:

$$\tilde{h} = \frac{h}{\sqrt{\frac{N_0 T}{2}}}\,, \qquad (20)$$

где h – порог обнаружения; N_0 – спектральная плотность мощности помехи типа «белый гауссовский шум», попадающая в полосу частот обнаруживаемого сигнала; T – длительность обнаруживаемого сигнала.

Тогда напряжение помехи можно определить как

$$U_{\text{П}} = \sqrt{\frac{N_0 T}{2}}\,. \qquad (21)$$

С учетом (21) окончательное выражение для порога обнаружения принимает следующий вид:

$$h = U_{\text{П}}\sqrt{-\ln F}\,. \qquad (22)$$

Анализ выражения (22) показывает, что порог обнаружения, в соответствии с критерием Неймана–Пирсона, зависит от напряжения помехи на выходе обнаружителя и заданного уровня вероятности ложной тревоги.

Необходимо отметить, что решение задачи обнаружения *BPSK* сигналов на фоне гауссовских помех с неизвестной мощностью приведено в [2, 5]. В результате решения этой задачи синтезированы схемы оптимальных и квазиоптимальных обнаружителей *BPSK* сигналов, в которые добавлены каналы оценки мощности помехи.

Представим синфазные и квадратурные составляющие (12)–(15) на выходах корреляторов для *QPSK* сигнала в виде суммы сигнальных и помеховой компонент:

$$I_C = \sum_{i=1}^{N} AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}) +$$

$$+\sum_{i=1}^{N} AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}) + \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i})G_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}), \quad (23)$$

$$Q_C = \sum_{i=1}^{N} AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_I(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}) +$$

$$+\sum_{i=1}^{N} AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_I(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}) + \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i})G_I(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}), \quad (24)$$

$$I_S = \sum_{i=1}^{N} AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}) +$$

$$+\sum_{i=1}^{N} AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}) + \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i})G_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}), \quad (25)$$

$$Q_S = \sum_{i=1}^{N} AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_Q(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}) +$$

$$+\sum_{i=1}^{N} AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_Q(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}) + \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i})G_Q(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}). \quad (26)$$

Представим выражения (23)–(26) в виде

$$I_C = U_{IC,I} + U_{IC,Q} + U_{\Pi,IC}, \quad (27)$$

$$Q_C = U_{QC,I} + U_{QC,Q} + U_{\Pi,QC}, \quad (28)$$

$$I_S = U_{IS,I} + U_{IS,Q} + U_{\Pi,IS}, \quad (29)$$

$$Q_S = U_{QS,I} + U_{QS,Q} + U_{\Pi,QS}, \quad (30)$$

где $U_{IC,I}, U_{IC,Q}, U_{QC,I}, U_{QC,Q}, U_{IS,I}, U_{IS,Q}, U_{QS,I}, U_{QS,Q}$ – сигнальные компоненты; $U_{\Pi,IC}, U_{\Pi,QC}, U_{\Pi,IS}, U_{\Pi,QS}$ – помеховые компоненты.

Сигнальные и помеховые компоненты, входящие в выражения (27) – (30), определяются как

$$U_{IC,I} = \sum_{i=1}^{N} AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}), \quad (31)$$

$$U_{IC,Q} = \sum_{i=1}^{N} AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}), \quad (32)$$

$$U_{\Pi,IC} = \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i})G_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}), \quad (33)$$

$$U_{QC,I} = \sum_{i=1}^{N} AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_I(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}), \quad (34)$$

$$U_{QC,Q}=\sum_{i=1}^{N}AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_I(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}),\quad(35)$$

$$U_{\Pi,QC}=\sum_{i=1}^{N}n(t_{k,i})G_I(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}),\quad(36)$$

$$U_{IS,I}=\sum_{i=1}^{N}AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}),\quad(37)$$

$$U_{IS,Q}=\sum_{i=1}^{N}AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}),\quad(38)$$

$$U_{\Pi,IS}=\sum_{i=1}^{N}n(t_{k,i})G_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}),\quad(39)$$

$$U_{QS,I}=\sum_{i=1}^{N}AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_Q(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}),\quad(40)$$

$$U_{QS,Q}=\sum_{i=1}^{N}AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_Q(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}),\quad(41)$$

$$U_{\Pi,QS}=\sum_{i=1}^{N}n(t_{k,i})G_Q(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}).\quad(42)$$

Необходимо отметить, что сигнальные компоненты $U_{IC,Q},U_{QC,Q},U_{IS,I},U_{QS,I}$ равны нулю и представляют собой произведения ортогональных сигналов. Синфазные и квадратурные составляющие (12) – (15) на выходе корреляторов распределены по гауссовскому закону с математическими ожиданиями и равными дисперсиями [4]:

$$m_{I_C}=M[I_C]=E_C\cos\varphi_0,\quad(43)$$

$$m_{Q_C}=M[Q_C]=-E_C\sin\varphi_0,\quad(44)$$

$$m_{I_S}=M[I_S]=E_S\cos\varphi_1,\quad(45)$$

$$m_{Q_S}=M[Q_S]=-E_S\sin\varphi_1,\quad(46)$$

где E_C – энергия синфазной компоненты *QPSK* сигнала; E_S – энергия квадратурной компоненты *QPSK* сигнала.

$$\sigma_C^2=M[(I_C-M[I_C])^2]=$$
$$=M[(Q_C-M[Q_C])^2]=\frac{N_0T}{4},\quad(47)$$

$$\sigma_S^2=M[(I_S-M[I_S])^2]=$$
$$=M[(Q_S-M[Q_S])^2]=\frac{N_0T}{4},\quad(48)$$

где N_0 – спектральная плотность мощности помехи, T – длительность сигнала.

Анализ выражений (43) – (46) показывает, что значения математических ожиданий при любых значениях начальной фазы обнаруживаемого сигнала не является нулевым. Таким образом, наличие сигнальных компонент будет приводить к ошибкам вычисления мощности помехи. Для уменьшения ошибки вычисления мощности помехи необходимо осуществлять минимизацию сигнальных компонент $U_{IC,I},U_{QC,I},U_{IS,Q},U_{QS,Q}$ в выражениях (27) – (30).

Одним из возможных способов уменьшения влияния сигнальной компоненты на точность вычисления мощности помехи является умножение в корреляторах входной реализации $y(t)$ на квазиортогональные сигналы [2, 5]. Значение сигнальной компоненты в результате перемножения на опорный квазиортогональный сигнал составляет [2]

$$U_{I,C}=\int_0^T S(t)S(t)_{\text{КОРТ}}dt\approx 1/\sqrt{B},\quad(49)$$

где $S(t)_{\text{КОРТ}}$ – опорный квазиортогональный сигнал, B – база сигнала;

Анализ выражения (49) показывает, что в результате перемножения входной реализации $y(t)$ и опорного квазиортогонального сигнала в корреляторе происходит уменьшение уровня сигнальной компоненты в $\sqrt{B}$ раз. Квазиортогональность опорного сигнала $S(t)_{\text{КОРТ}}$ достигается выбором соответствующей псевдослучайной последовательности (ПСП). Степень квазиортогональности оценивается уровнем боковых лепестков функции взаимной корреляции опорной ПСП и ПСП дальномерного кода обнаруживаемого навигационного сигнала. В качестве квазиортогональных ПСП наиболее широко используются *M*-последовательности, вследствие простоты генерации и хороших взаимокорреляционных свойств [2].

Умножим $y(t)$ на квазиортогональную ПСП и сформируем на выходах корреляторов следующие величины

$$I_{\text{П}} = \sum_{i=1}^{N} AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}) + \\ + \sum_{i=1}^{N} AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}) + \\ + \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i})G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}), \quad (50)$$

$$Q_{\text{П}} = \sum_{i=1}^{N} AG_I(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_0)G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}) + \\ + \sum_{i=1}^{N} AG_Q(t_{k,i}-\tau)\cos(\omega_0 t_{k,i}+\varphi_1)G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}) + \\ + \sum_{i=1}^{N} n(t_{k,i})G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i}-\tau)\sin(\omega_0 t_{k,i}), \quad (51)$$

где $G_{\text{КОРТ}}(t_{k,i}-\tau)$ – ортогональная псевдослучайная последовательность.

Первые и вторые слагаемые в соотношениях (50) и (51) представляют собой сигнальные компоненты $U_{IC,I}, U_{QC,I}, U_{IS,Q}, U_{QS,Q}$, амплитуда которых подавлена в $\sqrt{B}$ раз. Тогда выражения (50) и (51) представляют собой синфазную и квадратурную компоненты огибающей помехи. Огибающая помехи определяется как

$$U_{\text{П}} = \sqrt{Q_{\text{П}}^2 + I_{\text{П}}^2}\,. \quad (52)$$

Вычисленное значение огибающей помехи используются для определения порога обнаружения в соответствии с выражением (22).

В качестве показателя эффективности поиска сигнала выберем вероятность окончания поиска правильным обнаружением за три цикла P [6]:

$$P = \sum_{j=1}^{3} P_{\text{ЦПР}}(1-P_{\text{Ц}})^{j-1}, \quad (53)$$

где $P_{\text{ЦПР}}$ – вероятность окончания поиска на одном цикле правильным обнаружением, $P_{\text{Ц}}$ – вероятность окончания поиска на одном цикле.

Вероятность окончания поиска на одном цикле правильным обнаружением

$$P_{\text{ЦПР}} = D(1-F)^{L-1}, \quad (54)$$

где L – число элементов неопределённости по задержке.

Вероятность окончания поиска на одном цикле

$$P_{\text{Ц}} = 1-(1-D)(1-F)^{L-1}, \quad (55)$$

где D – вероятность правильного обнаружения навигационного сигнала.

Под одним циклом поиска будем считать один просмотр всех ячеек неопределённости по задержке и частоте. Для определения вероятности правильного обнаружения навигационного сигнала используем метод статистических испытаний, тогда [7]

$$D = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\delta_k(X), \quad (56)$$

где N – общее количество опытов; X – значение статистики на входе порогового устройства

в *k*-м испытании; δ_k – индикаторная переменная, причём $\delta_k(X)=1$, если $X \ge h$ и $\delta_k(X)=0$, если $X < h$.

Потребное число испытаний определяется заданной точностью моделирования [7]. Например, при точности моделирования $\varepsilon = 0,05$ и доверительной вероятности 0,9 потребное число испытаний составляет 190.

Для определения P вероятности окончания поиска правильным обнаружением за три цикла с использованием ЭВМ разработана модель обнаружителя навигационного *QPSK* сигнала.

Для определения вероятности P было проведено моделирование. При расчётах рассмотрен навигационный *QPSK*(10) сигнал, предполагаемый к использованию в глобальной навигационной спутниковой системе ГЛОНАСС после 2020 года. Параметры сигнала *QPSK*(10) приведены в [1].

На рис. 1 приведены зависимости вероятности P от отношения мощности сигнала к мощности помехи *s/j* для алгоритма поиска и обнаружения с раздельной и совместной обработкой компонент *QPSK* сигнала.

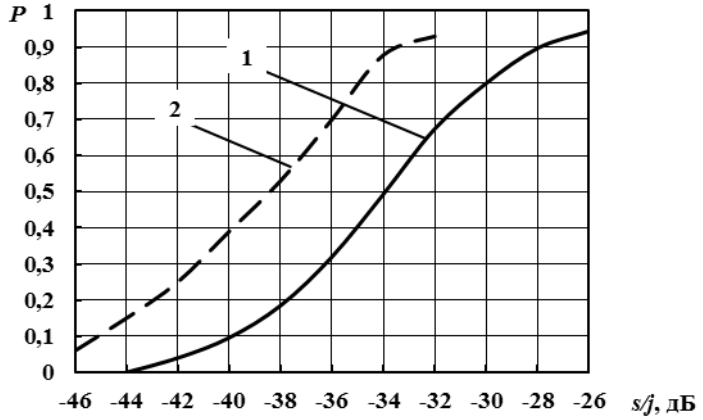


Рис. 1. Зависимости вероятности P от отношения *s/j*
1) с раздельной обработкой компонент; 2) с совместной обработкой компонент

Анализ графиков, приведенных на рис. 1, показывает, что помехоустойчивость алгоритма обнаружения *QPSK* сигнала с совместной обработкой компонент выше на 3…4 дБ, чем алгоритма с раздельной обработкой компонент. Увеличение помехоустойчивости алгоритма обнаружения *QPSK* сигнала с совместной обработкой компонент объясняется тем, что для обработки используется мощность не только одной синфазной, но и квадратурной компоненты *QPSK* сигнала, что приводит к повышению отношения сигнал/помеха.

Таким образом, результаты могут быть использованы отечественными производителями при разработке современной навигационной аппаратуры потребителей с *QPSK* сигналами повышенной помехозащищённости.

Литература

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

2. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / Под ред. В.И. Борисова. М.: Радио и связь, 2003. 640 с.

3. *Перов А.И.* Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника, 2003. 400 с.

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

5. Методы анализа и синтеза в прикладных задачах навигации, связи и управления / Под ред. А.В. Коренного. М.: Радиотехника, 2015. 240 с.

6. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах / Под ред. Ю.М. Казаринова. М.: Сов. радио, 1975. 296 с.

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

Статья поступила в редакцию 28 марта 2017 года

УДК 621.396.677.33

ВЛИЯНИЕ ОТКАЗОВ ПРИЁМОПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ КОЛЬЦЕВОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ НА ЕЁ ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

© Авторы, 2017

Л.И. Аверина, д.ф.-м.н., руководитель проекта, e-mail: averina@phys.vsu.ru
Ж.В. Шапошникова, к.ф.-м.н., начальник сектора, e-mail: zhanetta_sh@mail.ru
Е.В. Аверина, конструктор
Н.О. Левенков, конструктор
АО «Концерн «Созвездие»

Рассматривается изменение основных характеристик восьмиэлементной кольцевой цифровой сканирующей антенной решётки при отказе одного или двух приёмопередающих модулей. В качестве основных параметров анализируются уровень и ширина основного лепестка диаграммы направленности, уровень боковых лепестков, отношение сигнал/шум на выходе приёмной системы. Представлены результаты как теоретических исследований, так и экспериментальных измерений для исследуемой реальной цифровой антенной решётки, которые показали, что при выходе из строя одного модуля параметры системы незначительно ухудшаются только в направлении излучения данного элемента. Величина изменения параметров системы при отказе двух модулей в значительной степени зависит от взаимного расположения данных модулей.

Ключевые слова: *кольцевая цифровая антенная решетка, приёмопередающий модуль, диаграмма направленности, коэффициент усиления, уровень боковых лепестков.*

INFLUENCE OF TRANSCEIVER FAILURES IN RING DIGITAL ANTENNA ARRAY ON ITS MAIN PARAMETERS

© Authors, 2017

L.I. Averina, Dr.Sci. (Phys.-Math.), Project Lead, e-mail: averina@phys.vsu.ru
Zh.V. Shaposhnikova, Ph.D. (Phys.-Math.), Head of Sector, e-mail: zhanetta_sh@mail.ru
E.V. Averina, Engineer
N.O. Levenkov, Engineer
JSC «Concern «Sozvezdie»

Modification of main parameters of eight-element ring digital scanning antenna array in condition of failures in one or two transceiver modules is considered. Level and width of the main lobe of the antenna pattern, side-lobe level and signal-to-noise ratio at the output of receiving system are analyzed as the main parameters. Both theoretical research and experimental measurements of real digital antenna array are represented in work. The results show that in case of failure in one transceiver the system parameters slightly deteriorate only in direction of radiation of the given element. In case of failure in two modules system parameter change value highly depends on relative position of such modules.

Keywords: *ring digital antenna array, transceiver module, antenna pattern, gain, side-lobe level.*

Одной из основных задач системы радиосвязи является обеспечение эффективного функционирования на заданных расстояниях как при отсутствии помех, так и при их наличии. Чтобы решить эти задачи при минимальных энергозатратах, необходимо использовать узконаправленные антенные системы. В настоящее время в качестве таких систем используются фазированные антенные решётки, которые позволяют не только концентрировать передаваемую энергию в заданном направлении, но и проводить пространственное сканирование, «перенацеливая» диаграмму направленности (ДН) с одного абонента на другого. В цифровой антенной решётке (ЦАР) к каждому излучающему элементу подключен независимый приёмопередающий модуль (ППМ), а диаграммообразование происходит на цифровом уровне. Это позволяет применять в таких системах пространственно-временные цифровые методы обработки сигнала и повысить помехоустойчивость и разведзащищённость устройства. Для систем радиосвязи рационально использовать кольцевые ЦАР с небольшим числом излучающих элементов, что позволяет проводить круго-

вое сканирование при незначительных технических и материальных затратах [1].

Ещё одним преимуществом ЦАР является повышение надёжности функционирования, так как при отказе некоторых её составных модулей устройство не перестаёт работать, а лишь ухудшаются его характеристики. Поэтому в работе ставилась задача рассмотреть изменение основных характеристик восьмиэлементной кольцевой цифровой сканирующей антенной решётки при отказе одного или двух приёмопередающих модулей. В качестве основных параметров анализировались уровень и ширина основного лепестка ДН, уровень боковых лепестков, уровень выходного отношения сигнал/шум приёмной системы.

Причины возникновения отказов модулей ЦАР

В процессе эксплуатации радиотехнического средства (РТС) возможно нарушение работы его отдельных составных частей, функциональных узлов, блоков, приёмопередающих модулей и т.д., приводящее к неисправностям в системе формирования луча. Основными факторами, влияющими на неисправность приемопередающих модулей, являются: отклонение климатических условий окружающей среды от расчётных значений; отказ входных приемных или передающих устройств (малошумящих усилителей, смесителей, усилителей мощности); ошибки в программном обеспечении (в управляющей программе); механические повреждения блоков; старение или выход из строя компонентов радиоэлектронной аппаратуры, значительно влияющих на полноценное функционирование модулей (микросхем, соединительных кабелей, разъемов и т.д.). Иногда возникают ситуации, когда замена или ремонт отказавших составных частей в данный момент функционирования существенно затруднены. Тогда возникает вопрос о возможности дальнейшей эксплуатации РТС в экстремальных условиях, который можно решить, проанализировав влияние отказов ППМ на основные характеристики системы. Проведя данный анализ, в дальнейшем можно рассмотреть задачу возможной алгоритмической компенсации влияния отказавших элементов на параметры системы.

О важности и необходимости контроля за основными характеристиками антенных систем в процессе эксплуатации указывается в ряде публикаций. Так, в [2, 3] рассматриваются различные методы и алгоритмы адаптации антенных решёток к техническому состоянию и окружающей обстановке, которые реализуются в исправных антеннах. В работах [4, 5] разрабатываются методы и алгоритмы адаптации к техническому состоянию и помеховой обстановке фазированной антенной решётки, часть излучателей которой не возбуждаются, а в запитанных излучателях имеются ошибки в реализации амплитудно-фазового распределения. Однако рассматриваемые в работах системы являются линейными с большим количеством излучателей. Что касается кольцевых малоэлементных антенных решёток, то на сегодняшний день вопросы влияния отказов ППМ на характеристики данной системы являются малоисследованной областью.

Как известно [1], в выражение для определения дальности радиосвязи в условиях воздействия помех для приемной системы входят коэффициент усиления антенны по боковым лепесткам и отношение сигнал/шум на выходе приемного устройства. Для передающей системы определяющим параметром для дальности является коэффициент усиления антенны по основному лепестку, а для разведзащищённости – ширина основного лепестка ДН. Поэтому в работе будут анализироваться изменения именно этих характеристик при отказе ППМ, причём при различных углах фазирования (направлении связи). Полученные данные позволят разработать методику принятия решения о продолжении эксплуатации поврежденной РТС с ЦАР без изменения алгоритмов управления или о целесообразности применения адаптивных алгоритмов для улучшения характеристик системы.

Моделирование отказов приёмопередающих модулей в радиомодеме с ЦАР

В работе исследовался радиомодем, выполненный на основе кольцевой эквидистантной восьмиэлементной ЦАР. На рис. 1 представлен общий вид данного радиомодема, включающего гексообразное основание, в котором расположены восемь приёмопередающих модулей, блок цифровой обработки сигнала и синтезатор, а также восемь антенных элементов в виде диполей. При эксплуатации радиомодем накрывается радиопрозрачным кожухом. Нумерация приёмопередающих модулей (и антенных элементов) носит условный характер и введена для наглядности. Нулевой угол фазирования совпадает с направлением оси *x*. Устройство имеет встроенную систему функциональной диагностики, которая осуществляет контроль за работой ППМ. В случае проведения данной диагностики определяется, какой именно из модулей вышел из строя.

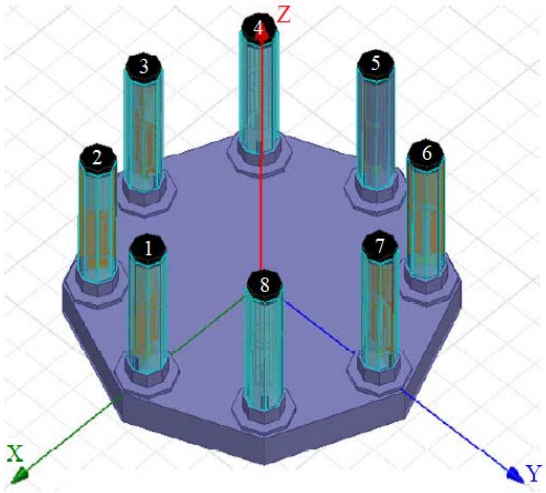


Рис. 1. Цифровая кольцевая антенная решётка

В процессе моделирования рассматривались различные варианты отказов ППМ и оценивались характеристики исследуемого радиомодема с ЦАР при различных значениях направления связи (угла фазирования ϕ). В качестве основных параметров анализировалось изменение уровня и ширины основного лепестка ДН, уровня боковых лепестков, уровня выходного отношения сигнал/шум приёмной системы. Полученные результаты представлены на рис. 2–5. При этом ширина ДН исправной системы составляла 40^{o}, а относительный уровень максимального бокового лепестка –7,5 дБ.

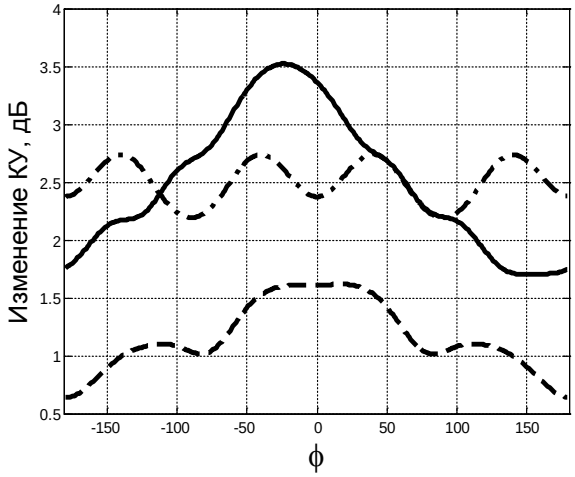


Рис. 2. Зависимость изменения коэффициента усиления системы от угла фазирования

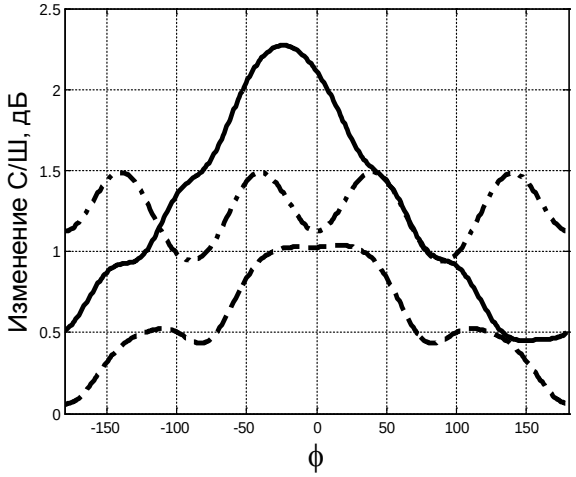


Рис. 3. Зависимость изменения выходного отношения сигнал/шум системы от угла фазирования

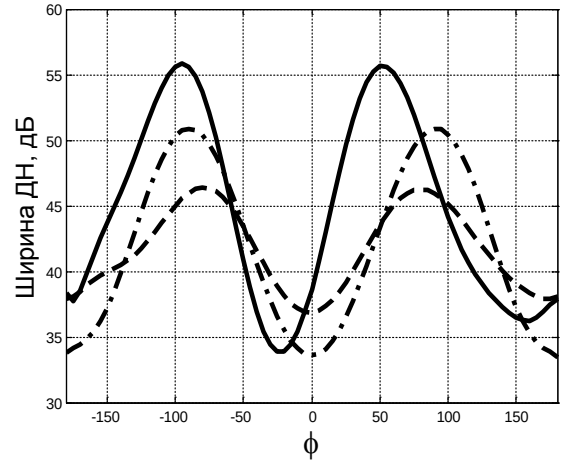


Рис. 4. Зависимость ширины диаграммы направленности системы от угла фазирования

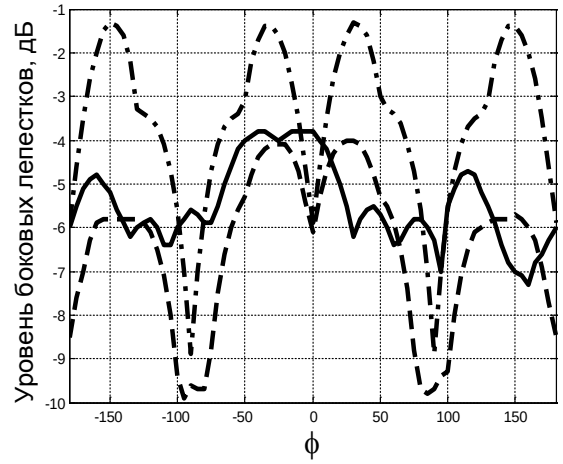


Рис. 5. Зависимость уровня максимального бокового лепестка от угла фазирования

Сначала проанализируем изменение характеристик при отказе ППМ 1, который соответствует нулевому углу фазирования (пунктирная кривая). Из полученных результатов видно, что для данной ситуации коэффициент усиления уменьшается на 1,5 дБ при углах фазирования от –50 до 50°, менее 1 дБ при углах фазирования от 150 до 210° и около 1 дБ в остальных случаях. Зависимость изменения выходного отношения сигнал/шум от угла фазирования аналогична, только максимальное уменьшение величины составляет 1 дБ, а минимальное – 0 дБ при углах фазирования, противоположных углу расположения отказавшего модуля. Ширина ДН при отказе одного ППМ как уменьшается, так и увеличивается до 46° в зависимости от выбранного направления связи. Уровень максимального бокового лепестка также принимает различные значения, достигая –4 дБ при углах фазирования, близких к углу расположения отказавшего модуля.

Далее анализировалось изменение характеристик при отказе двух расположенных рядом ППМ 1 и 2 (сплошная кривая). Полученные результаты показали, что для данной ситуации максимальное уменьшение коэффициента усиления на 3,5 дБ наблюдается при углах фазирования от –50 до 0°, далее эта величина уменьшается, достигая минимального значения 1,7 дБ при углах фазирования от 120 до 180°. Зависимость изменения выходного отношения сигнал/шум от угла фазирования аналогична, только максимальное уменьшение величины составляет 2,2 дБ, а минимальное – 0,5 дБ при углах фазирования, противоположных углам расположения отказавших модулей. Ширина ДН при отказе двух ППМ претерпевает значительные колебания в зависимости от выбранного направления связи, изменяясь от 35 до 55°. Уровень максимального бокового лепестка также принимает различные значения, достигая –4 дБ при углах фазирования, близких к углам расположения отказавших модулей.

И, наконец, штрихпунктирные кривые на рисунках соответствуют ситуации, когда отказали два модуля, расположенных противоположно (ППМ 1 и 5). Из полученных графиков видно, что в данном случае зависимости уменьшения коэффициента усиления и выходного отношения сигнал/шум от угла фазирования незначительно изменяются (на 0,25 дБ от фиксированной величины): 2,5 дБ – для коэффициента усиления и 1,25 дБ – для отношения сигнал/шум. Ширина ДН, как и в предыдущем случае, изменяется значительно – от 34 до 51°. Также видно, что данная ситуация характеризуется наибольшим увеличением максимального уровня бокового лепестка, который достигает значения –1,5 дБ при различных углах фазирования.

Также были промоделированы характеристики системы при отказе двух произвольно расположенных модулей. Полученные результаты занимают промежуточное положение между результатами двух ситуаций, рассмотренных выше.

Сравнительный анализ теоретических и экспериментальных данных

Для проверки данных, полученных в результате компьютерного моделирования, был проведён натурный эксперимент по измерению характеристик системы с одним и двумя отключенными приёмопередающими модулями. В ходе исследования были измерены характеристики реального радиомодема, выполненного на основе кольцевой восьмиэлементной эквидистантной цифровой антенной решётки. В процессе эксперимента отключался ППМ, отвечающий за нулевой угол фазирования, и два рядом расположенных модуля. Измеренные и рассчитанные значения изменения коэффициента усиления при различных углах фазирования приведены в табл. 1.

Таблица 1

Изменение коэффициента усиления при различных углах фазирования

Режим работы	Изменение коэффициента усиления, дБ					
	Угол фазирования 0°		Угол фазирования 45°		Угол фазирования 180°	
	Рассчитанные данные	Экспериментальные данные	Рассчитанные данные	Экспериментальные данные	Рассчитанные данные	Экспериментальные данные
нормальный	0	0	0	0	0	0
отключен один модуль	1,6	1,8	1,4	1,3	0,6	0,7
отключены два модуля	3,6	4,2	3,2	3,2	1,8	1,8

В табл. 2 приведён сравнительный анализ основных параметров системы при нулевом направлении связи.

Таблица 2

Основные характеристики системы при различных режимах работы

Режим работы	Теоретические данные			Экспериментальные данные		
	Чувствительность, мкВ	Относительный уровень основного лепестка, дБ	Относительный уровень бокового лепестка, дБ	Чувствительность, мкВ	Относительный уровень основного лепестка, дБ	Относительный уровень бокового лепестка, дБ
нормальный	2,5	0	–7,5	2,5	0	–6,2
отключен один модуль	2,8	–1,6	–5,2	3	–1,6	–4,6
отключены два модуля	3,2	–3,6	–3,8	3,6	–3,7	–2,1

Сравнительный анализ теоретически рассчитанных и экспериментально измеренных данных доказывает корректность и достоверность проведения компьютерного эксперимента, результаты которого могут быть в дальнейшем использованы для принятия решения об условиях работы радиомодема с ЦАР.

Заключение

В работе проведён анализ изменения основных характеристик частично поврежденного радиомодема с ЦАР. При этом установлено, что потенциальные возможности его функционирования в значительной степени зависят от направления прихода сигнала на антенную решётку. Результаты моделирования и экспериментально измеренные данные показали, что при выходе из строя одного приёмопередающего модуля параметры системы в ограниченном секторе углов максимально сближены с параметрами исправного радиомодема, а при остальных углах фазирования изменяются незначительно. Таким образом, система с ЦАР в этом случае способна функционировать без алгоритмов адаптации к изменившимся условиям во всем секторе принимаемых сигналов. Отказ двух модулей, расположенных рядом или противоположно друг относительно друга, приведёт к более значительному ухудшению основных характеристик радиомодема с ЦАР. Причём если модули расположены рядом, то наибольшее изменение будут претерпевать коэффициент усиления системы и её чувствительность при фазировании в направлении расположения отказавших элементов. При противоположном расположении отказавших модулей наиболее критичные изменения претерпевает уровень боковых лепестков, который можно снизить, применив адаптивные алгоритмы.

Приведенные в работе результаты моделирования и экспериментальных измерений для исследуемой кольцевой восьмиэлементной ЦАР позволяют предложить обобщенный алгоритм функционирования системы в экстремальных условиях, этапы которого выглядят следующим образом: периодический диагностический контроль состояния радиомодема с ЦАР, оценка изменения параметров системы с отказавшими модулями, принятие решения о целесообразности работы радиомодема с ЦАР в ограниченном секторе углов прихода сигнала. Данный алгоритм применим в большинстве случаев измерений и расчетов при решении задач адаптации поврежденных ЦАР к их техническому состоянию. В некоторых случаях использование таких алгоритмов является единственно возможным и практически реализуемым способом получить необходимую информацию для принятия решения о дальнейшей эксплуатации изделия. Эффективность решения данных задач в большинстве практически важных случаев существенно повышается путем применения методов цифровой обработки измеряемых данных и компьютерного моделирования параметров системы.

Литература

1. *Аверина Л.И., Гриднев А.А., Корольков М.А., Никитенко Е.П., Шапошникова Ж.В.* Увеличение помехоустойчивости системы радиосвязи за счёт амплитудно-фазового синтеза кольцевой антенной решётки // Теория и техника радиосвязи. 2016. № 2. С. 5–11.

2. *Шишов Ю.А., Голик А.М., Клейменов Ю.А. и др.* Адаптация управления ФАР по результатам встроенного контроля // Зарубежная радиоэлектроника. 1990. № 9. С. 69–89.

3. *Гусевский В.И., Лидский Э.А., Рыжков С.В.* Принципы построения антенных систем, адаптивных к собственному состоянию // Радиотехника и электроника. 1992. Т. 37. № 6. С. 351–357.

4. *Есин С.В., Каганов В.И.* Системы автоматического фазирования в передающих ФАР и устройствах сложения мощности СВЧ сигналов // Зарубежная радиоэлектроника. 1986. № 8. С. 39–48.

5. Активные фазированные антенные решётки / Под. редакцией Д.И. Воскресенского, А.И. Канащенкова. М.: Радиотехника, 2004. 488 с.

Статья поступила в редакцию 13 октября 2017 года

УДК 396.67

ЦИЛИНДРИЧЕСКАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ДЛЯ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ ДИАПАЗОНА УВЧ

© Авторы, 2017

В.В. Вереитин, инженер, АО ВНИИ «Вега» (г. Воронеж), e-mail: 1nza1@bk.ru
А.И. Климов, д.т.н., профессор, доцент, Воронежский институт МВД России, e-mail: alexserkos@inbox.ru
Ю.Б. Нечаев, д.ф.-м.н., профессор, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: nechaev_ub@mail.ru
И.В. Пешков, к.ф.-м.н., доцент, ФГБОУ ВПО «Елецкий гос. ун-т им. И.А. Бунина», e-mail: ilvpeshkov@gmail.com

Приведены результаты разработки кольцевой антенной решетки с вертикальной поляризацией для базовых станций систем подвижной радиосвязи УВЧ диапазона. Цилиндрическая решетка составлена из четырех вертикальных линейных решеток сдвоенных излучателей с рефлекторами. Полоса рабочих частот 440–470 МГц, коэффициент усиления при круговой диаграмме направленности в азимутальной плоскости – не менее 4,5 дБ (неравномерность диаграммы не превышает 0,7 дБ), в случае секторной азимутальной диаграммы направленности – не менее 10 дБ.

Ключевые слова: *подвижная радиосвязь, базовая станция, антенная решетка, диаграмма направленности, коэффициент усиления.*

CYLINDRICAL ANTENNA ARRAY FOR UHF RADIO COMMUNICATION SYSTEMS

© Authors, 2017

V.V. Vereitin, engineer, JSC «Voronezh Research Institute «Vega» (Voronezh), e-mail: 1nza1@bk.ru
A.I. Klimov, Dr.Sci. (Eng.), Full Professor, Associate Professor, Voronezh Institute for Russian Department of the Interior, e-mail: alexserkos@inbox.ru
Yu.B. Nechaev, Dr.Sci. (Phys.-Math.), Full Professor, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: nechaev_ub@mail.ru
I.V. Peshkov, Ph.D. (Phys.-Math.), Associate Professor, Bunin Yelets State University, e-mail: ilvpeshkov@gmail.com

Results of design of a vertically polarized cylindrical antenna array for base stations of mobile radio communication systems are presented. The cylindrical array composed of four vertical linear arrays of stacked radiators with reflectors. The operational frequency range of the antenna is 440–470 MHz, the antenna gain is not less than 4,5 dBi in case of the omnidirectional azimuthal radiation pattern (the pattern irregularity does not exceed 1 dB) and not less than 10 dBi in case of a sector azimuthal radiation pattern .

Keywords: *mobile radio communications, base station, antenna array, radiation pattern, gain.*

В настоящее время в аппаратуре базовых станций и ретрансляторов систем подвижной радиосвязи диапазонов ВЧ и ОВЧ используются антенны не только с круговой, но и с секторной диаграммой направленности в азимутальной плоскости [1]. На данный момент известно множество секторных антенн диапазона УВЧ, однако задача улучшения их массогабаритных характеристик остается актуальной. В статье представлены результаты разработки и исследований компактной цилиндрической антенной решетки (ЦАР) вертикальной поляризации в виде четырех вертикальных двухэлементных решеток. В свою очередь, одиночный элемент решетки выполнен в виде пары параллельных линейных излучателей с рефлектором. ЦАР рассчитана для работы в режиме с круговой или секторной азимутальной диаграммой направленности (ДН) в полосе частот 440–470 МГц, в которой работают системы радиосвязи, построенные по стандартам APCO-25, TETRA и др. Таким образом, разработка ЦАР предполагала решение трех задач: разработку одиночного излучателя, двухэлементной вертикальной решетки и собственно ЦАР. В качестве одиночного излучателя было предложено использовать антенну с секторной азимутальной ДН.

В числе антенн диапазона УВЧ, обладающих секторной ДН и коэффициентом усиления (КУ) порядка 5–9 дБ, можно отметить симметричные электрические вибраторы с рефлекторами [1–4] и панельные антенны на основе резонаторных или вибраторных полосковых излучателей [4–12]. Примером простой антенны, обеспечивающей круговую или секторную азимутальную ДН, служит петлевой вибратор Пистолькорса, закрепленный вблизи металлической опоры [1]. В режиме секторной ДН такая антенна

имеет сравнительно невысокий КУ – порядка 5 дБ и довольно большой продольный размер – около четверти рабочей длины волны; для получения ДН, близкой к круговой, расстояние между вибратором и металлической опорой должно быть еще больше [1, 2].

Вместе с тем, широко известны полосковые антенны (ПА) на основе прямоугольных, дисковых и других излучателей [4–12], удобные для использования в диапазонах СВЧ и КВЧ. Полосковые антенны, изготовленные по технологии производства печатных плат, кроме малой массы и габаритов, отличаются высокой технологичностью и повторяемостью конструктивных параметров и электрических характеристик, а также достаточно низкой стоимостью. Толщина конструкции ПА в зависимости от относительной диэлектрической проницаемости материала диэлектрической подложки может составлять сотые, а размеры излучающего элемента – десятые доли длины волны. Однако в случае антенн УВЧ диапазона, работающих на частотах в сотни мегагерц, применение диэлектрических подложек из материалов с относительной диэлектрической проницаемостью больше единицы представляется нецелесообразным: толщина подложки будет составлять в среднем 10–30 мм, что приведет к существенному увеличению массы антенны. Кроме того, простейшие ПА с прямоугольными излучателями полуволновой длины обладают резко выраженными резонансными свойствами и поэтому оказываются слишком узкополосными, что ограничивает их практическое применение.

Для уменьшения габаритов прямоугольного полуволнового полоскового излучателя, подвешенного в воздухе над экраном, используются различные приемы, в частности изгибы кромок излучателя [12]. При этом удается сократить продольный размер излучателя, т.е. его длину L, в среднем на 5–15 %. Однако необходимость изгиба кромок излучающего элемента отрицательно сказывается на технологичности конструкции антенны и повторяемости ее размеров в производстве. Другим способом укорочения подвешенного излучателя является короткое замыкание одной из кромок в продольном направлении на экран антенны [12]. В этом варианте длина излучателя сокращается вдвое. Наличие короткозамыкающей стенки обеспечивает заземление излучателя, служащее элементом грозозащиты приемопередатчика. Стоит отметить, что и в антенне с полуволновым излучателем его центр может быть электрически замкнут на экран, что также упрощает крепление излучателя над экраном.

В диапазонах УВЧ–СВЧ хорошо зарекомендовали себя низкопрофильные ПА на основе прямоугольных излучателей со щелями [12]: антенна с Е-образным излучателем и антенна с излучателем с U-щелью. Такие антенны отличаются от ПА с обычным прямоугольным излучателем расширенной полосой частот, которая может достигать 20–30 %, но при этом сам излучатель имеет увеличенные размеры (в частности, ширина в случае воздушной подложки составляет 0,7–0,8 рабочей длины волны). В другом варианте [12, 13] используется двухэлементная антенная решетка из двухэтажных прямоугольных излучателей. Излучатели имеют ширину, соизмеримую с длиной, которая составляет около половины средней рабочей длины волны.

В рамках представленной работы была исследована антенна, содержащая два прямоугольных излучающих элемента, установленных параллельно друг другу и экрану, играющему роль рефлектора [12, 13]. Так, в [13] отмечается, что подобная антенна может работать в расширенной полосе частот или в двухчастотном режиме в отличие от обычной с одним излучателем. При этом возможны следующие варианты построения антенны [13]:

1) антенна имеет два входа – к питающим фидерам подключаются оба элемента, и обеспечивается двухчастотный режим работы;

2) антенна имеет один вход – к питающему фидеру подключается только верхний элемент, при этом также обеспечивается двухчастотный режим работы;

3) антенна имеет один вход – к питающему фидеру подключается только нижний элемент (рис. 1), при этом обеспечивается режим работы с расширенной полосой частот удовлетворительного согласования.

Первый вариант интересен тем, что антенна обладает собственной развязкой входов без применения диплексера и может работать как передающая на одной частоте и как приемная на другой. При этом достигается значительная экономия объема в отличие от случая использования двух раздельных антенн.

Второй вариант может быть охарактеризован как вариант двухчастотной антенны с после-

довательным возбуждением излучателей и имеет один вход. Обычно для работы на низшей частоте используется нижний элемент, имеющий наибольшую длину и ширину, а для работы на высшей частоте – верхний, с меньшими длиной и шириной. На низшей частоте имеет место резонанс, обусловленный высотой расположения нижнего элемента над экраном, тогда как оба элемента оказываются как бы короткозамкнутыми между собой вследствие близкого к нулю на низшей частоте входного сопротивления полости между нижним и верхним элементами. Для высшей частоты имеет место обратная ситуация. Размеры верхнего элемента должны быть существенно меньше размеров нижнего для нормальной работы антенны, вследствие чего рабочие частоты должны быть разнесены не менее чем на 5–10 %.

В отношении выбора элемента для линейной решетки наиболее интересным представляется третий вариант (антенна с расширенной полосой рабочих частот – рис. 1). В этом варианте только нижний излучатель подключается к питающему фидеру, а верхний имеет электромагнитную связь с нижним. Подобная антенна может обеспечить достаточную для многих практических применений относительную полосу рабочих частот до 10–15 % благодаря тому, что оба излучателя имеют близкие резонансные частоты (рис. 2 [13]).

Рис. 1. Структура антенны с расширенной полосой рабочих частот

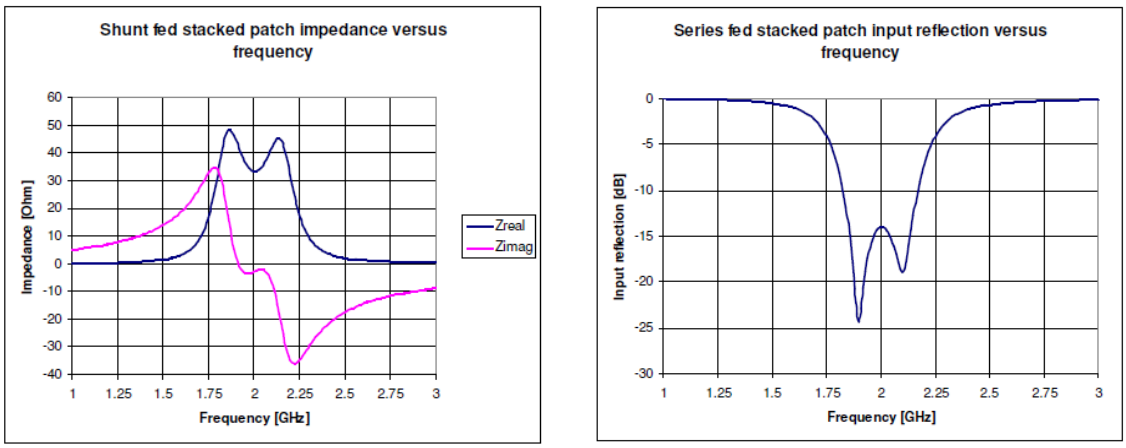


Рис. 2. Пример частотных характеристик входного сопротивления и модуля коэффициента отражения по напряжению от входа антенны с расширенной полосой рабочих частот

Таким образом, далее рассматривается антенна, конструкция которой иллюстрируется рис. 3, на котором обозначено: 1 – металлический экран; 2 – излучающий элемент (ИЭ) 1, подключаемый к питающему фидеру; 3 – ИЭ2; 4 – металлические стержни, служащие для объединения элементов конструкции и электрического соединения ИЭ с экраном и обеспечивающие возможность полного заземления всей конструкции антенны; 5 – зонд в виде центрального проводника коаксиального разъема (прикреплен к нижней плоскости экрана, на рисунке не виден); 6 – отверстие в экране.

Размеры конструкции на рис. 3: $L_э$, $W_э$, L_1, W_1, L_2, W_2, – длина и ширина экрана, ИЭ1 и ИЭ2 соответственно; h_1 и h_2 – расстояния между экраном и ИЭ1, 2; s – расстояние между осями стержней; r (не показан) – радиус стержней; t – толщина пластин экрана, ИЭ1 и ИЭ2; y_0 – расстояние от центра экрана до центра зонда. В этом варианте антенны имеются металлические стержни, обеспечивающие взаимное крепление элементов конструкции и заземление ИЭ1, 2. Введение ИЭ2 ведет к увеличению высоты конструкции антенны, однако при этом появляется возможность уменьшить ширину конструкции, обеспечить достаточно высокий КУ и расширенную полосу рабочих частот. В реальной конструкции антенны желательно обойтись одним металлическим стержнем, используя для крепления элементов диэлектрические стойки. В этом случае из конструкции исключаются замкнутые электропроводящие контуры, образованные экраном, излучателями и металлическими стержнями.

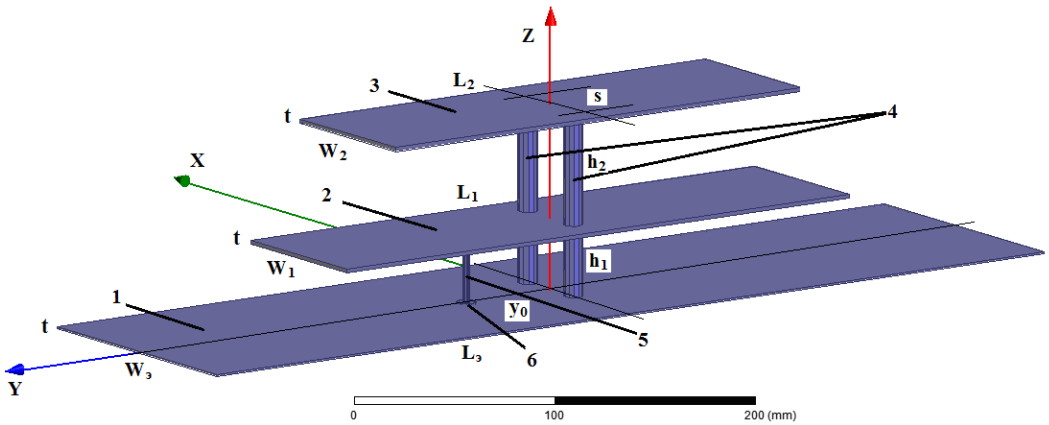


Рис. 3. Одиночный излучатель линейной антенной решетки

Конструктивные параметры новой антенны были определены в процессе компьютерного моделирования с помощью программы CST Microwave Studio путем последовательных приближений до получения требуемых электрических характеристик. В качестве начального приближения размеров нижнего излучателя и высоты его установки над экраном были использованы параметры, полученные в результате расчета размеров (по методике, изложенной в [10, 11]) и компьютерного моделирования ПА с прямоугольным излучателем.

Основные параметры модели антенны (рис. 3), оптимизированные для получения КУ не менее 7 дБ в полосе частот 440–470 МГц: размеры экрана 520×140×1,5 мм^3; ИЭ1 – 310×84×1,5 мм^3; ИЭ2 – 250×84×1,5 мм^3; диаметры стержней – 10 мм; точка подключения зонда (центрального проводника коаксиального разъема) располагается на средней линии по длине ИЭ1 на расстоянии 52,5 мм от его центра; высота расположения ИЭ1 над экраном 35,5 мм, ИЭ2 – 95,5 мм; расстояние между продольными осями металлических стержней 40 мм (стержни установлены вдоль средней линии по ширине ИЭ1 симметрично относительно его центра). Размеры, выраженные в долях средней рабочей длины волны антенны на частоте 455 МГц (рис. 3): $L_э = 0{,}79\lambda_0$, $W_э = 0{,}21\lambda_0$, $L_1 = 0{,}47\lambda_0$, $W_1 = 0{,}13\lambda_0$, $L_2 = 0{,}38\lambda_0$, $W_2 = 0{,}13\lambda_0$, $h_1 = 0{,}055\lambda_0$, $h_2 = 0{,}09\lambda_0$, $s = 0{,}04\lambda_0$, $r = 0{,}0075\lambda_0$, $t = 0{,}0015\lambda_0$, $y_0 = 0{,}083\lambda_0$.

На рис. 4 и 5 приведена частотная характеристика коэффициента стоячей волны (КСВ) напряжения в питающем фидере и частотная характеристика коэффициента усиления в направлении нормали (OZ) к плоскости ИЭ2.

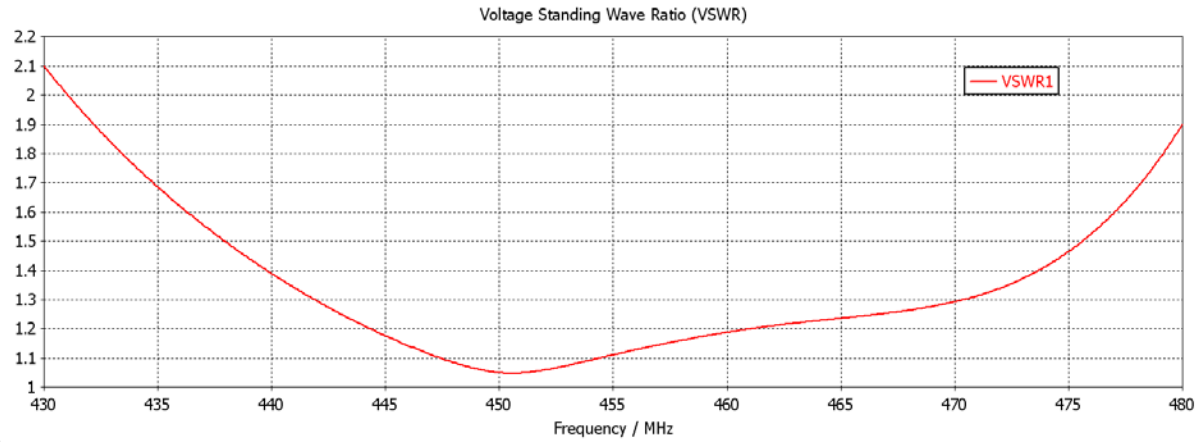


Рис. 4. Частотная характеристика КСВ

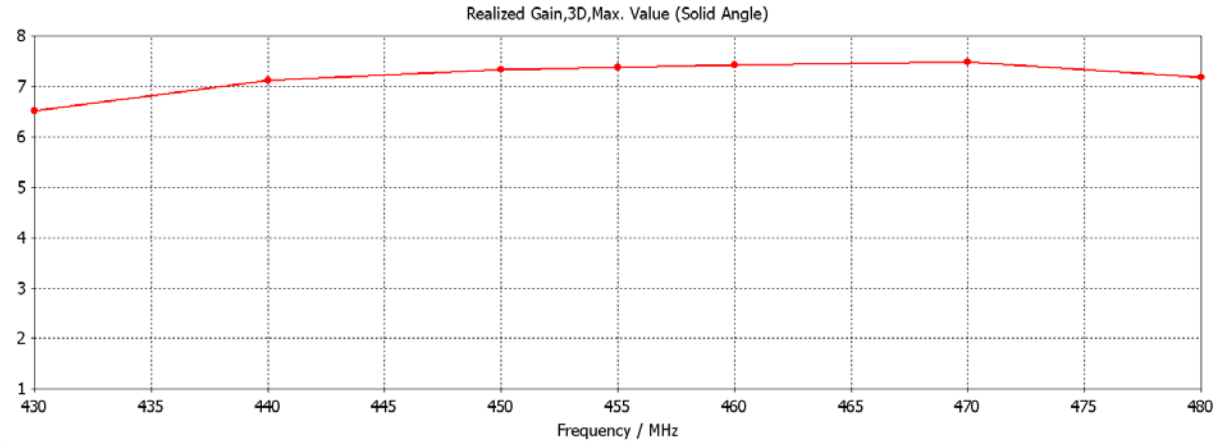


Рис. 5. Частотная характеристика коэффициента усиления с учетом рассогласования по входу

В полосе частот 438–476 МГц (38 МГц) КСВ ≤ 1,5 с минимумом на частоте 451 МГц, на которой значение реактивной компоненты входного сопротивления оказывается близким к нулю, а активной – 49,4 Ом. Минимальный и максимальный КУ в заданной полосе частот составили соответственно 7,1 и 7,5 дБ, ширина ДН в *E*-плоскости 61° и в *H*-плоскости 110°. УБЛ ДН во всей рабочей полосе частот не более −12 дБ, уровень заднего лепестка ДН −14,6 дБ.

Для экспериментального исследования характеристик антенны был изготовлен ее действующий макет, фотографии которого приведены на рис. 6.

Результаты измерения КСВ в питающем фидере с волновым сопротивлением 50 Ом представлены на рис. 7. Измерения выполнены в лабораторных условиях по типовой методике с помощью анализатора антенн RigExpert AA-600.

Рис. 6. Фотографии действующего макета антенны

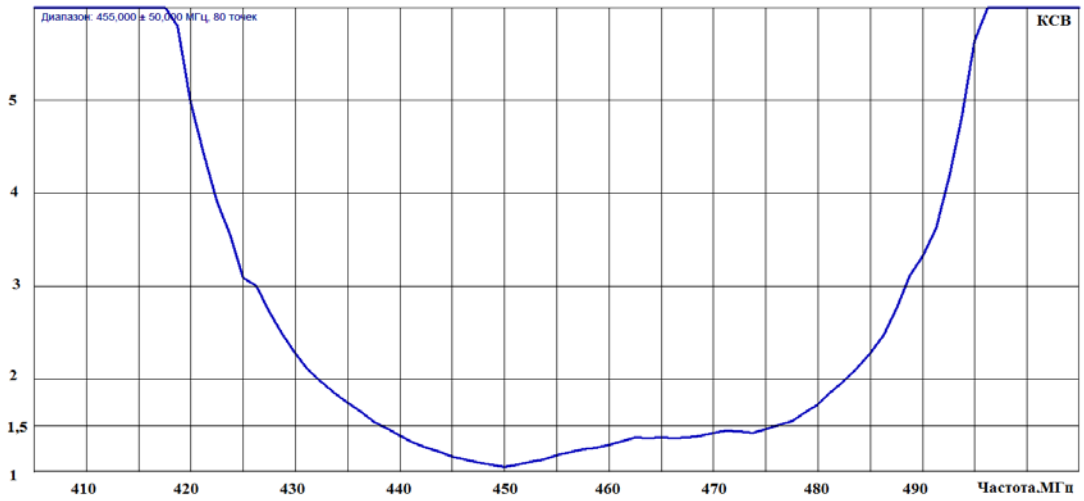


Рис. 7. Измеренная частотная характеристика КСВ

Сравнение измеренной частотной характеристики КСВ и полученной при компьютерном моделировании показало, что они практически совпадают. Данный факт подтверждает работоспособность антенны и соответствие реальной характеристики согласования ожидаемой.

Естественно, что при разработке аналогичной антенны для иной средней рабочей частоты возникает задача определения конструктивных параметров. Имея в виду известный принцип электродинамического подобия антенн, можно предположить, что при масштабном копировании конструкции основные электрические характеристики антенны останутся неизменными. Данное предположение было проверено путем компьютерного моделирования вариантов новой антенны, рассчитанных для произвольно взятых средних рабочих частот 300, 350 и 900 МГц. Установлено, что при соответствующем пересчете размеров с учетом указанных выше соответствующий вариант антенны действительно оказывается согласованным с питающим 50-омным фидером на заданной средней длине волны λ_0, КУ и параметры ДН также практически не изменяются. Основное отличие состоит в том, что, как и в антенных решетках с последовательным питанием излучателей, при изменении средней рабочей частоты изменяется и полоса частот приемлемого согласования – фактически в число раз, в которое изменяется рабочая частота (длина волны).

Далее была разработана двухэлементная линейная решетка, общий вид которой изображен на рис. 8. Решетка составлена из двух одиночных излучателей, каждый из которых представляет собой описанную выше секторную антенну; расстояние d между элементами решетки выбрано равным 0,81 минимальной рабочей длины волны, что обеспечивает получение КНД не менее 10 дБ.

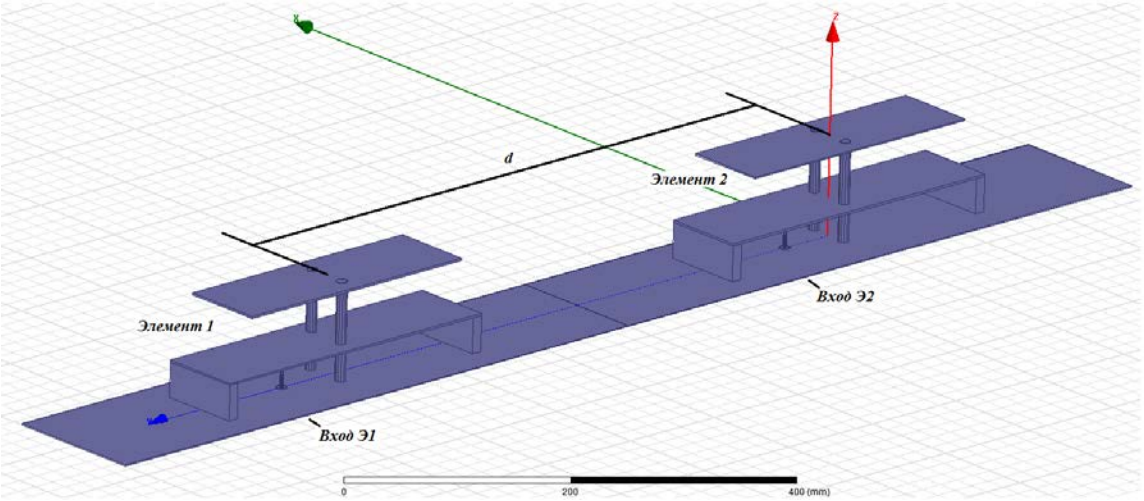


Рис. 8. Двухэлементная линейная решетка

Ниже на рис. 9 и 10 приведены основные электрические характеристики новой антенны: частотная характеристика коэффициента стоячей волны (КСВ) напряжения в питающих элементы решетки фидерах и частотная характеристика коэффициента усиления в направлении оси *OZ* при равноамплитудном синфазном возбуждении элементов.

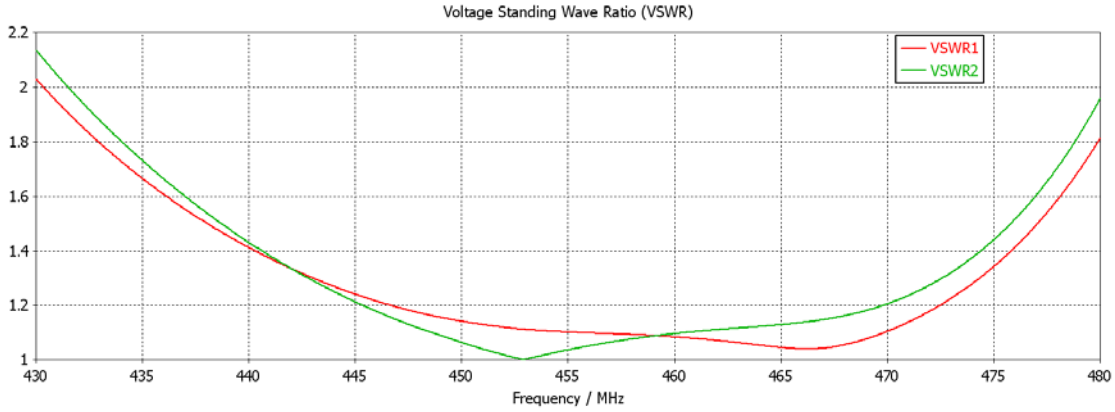


Рис. 9. Частотная характеристика КСВ

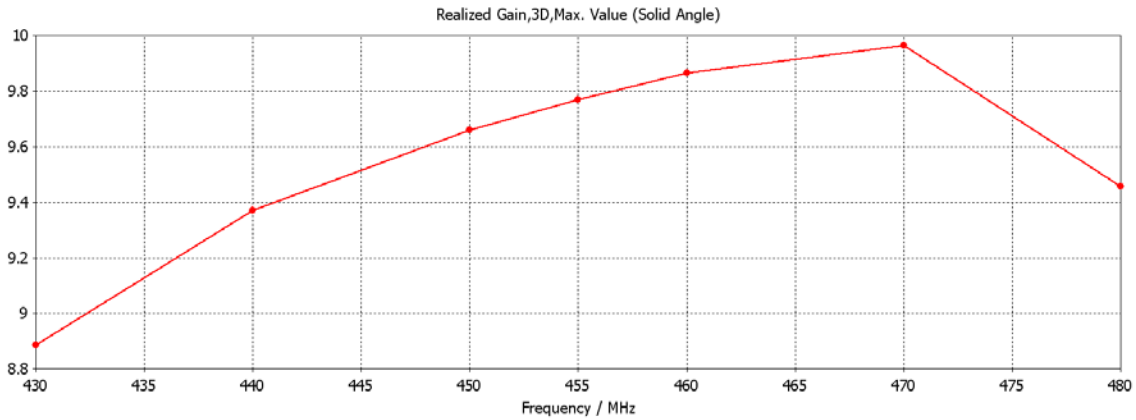
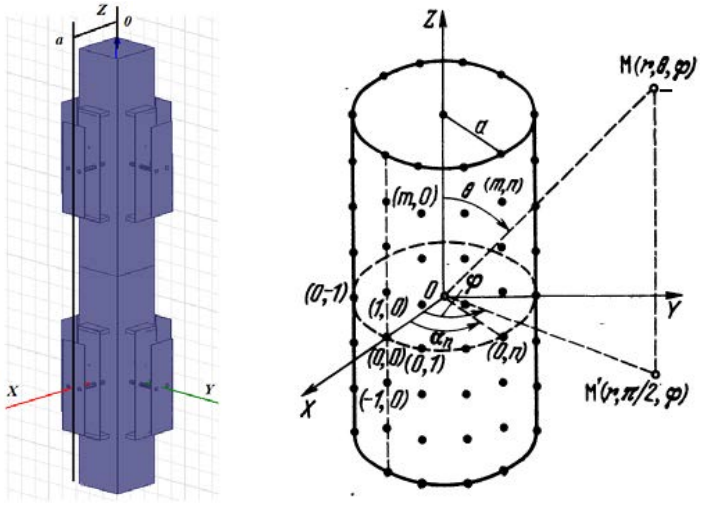


Рис. 10. Частотная характеристика коэффициента усиления с учетом рассогласования по входам

В полосе частот 440–470 МГц решетка согласована по входам элементов с КСВ не более 1,43, а КУ находится в пределах приблизительно от 9,3 до 10 дБ. При этом УБЛ ДН не превышает −14,6 дБ.

При разработке ЦАР основное внимание было уделено оптимальному выбору ее радиуса a (рис. 11 а), обеспечивающего формирование практически круговой азимутальной ДН при синфазном возбуждении всех четырех вертикальных решеток. В данном случае под радиусом a подразумевается расстояние от оси OZ до средней линии на поверхности верхних излучающих элементов вертикальных подрешеток.



а) б)

Рис. 11. ЦАР из четырех двухэлементных антенных решеток (а); иллюстрация построения ЦАР (б)

Детальный анализ направленных свойств ЦАР, в частности в режиме формирования круговой ДН, проведен в [14–16]. Модель ЦАР иллюстрируется рис. 11 б [15]. Пусть азимутальная ДН одиночного элемента решетки описывается функцией $F = F(|\phi'|)$, где $\phi' = \phi - \phi_n$. Разложение $F(|\phi'|)$ в ряд Фурье по косинусам имеет вид [14]

$$F\left(|\phi'|\right) = \sum_{m=0}^{\infty} a_m \cos m\phi' = \sum_{m=0}^{\infty} A_m \cos^m \phi', \qquad (1)$$

где A_m – комплексные коэффициенты, а $F(|\phi'|)$, строго говоря, должна определяться с учетом взаимодействия элементов решетки.

ДН N-элементной решетки, соответственно, описывается функцией [14]

$$F(\theta,\phi) = \sum_{n=1}^{N}\sum_{m=0}^{\infty} A_m \cos^m(\phi-\phi_n) e^{jz\cos(\Phi-\Phi_n)} =$$

$$= \sum_{m=0}^{\infty} A_m (-j)^m \frac{d^m}{dz^m}\left[\sum_{n=1}^{N} e^{jz\cos(\phi-\phi_n)}\right],$$

или

$$F(\theta,\phi) = N\sum_{q=-\infty}^{\infty}\sum_{m=0}^{\infty} A_m j^{N-m}\left[\frac{d^m J_{qN}(z)}{dz^m}\right] e^{jqN\phi}. \qquad (2)$$

В случае многоэлементной решетки выражение (2) преобразуется к виду [15]

$$F(\theta,\phi) \cong N \sum_{m=0}^{M} A_m (-j)^m \left[\frac{d^m J_0(z)}{dz^m} + 2 j^N J_N(z) \cos N\phi \right]. \quad (3)$$

На рис. 12 [14] для частного случая ЦАР в виде однокольцевой решетки из излучателей с кардиоидной азимутальной ДН вида $F(|\varphi'|) = 1 + \cos\varphi'$ приведены рассчитанные по (3) графики зависимостей величины неравномерности азимутальной ДН от числа элементов решетки N и параметра $R = ka\sin\theta$ ($k = 2\pi/\lambda$ – волновое число свободного пространства, λ – длина волны, a – радиус решетки, θ – меридиональный угол; для азимутальной плоскости $\theta = \pi/2$ и $R = ka = 2\pi a/\lambda$). Из представленных на рис. 12 характеристик следует, что неравномерность ДН возрастает при увеличении радиуса решетки и уменьшении числа ее элементов. Кроме того, величина неравномерности практически не зависит от того, является ли N четным или нечетным.

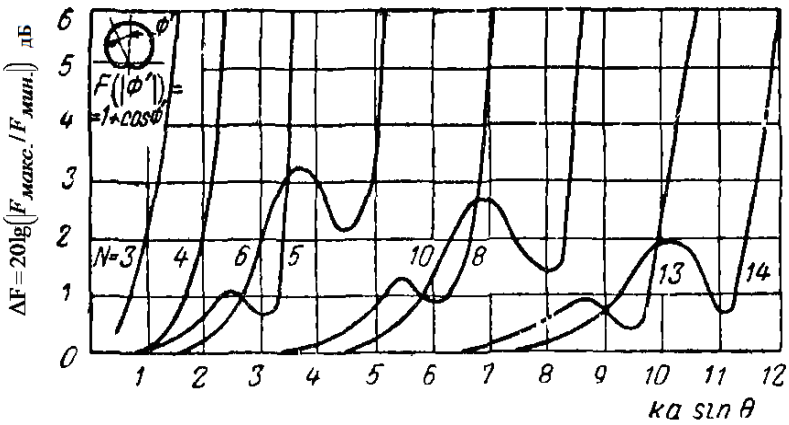


Рис. 12. Характеристики неравномерности азимутальной ДН однокольцевой решетки из элементов с кардиоидной ДН

В рассматриваемом случае для кольцевой решетки из $N = 4$ синфазно возбужденных элементов неравномерность ДН не превышает 1 дБ при параметре $R \approx 1{,}7$ (рис. 12). Применительно к исследуемой ЦАР (рис. 11) на средней рабочей частоте 455 МГц длина волны составляет $\lambda \approx 66$ см; соответственно, радиус ЦАР a должен быть не более 17,9 см.

Результаты компьютерного моделирования ЦАР иллюстрируются рис. 13–16, на которых представлены частотные характеристики КСВ по всем восьми входам излучающих элементов, а также примеры ДН на средней рабочей частоте 455 МГц в режимах синфазного равноамплитудного возбуждения одной вертикальной подрешетки и всех четырех подрешеток.

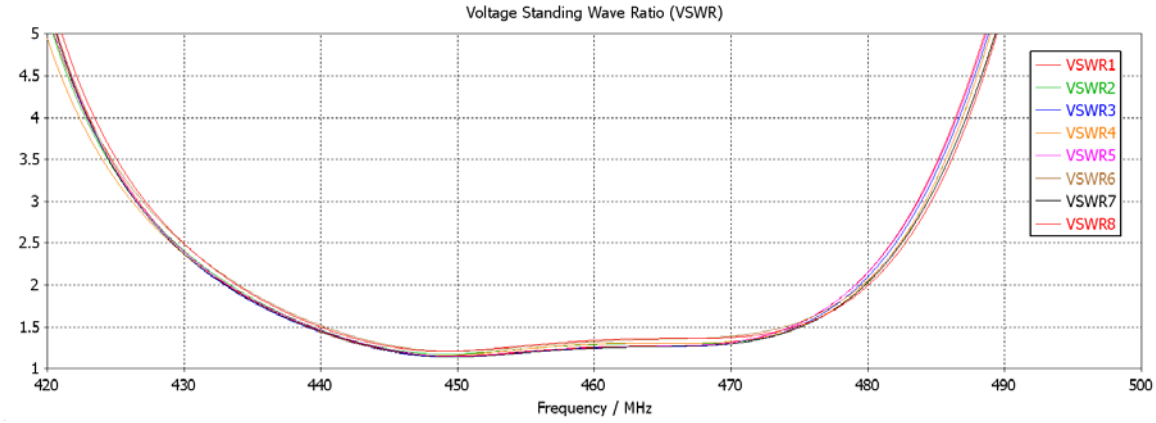
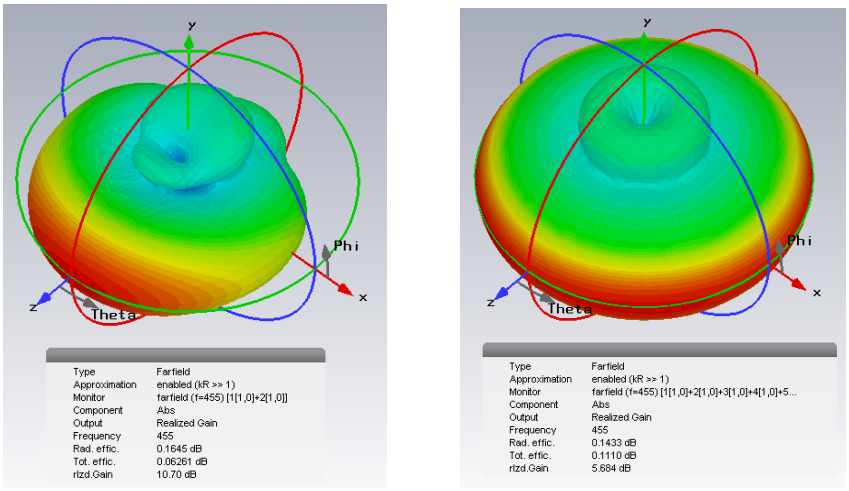
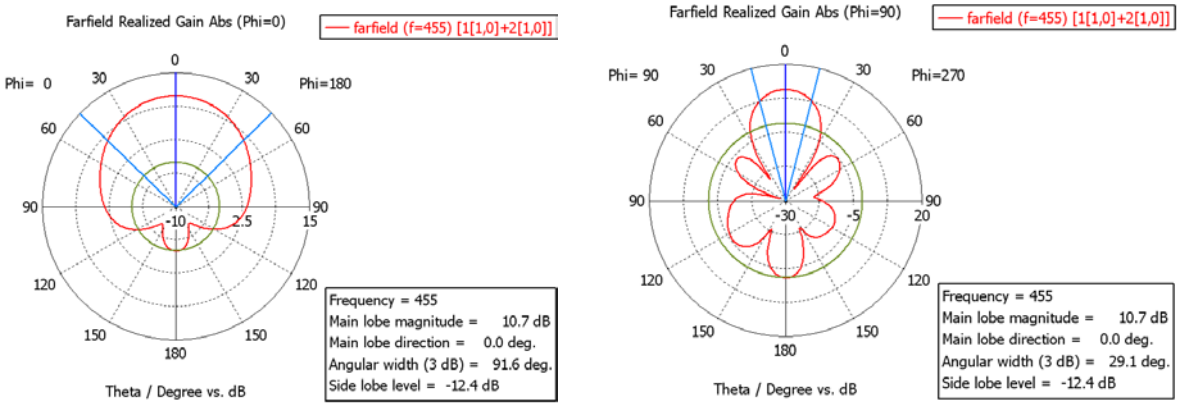


Рис. 13. Частотные характеристики КСВ



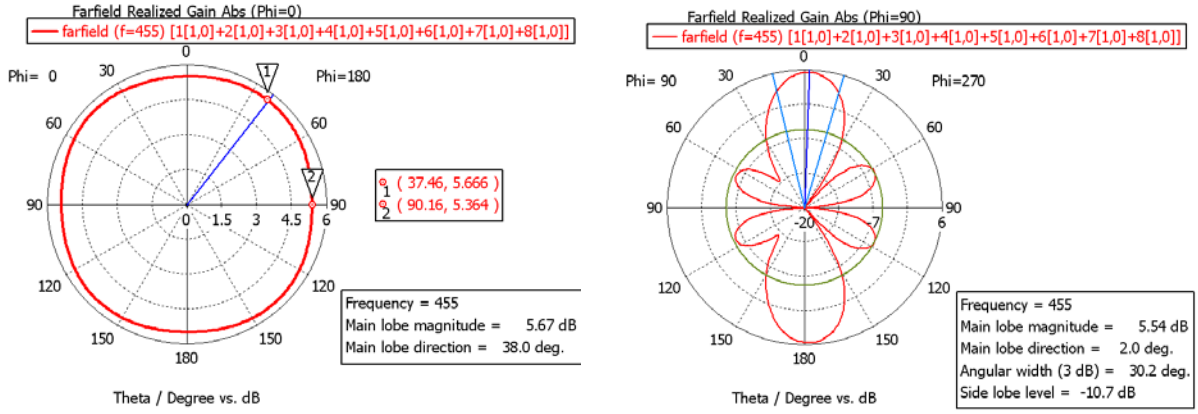
а) б)

Рис. 14. Пространственные ДН одной вертикальной решетки (а) и всей ЦАР (б) на частоте 455 МГц



а) б)

Рис. 15. ДН в Н-плоскости (а) и Е-плоскости (б) одной вертикальной решетки на частоте 455 МГц



а) б)

Рис. 16. ДН ЦАР в Н-плоскости (а) и Е-плоскости (б)
при возбуждении всех четырех вертикальных решеток на частоте 455 МГц

В режиме с секторной ДН, без учета потерь мощности в схеме питания, ЦАР с учетом КСВ в питающих фидерах обеспечивает коэффициент усиления не менее 10,4 дБ при ширине ДН в азимутальной плоскости в среднем ~90° и в меридиональной плоскости ~30°, а в режиме с кру-

говой ДН – в пределах 5–5,7 дБ (соответственно, с неравномерностью не более 0,7 дБ). Моделирование ЦАР при больших значениях радиуса решетки показало, что, как и следует из графиков на рис. 13, неравномерность ДН резко возрастает: так, для решетки с радиусом a = 243 мм минимальный и максимальный КУ антенны в горизонтальной плоскости составили 4,1 и 7,6 дБ, т.е. неравномерность ДН 3,5 дБ; при a = 343 мм минимальный и максимальный КУ антенны в горизонтальной плоскости составили −6,1 и 9,6 дБ, т.е. неравномерность ДН 15,7 дБ. Стоит отметить, что указанная выше неравномерность ДН (0,7 дБ) едва ли может быть достигнута при использовании в качестве вертикальных решеток четырехэлементной ЦАР практически всех известных низкопрофильных антенн УВЧ из-за их большой ширины, препятствующей построению решетки с малым радиусом.

Таким образом, разработанная ЦАР из четырех вертикальных двухэлементных решеток низкопрофильных излучателей обладает хорошими массогабаритными характеристиками, высоким коэффициентом усиления и может функционировать в режиме как с коммутируемой на четыре азимутальных направления секторной ДН, так и с практически круговой азимутальной ДН.

Литература

1. *Scholz P.* Basic Antenna Principles for Mobile Communications. Kathrein. Antennen. Electronic. 2009. 46 p. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.scribd.com/doc/15768800/Basic-Antenna-Principles-for-Mobile-Communications.
2. https://www.radial.ru/catalog/antennas/dipole/
3. *Balanis C.A.* Antenna Theory: Analysis and Design. Wiley-Interscience, 2005. 1136 p.
4. *Volakis J.L.* Antenna Engineering Handbook. McGraw-Hill, 2007. 1755 p.
5. https://www.radial.ru/catalog/antennas/panel/
6. *Денисов Д.* Базовые станции сотовой связи и их антенная часть [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://nag.ru/articles/article/29957/bazovyie-stantsii-sotovoy-svyazi-i-ih-antennaya-chast.html
7. *Garg R., Barthia P., Bahl I., Ittipiboon A.* Microstrip Antenna Design Handbook. Artech House, 2001. 685 p.
8. *Bahl I.J., Barthia P.* Microstrip Antennas. Artech House, 1980. 845 p.
9. *James J.R., Hall P.S.* Handbook on Microstrip Antennas. London: Peter Peregrinus Ltd, 1989. 1311 p.
10. *Панченко Б.А., Нефедов Е.И.* Микрополосковые антенны. М.: Радио и связь, 1986. 144 с.
11. *Лось В.Ф.* Микрополосковые и диэлектрические резонаторные антенны. САПР-модели: методы математического моделирования / Под ред. Л.Д. Бахраха. М.: ИПРЖР, 2002. 96 с.
12. *Kin-Lu Wong* Compact and Broadband Microstrip Antennas. John Wiley & Sons, Inc., New York, 2002. 344 p.
13. *Orban D.* The Basics of Patch Antennas [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://orbanmicrowave.com/the-basics-of-patch-antennas/
14. *Бененсон Л.С., Журавлев В.А., Попов С.В., Постов Г.А.* Антенные решетки / Под ред. Л.С. Бененсона. М.: Сов. радио, 1966. 368 с.
15. *Воскресенский Д.И.* [и др.] Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: учеб. пособие для вузов / Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2012. 744 с.
16. *Хансен Р.С.* Фазированные антенные решетки. 2-е изд. М.: Техносфера, 2012. 560 с.

Статья поступила в редакцию 26 октября 2017 года

УДК 621.396.662

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В АСТАТИЧЕСКОЙ ИМПУЛЬСНОЙ СИСТЕМЕ ФАПЧ С КОММУТИРУЕМЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ФНЧ И ЗАРЯДОВОЙ НАКАЧКИ

С.К. Романов, к.т.н., в.н.с., АО «Концерн «Созвездие», e-mail: skromanov@rambler.ru
Н.М. Тихомиров, д.т.н., начальник НТУ, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
А.В. Леньшин, д.т.н., профессор, ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: andrey-lenshin@yandex.ru
В.Н. Тихомиров, старший конструктор, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: tikhomir@sozvezdie.su

Предложена методика определения длительностей переходных процессов в астатической по фазе системе импульсно-фазовой автоподстройки с частотно-фазовым детектором с зарядовой накачкой при дробном делении частоты. Приведенная методика основана на использовании решателей систем дифференциальных уравнений MATLAB для системы *импульсно-фазовой автоподстройки частоты с коммутируемыми параметрами фильтра нижних частот и зарядовой накачки.*

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

TRANSIENT PROCESSES IN ASTATIC PULSE SYSTEM FOR PHASE LOCKING WITH SWITCH-CONTROLLED PARAMETERS FOR LOW FREQUENCY FILTER AND CHARGE EXCITATION

S.K. Romanov, Ph.D. (Eng.), Leading Researcher, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: skromanov@rambler.ru
N.M. Tihomirov, Dr.Sci. (Eng.), Head of Scientific and Technical Bureau, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: tikhomir@sozvezdie.su
A.V. Lenshin, Dr.Sci. (Eng.), Full Professor, Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh), e-mail: andrey-lenshin@yandex.ru
V.N. Tihomirov, Senior Designer, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: tikhomir@sozvezdie.su

A technique to define duration of transient processes in phase astatic system for pulse-phase automatic control with frequency-phase detector with charge excitation with fractional frequency devisor is suggested. Such technique is based on using resolvers for systems of differential equations MATLAB *for pulse-phase automatic frequency control system with switch-controlled parameters for low frequency filter and charge excitation.*

Keywords*: frequency synthesizer, pulse-phase automatic frequency control, transient process, bouncing mode, controlled generator, frequency-phase detector, charge excitation, fractional frequency devisor, delta-sigma modulator, state space method, oscillatory character.*

В широкополосных синтезаторах частот (СЧ), использующих импульсные ФАПЧ (ИФАПЧ) с импульсным частотно-фазовым детектором (ИЧФД) с зарядовой накачкой (ЗН), в начале переходного процесса (ПП) при смене выходной частоты возникает режим биений [1]. Режим биений характерен тем, что разность фаз сравниваемых сигналов ИЧФД больше 2π. Как правило, применение в системе ИФАПЧ дробных делителей частоты с переменным коэффициентом деления (ДДПКД) приводит к увеличению длительности общего времени ПП за счет возникновения режима биений, имеющего недопустимо высокую продолжительность. Для уменьшения влияния режима биений на общее время ПП в СЧ производителями интегральных микросхем синтезаторных систем ИФАПЧ предлагается ряд режимов, связанных с коммутацией параметров некоторых элементов, как входящих в эти микросхемы, так и находящихся вне их. Например, при ускоренном режиме настройки – увеличение выходного тока ЗН, поступающего на вход фильтра нижних частот (ФНЧ), и возможное уменьшение коэффициентов деления делителей частоты как опорного сигнала, так и сигнала в цепи обратной связи ИФАПЧ, а также уменьшение постоянных времени ФНЧ (режим быстрого входа в синхронизм «FastLock» в интегральных микросхемах ADF4159, CMX979, LMX2485, LMX2571, MAX2870, MAX2871, MAX2880, LMX2485, STW81200).

В [1] с помощью компьютерных программ, разработанных в MATLAB, подробно исследу-

ются ПП в системе ИФАПЧ с указанными выше режимами ускорения времени ПП установки частоты и фазы методом нахождения корней трансцендентных уравнений для периодов импульсов с ДДПКД [2]. Недостатком этого метода является эмпирическое задание интервала времени, в котором находится период времени импульсов с ДДПКД. При многообразии видов работы ИЧФД (число их равно пяти) [3] этот момент может приводить к трудностям при исследовании ПП при больших отклонениях координат системы ИФАПЧ от положения равновесия.

В настоящей работе предлагается свободный от указанного недостатка и точный метод исследования ПП в режиме биений, полученный с использованием решателей дифференциальных уравнений (солверов) пакета MATLAB [2]. При малых отклонениях координат системы ИФАПЧ от положения равновесия при расчетах ПП предлагается использовать теорию линейных импульсных систем, а теоретические результаты проиллюстрировать на системе ИФАПЧ третьего порядка.

На рис. 1 приведена структурная схема исследуемой ИФАПЧ. К элементам ИФАПЧ относятся: интегральные частотно-импульсные модуляторы ИЧИМ1 [3] и ИЧИМ2, ФНЧ, ИЧФД с ЗН и таймер. ИЧИМ1 состоит из управляемого генератора (УГ), сумматора, на который подается сигнал с начальной частотой $\omega_{\text{н}}$ и выходной сигнал с частотой $S_{\text{УГ}}e_{\Phi}(t)$ ($S_{\text{УГ}}$ – крутизна характеристики управления УГ, $e_{\Phi}(t)$ – напряжение с выхода ФНЧ), интегратора с передаточной функцией $1/s$ и релейного элемента с порогом $2\pi N$ (N – коэффициент деления ДДПКД). ИЧИМ2 состоит из интегратора с передаточной функцией $1/s$, на который подается опорный сигнал с частотой $\omega_{\text{о}}$, и релейного элемента с порогом 2π. Напомним работу ИЧИМ. Интеграторы ИЧИМ1 и ИЧИМ2 интегрируют частоты $\omega_{\text{н}} + S_{\text{УГ}}e_{\Phi}(t)$ и $\omega_{\text{о}}$ УГ и опорного сигнала соответственно. Когда в некоторые моменты времени t_k уровни сигналов на выходах интеграторов достигают порога $2\pi N$ или 2π, то на выходах соответствующих ИЧИМ появляются сигналы в виде «коротких» импульсов $V(t_k)=1$ или $Q(t_k)=1$. Если в некоторые моменты времени t_k уровни сигналов на выходах интеграторов не достигают порога $2\pi N$ или 2π, то на выходах соответствующих ИЧИМ появляются сигналы $V(t_k)=0$ или $Q(t_k)=0$. При появлении коротких импульсов $V(t_k)=1$ или $Q(t_k)=1$ соответствующие интеграторы «сбрасываются» в состояние, равное нулю, и процесс интегрирования начинается с нуля. Эти импульсы подаются на соответствующие входы ИЧФД, и состояния ИЧФД изменяются. Если сигналы $V(t_k)=0$ и $Q(t_k)=0$, то состояния ИЧФД не изменяются. ФНЧ состоит из элементов C_1, C_2, R_1, R_2 и ключа (Кл), который замкнут на время ускоренной работы ИФАПЧ t_2 и разомкнут при $t>t_2$. Предполагается, что сигналы с ИЧФД имеют три уровня, а логика работы ИЧФД соответствует описанию его работы в соответствии с приведенной ниже таблицей [3]. Сигналы на выходе ИЧФД для наиболее сложного случая представлены на рис. 2. Здесь обозначены: $i_{\text{дм1}}$ – амплитуды импульсов с ИЧФД; $T_{\text{о}}$ – период опорного сигнала; T_n – длительность между соседними импульсами с ДДПКД до момента коммутации; $i_{\text{дм2}}$ – амплитуды импульсов с ИЧФД после момента коммутации; τ_n, τ_{n+1} – длительности импульсов тока с выхода ИЧФД. В моменты времени t_n и $t_{n+1}+\tau_{n+1}$ происходит изменение состояний ИЧФД (сигналы ИЧИМ1 равны $V(t_n)=1$ и $V(t_{n+1}+\tau_{n+1})=1$, а $Q(t_n)=0$ и $Q(t_{n+1}+\tau_{n+1})=0$, а также $V(t_n+\tau_n)=0$ и $V(t_{n+1})=0$, а $Q(t_n+\tau_n)=1$ и $Q(t_{n+1})=1$). В таблице также обозначены $E(t_k)=i(t_k)/i_{\text{дм1}}$ – нормированные импульсы тока на выходе ИЧФД. Таймер – устройство, задающее интервал времени ускорения t_2, запускаемое импульсами с ИЧИМ1 и управляющее частотой опорного сигнала, уровнем импульсов с ИЧФД и замыканием (размыканием) ключа Кл. На интервале времени $t\le t_2$ уровень импульсов с ИЧФД равен $i_{\text{дм1}}$, Кл замкнут. На интервале времени $t>t_2$ уровень импульсов с ИЧФД равен $i_{\text{дм2}}$, Кл разомкнут.

Представим начальную частоту УГ (когда напряжение с ФНЧ $e_{\Phi}(t)=0$) в виде $\omega_{\text{н}}=N\omega_{\text{о}}+S_{\text{УГ}}U(t)$. Напряжение $U(t)$ в течение всего ПП представим в виде $U(t)=-U_{\text{М}}1(t)+U_{\text{П}}1(t-t_2)$, $U_{\text{М}}$ определяет диапазон перестройки ИФАПЧ $\Delta f_{\text{УГ}}=f_{\text{УГ_В}}-f_{\text{УГ_Н}}=S_{\text{УГ}}\cdot U_{\text{М}}$ (где $f_{\text{УГ_В}}$ – верхняя частота настройки УГ, $f_{\text{УГ_Н}}$ – нижняя

частота настройки УГ, знак минус перед $U_{\text{М}}$ выбран произвольно), $U_{\text{П}}$ – величина помехи коммутации, появляющейся в момент времени размыкания ключа Кл1 t_2. На рис. 1 также приняты следующие обозначения: $\Phi_{\text{о}}(t)$, $\Phi_{\text{у}}(t)$ – фазы опорного сигнала и УГ соответственно.

На рис. 3 приведены графики переходных процессов в ИФАПЧ 3-го порядка (рис. 1) с параметрами: $S_{\text{УГ}} = 15$ МГц/В, $\Delta f_{\text{УГ}} = 114{,}48$ МГц, $i_{\text{дм1}} = 0.3125$ мА, а также на интервале времени от 0 до t_2 базовая частота системы ИФАПЧ $\omega_{\text{Б1}} = \sqrt{\dfrac{i_{\text{дм1}} S_{\text{УГ}}}{(C_1 + C_2)N}} = 1381$ рад/с, период опорного сигнала $T_{\text{о}} = 1 \cdot 10^{-5}$ с, $N = 22100$, $R_2 = R_2 / 3$, ключ Кл замкнут. На интервале времени от t_2 до t_{yf} подстройки по частоте с точностью Δf_{ε} $\omega_{\text{Б2}} = \sqrt{\dfrac{i_{\text{дм2}} S_{\text{УГ}}}{(C_1 + C_2)N}} = \omega_{\text{Б1}} / 4$, $T_{\text{о}} = 1 \cdot 10^{-5}$ с, $N = 22100$ и ключ Кл разомкнут. Параметры системы ИФАПЧ синтезированы с применением показателя колебательности $M = 1.3$, как в работе [3].

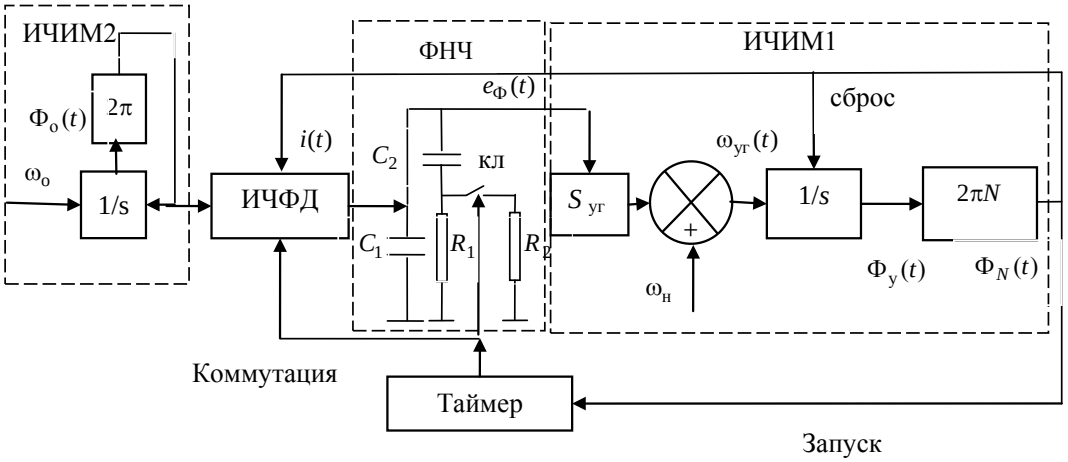


Рис. 1. Схема ИФАПЧ с коммутируемым ФНЧ и током зарядовой накачки

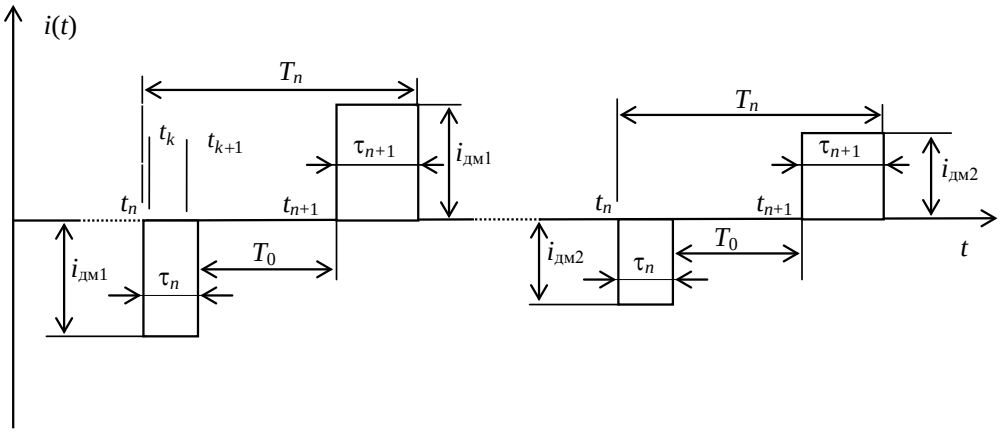


Рис. 2. Сигналы тока зарядовой накачки на выходе ИЧФД

Таблица

$V(t_k)$	1	1	1	1	0	0	0	1	0
$Q(t_k)$	0	0	0	0	1	1	0	1	1
$E(t_k) = i(t_k) / i_{\text{дм1}}$	0	1	–1	1	1	–1	–	–	0
$E(t_{k+1}) = i(t_{k+1}) / i_{\text{дм1}}$	–1	0	–1	0	1	0	$\text{E}(t_k)$	0	1

«Замороженные» передаточные функции непрерывной разомкнутой ИФАПЧ (рис. 1) можно представить в виде

$$G_1(s)=\frac{\Phi_{No}(s)}{\Phi_{Oo}(s)}=\frac{-S_{УГ}i_{дм1}(T_{11}s+1)}{s^2N(C_1+C_2)(T_{21}s+1)}\quad (\text{для } t<t_2)$$

и $$G_2(s)=\frac{\Phi_{No}(s)}{\Phi_{Oo}(s)}=\frac{-S_{УГ}i_{дм2}(T_{12}s+1)}{s^2N(C_1+C_2)(T_{22}s+1)}\quad (\text{для } t>t_2),$$

где $\Phi_{Oo}(t),\Phi_{No}(t)$ – отклонения фаз от стационарного значения опорного сигнала и сигнала с ДДПКД $\Phi_O(t),\Phi_N(t)$ соответственно,

$$T_{11}=R_1\|R_2C_2,\qquad T_{21}=R_1\|R_1C_1C_2/(C_1+C_2),$$

$$R_1\|R_2=\frac{R_1R_2}{R_1+R_2},\ T_{12}=R_1C_2,T_{22}=R_1C_1C_2/(C_1+C_2).$$

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

$$T_{11}=\sqrt{M/(M-1)}/\omega_{Б1},T_{21}=$$

$$=\sqrt{M(M-1)}/[(M+1)\omega_{Б1}],$$

$$T_{12}=\sqrt{M/(M-1)}/\omega_{Б2},T_{22}=$$

$$=\sqrt{M(M-1)}/[(M+1)\omega_{Б2}].$$

Приведем соотношения для элементов ФНЧ 2-го порядка:

$$C_1+C_2=i_{дм2}S_{УГ}/\omega_{Б2}^2N,\ \ C_1=(C_1+C_2)T_{22}/T_{12},$$

$$C_2=(C_1+C_2)-C_1,\ \ R_1=T_{12}/C_2.$$

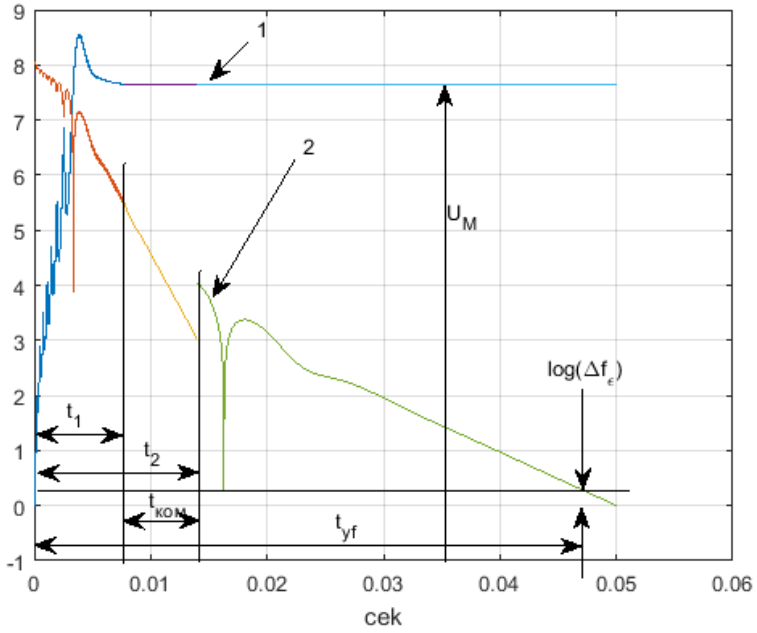


Рис. 3. Переходные процессы в ИФАПЧ с коммутируемыми ФНЧ и током накачки

В момент времени t_2 в составе $U(t)$ создан дополнительный скачок напряжения $U_{П}(t)=U_{П}1(t-t_2)$, определяющий помеху коммутации размахом $\Delta f_{П}=10000$ Гц (факторы, определяющие уровень помехи коммутации, обсуждаются в [4]).

На рис. 3 кривые: 1 – $e_{Ф}(t)$ – напряжение на конденсаторе C_1 (на выходе ФНЧ), 2 – $\log|[e_{Ф}(t)+U(t)]S_{УГ}|$ – отклонение частоты УГ от номинала в логарифмическом масштабе. Из рис. 3 видно, что весь интервал времени переходного процесса можно разделить на три подынтервала: первый – от 0 до t_1 – захват (нелинейный режим биений в системе ИФАПЧ) и переход к линейному режиму, второй интервал – от t_1 до t_2 – линейный ускоренный режим подстройки и третий – от t_2 до t_{yf} – линейный замедленный режим подстройки. На втором и третьем подынтервалах при $t=t_2$ осуществляется коммутация параметров элементов системы и тока ЗН, поэтому на этих подынтервалах времени систему ИФАПЧ можно считать кусочно-линейной импульсной системой.

Далее обратимся к рис. 1 и рис. 2, чтобы рассмотреть более подробно первый подынтервал от 0 до t_1. Из рис. 2 следует, что если на интервале времени от t_k до t_{k+1} не появляются импульсы $V(t_k)=1$ или $Q(t_k)=1$, то систему ИФАПЧ (рис. 1) можно считать непрерывной системой автоподстройки, которую можно описать с помощью системы линейных дифференциальных уравнений.

Предельные значения t_k и t_{k+1} равны $t_k = t_n + \tau$, $t_{k+1} = t_n + \tau_n - \tau$, $t_k = t_n + \tau_n + \tau$, $t_{k+1} = t_{n+1} - \tau$, $t_k = t_{n+1} + \tau$, $t_{k+1} = t_{n+1} + \tau_n - \tau$, где $\tau \to 0$. Предельные моменты времени t_k и t_{k+1} можно записать как

$$\left.\begin{array}{l} \Phi_{\text{у}}(t_{k-}) = 2\pi N, \\ \Phi_{\text{у}}(t_{k+}) = 0 \\ \text{или} \\ \Phi_{\text{о}}(t_{k-}) = 2\pi, \\ \Phi_{\text{о}}(t_{k+}) = 0, \\ \text{где } t_{k-} = t_k - \tau,\ t_{k+} = t_k + \tau,\ \tau \to 0. \end{array}\right\} \quad (1)$$

Итак, систему ИФАПЧ как линейную динамическую систему внутри участков от t_k до t_{k+1} и при $t < t_1$ можно описать с помощью линейных дифференциальных уравнений с учетом скачков ее координаты $\Phi_{\text{У}}(t)$ и $\Phi_{\text{о}}(t)$ в моменты времени t_k или t_{k+1} на $2\pi N$ и 2π соответственно (1). Поведение $\Phi_{\text{У}}(t)$, $\Phi_{\text{о}}(t)$ и других координат (состояний) ИФАПЧ внутри участков времени от t_k до t_{k+1} 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_2, C_1, $U_{C2}(t), U_{C1}(t)$ соответственно) и фазы $\Phi_{\text{У}}(t)$ и $\Phi_{\text{о}}(t)$. В качестве выходного сигнала используем отклонение частоты УГ от номинала $f_{\text{УГ}}(t) = S_{\text{УГ}}[e_{\Phi}(t) + U(t)]$ и фазу сигнала УГ $\Phi_{\text{У}}(t)$. Тогда в соответствии с рис. 1 линейное векторное дифференциальное уравнение, описывающее систему ИФАПЧ на участках времени от t_k до t_{k+1} и при $t < t_1$, имеет вид

$$\left.\begin{array}{l} \dot{\mathbf{X}}(\text{t}) = \mathbf{A}\mathbf{X}(\text{t}) + \mathbf{B}\mathbf{U}(\text{t}), \\ \mathbf{Y}(\text{t}) = \mathbf{C}\mathbf{X}(\text{t}) + \mathbf{D}\mathbf{U}(\text{t}), \end{array}\right\} \quad (2)$$

где $\mathbf{X}(t)$ – вектор состояния системы ФАПЧ, $\mathbf{A}$ – матрица системы ИФАПЧ, $\mathbf{B}$ – вектор управления, $\mathbf{U}=1$, $\mathbf{Y}(t)$ – вектор выхода (для рис. 1 $\mathbf{Y}(\text{t}) = [\Phi_{\text{У}}(t); f_{\text{УГ}}(t);]$), $\mathbf{C}$ – матрица выхода, $\mathbf{D}$ – матрица компенсации.

Для системы ИФАПЧ 3-го порядка (рис. 1) $\mathbf{X}(\text{t}) = \left[U_{C2}(t); U_{C1}(t); \Phi_{\text{у}}(t); \Phi_{\text{о}}(t)\right]$ матрица $\mathbf{A}$ имеет значение

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1/R_1 \,\|\, R_2, C_2 & 1/R_1 \,\|\, R_2 C_2 & 0 & 0 \\ 1/R_1 \,\|\, R_2 C_1 & -1/R_1 \,\|\, R_2 C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 2\pi S_{\text{УГ}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Матрицы $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$, $\mathbf{D}$ найдем как

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ E(t_k) i_{\text{дм1}} / \text{C}_1 \\ \omega_{\text{о}} N - 2\pi S_{\text{УГ}} U_{\text{М}} \\ \omega_{\text{о}} \end{bmatrix}, \qquad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & S_{\text{УГ}} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 \\ -U_{\text{М}} S_{\text{УГ}} \end{bmatrix}$, где $E(t_k)$ определяется в соответствии с таблицей, описывающей работу ИЧФД с ЗН.

На участках времени от t_k до t_{k+1} начальный вектор состояния $\mathbf{X}(\text{t}_{\text{k+}})$ равен

$$\mathbf{X}(\text{t}_{\text{k}}) = \left[U_{C2}(t_k); U_{C1}(t_k); 0; 0\right],$$

$$\mathbf{X}(\text{t}_{\text{k}}) = \left[U_{C2}(t_k); U_{C1}(t_k); \Phi_{\text{у}}(t); 0\right]$$

или

$$\mathbf{X}(\text{t}_{\text{k}}) = \left[U_{C2}(t_k); U_{C1}(t_k); 0; \Phi_{\text{о}}(t)\right].$$

Вектор состояния $\mathbf{X}(\text{t}_{\text{k+1–}})$ равен

$$\mathbf{X}(\text{t}_{\text{k+1–}}) = \left[U_{C2}(t_{n-}); U_{C1}(t_{n-}); \Phi_{\text{У}}(t); 2\pi\right],$$

$$\mathbf{X}(\text{t}_{\text{k+1–}}) = \left[U_{C2}(t_{n-}); U_{C1}(t_{n-}); 2\pi N; \Phi_{\text{о}}(t)\right]$$

или

$$\mathbf{X}(\text{t}_{\text{k+1–}}) = \left[U_{C2}(t_{n-}); U_{C1}(t_{n-}); \Phi_{\text{У}}; 2\pi\right].$$

Далее для решения поставленных задач будем использовать MATLAB. Отметим, что матрицы $\mathbf{X}, \mathbf{B}, \mathbf{Y}, \mathbf{D}$ записаны в соответствии с правилами оформления матриц в MATLAB. В пакете прикладных программ Control System Toolbox MATLAB представление модели системы регулирования, которой является система ИФАПЧ (рис. 1), в виде четверки матриц $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$

называется представлением в SS-форме пространств состояний [5]. Пакет MATLAB включает в себя несколько функций (солверов), реализующих различные методы решения обыкновенных дифференциальных уравнений вида (2). Особенностью использования солверов MATLAB при решении дифференциального уравнения (2) для нахождения моментов времени t_{k+1} является необходимость задания дополнительного параметра $options = odeset('Events',@\,fun)$ [2], где fun – имя функции, в которой задаются условия окончания интегрирования (2) ($\Phi_{\text{у}}(t_{k+1-}) = 2\pi N$ или $\Phi_{\text{о}}(t_{k+1-}) = 2\pi$).

Итогом интегрирования (2) на участке времени от t_k до t_{k+1} и при $t < t_1$ является нахождение вектора состояния $\mathbf{X}(\text{t}_{\text{k+1}-})$, который равен

$$\mathbf{X}(\text{t}_{\text{k+1}-}) = \left[U_{C2}(t_{k+1-}); U_{C1}(t_{k+1-}); \Phi_{\text{у}}(t_{k+1-}); 2\pi;\right]$$

или

$$\mathbf{X}(\text{t}_{\text{k+1}-}) = \left[U_{C2}(t_{k+1-}); U_{C1}(t_{k+1-}); 2\pi N; \Phi_{\text{о}}(t_{k+1-})\right]. \quad (3)$$

Вектор $\mathbf{X}(\text{t}_{\text{k+1}-})$ используется в дальнейшем на участке времени интегрирования $t > t_{k+1}$ в качестве начального вектора состояния и значения t, используемого для нахождения общего времени ПП.

Решение (2) по предложенному алгоритму продолжится до времени $t = t_1$, когда состояния системы ИФАПЧ не будут соответствовать «линейному» режиму, который можно записать в виде

$$\left|\left[U_{C2}(t_1); U_{C1}(t_1); \Phi_{\text{у}}(t_1); \Phi_{\text{о}}(t_1)\right] - \mathbf{X}_{\mathbf{уст}}\right| \le \mathbf{eps},$$

где $\mathbf{X}_{\mathbf{уст}}$ – значение установившего вектора состояний; значение вектора ошибки **eps** определяется эмпирически.

Далее подробно рассмотрим линейный режим работы системы ИФАПЧ синтезатора при $t > t_1$ с коммутацией её параметров при $t = t_2$. Для этого обратимся к рис. 4, где изображена блок-схема линейной импульсной модели ИФАПЧ с ИЧФД для «малых» отклонений разности фаз опорного сигнала и сигнала с выхода ДДПКД. Здесь ИЭ1 и ИЭ2 – импульсные элементы, отражающие процессы квантования по времени с периодом $T_{\text{о}}$ на входе цепи обратной связи системы ИФАПЧ. Внешние сигналы, действующие на ИФАПЧ, – это $\Phi_{\text{о}}(t)$ – фаза опорного сигнала и $U(t) = U_{\text{М}}1(t) + U_{\text{П}}1(t - t_2)$ – напряжение перестройки частоты УГ.

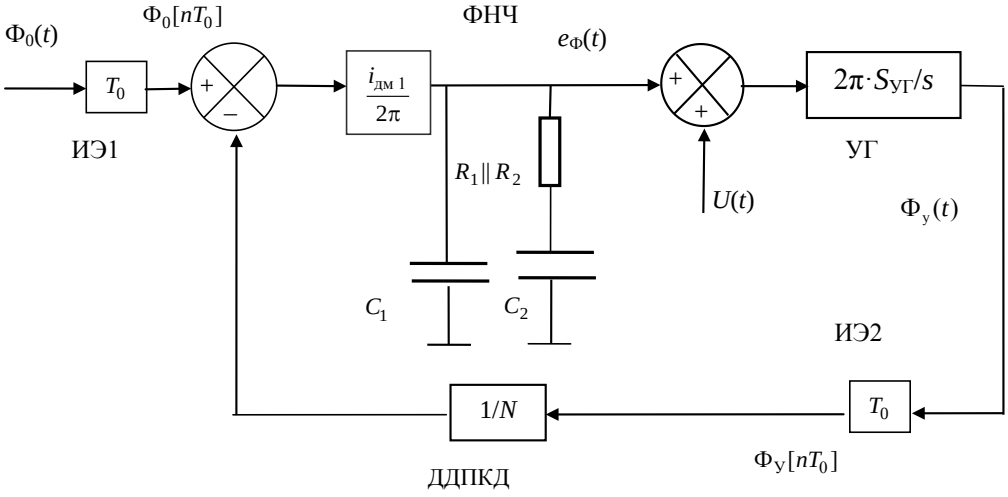


Рис. 4. Блок-схема импульсно-непрерывной модели ИФАПЧ синтезатора

Для решения поставленной задачи также воспользуемся методом пространств состояний. В качестве состояний примем напряжения на конденсаторах и токи в индуктивностях ФНЧ (для ФНЧ на рис. 4 напряжения $U_{C2}(t), U_{C1}(t)$ на конденсаторах C_2, C_1 соответственно и фазу УГ $\Phi_{\text{у}}(t)$), в качестве выходного сигнала используем отклонение частоты УГ от номинала $\Delta f_{\text{УГ}} = S_{\text{УГ}}[e_{\Phi}(t) + U(t)]$ и фазу УГ $\Phi_{\text{у}}(t)$. Тогда в соответствии с рис. 3 дифференциальное уравнение, описывающее непрерывную часть системы ИФАПЧ, имеет вид

$$\left.\begin{aligned}\dot{\mathbf{X}}(\mathrm{t}) &= \mathbf{A1X}(\mathrm{t}) + \mathbf{B1U1(t)},\\ \mathbf{Y}1(\mathrm{t}) &= \mathbf{C1X}(\mathrm{t}) + \mathbf{D1U1(t)},\end{aligned}\right\} \quad (4)$$

где $\mathbf{X}$ – вектор состояния непрерывной части системы ИФАПЧ, $\mathbf{A}1$ – матрица непрерывной части системы ИФАПЧ, $\mathbf{B}1$ – матрица вектора управления

$\mathbf{U1(t)} = [\Phi_{\text{о}}(t) - \Phi_{\text{У}}(t)/N]T_{\text{о}}\sum_{n=0}^{\infty}\delta(t-nT_{\text{о}});U(t)]$, $\delta(t)$ – функция Дирака, $T_{\text{о}}$ – период дискретизации, $U(t) = -U_{\text{М}}(t) + U_{\text{П}}1(t-t_2)$, $\mathbf{Y}1(t)$ – вектор выхода (для схемы на рис. 4 $\mathbf{Y} = [\Phi_{\text{У}}(t); \Delta f_{\text{УГ}}(t)]$); $\mathbf{C1}$ – матрица выхода; $\mathbf{D}$ – матрица компенсации. Для системы ИФАПЧ 3-го порядка $\mathbf{X}=\left[U_{C2}(t); U_{C1}(t); \Phi_{\text{У}}(t)\right]$,

$$\mathbf{B}1=\begin{bmatrix} 0 & 0\\ i_{\text{дм1}}/(2\pi C_1) & 0\\ 0 & 2\pi S_{\text{УГ}}\end{bmatrix},\qquad \mathbf{C}1=\begin{bmatrix}0 & 0 & 1\\ 0 & S_{\text{УГ}} & 0\end{bmatrix},$$

$$\mathbf{D}1=\begin{bmatrix}0 & 0\\ 0 & S_{\text{УГ}}\end{bmatrix},\quad \mathbf{A}1=\begin{bmatrix}-1/R_1 \parallel R_2C_2 & 1/R_1 \parallel R_2C_2 & 0\\ 1/R_1 \parallel R_2C_1 & -1/R_1 \parallel R_2C_1 & 0\\ 0 & 2\pi S_{\text{УГ}} & 0\end{bmatrix}.$$

Особенностью дифференциального уравнения (4) является наличие $\delta(t)$-функций в его составе и то, что $\mathbf{A}$ является особенной матрицей. Известно, что решение (4) можно записать в виде [6, 7]

$$\mathbf{X}(\mathrm{t}) = \mathbf{F}(t-t_0)\mathbf{X}(t_0) + \int_{t_0}^{t}\mathbf{F}(t-\tau)\mathbf{BU1}(\tau)d\tau, \quad (5)$$

где $\mathbf{F}(\mathrm{t}) = e^{\mathbf{A1}t}$ – фундаментальная матрица.

Используя методику решения дифференциальных уравнений, в состав которых входят обобщенные функции, к которым относятся $\delta(t)$-функции [6, 7], решение (4), (5) представим в виде рекуррентного соотношения для интервала времени от $nT_{\text{о}}$ до $(n+1)T_{\text{о}}$:

$$\mathbf{X}[(n+1)T_0] = \mathbf{F}(T_0)\mathbf{X}[nT_0] + \\ +\mathbf{F}(T_0)\mathbf{B11}\{\Phi_{\text{о}}[nT_0] - [\Phi_{\text{У}}[nT_0]]/N\}T_{\text{о}} - \\ -T_0\sum_{j=0}^{\infty}\frac{\mathbf{A1}^j T_0^j}{(j+1)!}\mathbf{B12}U_m, \quad (6)$$

где $\mathbf{X}[nT_0]$ – состояние системы ИФАПЧ в момент времени nT_0; $\mathbf{B}11$, $\mathbf{B}12$ – соответственно первый и второй столбец матрицы $\mathbf{B}1$; $\Phi_{\text{о}}[nT_0], \Phi_{\text{У}}[nT_0]$ – значения $\Phi_{\text{о}}(t), \Phi_{\text{У}}(t)$ при $t = nT_0$. Запишем (6) в более удобном для вычисления виде

$$\mathbf{X}[(n+1)T_0] = \mathbf{F}(T_0)\mathbf{A}2\mathbf{X}[nT_0] + \\ +\mathbf{F}(T_0)\mathbf{B11}\{\Phi_{\text{о}}[nT_0]/N\}T_{\text{о}} - \\ -T_0\sum_{j=0}^{\infty}\frac{A^j T_0^j}{(j+1)!}\mathbf{B12}U_m, \quad (7)$$

где $\mathbf{A}2$ является единичной диагональной матрицей размером $k \times k$, в которой k-й столбец заменен на $-\mathbf{B}1T_0/N + [0;0;...1]$, для ФНЧ на рис. 1 $\mathbf{A}2=\begin{bmatrix}1 & 0 & -i_{\text{дм1}}T_0/(2\pi NC1)\\ 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 1\end{bmatrix}$, $\mathbf{A}2$ определяет величину скачка вектора состояния в момент времени nT_0.

Приведем некоторые преобразования (7) для случая $\Phi_0[nT_0] = 0$, используя понятие $\mathbf{X}_{\text{уст}}$ – значение уставившегося вектора состояния, определяемого из условия $\mathbf{X}_{\text{уст}} + \mathbf{\Delta X}[(n+1)T_0]$ при $\lim\limits_{n\to\infty}\{\mathbf{\Delta X}[(n+1)T_0], \mathbf{\Delta X}[nT_0]\} = 0$. Значения $\mathbf{X}_{\text{уст}}$ легко определяются из схемы (рис. 4) как $\mathbf{X}_{\text{уст}} = [U_M; U_M; 0]$.

Запишем

$$\mathbf{X}_{\text{уст}} + \mathbf{\Delta X}[(n+1)T_0] = \mathbf{F}(T_0)\mathbf{A}2\{\mathbf{X_{уст}} + \mathbf{\Delta X}[nT_0]\} - T_0\sum_{j=0}^{\infty}\frac{\mathbf{A}1^j T_0^j}{(j+1)!}\mathbf{B}12U_m,$$

$$\mathbf{\Delta X}[(n+1)T_0] = \mathbf{F}(T_0)\mathbf{A}2\mathbf{\Delta X}[nT_0] - T_0\sum_{j=0}^{\infty}\frac{\mathbf{A}1^j T_0^j}{(j+1)!}\mathbf{B}12U_M + \mathbf{F}(T_0)\mathbf{A}2\mathbf{X}_{\text{уст}} - \mathbf{X}_{\text{уст}},$$

т.к. $\lim\limits_{n\to\infty}\{\mathbf{\Delta X}[(n+1)T_0], \mathbf{\Delta X}[nT_0]\} = 0,$

$$\text{то } \mathbf{X}_{\text{уст}} = -T_0 \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\mathbf{A}1^j T_0{}^j}{(j+1)!} \mathbf{B}_2 U_M + \mathbf{F}(T_0)\mathbf{A}2\mathbf{X}_{\text{уст}},$$

$$T_0 \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\mathbf{A}1^j T_0{}^j}{(j+1)!} \mathbf{B}12 U_M = \mathbf{F}(T_0)\mathbf{A}2\mathbf{X}_{\text{уст}} - \mathbf{X}_{\mathbf{уст}} = [\mathbf{F}(T_0)\mathbf{A}2 - \mathbf{I}]\mathbf{X}_{\text{уст}},$$

где $\mathbf{I}$ – единичная диагональная матрица для ФНЧ второго порядка $\mathbf{F}(T_0)\mathbf{A}2\mathbf{X}_{\text{уст}} = \begin{bmatrix} U_M \\ U_M \\ \beta \end{bmatrix}$, β – некоторое число. Поэтому

$$T_0 \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\mathbf{A}1^j T_0{}^j}{(j+1)!} \mathbf{B}12 U_M = \begin{bmatrix} U_M \\ U_M \\ \beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} U_M \\ U_M \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \beta \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Это выражение позволяет не вычислять бесконечный ряд в (7), а воспользоваться формулой (8). Для ФНЧ второго порядка получим

$$\mathbf{X}[(n+1)T_0] = \mathbf{F}(T_0)\mathbf{A}2\mathbf{X}[nT_0] - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \beta \end{bmatrix},$$

а для отклонений $\mathbf{\Delta X}[nT_0]$ от стационарного значения $\mathbf{X}_{\text{уст}}$ справедливо выражение

$$\mathbf{\Delta X}[(n+1)T_0] = \mathbf{F}(T_0)\mathbf{A}2\mathbf{\Delta X}[nT_0]. \quad (9)$$

С использованием (9) запишем разностные уравнения системы ИФАПЧ для времени $t < t_2$ и $t > t_2$ в стандартном виде и при условии $\Phi_0[nT_0] = 0$ (примем, что время nT_0 отсчитывается соответственно от $t = t_1$ и $t = t_2$):

$$\left.\begin{aligned} &\mathbf{\Delta X}_1[(n+1)T_0] = \mathbf{A}_{\text{д}1}\mathbf{\Delta X}_1[nT_0] + \mathbf{B}_{\text{д}1}\mathbf{U}[nT_0], \\ &\mathbf{Y}_1[nT_0] = \mathbf{C}_{\text{д}2}\mathbf{\Delta X}_1[nT_0] + \mathbf{D}_{\text{д}1}\mathbf{U}[nT_0], \\ &\mathbf{\Delta X}_2[(n+1)T_0] = \mathbf{A}_{\text{д}2}\mathbf{\Delta X}_2[nT_0] + \mathbf{B}_{\text{д}2}\mathbf{U}[nT_0], \\ &\mathbf{Y}_2[nT_0] = \mathbf{C}_{\text{д}2}\mathbf{\Delta X}_2[nT_0] + \mathbf{D}_{\text{д}2}\mathbf{U}[nT_0], \end{aligned}\right\} \quad (10)$$

где $\mathbf{A}_{\text{д}1} = \mathbf{F}(T_0)\mathbf{A}2$,

$$\mathbf{A}_{\text{д}2} = e^{\begin{bmatrix} -1/R_1C_2 & 1/R_1C_2 & 0 \\ 1/R_1C_1 & -1/R_1 & 0 \\ 0 & 2\pi S_{\text{УГ}} & 0 \end{bmatrix} T_0} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -i_{\text{дм}2}T_0/(2\pi NC1) \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$\mathbf{C}_{\text{д}1} = \mathbf{C}_{\text{д}2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & S_{\text{УГ}} & 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_{\text{д}1} = \mathbf{B}_{\text{д}2} = 0$, $\mathbf{D}_{\text{д}1} = \mathbf{D}_{\text{д}2} = 0, \mathbf{U}[nT_0] = 0$, $\mathbf{Y}_1[nT_0]$, $\mathbf{Y}_2[nT_0]$ – векторы выхода (для рис. 4 $t = nT_0$, $\mathbf{Y}_1[nT_0]$, $\mathbf{Y}_2[nT_0] = [\Phi_{\text{У}}[nT_0]; \Delta f_{\text{УГ}}[nT_0]]$).

Начальное значение вектора $\mathbf{\Delta X}_1[1T_0]$ в рекуррентном уравнении (10) для времени t_1 определится из выражения (3) как $\mathbf{\Delta X}_1[1T_0] = \mathbf{X}(t_{k+1-}) - \mathbf{X}_{\text{уст}}$, для времени t_2 определится из выражения (10) и рис. 3, 4 как $\mathbf{\Delta X}_2[1T_0] = \mathbf{\Delta X}_1(t_{\text{ком}}) + \mathbf{X}_{\text{уст}2}$, где $\mathbf{X}_{\text{уст}2} = [U_{\text{П}}; U_{\text{П}}; 0]$.

При решении линейных векторных разностных уравнений (10) удобно использовать модальную каноническую модель динамической системы, в которой переходная матрица имеет диагональную форму. Для формирования такой канонической SS-модели используем функцию eig [5] в системе MATLAB: $\mathbf{[P, A_Д]}$=eig($\mathbf{A}_{\text{д}}$), где $\mathbf{A}_{\text{Д}}$ – диагональная матрица, содержащая на главной диагонали собственные числа матрицы $\mathbf{A}_{\text{д}}$; $\mathbf{P}$ – матрица правых собственных векторов $\mathbf{A}_{\text{д}}$. Используем матрицу $\mathbf{P}$ для преобразования вектора состояний $\mathbf{\Delta X}[nT_0]$ к вектору $\mathbf{\Delta X}_{\text{c}}[nT_0]$. Новый вектор состояния $\mathbf{\Delta X}_{\text{c}}[nT_0]$ связан с исходным вектором соотношением $\mathbf{\Delta X}_{\text{c}}[nT_0] = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{\Delta X}[nT_0]$, и система уравнений (10) преобразуется к виду

$$\left.\begin{aligned} &\mathbf{\Delta X}_{\text{c}}[(n+1)T_0] = \mathbf{A}_{\text{Д}}\mathbf{\Delta X}_{\mathbf{C}}[nT_0] + \mathbf{B}_{\text{Д}}\mathbf{U}[nT_0], \\ &\mathbf{Y}[nT_0] = \mathbf{C}_{\text{Д}}\mathbf{\Delta X}_{\mathbf{C}}[nT_0] + \mathbf{DU}[nT_0], \end{aligned}\right\} \quad (11)$$

где $\mathbf{P}^{-1}$ – обратная матрица к $\mathbf{P}$, $\mathbf{A}_{\text{Д}} = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{A}_{\text{д}}\mathbf{P}$, $\mathbf{B}_{\text{Д}} = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{B}_{\text{д}}$, $\mathbf{C}_{\text{Д}} = \mathbf{C}_{\text{д}}\mathbf{P}$. Если на интервале движения $t > t_1$ и $t > t_2$ мы имеем две матрицы $\mathbf{A}_{\text{д}}$, то, соответственно, имеем две матрицы преобразований $\mathbf{P_1}$ и $\mathbf{P_2}$ и пары матриц $\mathbf{B}_{\text{Д}1}$, $\mathbf{B}_{\text{Д}2}$ и $\mathbf{C}_{\text{Д}1}$, $\mathbf{C}_{\text{Д}2}$. Известно, что решение (11) для $\mathbf{B}_{\text{д}1} = \mathbf{B}_{\text{д}2} = 0$, $\mathbf{D}_{\text{д}1} = \mathbf{D}_{\text{д}2} = 0$, $\mathbf{U}[\text{n}T_0] = 0$ можно записать как

$$\mathbf{\Delta X}_{\mathbf{C}}[nT_0] = \mathbf{A}_{\text{Д}}^n\mathbf{\Delta X}_{\mathbf{C}}[T_0], \quad (12)$$

где для системы ИФАПЧ третьего порядка $\mathbf{A}_{\text{Д}}^{n} = diag[\alpha_1{}^{n}, \alpha_2{}^{n}, \alpha_3{}^{n}]$ – переходная диагональная матрица, $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ – собственные значения матрицы $\mathbf{A}_{\text{д}}$, $\Delta\mathbf{X}_{\mathbf{C}}[T_{\text{о}}]$ – начальное значение вектора отклонения состояния от стационарного значения в моменты времени $t = t_1$ или $t = t_2$. Из графиков на рис. 3 (кривая 2) следует, что при «больших» отклонениях времени ($t >> t_1, t >> t_2$) от моментов возмущений в линейной ИФАПЧ переходные процессы для отклонений по частоте и фазе можно описывать уравнениями асимптот (огибающих ПП):

$$\left.\begin{aligned} \Delta f(nT_{\text{о}}) \approx b_f \alpha^n, \\ \Phi_{\text{У}}(nT_{\text{о}}) \approx b_{fi} \alpha^n, \end{aligned}\right\} \qquad (13)$$

где b_f, b_{fi} и α – некоторые параметры, подлежащие определению.

Если в системе ИФАПЧ не используется коммутация параметров (т.е. $i_{\text{дм1}} = i_{\text{дм2}}$, $\omega_{\text{Б}} = \omega_{\text{Б1}} = \omega_{\text{Б2}}$), то, используя (13), время переходного процесса по частоте $n_{p1f}T_{\text{о}}$ и фазе $n_{p1fi}T_{\text{о}}$ с точностями Δf_{ε} и Δfi_{ε} соответственно можно определить из выражений

$$n_{p1f}T_o = t_1 + \ln(\frac{\Delta f_{\varepsilon}}{b_{1f}}) \cdot \frac{1}{\ln(\alpha)} T_{\text{о}},$$

$$n_{p1fi}T_{\text{о}} = t_1 + \ln(\frac{\Delta fi_{\varepsilon}}{b_{1fi}}) \cdot \frac{1}{\ln(\alpha)} T_{\text{о}}. \qquad (14)$$

Из (13) с учетом (11) получим в случае действительного максимального собственного значения α_{1M} из $\alpha_{11}, \alpha_{21}, \alpha_{31}$ при $t_2 > t > t_1$

$$\left.\begin{aligned} \Delta f_{\text{УГ}}(nT_{\text{о}}) \approx b_{1f}\alpha_{1M}^{n} = c_{1Mf}\Delta X_{C1M}(t_1)\alpha_{1M}^{n}, \\ \Phi_{\text{У}}(nT_{\text{о}}) \approx b_{1fi}\alpha_{1M}^{n} = c_{M1fi}\Delta X_{C1M}(t_1)\alpha_{1M}^{n}, \end{aligned}\right\} \qquad (15)$$

где $c_{1Mf}, c_{1Mfi}, \Delta X_{C1M}(t_1)$ – элементы матрицы $\mathbf{C}_{\text{Д1}}$ и вектора $\Delta\mathbf{X}_{C1}(t_1) = \mathbf{P}_1^{-1}\Delta\mathbf{X}_1(t_1)$, соответствующие α_{1M}. Из (15) получим $b_{1f} = c_{1Mf}\Delta X_{C1M}(t_1)$, $b_{1fi} = c_{1Mfi}\Delta X_{C1M}(t_1)$. Для комплексных собственных значений α_{1M}, имеющих максимальное значение $|\alpha_{1M}|$, можно найти асимптоты в виде

$$\left.\begin{aligned} \Delta f_{\text{УГ}}[nT_o] \approx |b_{1f}||\alpha_{1M}|^{n}, \\ \Phi_{\text{У}}[nT_o] \approx |b_{1fi}||\alpha_{1M}|^{n}, \end{aligned}\right\} \qquad (16)$$

где

$|b_{1f}| = 2\left|c_{1Mf}\Delta X_{C1M}(t_1)\right|$, $|b_{1fi}| = 2\left|c_{1Mfi}\Delta X_{C1M}(t_1)\right|$.

Таким образом, определены асимптотические коэффициенты $b_{1f}, b_{1fi}, \alpha_{1M}$ для расчетов переходных процессов по отклонении частоты и фазы УГ от номинала для $t_2 > t > t_1$.

На интервале движения $t > t_2$ выражение (12) с учетом (10) запишется как

$$\mathbf{\Delta X_{C2}}[nT_{\text{о}}] = \mathbf{A}_{\text{Д2}}^{n}\mathbf{P}_2^{-1}\{\mathbf{P}_1\mathbf{\Delta X_{C1}}(t_{\text{ком}}) + \mathbf{X}_{\text{уст2}}\}, \qquad (17)$$

где $\mathbf{\Delta X_{C1}}(t_{\text{ком}}) = \mathbf{A}_{\text{Д1}}^{t_{\text{ком}}/T_{\text{о}}}\mathbf{P}_1^{-1}\mathbf{\Delta X}(t_1)$,

$\mathbf{A}_{\text{Д2}}^{n} = diag[\alpha_{21}^{n}, \alpha_{22}^{n}, \alpha_{23}^{n}]$ – переходная диагональная матрица, соответствующая $\mathbf{A}_2$, а отклонение частоты и фазы УГ от номинала – в виде

$$\left.\begin{aligned} \Delta f_{\text{УГ2}}[nT_{\text{о}}] = \mathbf{C}_{\text{Д2}f}\mathbf{\Delta X_{C2}}[nT_{\text{о}}], \\ \Phi_{\text{У2}}[nT_{\text{о}}] = \mathbf{C}_{\text{Д2}fi}\mathbf{\Delta X_{C2}}[nT_{\text{о}}], \end{aligned}\right\} \qquad (18)$$

где $\mathbf{C}_{\text{Д2}f}, \mathbf{C}_{\text{Д2}fi}$ – 1-я и 2-я строки матрицы $\mathbf{C}_{\text{Д2}}$ соответственно.

Полагая в (18) $n_{p2f}T_{\text{о}} = t_{pf}$, $\Delta f_{\text{УГ2}} = \Delta f_{\varepsilon}$ и $n_{p2fi}T_{\text{о}} = t_{pfi}$, $\Phi_{\text{У2}} = \Delta fi_{\varepsilon}$, с использованием (13) получим для α_{2M} – действительного максимального собственного значения $\mathbf{A_2}$

$$\left.\begin{aligned} \Delta f_{\varepsilon} = C_{\text{Д2}Mf}\Delta X_{C2M}(t_{\text{ком}})\alpha_{2M}^{n_{p2f}}, \\ \Delta fi_{\varepsilon} = C_{\text{Д2}Mfi}\Delta X_{C2M}(t_{\text{ком}})\alpha_{2M}^{n_{p2fi}}, \end{aligned}\right\} \qquad (19а)$$

где $C_{\text{Д2}Mf}$, $C_{\text{Д2}Mfi}$, X_{C2M} – элементы соответствующей строки $\mathbf{C}_{\text{Д2}}$ и элементы векторов $\mathbf{\Delta X_{C2}}(t_{\text{ком}}) = \mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{\Delta X}_2(t_{\text{ком}}) = \mathbf{P}_2^{-1}[\mathbf{P}_1\mathbf{A}_{\text{Д1}}(t_{\text{ком}})\mathbf{P}_1^{-1}\mathbf{\Delta X}(t_1) + \mathbf{X}_{\text{уст2}}]$, соответствующие α_{2M}. Для комплексного собственного значения $\mathbf{A}_{\text{Д2}}$ с максимальным модулем $|\alpha_{2M}|$ запишем

$$\left.\begin{aligned} \Delta f_{\varepsilon} = 2\left|C_{\text{Д2}Mf}\Delta X_{C2M}(t_{\text{ком}})\right||\alpha_{2M}|^{n_{p2f}}, \\ \Delta fi_{\varepsilon} = 2\left|C_{\text{Д2}Mfi}\Delta X_{C2M}(t_{\text{ком}})\right||\alpha_{2M}|^{n_{pfi}}. \end{aligned}\right\} \qquad (19б)$$

Из (19) найдем время переходного процесса в линейном режиме ИФАПЧ t_{pf} и t_{pfi} для действительного α_{2M}:

$$\left.\begin{aligned} t_{pf} &= n_{p2f}T_{\text{о}} = t_{\text{ком}} + \ln\frac{\Delta f_{\varepsilon}}{C_{\text{Д}2Mf}\Delta X_{C2M}(t_{\text{ком}})}\frac{1}{\ln\alpha_{2M}}T_{\text{о}},\\ t_{pfi} &= n_{p2fi}T_{o} = t_{\text{ком}} + \ln\frac{\Delta fi_{\varepsilon}}{C_{\text{Д}2Mfi}\Delta X_{C2M}(t_{\text{ком}})}\frac{1}{\ln\alpha_{2M}}T_{o}. \end{aligned}\right\} \quad (20\text{а})$$

Для комплексного α_{2M}:

$$\left.\begin{aligned} n_{p2f}T_{o} &= t_{\text{ком}} + \ln\frac{\Delta f_{\varepsilon}}{2\left|C_{\text{Д}2Mf}\Delta X_{C2M}(t_{\text{ком}})\right|}\frac{1}{\ln|\alpha_{2M}|}T_{o},\\ n_{p2fi}T_{o} &= t_{\text{ком}} + \ln\frac{\Delta fi_{\varepsilon}}{2\left|C_{\text{Д}2Mfi}\Delta X_{C2M}(t_{\text{ком}})\right|}\frac{1}{\ln|\alpha_{2M}|}T_{o}. \end{aligned}\right\} \quad (20\text{б})$$

Отметим, что (19), (20) справедливы при условиях $\Delta f_{\varepsilon} < C_{\text{Д}2Mf}\Delta X_{C2M}(t_{\text{ком}})$ или $\Delta f_{\varepsilon} < 2\left|C_{\text{Д}2Mf}\Delta X_{C2M}(t_{\text{ком}})\right|$ и $\Delta fi_{\varepsilon} < C_{\text{Д}2Mfi}\Delta X_{C2M}(t_{\text{ком}})$ или $\Delta fi_{\varepsilon} < 2\left|C_{\text{Д}2Mfi}\Delta X_{C2M}(t_{\text{ком}})\right|$. В соответствии с рис. 3 $t_{\text{ком}} = t_2 - t_1$ – длительности интервала времени работы системы ИФАПЧ в линейном режиме до момента коммутации.

Анализ (20) показывает, что при заданных параметрах системы ИФАПЧ и уровне помехи U_n существует оптимальное значение $t_{\text{ком.о}}$, минимизирующее значения $n_{p2f}T_{\text{о}}$ и $n_{p2fi}T_{\text{о}}$. Для действительных α_{1M} и α_{2M} функцию $t_{\text{ком.о}}$ можно определить из (20) (см. Приложение) в виде

$$t_{\text{ком.о}} = round\left[\ln\frac{\ln\alpha_{2M}}{\ln(\alpha_{1M}/\alpha_{2M})\beta_1}\frac{1}{\ln\alpha_{1M}}\right]T_{\text{о}},$$

где $\beta_1 = \mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{P}_1(\alpha_{2M},\alpha_{1M})\mathbf{\Delta X}_{C1M}(t_1)/\mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{U}_{\mathbf{CT}}(\alpha_{2M})U_{\Pi}$ (*round* – функция округления до ближайшего целого) для комплексных α_{2M},α_{1M};

$$t_{\text{комо}} = \\ = round\left[\ln\frac{\ln|\alpha_{2M}|}{(\ln|\alpha_{1M}|-\ln|\alpha_{2M}|)\beta_{1c}}\frac{1}{\ln|\alpha_{1M}|}\right]T_{\text{о}},$$

где

$$\beta_{1c} = \left[\left|\mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{P}_1(\alpha_{2M},\alpha_{1M})\right| + \left|\mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{P}_1(\alpha_{2M},\alpha_{1M}+1)\right|\right]\times \\ \times\left|\mathbf{\Delta X}_{C1M}(t_1)/\mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{U}_{\mathbf{CT}}(|\alpha_{2M}|)U_{\Pi}\right|,$$

α_{1M} – максимальное действительное собственное значение матрицы $\mathbf{A}_{\text{д1}}$ или $|\alpha_{1M}|$ – модуль комплексного собственного значения α_{1M} $\mathbf{A}_{\text{д1}}$, имеющего максимальное значение; $\mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{U}_{\mathbf{CT}}(\alpha_{2M})$ – элемент вектора $\mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{U}_{\mathbf{CT}}$, соответствующий номеру α_{2M}; $\mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{P}_1(\alpha_{2M},\alpha_{1M})$ – элемент матрицы $\mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{P}_1$, соответствующий номерам α_{2M},α_{1M}; $\mathbf{\Delta X}_{C1M}(t_1)$ – элемент вектора $\mathbf{P}_1^{-1}\mathbf{\Delta X}(t_1)$, соответствующий номеру α_{1M}.

Также $t_{\text{ком.о}}$ можно найти, например, используя функцию *fminbnd* системы MATLAB 7 для минимизации функций:

$$t_{\text{ком}} + \ln\frac{\Delta f_{\varepsilon}}{C_{\text{Д}2Mf}\Delta X_{C2M}(t_{\text{ком}})}\frac{1}{\ln\alpha_{2M}}T_{\text{о}}$$

или

$$t_{\text{ком}} + \ln\frac{\Delta f_{\varepsilon}}{2\left|C_{\text{Д}2Mf}\Delta X_{C2M}(t_{\text{ком}})\right|}\frac{1}{\ln|\alpha_{2M}|}T_{\text{о}}.$$

С учетом вычисленных значений $t_{\text{комо}}$ [4] и Приложения время переходного процесса t_{yf} для действительных α_{1M} и α_{2M} определится как

$$\left.\begin{aligned} t_{yf} &= t_1 + t_{\text{ком.о}} + \ln\frac{\Delta f_{\varepsilon}}{(1+\beta_1\alpha_{1M}^{t_{\text{ком.о}}})\beta_2}\frac{1}{\ln\alpha_{2M}}T_{\text{о}},\\ t_{yfi} &= t_1 + t_{\text{ком.о}} + \ln\frac{\Delta f_{\varepsilon}}{(1+\beta_1\alpha_{1M}^{t_{\text{ком.о}}})\beta_{2fi}}\frac{1}{\ln\alpha_{2M}}T_{\text{о}}, \end{aligned}\right\} \quad (21\text{а})$$

где $\beta_2 = C_{\text{Д}2Mf}\mathbf{U}_{\mathbf{CT}}(\alpha_{2M})U_{\Pi}$, $\beta_{2fi} = C_{\text{Д}2Mf}\mathbf{U}_{\mathbf{CT}}(\alpha_{2M})U_{\Pi}$, для комплексных α_{1M} и α_{2M};

$$\left.\begin{aligned} t_{yf} &= t_1 + t_{\text{ком.о}} + \ln\frac{\Delta f_\varepsilon}{(1+\beta_{1c}\,|\,\alpha_{1M}\,|^{t_{\text{ком.о}}})\beta_{2c}}\frac{1}{\ln|\,\alpha_{2M}\,|}T_{\text{о}},\\ t_{yf} &= t_1 + t_{\text{ком.о}} + \ln\frac{\Delta f_\varepsilon}{(1+\beta_{1c}\,|\,\alpha_{1M}\,|^{t_{\text{ком.о}}})\beta_{2cfi}}\frac{1}{\ln|\,\alpha_{2M}\,|}T_{\text{о}}, \end{aligned}\right\} \qquad (21б)$$

где $\beta_{2c} = 2\,|\,C_{Д2Mf}\mathbf{U}_{\mathbf{СТ}}(\alpha_{2M})\,|\,U_{\text{П}}$, $\beta_{2cfi} = 2\,|\,C_{Д2Mfi}\mathbf{U}_{\mathbf{СТ}}(\alpha_{2M})\,|\,U_{\text{П}}$.

В заключение отметим, что с использованием полученных соотношений в среде MATLAB разработана программа расчета длительности ПП перестройки ИФАПЧ синтезатора по частоте и фазе с рассмотренным способом ускорения протекания ПП. Иллюстрацией работы этой программы по расчету ПП по частоте при начальной расстройке $U_M 1(t) S_{\text{УГ}}$ и помехе коммутации $U_{\text{П}} 1(t-t_2) S_{\text{УГ}}$, возникающей при переключении элементов ФНЧ и токов зарядовой накачки ИЧФД, являются графики, представленные на рис. 3.

Предложенная методика расчета ПП в системе ИФАПЧ 3-го порядка легко может быть распространена на системы ИФАПЧ более высокого порядка с использованием необходимых матриц, полученных в [8].

Приложение

Определение приближенного значения $t_{\text{ком.о}}$.

Отклонение частоты после момента коммутации можно представить в виде

$$\Delta f[nT_{\text{о}}] = (1+\beta_1\alpha_{1M}^{t_{\text{ком}}/T_{\text{о}}})\beta_2\alpha_{2M}^{n},$$

где $\beta_1, \beta_2, \alpha_{1M}, \alpha_{2M}$ – некоторые коэффициенты, определенные ранее ($nT_{\text{о}}$ отсчитывается t_2).

При $\Delta f[nT_{\text{о}}] = \Delta f_\varepsilon$ последнее выражение запишем в виде

$$\Delta f_\varepsilon = (1+\beta_1\alpha_{1M}^{t_{\text{ком}}/T_{\text{о}}})\beta_2\alpha_{2M}^{n}.$$

Отсюда находим

$$n = \ln\frac{\Delta f_\varepsilon}{(1+\beta_1\alpha_{1M}^{t_{\text{ком}}/T_{\text{о}}})\beta_2}\frac{1}{\ln\alpha_{2M}}.$$

Общее время нахождения ИФАПЧ в линейном режиме определится как

$$t_{pf} = t_{\text{ком}} + \ln\frac{\Delta f_\varepsilon}{(1+\beta_1\alpha_{1M}^{t_{\text{ком}}/T_{\text{о}}})\beta_2}\frac{1}{\ln\alpha_{2M}}T_{\text{о}}.$$

Считая t_{pf}, $t_{\text{ком}}$ непрерывными, найдем производную $dt_{pf}/dt_{\text{ком}}$ и приравняем ее нулю, таким способом определив значение $t_{\text{ком.о}}$, минимизирующее t_{pf}.

Найдем

$$dt_{pf}/dt_{\text{ком.о}} = 1 + \frac{1}{\ln\alpha_{2M}}\frac{(1+\beta_1\alpha_{1M}^{t_{\text{ком.о}}/T_{\text{о}}})\beta_2}{\Delta f_\varepsilon}\times$$

$$\times\frac{-\Delta f_\varepsilon\beta_1\beta_2\ln\alpha_{1M}\alpha_{1M}^{t_{\text{ком.о}}/T_{\text{о}}}}{[(1+\beta_1\alpha_{1M}^{t_{\text{ком.о}}/T_{\text{о}}})\beta_2]^2} = 0.$$

Отсюда

$$1 - \frac{\ln\alpha_{1M}}{\ln\alpha_{2M}}\frac{\beta_1\beta_2\alpha_{1M}^{t_{\text{ком.о}}/T_{\text{о}}}}{(1+\beta_1\alpha_{1M}^{t_{\text{ком.о}}/T_{\text{о}}})\beta_2} = 0$$

или

$$\ln\alpha_{2M}(1+\beta_1\alpha_{1M}^{t_{\text{ком}}/T_{\text{о}}})\beta_2 - \ln\alpha_{1M}\beta_1\beta_2\alpha_{1M}^{t_{\text{ком.о}}/T_{\text{о}}} = 0.$$

Из последнего выражения найдем окончательно

$$t_{\text{ком.о}} = \ln\frac{\ln\alpha_{2M}}{\ln(\alpha_{1M}/\alpha_{2M})\beta_1}\frac{1}{\ln\alpha_{2M}}T_{\text{о}},$$

$$t_{pf} = t_{\text{ком.о}} + \ln\frac{\Delta f_\varepsilon}{(1+\beta_1\alpha_{1M}^{t_{\text{ком.о}}/T_{\text{о}}})\beta_2}\frac{1}{\ln\alpha_{2M}}T_{\text{о}}.$$

Литература

1. *Романов С.К., Тихомиров Н.М., Марков И.А., Рахманин Д.Н.* Дискретная модель синтезатора частот с коммутируемой полосой пропускания // Теория и техника радиосвязи / ОАО «Концерн «Созвездие». Воронеж, 2014. №4. С. 102–109.

2. *Кетков Ю.Л., Кетков А.Ю., Шульц М.М.* MATLAB 7: программирование, численные методы. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 752 с.: ил.

3. *Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К.* Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты. М.: Радио и связь, 1989. 232 с.

4. *Романов С.К., Рахманин Д.Н.* Коммутация полосы пропускания в синтезаторах частот со счётчиковыми делителями в цепи обратной связи // Теория и техника радиосвязи / ВНИИС. Воронеж, 2002. Вып. 2. С. 118–128.

5. *Медведев В.С., Потемкин В.Г.* Control System Toolbox. М.: Диалог МИФИ, 1999. 287 с.

6. *Стрейц В.* Метод пространств состояний в теории дискретных линейных систем управления: пер. с англ. Под ред. Я.З. Цыпкина. М.: Наука, 1985. 296 с.

7. *Алексанкин Я.Я., Бржозовский А.Э., Жданов В.А.* и др. Автоматизированное проектирование систем автоматического управления / Под ред. В.В. Солодовникова. М.: Машиностроение, 1990. 332 с.: ил.

Статья поступила в редакцию 11 октября 2017 года

УДК 621.372.54

СИНТЕЗ ФИЛЬТРОВ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ: СИСТЕМА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ (САПР)*

Т.В. Синицына, к.т.н., главный конструктор, НПП «БУТИС», e-mail: sinicina@butis.ru
А.С. Багдасарян, д.т.н., профессор, гл.н.с., ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН

Разработана система автоматизированного проектирования фильтров на ПАВ для создания новых изделий в мировой радиоэлектронной аппаратуре и средствах связи на частотный диапазон 20–3500 МГц и диапазон полос пропускания 0,01–80 %, обеспечивающая замкнутый цикл проектирования от анализа исходных требований к фильтру до получения топологических программ изготовления фотошаблонов в различных форматах.

***Ключевые слова**: фильтры на поверхностных акустических волнах, синтез высокоизбирательных характеристик, программное обеспечение.*

SYNTHESIS OF SURFACE ACOUSTIC WAVES FILTERS: COMPUTER-AIDED ENGINEERING SYSTEM (CAD)

T.V. Sinitsyna, Ph.D. (Eng.), Chief Designer, Research and Production Company BUTIS, e-mail: sinicina@butis.ru
A.S. Bagdasaryan, Dr.Sci. (Eng.), Full Professor, Chief Research Associate, Institute of Radio Engineering and Electronics of Kotelnikov by RAS

A computer-aided engineering system to design surface acoustic wave filters for developing new products in the area of the world radio electronic equipment and facilities for communication at the frequency range of 20–3500 MHz and bandwidth range of 0.01–80% providing closed design cycle from analyzing initial filter requirements to obtaining topological programs to produce photo masks in various formats is developed.

***Keywords**: surface acoustic wave filters, high-selective characteristics synthesis, software.*

В настоящее время пьезоэлектрические устройства широко применяются в радиоэлектронной аппаратуре различного функционального назначения. При этом они решают большой круг задач, основными из которых являются формирование, стабилизация, селекция частоты и обработка сигналов. Уникальные эксплуатационные характеристики пьезоэлектрических устройств (высокие технические показатели при минимальных массогабаритных характеристиках, минимальные кратковременная и долговременная нестабильность частоты, стойкость к воздействию специальных и внешних факторов, малое время готовности и длительный срок службы) обусловили их эффективное использование в составе систем связи и управления существующих и перспективных образцов военной техники, а также телекоммуникационных системах гражданского назначения.

Важнейшим качествообразующим элементом таких систем является полосно-пропускающий радиочастотный фильтр, характеристики которого в значительной степени определяют такие параметры назначения радиоэлектронной аппаратуры, как помехозащищённость приёмопередающих узлов, дальность и точность действия, стабильность. Одним из наиболее перспективных классов радиочастотных фильтров в диапазоне частот от 20 до 2500 МГц являются частотно-избирательные фильтры, выполненные по технологии поверхностных акустических волн, обеспечивающие возможность сложной обработки радиочастотных сигналов (рис. 1–2).

Обеспечение современных системных требований накладывает определенные ограничения на параметры фильтров на ПАВ:

– требование «отсутствие искажений при обработке входного сигнала» связано с обеспечением высокой избирательности АЧХ фильтра (коэффициент прямоугольности не более 2) при уровне гарантированного затухания в полосах заграждения не менее 40 дБ, а также малой неравномерности АЧХ фильтра в полосе пропускания (не более 1 дБ);

– требование «малая энергоемкость» определяет допустимый уровень вносимого затухания фильтра (обычно не более 5 дБ для входных фильтров и 25 дБ для трактов ПЧ), от величины которого зависит количество используемых компенсирующих усилителей и, соответственно, шумовые характеристики системы;

– быстродействие системы в значительной степени определяется характеристикой группо-

* Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант 17-07-01372 А).

вого времени запаздывания фильтра, а именно величиной абсолютной задержки сигнала, которая на низких частотах может составлять 1 мкс, а для диапазона СВЧ не превышать 50 нс.

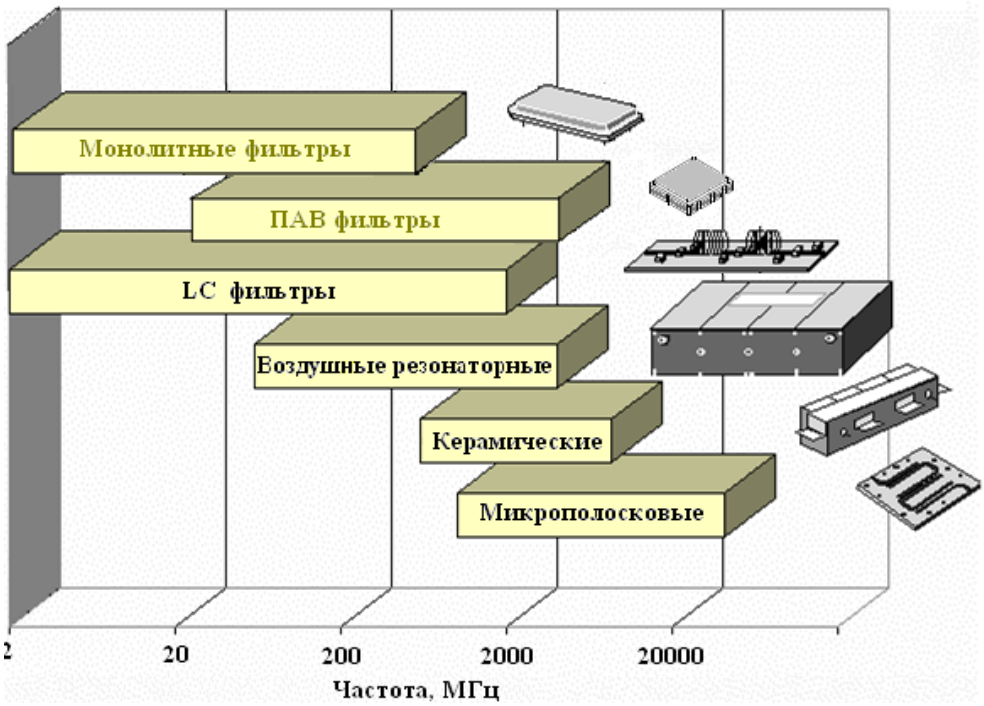


Рис. 1. Типы и диапазоны применения частотно-селективных устройств

Рис. 2. Области применения ПАВ-устройств
в современных системах приема, передачи и обработки информации

Фильтры на ПАВ: постановка задачи синтеза высокоизбирательных характеристик

К сожалению, универсальных конструкций ПАВ-фильтров, обеспечивающих в полной мере данную совокупность параметров, не существует из-за целого ряда технологических и физических ограничений, поэтому за почти полувековую историю развития ПАВ-техники разработан большой спектр конструкций фильтров на ПАВ, обеспечивающих оптимальную совокупность параметров в определенном диапазоне частот и полос пропускания (табл. 1). При этом в зависимости от совокупности параметров конструктивные типы ПАВ-фильтров различаются не

только по функциональному назначению (тракты промежуточной частоты или входные каскады радиоэлектронной аппаратуры), но и по системному подходу к синтезу их рабочих характеристик [1, 2].

Таблица 1

Классификация фильтров на ПАВ

Категория	Полоса пропускания, %	Тип фильтра	Материал[1]	Частота, МГц	Вносимое затухание, дБ	Коэффициент прямоугольности по уровням 40/3 дБ
Сверхузкополосные	0,05–0,3	Резонаторный	Кварц	50–800	4–8	2,0–3,0
Узкополосные	0,3–4	SPUDT[2]	Кварц	50–800	6–15	1,4–2,5
		Кольцевой	ТЛ НЛ	30–400	2–4	2,5–4,0
		Резонаторный	ТЛ НЛ	100–2500	2–6	2,0–3,0
		Импедансный	ТЛ	100–2500	1–6	1,5–2,5
		Трансверсальный	Кварц LGS ТЛ	20–1000	12–24	1,2–2,0
Среднеполосные	4–15	Импедансный	НЛ	100–2500	1–6	1,5–2,5
		На основе *U*-образного МПО	НЛ	30–300	4–8	2,5–4,0
		Трансверсальный	ТЛ НЛ	20–1000	15–25	1,15–2,0
		Веерный	НЛ		8–20	
Широкополосные	15–40	Трансверсальный	НЛ	36–1000	15–28	1,1–1,7
		Веерный			10–20	1,15–1,7
Сверхширокополосные	40–80	Веерный	НЛ	36–700	20–30	1,1–1,5

Примечания:
1. НЛ – ниобат лития, ТЛ – танталат лития, LGS – лангасит.
2. SPUDT – на основе однонаправленных преобразователей.

Трансверсальные фильтры являются наиболее освоенным типом ПАВ-устройств. Они обеспечивают реализацию минимальных коэффициентов прямоугольности и максимальной избирательности, что связано с использованием преобразователей, взвешенных различными конструктивными методами. Недостатками трансверсальных фильтров являются достаточно большие габариты и высокое вносимое затухание, что ограничивает область их применения трактами ПЧ.

Синтез таких фильтров, как правило, проводится в предположении нулевого уровня отражений в электродных структурах и основан на использовании функции окна (окно Кайзера [3], окно Дольфа–Чебышева [4] и др.) или оптимизационного алгоритма Ремеза [5, 6]. На практике при синтезе аподизованных ВШП (преобразователей с переменным перекрытием электродов) обычно используются две весовых функции – «косинус на пьедестале» и функция Кайзера.

Функция «косинус на пьедестале» описывается формулой

$$x_n = k + (1-k)\cos^2\left(\frac{\pi}{N}\left(n - \frac{N}{2}\right)\right),$$

где x_n – весовой коэффициент n-го веса; k = 0–1; N – число весов. В частном случае, при k = 0,08, данное выражение представляет собой классическую функцию Хэмминга, которая обеспечивает уровень боковых лепестков АЧХ около –42 дБ.

Функция Кайзера описывается формулой

$$x_n = \frac{\sin\left[\pi\left(\frac{2n}{N} - 1\right)\right]}{\pi\left(\frac{2n}{N} - 1\right)} W_n,$$

где x_n – весовой коэффициент n-го веса; N – число весов; W_n – функция Кайзера:

$$W(n) = \frac{J_0\left[\beta\sqrt{1-(n/N)^2}\right]}{J_{0(\beta)}},$$

где β – параметр функции Кайзера, формирующий переходную полосу фильтра; $J_0(n)$ − функция Бесселя нулевого порядка. В отличие от других весовых функций, характеризующихся постоянными значениями уровня боковых лепестков и коэффициента прямоугольности, у весовых функций Кайзера эти параметры могут широко варьироваться путем изменения параметра β. Основанная на таком принципе САПР высокоизбирательных трансверсальных ПАВ-фильтров описана в работе [7].

Альтернативным вариантом аподизованных ВШП являются преобразователи, взвешенные выборочным удалением (ПВУЭ) (в этом случае алгоритм вычисления заключается в аппроксимации огибающей функции аподизации огибающей импульсного отклика ПВУЭ), либо преобразователи с емкостным взвешиванием электродов [8].

Для синтеза трансверсальных ПАВ-фильтров с несимметричными АЧХ и нелинейными фазой и ГВЗ эффективно используется метод частотных выборок, основанный на прямом и обратном преобразованиях Фурье.

Фильтры веерного типа также относятся к фильтрам ПЧ [9, 10]. Они характеризуются меньшим вносимым затуханием при сравнительно широких полосах пропускания по сравнению с фильтрами трансверсального типа. С конструктивной точки зрения веерные ВШП представляют собой систему из n-каналов, характеризующихся собственной длиной волны/частотой и апертурой (величиной перекрытия электродов). При этом относительная полоса пропускания преобразователя напрямую зависит от количества каналов, а изменением апертуры канала можно менять интенсивность ПАВ в данной области. При анализе веерных преобразователей обычно предполагается, что каждый из них образован совокупностью 10–200 акустических каналов, которые параллельны направлению распространения ПАВ, при этом электроды расположены эквидистантно и перпендикулярно направлению распространения волны.

Первый этап синтеза веерного фильтра заключается в формировании входного и выходного ВШП, а именно в предварительном выборе числа каналов, их частот и апертур. Вычисления производятся с использованием модели δ-функций, при этом результирующая АЧХ веерного ВШП является суммой характеристик парциальных каналов. Следует отметить, что для увеличения избирательности при реализации ВШП веерного типа может использоваться емкостное взвешивание [11] либо выборочное удаление электродов. Также, с целью уменьшения вносимого затухания и неравномерности АЧХ в полосе пропускания, электродная структура ВШП может включать в себя элементы, обеспечивающие режим направленного излучения волны (SPUDT) [12, 13]. После предварительного синтеза проводится синтез по более точным моделям эквивалентных схем или P-матриц.

Недостатком веерных фильтров является то, что достижение предельных эксплуатационных параметров предполагает применение согласующих схем, что несколько затрудняет их практическое применение.

Резонаторные фильтры (на основе продольно- и поперечно-связанных резонаторов) [14, 15] – фильтры на основе U-образных [16] и реверсивных [17] ответвителей. Импедансные фильтры [18] предназначены для использования во входных каскадах РЭА, поскольку обеспечивают малый уровень вносимого затухания [19]. Синтез таких фильтров осуществляется на основе моделей, учитывающих отражение волны от массо-электрических неоднородностей на поверхности пьезоэлектрика (теория связанных мод и P-метод либо метод эквивалентных схем) [20, 21]. Фильтры данных конструкций, как правило, не требуют дополнительного согласования. К их недостаткам следует отнести ограниченный диапазон полос пропускания и недостаточный коэффициент прямоугольности.

Фильтры на основе однофазных однонаправленных преобразователей (SPUDT) [22, 23] используются в качестве фильтров ПЧ. Они позволяют реализовать минимальные потери и пульсации АЧХ в полосе пропускания по сравнению с аналогичными фильтрами трансверсального типа. Типовая процедура синтеза таких фильтров базируется на нахождении таких функций распределения источников и отражателей в пределах ВШП, которые обеспечивают требуемые параметры фильтра при заданных размерах преобразователей. Данный метод синтеза основан на последовательной вариации типовых SPUDT-структур базовых ячеек в пределах заданной области преобразователя. Для до-

стижения требуемых характеристик фильтра обычно используется оптимизационный алгоритм, минимизирующий ошибку между текущими параметрами и заданными требованиями. В качестве оптимизируемых параметров, помимо частотной характеристики, задаются вносимые потери, предельно допустимые девиации группового времени задержки, фазы или другие требования, предъявляемые к фильтру.

Из вышесказанного следует, что ПАВ-фильтры значительно различаются как с конструктивной точки зрения, так и по системному подходу к их синтезу, поэтому использование одной универсальной программы для синтеза ПАВ-фильтров различного функционального назначения не представляется возможным. В связи с этим в мировой практике принят модульный вариант построения САПР, каждому из которых соответствует собственный алгоритм моделирования.

Анализ информационных материалов российских предприятий – разработчиков ПАВ-устройств показывает, что существующие на предприятиях САПР охватывают только часть типов фильтров, указанных выше. Так, АО «НИИ «Элпа» специализируется на разработке трансверсальных фильтров и фильтров на основе продольно-связанных резонаторов; ОАО «Авангард» разрабатывает трансверсальные и импедансные фильтры; АО «ОНИИП» разрабатывает фильтры на основе *U*-образного и реверсивного МПО. Аналогичная ситуация существует и на предприятиях, являющихся мировыми лидерами в области ПАВ-техники (фирмы RF Monolithics (США), AEC, SAW TEK (США), EPCOS (Германия), Tai-SAW Technology (Тайвань), Microsaw Oy (Финляндия)).

На основании вышеизложенного основная задача заключается в разработке высокоскоростной системы автоматизированного проектирования (САПР) фильтров на ПАВ различного функционального назначения на частотный диапазон 20–3500 МГц и диапазон полос пропускания 0,01–80%, обеспечивающей замкнутый цикл проектирования от анализа исходных требований к фильтру до получения топологических программ изготовления фотошаблонов в различных форматах.

Результаты разработки САПР фильтров на ПАВ

Разработка САПР фильтров на ПАВ различного функционального назначения проводилась на основе результатов, полученных в НПП «БУТИС» [24] с использованием оригинальных базовых моделей.

С целью обеспечения удобства эксплуатации структурная организация САПР основана на модульном варианте построения. Обобщенная структурная схема САПР с указанием входящего в нее программного обеспечения показана на рис. 3.

Программное обеспечение для модулей TCFILTER, FILTER-Quartz, F_RMSC, K-FILTER, IDT, U-FILTER, MATERIAL, FUNCTIONS выполнено на базе стандартного пакета MatLab. Базовым языком программирования для остальных модулей является алгоритмический язык «C++». Часть вычислительных программных модулей написана на языке Assembler. Это позволило в 8–10 раз увеличить скорость расчета фильтров, что, в первую очередь, сокращает время их оптимизации и синтеза по заданным параметрам фильтра. Ниже приводится краткое описание функциональных возможностей программ, входящих в САПР.

Программы FILTER-Quartz и TCFILTER предназначены для проектирования резонаторных сверхузкополосных ПАВ-фильтров с продольной и поперечной акустической связью соответственно. Расчет характеристик фильтров проводится с помощью модифицированной модели P-матриц и теории акустического волновода, обеспечивающих учет влияния вторичных эффектов на параметры фильтров. В программе предусмотрены возможность последовательного каскадного включения и использование элементов согласования. Результаты расчета, представленные в виде матриц электрических характеристик и топологических файлов, унифицированы и могут быть использованы в программах общего назначения (SAW_VC, LAY_APO, KULON).

Программа SIMIRES предназначена для проектирования резонаторных фильтров с продольной и поперечной акустической связью для различных типов звеньев (число ВШП в одном звене варьируется от 2 до 5), а также импедансных лестничных фильтров на основе акустических резонаторов. Структуры ВШП также задаются файлами весовых коэффициентов или совокупностью базовых элементов, полученных с помощью программы SAW_VC. В данной программе предусмотрена возможность каскадного включения (как параллельного, так и последовательного), что позволяет проектировать фильтры резонаторного типа практически любой сложности.

Расчет характеристик фильтров проводится с помощью модели эквивалентных схем, обеспечивающей учет схем согласования, в том числе и между каскадами паразитных эффектов и реальных нагрузок на входе и выходе фильтров, а также оценивающей влияние вторичных эффектов на параметры фильтров. Результаты расчета, представленные в виде матриц электрических характеристик и топологических файлов, унифицированы и могут быть использованы в программах общего назначения (SAW_VC, LAY_APO, KULON).

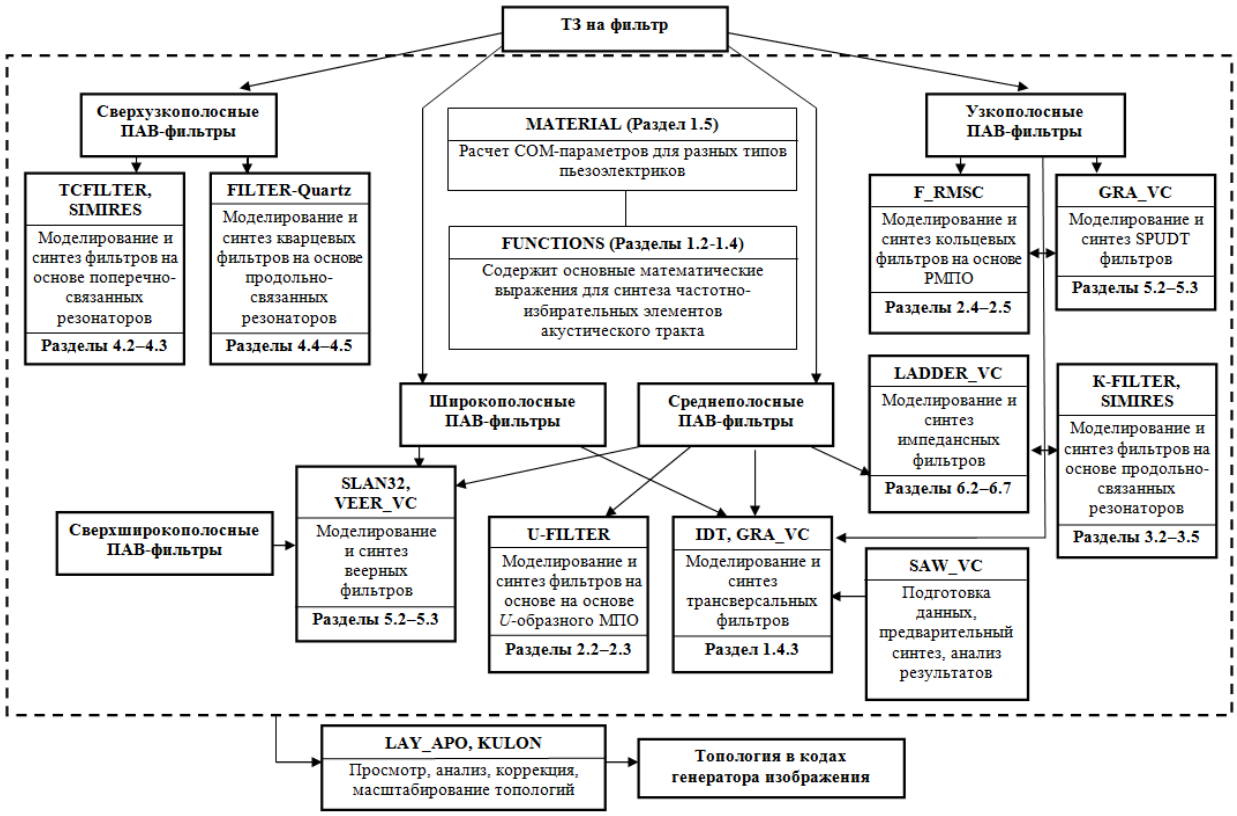


Рис. 3. Обобщенная структурная схема САПР

Аналогом данной программы является программа **K-FILTER**, предназначенная для синтеза ПАВ-фильтров на основе продольно-связанных резонаторов (до 4 звеньев) с общим количеством частотно-избирательных элементов до 20. В программе предусмотрены различные способы включения входных и выходных преобразователей, а также оптимизация по 16 параметрам, в т.ч. по величине апертуры, коэффициенту металлизации, толщине металлизации и т.д. Программа выполнена на основе модифицированной модели *P*-матриц и теории акустического волновода, что позволяет ее использовать для реализации ПАВ-устройств со сверхмалыми апертурами.

Программа F_RMSC предназначена для синтеза ПАВ-фильтров кольцевого типа на основе РМПО (1 или 2 звена). Программа основана на модифицированной модели *P*-матриц. Имеется возможность использования преобразователей, взвешенных различными конструктивными способами. В программе учитываются параметры материала звукопровода, эффективная скорость и коэффициент отражения в структурах, а также геометрия конструкции и вторичные электромагнитные факторы. В программе предусмотрена оптимизация по 16 параметрам, в т.ч. по величине апертуры, коэффициенту металлизации, толщине металлизации и т.д.

Результаты расчета, представленные в виде матриц электрических характеристик и топологических файлов, унифицированы и могут быть использованы в программах общего назначения (SAW_VC, LAY_APO, KULON).

Программа SAW_VC предназначена для предварительного синтеза и анализа фильтров трансверсального типа на основе δ-модели, а также анализа экспериментальных и расчетных результатов, полученных с помощью программ, применяемых для проектирования отдельных

типов фильтров по более точным моделям. Программа включает в себя следующие программные модули для синтеза фильтров:

– синтез аподизованных ВШП по весовым функциям с различным числом весовых коэффициентов на длину волны;

– синтез фильтров на основе аподизованных ВШП методом частотных выборок;

– синтез фильтров на основе оптимизационного алгоритма Ремеза;

– оптимизационный синтез фильтров на основе ВШП, взвешенных удалением электродов (ВУЭ).

Блок анализа позволяет выполнять следующие операции:

– расчет характеристик ВШП, представленных массивами весовых коэффициентов или в виде базовых топологических элементов (сетки);

– расчет функции свертки двух ВШП для получения импульсной и частотной характеристик фильтра в целом;

– суммирование частотных характеристик отдельных ВШП.

Редактор весовых коэффициентов предназначен для коррекции и/или модификации весовых коэффициентов для однонаправленных и двунаправленных ВШП, также структур ВШП, представленных в виде сетки с различной шириной базовых элементов топологии. Редактор включает 25 операций, обеспечивающих требуемые преобразования структуры ВШП.

Графический редактор предназначен для просмотра, измерения параметров, различных преобразований (масштабирование, сдвиг и др.) расчетных и экспериментальных частотных характеристик фильтров и представления их в виде рисунков для включения в текстовые документы.

Блок обработки экспериментальных результатов обеспечивает просмотр и преобразование данных, полученных на измерительных приборах в виде S-параметров, и их преобразование в форматы файлов**,** используемых в графическом редакторе.

Программа GRA_VC предназначена для адекватного анализа 1-, 2- и 3-канальных трансверсальных фильтров с электрической и акустической (через многополосковый ответвитель) связью, в том числе и на основе однонаправленных (SPUDT) ВШП. Программа разработана на основе модели эквивалентных схем и обеспечивает учет схем согласования, паразитных эффектов и реальных нагрузок на входе и выходе фильтров, а также учет вторичных эффектов для различных материалов звукопроводов. Кроме того, программа обеспечивает оптимизационный синтез фильтров на основе квазирезонаторных ВШП (RSPUDT) для различных детерминированных структур однонаправленных преобразователей (типа DART, EWC и др.). Исходные параметры и расчетные результаты сохраняются в специальном файле и используются для синтеза топологического рисунка разрабатываемого фильтра с помощью встроенной опции для расчета топологии.

В качестве исходных данных используются результаты расчета весовых коэффициентов, полученных с помощью программы SAW_VC. Результаты расчета фильтров представлены в форматах, используемых для обработки данных в описанных выше редакторах указанной программы.

Аналогом данной программы является программа **IDT**, предназначенная для анализа 1- и 2-канальных трансверсальных фильтров с электрической и акустической (через многополосковый ответвитель) связью. В основе данной программы лежат методы синтеза, указанные выше, а также модифицированная модель *P*-матриц и теория акустического волновода. Обе программы показывают высокую сходимость результатов для идентичных структур.

Программа LADDER_VC предназначена для синтеза фильтров, состоящих из последовательно или параллельно включенных ПАВ резонаторов и фильтров с продольной акустической связью (до 16 устройств). Проводится сквозная оптимизация всех звеньев с учетом паразитных элементов монтажа. Помимо этого производится анализ экспериментальных результатов с целью определения параметров кристалла, зависящих от технологии изготовления, для улучшения характеристик фильтра при дальнейших итерациях.

Программа U-FILTER предназначена для проектирования среднеполосных ПАВ-фильтров на основе *U*-образных МПО. В основе программы используется модифицированная модель *P*-матриц, обеспечивающая учет влияния вторичных эффектов на параметры фильтров. В программе предусмотрена возможность последовательного каскадного включения, а также использования преобразователей, взвешенных различными конструктивными способами. Результаты расчета, представленные в виде матриц электрических характеристик и топологических файлов,

унифицированы и могут быть использованы в программах общего назначения (SAW_VC, LAY_APO, KULON).

Программы SLAN32, VEER_VC предназначены для проектирования веерных фильтров различного типа. Структура веерного фильтра представляется в виде параллельных акустических каналов с фиксированными частотами. Модель такой структуры описывается дополнительным файлом, определяющим парциальные частоты, апертуры каналов и их взаимное расположение. Для улучшения условий согласования веерные фильтры выполняются, как правило, секционированными. Число последовательно включенных секций составляет от 1 до 3. Кроме того, для улучшения внеполосного затухания ВШП фильтра могут выполняться с емкостным взвешиванием секций. Для вычисления оптимальной длины секций (числа электродов в них) используются оптимизационные процедуры.

Исходные параметры и расчетные результаты сохраняются в специальном файле и используются для синтеза топологического рисунка разрабатываемого фильтра с помощью опции для расчета топологии. Топологическое представление электродов ВШП может варьироваться в зависимости от требований к фильтру и ограничений на разрешающую способность технологического процесса.

Результаты расчета электрических характеристик могут быть использованы для дополнительного анализа и обработки данных программой SAW_VC, а результаты топологического синтеза используются в LAY_APO для финишной доработки и представления в заданном формате генератора изображений.

Программа LAY_APO предназначена для просмотра, формирования, корректировки и преобразования форматов топологических файлов, полученных в результате моделирования программами, входящими в САПР ПАВ, а также созданных другими системами топологического проектирования, такими как ACAD, KULON и т.п.

Программа по своим функциональным возможностям близка к известным системам топологического проектирования, но адаптирована к особенностям устройств на ПАВ, что упрощает и ускоряет процесс топологического проектирования и получения управляющих программ для различных типов генераторов изображения.

Программные модули **MATERIAL** и **FUNCTIONS** являются вспомогательными. На основе первого осуществляется обработка экспериментальных данных по результатам исследований тестовых структур на разных типах пьезоэлектриков. Результаты математической обработки используются в программе **FUNCTIONS**, которая является ключевым элементом всех программ, выполненных на базе стандартного пакета MATLAB, и включает в себя:

– функцию расчета *P*-параметров для ВШП и отражателя;

– функцию расчета входного/выходного импедансов с учетом паразитных элементов связи;

– функции расчета основных COM-параметров;

– функции расчета коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВн) и ГВЗ;

– функции вычисления частот среза, средней частоты, полосы пропускания по заданному уровню, вносимого затухания на заданной частоте, неравномерности в полосе частот F1...F2;

– функцию вычисления массива импульсного отклика;

– функцию трафарета технических требований на фильтр с учетом рабочего диапазона температур;

– функцию ввода массива файлов экспериментальных данных (частота, модуль, фаза) и др.

Таким образом, программы, входящие в состав САПР, предназначены для разработки практически всех известных в настоящее время типов ПАВ-фильтров, а программы GRA_VC и IDT также могут эффективно использоваться для проектирования линий задержки любой функциональной сложности. Используемые при разработке САПР базовые модели для анализа параметров и характеристик фильтров адаптированы по результатам экспериментальных исследований тестовых структур и реальных фильтров для различных типов пьезоэлектриков в широком диапазоне частот и полос пропускания.

Выводы

1. Разработана система автоматизированного проектирования фильтров на ПАВ различного функционального назначения на частотный диапазон 20–3500 МГц и диапазон полос пропускания 0,01–80%, обеспечивающая замкнутый цикл проектирования от анализа исходных требований к фильтру до получения топологических программ изготовления фотошаблонов в различных форматах.

2. Использование в качестве базового языка программирования таких математических аппаратов как алгоритмический язык «C++», Assembler и MATLAB, позволило в 8–10 раз увеличить скорость расчета фильтров и, как следствие, сократить время их оптимизации и синтеза по заданным параметрам.

Авторы выражают благодарность О.В. Машинину, П.Г. Иванову и другим сотрудникам НПП «БУТИС» за обсуждение, ценные замечания и изготовление опытных образцов фильтров на ПАВ.

Литература

1. *Багдасарян А., Синицына Т.* Устройства селекции частоты на ПАВ. Физико-технические принципы построения // Электроника: наука, технология, бизнес. 2011. № 4. С. 38–44.

2. *Синицына Т.В., Багдасарян А.С., Бутенко В.В., Данилов А.Л., Иванов П.Г.* Синтез фильтров на ПАВ для систем связи, радиолокационной и телекоммуникационной аппаратуры // Электросвязь. 2016. № 11. С. 81–86.

3. *Kuo F.F., Kaiser J.F.* System Analysis by digital computer. N.Y.: Wiley, 1966.

4. *Helms H.D.* Nonrecursive digital filters design methods for achieving specifications on frequency response // IEEE Trans. AU-16. 1968. Pp. 336–342.

5. *Шермагина Е.Ю., Багдасарян А.С., Машинин О.В., Орлов М.М.* Фильтры на ПАВ для усилителей промежуточной частоты изображения цветных телевизионных приемников // Электронная промышленность. 2004. № 1.

6. *Багдасарян А.С., Белявский А.А.* Система автоматизированного проектирования и изготовления фотошаблонов фильтров на поверхностных акустических волнах. В книге «Вопросы математического моделирования». М.: Наука, 1979.

7. *Багдасарян А.С., Кащенко Г.А., Шишкин В.Г.* Автоматизация проектирования ПАВ устройств на основе принципов проблемной адаптации // Специальная техника средств связи. Сер. ОТ. 1988. Вып. 4. С. 43–50.

8. *Гуляев Ю.В., Кмита А.М., Багдасарян А.С.* Преобразователи поверхностных акустических волн с емкостным взвешиванием электродов // Письма в ЖТФ. 1979. Т. 5, № 11. С. 697–701.

9. *Ivanov P.G., Makarov V.M., Chvets V.B., Orlov V.S.* SAW filters with very high shape factor // Proc. IEEE Ultrason. Symp. 1997. Pp. 65–68.

10. *Багдасарян А., Синицына Т., Иванов П., Швец В.* Частотно-селективные СВЧ-модули на основе преобразователей веерного типа // Электроника: наука, технология, бизнес. 2012. № 2. С. 66–71.

11. *Иванов П.Г., Макаров В.М., Жупанов А.А.* Веерные фильтры на ПАВ с секционированными преобразователями // Сборник трудов Международной н.-т. конференции «Информационные технологии в науке, технике и образовании», Тунис, 2007. С. 23–27.

12. *Ivanov P.G., Makarov V.M., Orlov V.S., Shvetts V.B.* Wide band low-loss SAW filters for telecommunication and mobile radio applications // Proc. IEEE Ultrason. Symp. 1996. Pp. 61–64.

13. *Ivanov P.G., Makarov V.M., Chvets V.B., Orlov V.S.* Low-loss slanted SAW filters with low shape factors // Proc. IEEE Ultrason. Symp. 1999. Pp. 295–299.

14. *Синицына Т.В., Багдасарян А.С., Егоров Р.В.* ПАВ-фильтры на основе продольно-связанных структур // Электронная промышленность. 2004. № 1. С. 14–19.

15. *Синицына Т.В., Багдасарян А.С., Орлов М.М.* Узкополосные ПАВ-фильтры с малыми потерями на основе поперечно-связанной структуры // Электронная промышленность. 2004. № 1. С. 19–25.

16. *Багдасарян А.С., Синицына Т.В., Машинин О.В.* ПАВ-фильтры с малыми потерями на основе *U*-образного ответвителя // Электросвязь. 2004. № 2. С. 32–33.

17. *Синицына Т.В., Багдасарян А.С., Кузнецов М.В.* Резонаторные ПАВ-фильтры на основе реверсивного МПО // Системы и средства связи, телевидения и радиовещания. 2003. № 1–2. С. 15–20.

18. *Багдасарян А., Багдасарян С., Карапетьян Г., Машинин О., Синицына Т.* Импедансные ПАВ-фильтры для телекоммуникационных систем. Российский приоритет // Электроника: наука, технология, бизнес. 2014. № 7 (139). С. 48–65.

19. *Гуляев Ю.В., Багдасарян А.С., Синицына Т.В., Машинин О.В., Прапорщиков В.В., Орлов М.М., Егоров Р.В.* ПАВ-фильтры во входных каскадах приемо-передающих устройств // Наука и технологии в промышленности. 2006. № 4. С. 82–88.

20. *Багдасарян А.С., Синицына Т.В.* Анализ ВШП методом связанных мод // Системы и средства связи, телевидения и радиовещания. 2003. № 1–2. С. 11–15.

21. *Синицына Т.В., Багдасарян А.С., Бутенко В.В., Данилов А.Л., Иванов П.Г.* Фильтры на ПАВ с высокой входной мощностью: базовые модели для анализа электродных структур // Электросвязь. 2015. № 10. С. 65–70.

22. *Багдасарян А.С., Егоров Р.В., Иванов П.Г., Синицына Т.В.* Фильтры на ПАВ с уменьшенным уровнем вносимого затухания на основе однонаправленных структур // Труды Научно-исследовательского института радио. 2016. № 2. С.13–19.

23. *Ivanov P.G., Makarov V.M., Danilov A.L., Dai J.D.* // RSPUDT filters based on different width split fingers // Proc. IEEE Ultrason. Symp. 2003. Pp. 2081–2084.

24. Электронный ресурс: http://butis-m.ru.

Статья поступила в редакцию 28 августа 2017 года

УДК 629: 511+519.719.2

РАСПРЕДЕЛЁННАЯ ОБРАБОТКА И ЗАЩИТА ИНФОРМАЦИИ В ГРУППИРОВКЕ КОМПЛЕКСОВ С БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ

© Авторы, 2017

Д.В. Самойленко, к.т.н., докторант, Военно-космическая академия им. А.Ф. Можайского, e-mail: 19sam@mail.ru
О.А. Финько, д.т.н., профессор, академический советник Российской академии ракетных и артиллерийских наук, член-корр. Академии инженерных наук им. А.М. Прохорова, Краснодарское высшее военное училище им. генерала армии С.М. Штеменко, e-mail: ofinko@yandex.ru
М.А. Еремеев, д.т.н., профессор, Институт комплексной безопасности и специального приборостроения ФГБОУ ВО «Московский технологический институт», e-mail: mae1@rambler.ru

Рассматривается группировка комплексов с беспилотными летательными аппаратами в агрессивных условиях среды функционирования, допускающих присутствие злоумышленника. Рассмотрены основные функциональные компоненты комплекса с беспилотными летательными аппаратами. Особое внимание уделяется выявленной зависимости, порождающей «точки разрыва» межкомпонентных (внутриуровневых и межуровневых) отношений (связей и взаимодействий), определяющих целостные и особые свойства системы обработки и защиты информации. Нивелировать вышеуказанную зависимость предлагается применением специальных технологий обработки данных в рамках единого математического аппарата (модулярной арифметики), связывающего различные уровни взаимодействия (макроуровень (группировка комплексов с БЛА), уровень отдельного робота (комплекс с БЛА) и уровень функциональных элементов). Изложены основные методы обработки данных, реализованные в модулярной арифметике, и достигаемые преимущества.

Ключевые слова: *группировка беспилотных летательных аппаратов, результативность функционирования, модулярная арифметика, система остаточных классов.*

DISTRIBUTED PROCESSING AND DATA PROTECTION IN THE GROUP OF COMPLEXES WITH UNMANNED AERIAL VEHICLES

© Authors, 2017

D.V. Samoylenko, Ph.D. (Eng.), Candidate for Dr. Sci., Mozhaysky Military Space Academy, e-mail: 19sam@mail.ru
O.A. Finko, Dr.Sci. (Eng.), Full Professor, Academic Advisor of Russian Academy of Missile and Artillery Sciences, Corresponding Member of Prokhorov Academy of Engineering Sciences, Krasnodar General Shtemenko Military Institute, e-mail: ofinko@yandex.ru
M.A. Eremeev, Dr.Sci. (Eng.), Full Professor, Complex Security and Special Instrument Engineering Institute of Moscow Technical University, e-mail: mae1@rambler.ru

Grouping of complexes with unmanned aerial vehicles in the aggressive conditions of the functioning environment that allow the presence of an enemy is considered. The main functional components of the complex with unmanned aerial vehicles are considered. Particular attention is paid to the revealed dependence that generates the «break points» of intercomponent (intra-level and inter-level) relationships (links and interactions) that determine the integral and special properties of the system. The above-mentioned dependence is suggested to be neutralized using special data processing technologies within the framework of a single mathematical device (modular arithmetic) that connects different levels of interaction (macrolevel (grouping of complexes with UAVs), the level of an individual robot (complex with UAVs) and the level of functional elements). The main data processing methods are implemented in modular arithmetic and the advantages achieved are described.

Keywords: *grouping of unmanned aerial vehicles, effectiveness of functioning, modular arithmetic, residual class system.*

Результативность выполнения специальных задач (разведка наземных целей, исследование местности, обеспечение ракетных и артиллерийских атак) группировкой комплексов с беспилотными летательными аппаратами (БЛА) в военной сфере позволила расширить спектр их применения и переключиться на решение задач (мониторинг границы, проведение поисково-

спасательных работ, контроль дорожно-транспортной обстановки) в интересах других «силовых» структур [1].

Опыт использования (применения) комплексов с БЛА, группировок комплексов с БЛА в военной сфере показал, что достижение технического результата зависит в определенной степени от обеспечивающих технических средств, а достигаемые преимущества (повышение уровня общей ситуационной осведомленности) стимулируют стремление третьей стороны к противоборству с ними.

Применение классических приемов противоборства (активных зенитных средств) как средств физического уничтожения группировки комплексов с БЛА имеет довольно низкие значения показателей эффективности поражения. При этом многие специалисты связывают снижение результативности применения группировки комплексов с БЛА как распределенной информационной системы с организацией деструктивных воздействий в электромагнитом спектре их функционирования, направленных на снижение качества обработки «целевой» информации в рамках требований безопасности информации [2]. Результатом таких воздействий является физическая утрата комплекса с БЛА, функционирующего в составе группировки, и потеря добытой информации. В общем виде принцип функционирования группировки комплексов с БЛА поясняется с помощью схемы, представленной на рис. 1.

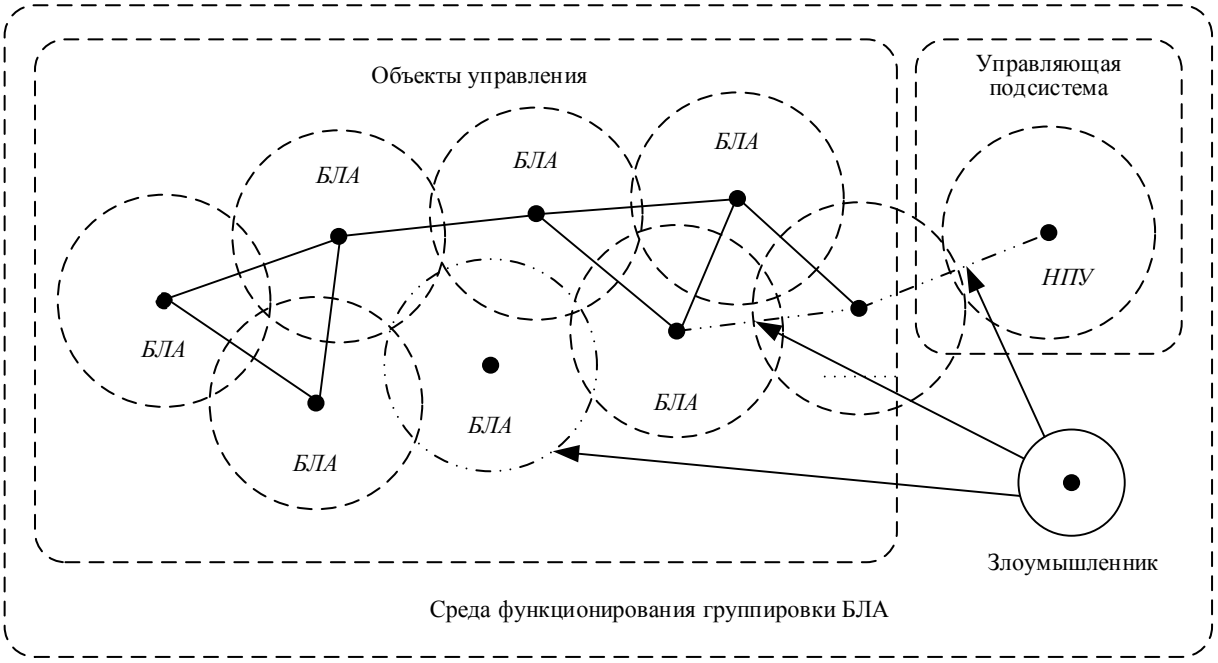


Рис. 1. Обобщенная схема функционирования группировки комплекса с БЛА (объекты управления – БЛА, образующие самоорганизующуюся сеть; управляющая подсистема – наземный пункт управления (НПУ))

Широкое разнообразие возможных атак злоумышленника (искажение информации, имитация, ее удаление), кумулятивность их проведения требуют декомпозиции комплекса с БЛА на функциональные подсистемы (совокупности содержательно связанных подсистем) с учетом их взаимодействия и влияния друг на друга с целью выявления наименее устойчивых структурных звеньев, процессов системы.

На рис. 2 представлена обобщенная схема, дающая представление о совокупности основных связанных подсистем комплекса с БЛА в условиях взаимодействия с внешней средой.

Подразумевается, что злоумышленник не имеет физического доступа к структурным компонентам комплекса с БЛА, но может осуществлять воздействия на функциональные подсистемы, межсистемные связи, провоцировать в них помехи с целью нарушения процедуры обработки информации и, как следствие, снижать результативность его функционирования. Кроме того, беспроводное взаимодействие комплексов БЛА в составе группировки и НПУ дает возможность злоумышленнику воздействовать на информацию, передаваемую по линиям связи [2].

Подсистема защиты информации реализует криптографическую и другую защиту сенсорной и служебной информации (телеметрии), осуществляет контроль целостности информации за счет средств имитозащиты (выработка имитовставок, формирование хэш-функций), направленных на исключение (или выявление) имитирующих действий злоумышленника.

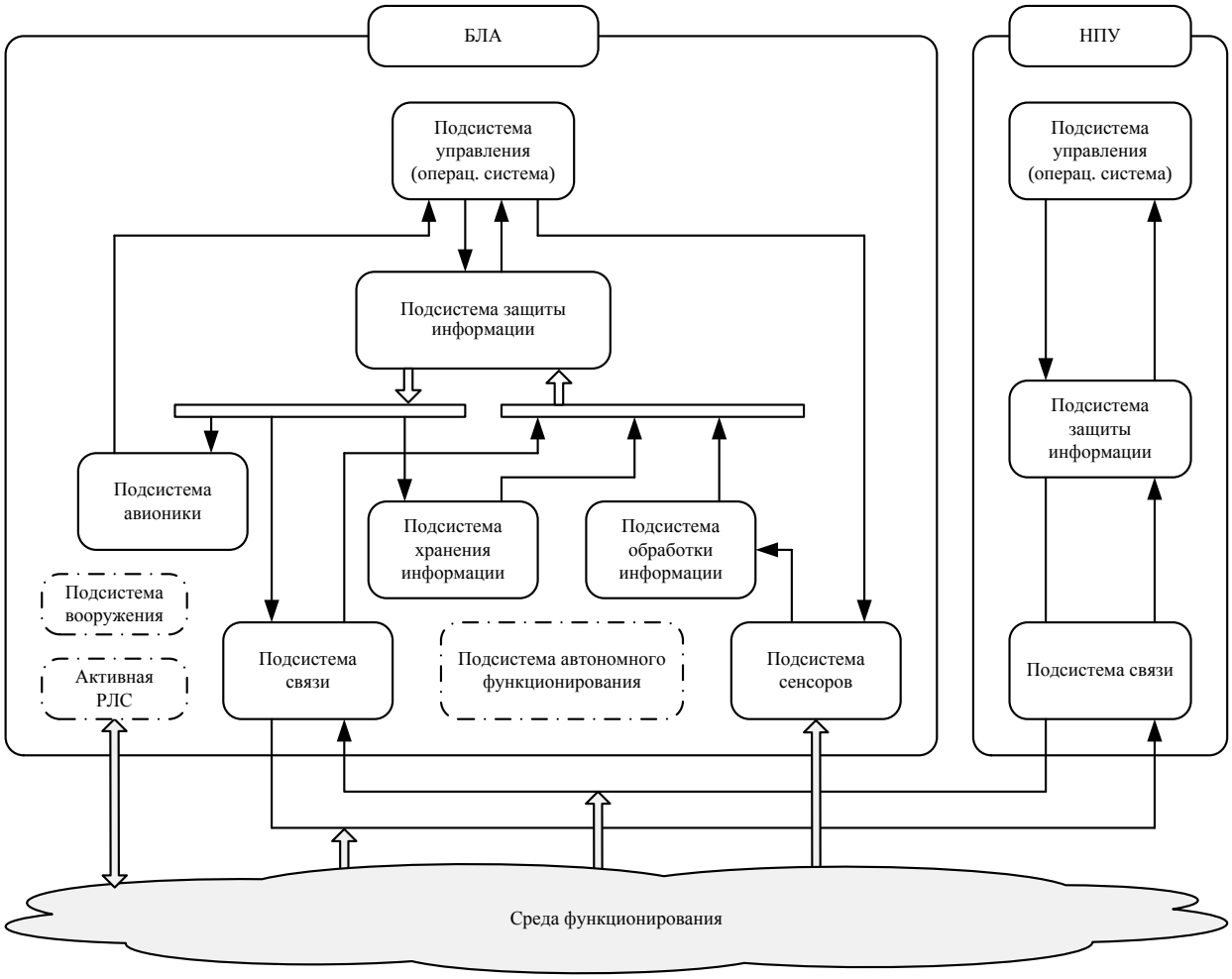


Рис. 2. Обобщенная схема функционального разделения комплексов с БЛА

Сохранение добытой информации после ее обработки и криптографического преобразования, а также информации (включая метаданные), принятой от других комплексов группировки, выполняется подсистемой хранения информации.

Соответственно, функции приема (передачи) информации, формирование топологии (связности) сети реализуются подсистемой связи. В существующей практике применения комплексов с БЛА подсистема связи обеспечивает достоверность обрабатываемой информации посредством запросов повторной передачи (РОС), помехоустойчивого кодирования, сетевого кодирования (многопутевой избыточности) и пр.

Подсистема авионики формирует служебные данные, синтезируемые другими датчиками (например, навигационным оборудованием), управляет двигателями и отвечает за аэродинамическую устойчивость, управляемость и балансировку комплекса с БЛА в полёте.

На основании информированности о внешней среде подсистема управления обеспечивает и контролирует активность, действенность и взаимодействие всех подсистем комплекса. Кроме этого, подсистема управления позволяет интегрировать в общую структуру дополнительные компоненты, например подсистемы вооружения или автономного функционирования.

В дополнение к принятым допущениям о наиболее неблагоприятных условиях среды функционирования, допускающим присутствие активного злоумышленника, подсистема управления организует информационное взаимодействие, совместимость и слаженность как струк-

турных подсистем комплекса с БЛА, так и группировки комплексов с БЛА, которые имеют различную конфигурацию и интерфейсы. Важной особенностью рассматриваемого множества компонент группировки комплексов с БЛА в ракурсе их взаимодействия применительно к «модели OSI» является необходимость оперирования одними и теми же данными (в информационном смысле), но имеющими различные формы (форматы, типы) представления: сигналы, биты, кадры, файлы, сообщения.

В то же время для методов их обработки (цифровая обработка сигналов, методы помехоустойчивого кодирования, криптографическая защита информации) характерна необходимость многократного преобразования данных из одной формы в другую (рис. 3). Такая необходимость порождает ярко выраженную зависимость, связанную с необходимостью обеспечения целостности, согласованности и внутренней непротиворечивости обрабатываемых данных независимо от формы их представления. В агрессивных условиях функционирования такая зависимость порождает «точки разрыва» межкомпонентных (внутриуровневых и межуровневых) отношений (связей и взаимодействий), которые, как известно, определяют целостные и формируют особые свойства системы [3].

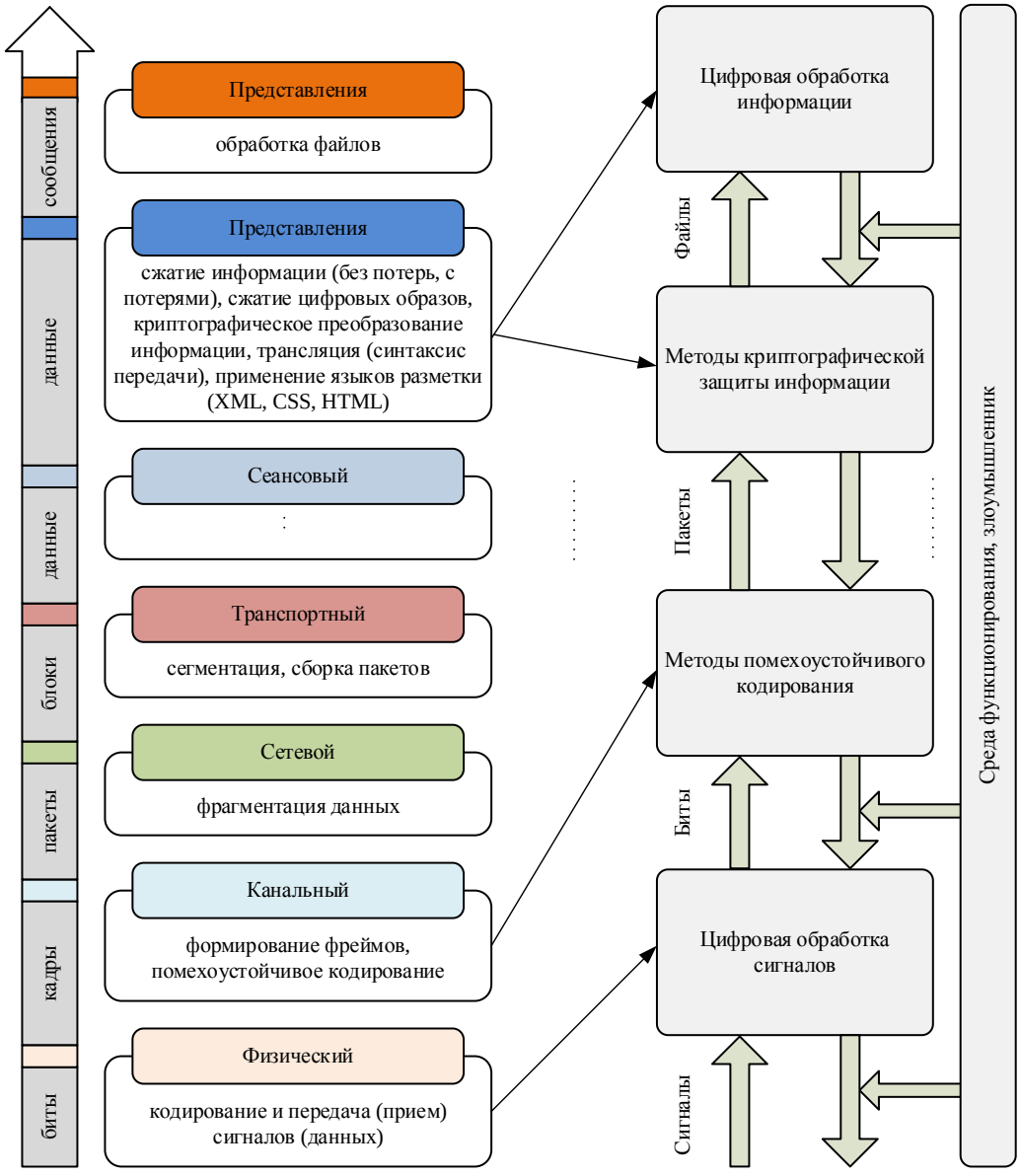


Рис. 3. Процедура формирования различных форм представления данных и методов их обработки

Полноценная инвариантность к вышеуказанной зависимости обеспечивается представлением целевой информации как объекта защиты и требует комплексного подхода к применению специальных технологий обработки данных в рамках единого математического аппарата, связывающего различные уровни взаимодействия (макроуровень (группировка комплексов с БЛА), уровень отдельного робота (комплекс с БЛА) и уровень функциональных элементов).

Известно, что эффективным математическим аппаратом, позволяющим обеспечить высокий уровень естественного вычислительного параллелизма, высокую точность (безошибочность) вычислений, надежность и отказоустойчивость вычислительных средств, способность к самокоррекции и охвату стратифицированных уровней взаимодействия (рис. 4), принято считать модулярную арифметику (МА), также известную как система остаточных классов [4−13].

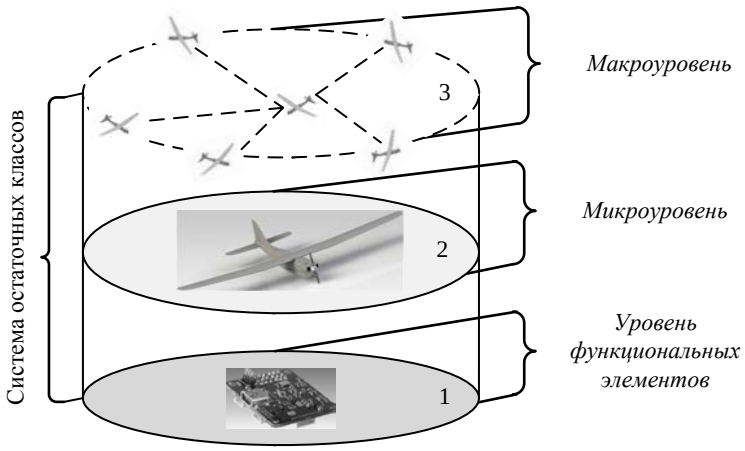


Рис. 4. Стратификация группировки комплексов с БЛА по уровням взаимодействия

Сущность МА состоит в представлении целого числа в виде упорядоченного набора наименьших неотрицательных вычетов по попарно взаимно простым основаниям (модулям). Модульные арифметические операции (сложение, вычитание и умножение) выполняются уже с этими вычетами малой разрядности независимо друг от друга и с исключением межразрядных переносов.

Небольшая разрядность оснований МА позволяет реализовать операции табличным способом, причем в качестве операций могут выступать не только элементарные (сложение, умножение и т.п.), но и сложные функции, при вычислении которых используются немодульные операции. В свою очередь, реализация табличной арифметики позволяет вместо вычисления результата операции выбирать его из таблицы готовых значений, заранее помещенных в память устройства. Кроме того, МА свойственно автоматическое обнаружение и коррекция ошибок, а естественная «арифметичность» позволяет обнаруживать и исправлять ошибки в процессе выполнения арифметических операций.

Следует заметить, что МА позволяет синтезировать упрощенные архитектуры вычислительных устройств без снижения тактовой частоты, что позволяет повысить как скорость, так и энергетическую эффективность вычислений [5].

Предложенные в последнее время решения в области разработки тестопригодных устройств цифровой обработки сигналов, дискретного преобразования Фурье, синтеза цифровых фильтров с импульсными характеристиками конечной длины и с бесконечными импульсными характеристиками в МА достаточно эффективно обеспечивают высокие быстродействие, отказоустойчивость и сокращают аппаратурные затраты [5, 6].

В теории помехоустойчивого кодирования особое место занимают помехоустойчивые модулярные коды. Модулярные коды относятся к максимальным кодам, которые при заданной длине и размерности обладают наибольшим кодовым расстоянием $\max\{d_{\min}\}$. Эти коды позволяют контролировать не только процессы арифметической обработки данных, но и процессы передачи данных по каналам связи, процессы организации их надежного хранения на носителях информации различного типа [4, 6−9].

К одной из фундаментальных составляющих области эффективного применения МА следует отнести системы распределенной обработки дан-

ных. Основываясь на положениях МА, рассматриваемая группировка комплексов с БЛА может быть представлена (интерпретирована) по функциональному предназначению как распределенная система хранения информации и распределенная вычислительная система (рис. 5).

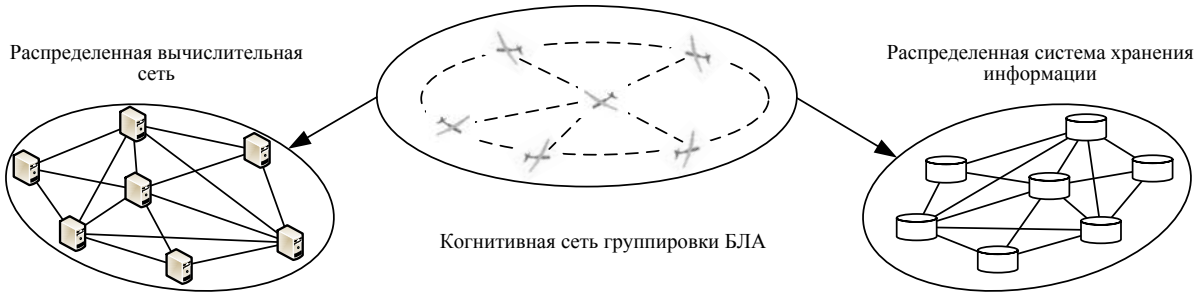


Рис. 5. Реализуемые функции группировки комплексов с БЛА

В [10] по аналогии со средствами резервного копирования данных, основанными на технологиях RAID-массивов (Redundant Array Independent Disks), построена распределенная система хранения данных. Её сущность заключается в следующем: совокупность запоминающих устройств, размещенных на борту БЛА, рассматривается как единая система запоминающих устройств, предусматривающая введение избыточности в сохраняемую информацию. При этом хранение избыточной информации на бортах БЛА обеспечивается применением избыточных модулярных кодов. Предложенное решение позволяет выполнить восстановление целостности информации, подвергнутой деструктивному воздействию среды функционирования, даже при физической утрате некоторой заранее установленной предельной численности БЛА.

Применение МА в распределенных вычислительных системах (сетях) позволяет распараллелить процесс вычислений, при этом вычислительные операции, связанные с разными модулями m_i $\gcd(m_i, m_j) = 1$ $(i \neq j;\ i,\ j = 1, 2, \ldots, n)$ выполняются в евклидовом кольце K. Тогда для решения некоторой задачи Λ, имеющей входные данные Ω, существует алгоритм A, оперирующий элементами факторкольца $\mathrm{K}/(M)$, предоставляющий результат S, где $M = \prod_{i=1}^{n} m_i$, n – количество вычислительных узлов (комплексов БЛА). При $\gcd(m_i, m_j) = 1$ любой элемент $s \in S$ меньше M. В таком случае китайская теорема об остатках позволяет перейти к гомоморфным преобразованиям:

$$\mathrm{K}/(M) \to \mathrm{K}/(m_1) \times \mathrm{K}/(m_2) \times \ldots \times \mathrm{K}/(m_n),$$

решив n задач на вычислительных узлах, получив при этом набор частных решений $S_1, S_2, \ldots, S_n$. Далее, в соответствии с китайской теоремой об остатках, восстанавливается итоговый результат S. Функционирование распределенной вычислительной сети, основанной на методах МА, поясняется с помощью рис. 6.

МА нашла широкое применение в методах криптографической защиты информации. В 1976 г. Уитфилдом Диффи (Whitfield Diffie) и Мартином Хеллманом (Martin Hellman) была предложена схема открытого распределения ключей, решившая основную проблему классической криптографии − проблему распределения ключей. Разработаны асимметричные криптографические системы: криптографический алгоритм RSA (Rivest, Shamir & Adleman, 1978), криптографическая система Эль-Гамаля (El Gamal, 1985), криптографическая система на эллиптических кривых (ECC Koblitz–Miller, 1985) [11]. Без внимания не остались и гомоморфные криптографические системы (Fan–Vercauteren), применение многомодульной МА в которых позволило распараллелить и ускорить операции сложения и умножения. Комплексирование методов криптографической защиты информации (асимметричных и симметричных криптосистем) и методов помехоустойчивого кодирования (избыточные модулярные коды) позволило повысить уровень помехоустойчивости [12, 13] и получить новое системное качество – *имитоустойчивость* [14].

В [15] предложена устойчивая к деструктивным воздействиям система групповой электронной подписи, основанная на модулярных

кодах, наделенная свойством самовосстановления с заданной вероятностью при различных деструктивных воздействиях на нее.

В дополнение к вышеизложенному необходимо уделить внимание беспроводному взаимодействию комплексов с БЛА (рис. 7).

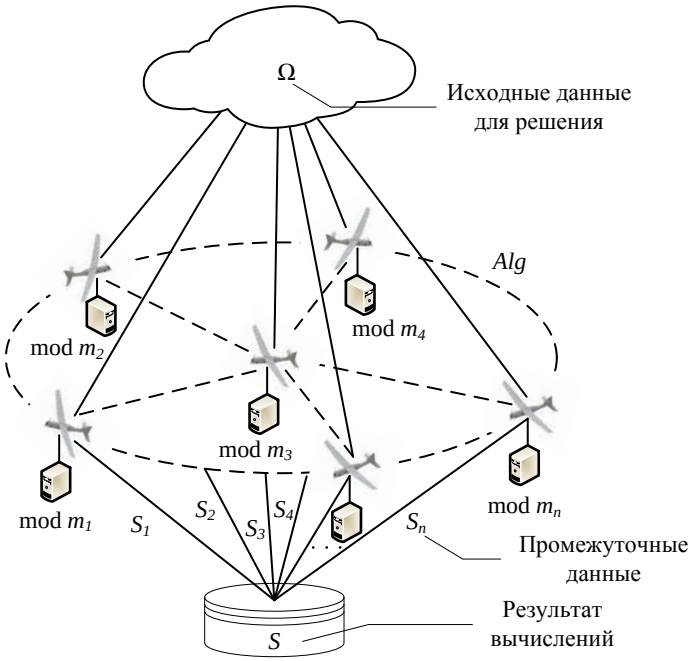


Рис. 6. Схема, поясняющая функционирование распределенной вычислительной сети, основанной на методах модулярной арифметики

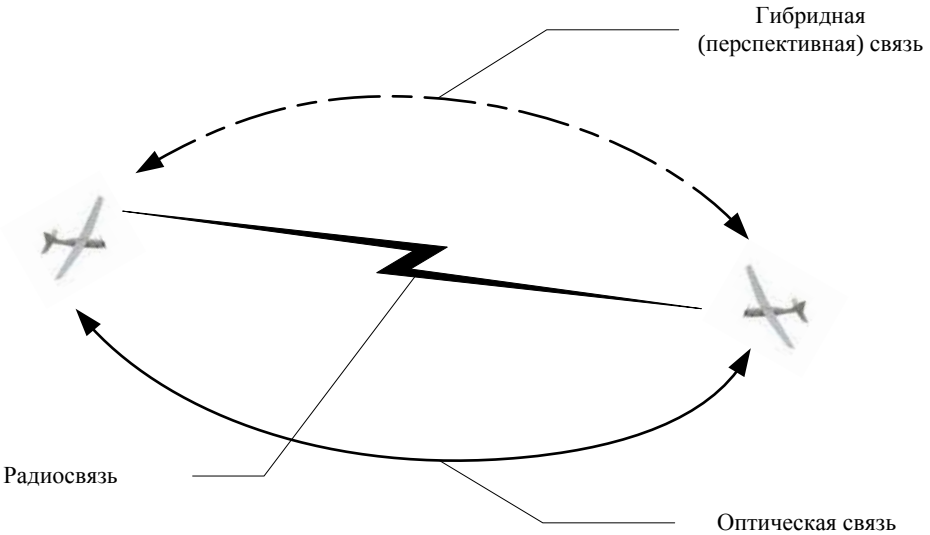


Рис. 7. Организация беспроводного взаимодействия группировки комплексов с БЛА

Беспроводное взаимодействие группировки комплексов с БЛА, основанное на средствах радиосвязи, обеспечивает ряд преимуществ, связанных с организацией связи на любых расстояниях, в движении (с движущимися объектами), а также передачей информации любому количеству абонентов. В то же время радиосвязи присущи недостатки: зависимость качества и дальности связи от условий функционирования, довольно высокая чувствительность к преднамеренным воздействиям средств радиоэлектронного подавления злоумышленника, которые нивелируются механизмами «предупреждения» (специальные виды модуляции, широкополосные методы передачи, методы передачи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты и др.).

Технологии беспроводного взаимодействия, основанные на связи оптического диапазона, наряду с высокой скоростью передачи информации обеспечивают еще и достаточно высокий уровень безопасности передаваемой информации, неподверженность воздействию традиционными методами радиоэлектронного подавления. Однако высокая технологичность (необходимость гиростабилизации излучателей и фотоприемников, их высокоточной пространственной ориентации) и стоимость, все еще недостаточная изученность, как и ряд ограничений по условиям применения, в полной мере не позволяют отказаться от классических средств радиосвязи для группировки комплексов с БЛА. Вместе с тем совместное применение классических средств радио- и оптической связи как перспективных (гибридных) технологий беспроводного взаимодействия формирует некоторый «резерв», позволяющий расширить область устойчивого функционирования группировки комплексов с БЛА.

Выводы

Применение МА как единого математического аппарата для реализации методов обработки данных в полном объеме обеспечивает информационное взаимодействие, совместимость и слаженность стратифицированных уровней. Достигаемые преимущества (надежность, отказоустойчивость, помехоустойчивость, имитоустойчивость и др.) от применения МА в рамках распределенной обработки и защиты информации позволяют обеспечить высокую результативность, связанную с функцией информирования, а ресурсу (информации) – заданные показатели качества (полнота, достоверность, своевременность и др.).

Организация беспроводного взаимодействия, основанная на перспективных (гибридных) технологиях радио- и оптической связи, позволяет группировке комплексов с БЛА адаптироваться в различных условиях среды функционирования, включая агрессивные.

Литература

1. Unmanned Aircraft Systems (UAS) Roadmap, 2005−2030 [Электронный ресурс]. Режим дотупа: https://fas.org/irp/ program/collect/uav_roadmap2005.pdf (дата обращения 22.03.2017).

2. *Hartmann K., Steup C.* The vulnerability of UAVs to cyber-attacks an approach to the risk assessment // 5th International Conference on. IEEE (Cyber Conflict). 2013. Pp. 1–23.

3. *Новосельцев В.И.* Теоретические основы системного анализа. М.: Майор Осипенко, 2013. 536 с.

4. *Акушский И.Я., Юдицкий Д.М.* Машинная арифметика в остаточных классах. М.: Советское радио, 1968. 440 с.

5. *Soderstrand M.A., Jenkins W.K., Jullien G.A., Tailor F.T.* Residue Number System Arithmetic: Modern Application in Digital Signal Processing. New York: IEEE Press, 1986.

6. *Торгашев В.А.* Система остаточных классов и надежность ЦВМ. М.: Советское радио, 1973. 118 с.

7. *Bossen D.C., Yau S.S.* Redundant Residue Polynomial Codes // Information and control. 1968 (13). Pp. 597−618.

8. *Stone J.* Multiple-burst error correction with the Chinese remainder theorem // J. Soc. Ind. Appl. Math. 1963 (11). Pp. 74–81.

9. *Mandelbaum D.* On Efficient Burst Correcting Residue Polynomial Codes // Information and control. 1970 (16). Pp. 319−330.

10. *Самойленко Д.В., Финько О.А.* Обеспечение целостности информации в автономной группе беспилотных летательных аппаратов методами модулярной арифметики // Наука. Инновации. Технологии. 2016. № 4. С. 77–90.

11. *Ван Тилборг Х.К.А.* Основы криптологии. Профессиональное руководство и интерактивный учебник. М.: Мир, 2006. 471 с.

12. *Финько О.А.* Многоканальные системы, устойчивые к искажению криптограмм // Криптографические методы защиты информации / Под ред. Е.А. Сухарева. М.: Радиотехника, 2007. Кн. 4. С. 91–96.

13. *Самойленко Д.В., Финько О.А.* Криптографическая система в полиномиальных классах вычетов для каналов с шумом и имитирующим злоумышленником // Теория и техника радиосвязи. 2010. № 4. С. 39–44.

14. *Самойленко Д.В., Финько О.А.* Имитоустойчивая передача данных в защищенных системах однонаправленной связи на основе полиномиальных классов вычетов // Нелинейный мир. 2013. № 9. С. 647–659.

15. *Финько О.А., Елисеев Н.И.* Электронная подпись, устойчивая к деструктивным воздействиям // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Информационная безопасность». 2011. № 12(125). С. 140–146.

Статья поступила в редакцию 8 августа 2017 года

УДК 621.396

МЕТОДИКА АНАЛИТИЧЕСКОЙ ОЦЕНКИ ДОСТОВЕРНОСТИ ПРЯМОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА, УЧИТЫВАЮЩЕГО ИХ ПРОСТРАНСТВЕННУЮ ПЛОТНОСТЬ

© Автор, 2017

С.С. Ткаченко к.т.н., ст. преподаватель, ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: tkachenss@mail.ru

В интересах сравнения эффективности различных способов и алгоритмов идентификации, а также в интересах комплексной обработки информации от разных подсистем идентификации разработана методика, позволяющая аналитически оценивать коэффициент правильной идентификации, характеризующий достоверность формируемых подсистемой прямой идентификации решений в отношении обнаруженных воздушных целей на основе алгоритма, учитывающего их пространственную плотность.

***Ключевые слова**: прямая идентификация, достоверность, оценка.*

PROCEDURE FOR ANALYTICAL ESTIMATION OF AIR TARGET DIRECT IDENTIFICATION CORRECTNESS BASED ON ALGORITHM TAKING INTO ACCOUNT THEIR SPATIAL DENSITY

©Author, 2017

S.S. Tkachenko, Ph.D. (Eng.), Senior Lecturer, Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh), e-mail: tkachenss@mail.ru

Procedure for analytical estimation of air target direct identification correctness based on the algorithm taking into account their spatial density is developed. This procedure is designed to compare the effectiveness of different methods and identification algorithms and for integrated processing of information from different subsystems identification.

***Keywords**: direct identification, correctness, estimation.*

Задача идентификации воздушных целей, обнаруживаемых бортовой РЛС, является важным элементом процесса оценки целевой обстановки [1]. При разработке способов [1–3] и алгоритмов идентификации [4–6] возникает задача оценки достоверности формируемых на их основе решений [7–11]. Данная задача обусловливается как необходимостью сравнения эффективности способов и алгоритмов идентификации в заданных условиях, так и необходимостью комплексной обработки информации от разных подсистем идентификации, например от подсистемы прямой идентификации [1, 3, 4] и подсистемы навигационно-связной идентификации [1, 2, 5, 6].

В интересах сравнения эффективности способов и алгоритмов идентификации широко применяется метод статистических испытаний с использованием имитационных моделей испытуемых подсистем [4, 6, 11]. В интересах комплексной обработки информации от разных подсистем идентификации необходима разработка соответствующих методик аналитической оценки достоверности. При этом данные методики также могут использоваться для сравнения эффективности способов и алгоритмов идентификации в заданных условиях целевой обстановки.

Целью настоящей работы является разработка методики аналитической оценки достоверности прямой идентификации воздушных целей на основе алгоритма, учитывающего их пространственную плотность, в интересах сравнения эффективности различных способов и алгоритмов идентификации в заданных условиях целевой обстановки, а также в интересах комплексной обработки информации от разных подсистем идентификации.

Постановка задачи

Пусть бортовая РЛС в течение цикла обзора пространства обнаруживает N воздушных целей и измеряет их пространственные координаты: $\mathbf{D}^* = \left\{D_n^*\right\}$, $\boldsymbol{\alpha}^* = \left\{\alpha_n^*\right\}$, $\boldsymbol{\beta}^* = \left\{\beta_n^*\right\}$, где D_n^* – оценка дальности до n-й воздушной цели, α_n^* и β_n^* – оценки горизонтального и вертикального пеленга n-й воздушной цели. Множество обна-

руженных воздушных целей $\mathbf{T}=\{T_n\}$ подразделяется на два идентифицируемых подмножества: $\mathbf{A}=\{A_i\}$ – подмножество воздушных целей, оборудованных ответчиком радиолокационной системы с активным ответом (РСАО), исправно функционирующим в заданном режиме; $\mathbf{B}=\{B_j\}$ – подмножество воздушных целей, не соответствующих подмножеству $\mathbf{A}$. Воздушным целям подмножества $\mathbf{A}$ соответствует идентификационный признак $q=1$, а целям подмножества $\mathbf{B}$ – идентификационный признак $q=0$. РСАО в течение цикла обзора пространства последовательно формирует текущие оценки $\mathbf{q}_1^*=\{q_{1n}^*\}$ идентификационных признаков обнаруженных воздушных целей в заданном режиме. По окончании цикла обзора пространства формируется вектор итоговых оценок $\mathbf{q}^*=\{q_n^*\}$ идентификационных признаков в соответствии с алгоритмом, предложенным в работе [4].

Требуется разработать методику аналитической оценки достоверности прямой идентификации воздушных целей на основе алгоритма, предложенного в работе [4] и учитывающего их пространственную плотность.

Решение

Анализ алгоритма обработки информации в подсистеме прямой идентификации с учетом пространственной плотности идентифицируемых целей [4] позволяет сделать ряд выводов:

1. Итоговые оценки идентификационных признаков целей формируются параллельно по всем обнаруженным N целям по окончании цикла обзора пространства бортовой РЛС в виде вектора $\mathbf{q}^*=\{q_n^*\}$.

2. Состояние вектора $\mathbf{q}^*$ зависит от состояния вектора $\mathbf{q}_1^*$ текущих оценок идентификационных признаков целей, от состояния вектора $\boldsymbol{\rho}$ пространственных плотностей целей подмножества $\mathbf{A}$ и от состояния вектора $\mathbf{q}$ истинных значений идентификационных признаков целей.

3. При известных состояниях вектора $\mathbf{q}$ истинных идентификационных признаков целей и вектора $\boldsymbol{\rho}$ состояние вектора $\mathbf{q}_1^*$ текущих оценок идентификационных признаков целей является случайным и может принимать $I=2^N$ возможных значений с разными вероятностями.

4. При известном состоянии векторов $\mathbf{q}_1^*$ и $\boldsymbol{\rho}$ состояние вектора $\mathbf{q}^*$ итоговых оценок идентификационных признаков целей является детерминированным.

С учетом вышеизложенного в качестве показателя достоверности идентификации N целей целесообразно выбрать величину

$$R_N=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{I}P_{1i}N_{Ri}, \qquad (1)$$

где P_{1i} – вероятность i-го состояния вектора $\mathbf{q}_1^*$ при известных состояниях векторов $\mathbf{q}$ и $\boldsymbol{\rho}$, N_{Ri} – число правильных оценок идентификационных признаков в векторе $\mathbf{q}^*$ при условии i-го состояния вектора $\mathbf{q}_1^*$.

Величина R_N по сути представляет собой отношение числа правильно идентифицированных целей к общему числу целей, усредненное по всем возможным состояниям вектора текущих оценок $\mathbf{q}_1^*$, с учетом вероятностей P_{1i} данных состояний. Обозначим величину R_N как коэффициент правильной идентификации N целей.

Выражение (1) удобно представить в виде

$$R_N=\sum_{i=1}^{I}P_{1i}R_{Ni}, \qquad (2)$$

где $R_{Ni}=\dfrac{N_{Ri}}{N}$ – условный коэффициент правильной идентификации N целей при i-м состоянии вектора $\mathbf{q}_1^*$.

Число правильных оценок N_{Ri} идентификационных признаков в векторе $\mathbf{q}^*$ при условии i-го состояния вектора $\mathbf{q}_1^*$ можно определить в соответствии с выражением

$$N_{Ri}=\sum_{n}h_{ni}, \qquad (3)$$

где $h_{ni}=\begin{cases}1, \text{ если } q_{ni}^*=q_n,\\ 0, \text{ если } q_{ni}^*\neq q_n.\end{cases}$

Значение текущей оценки q_{1ni}^* для любого n зависит от пространственной плотности ρ_n

целей подмножества **A** в пределах объема неопределенности V_{2n} запросчика РСАО при идентификации n-й цели и не зависит от пространственных плотностей $\{\rho_g\}$, где $g=\overline{1,N}$, $g\neq n$, а также не зависит от значений других текущих оценок $\{q^*_{1gi}\}$. Следовательно, выражение для вероятности P_{1i} можно записать как

$$P_{1i}=P\left(\mathbf{q}^*_{1i}\middle|\mathbf{q},\boldsymbol{\rho}\right)=\prod_n P\left(q^*_{1ni}\middle|\mathbf{q},\rho_n\right). \qquad (4)$$

Представим величину $P\left(q^*_{1ni}\middle|\mathbf{q},\rho_n\right)$ в виде

$$P\left(q^*_{1ni}\middle|\mathbf{q},\rho_n\right)=\begin{cases}P\left(q^*_{1n}=1\middle|\mathbf{q},\rho_n\right), \text{ если } q^*_{1ni}=1;\\ P\left(q^*_{1n}=0\middle|\mathbf{q},\rho_n\right), \text{ если } q^*_{1ni}=0.\end{cases} \qquad (5)$$

На основании результатов работы [11] имеем

$$P\left(q^*_{1n}=1\middle|\mathbf{q},\rho_n\right)=$$

$$=\begin{cases}\exp\left(-\rho_n V_{0n}\right), \text{ если } q_n=1;\\ \rho_n V_{0n}\exp\left(-\rho_n V_{0n}\right), \text{ если } q_n=0;\end{cases} \qquad (6)$$

$$P\left(q^*_{1n}=0\middle|\mathbf{q},\rho_{ni}\right)=$$

$$=\begin{cases}1-\exp\left(-\rho_n V_{0n}\right), \text{ если } q_n=1;\\ 1-\rho_n V_{0n}\exp\left(-\rho_n V_{0n}\right), \text{ если } q_n=0,\end{cases} \qquad (7)$$

где V_{0n} – объем несанкционированного запроса, определяемый в соответствии с выражением

$$V_{0n}=\frac{1}{12}\pi\left(\begin{array}{l}(\delta\varphi_2)^2\left(\begin{array}{l}\left(D^*_n+\frac{1}{2}\delta D_2\right)^3-\\ -\left(D^*_n-\frac{1}{2}\delta D_2\right)^3\end{array}\right)-\\ -(\delta\varphi_1)^2\left(\begin{array}{l}\left(D^*_n+\frac{1}{2}\delta D_1\right)^3-\\ -\left(D^*_n-\frac{1}{2}\delta D_1\right)^3\end{array}\right)\end{array}\right). \qquad (8)$$

Пространственная плотность ρ_n целей подмножества **A** в пределах объема неопределенности V_{2n} запросчика РСАО при идентификации n-й цели находится как

$$\rho_n=\frac{1}{\delta V_{2n}}\sum_{s=1}^{N}\chi_{sn}, \qquad (9)$$

где $\delta V_{2n}=\frac{1}{12}\pi\left(\delta\varphi_2\right)^2\times\left(\left(D^*_n+\frac{1}{2}\delta D_2\right)^3-\left(D^*_n-\frac{1}{2}\delta D_2\right)^3\right)$, $\chi_{sn}=\begin{cases}1, \text{ если } q_s=1 \text{ и}\\ \begin{cases}D^*_n-\delta D_2\le D^*_s\le D^*_n+\delta D_2,\\ \alpha^*_n-\delta\varphi_2\le\alpha^*_s\le\alpha^*_n+\delta\varphi_2,\\ \beta^*_n-\delta\varphi_2\le\beta^*_s\le\beta^*_n+\delta\varphi_2;\end{cases}\\ 0-\text{иначе}.\end{cases}$

Как отмечалось выше, все состояния вектора $\mathbf{q}^*$ при известных состояниях векторов $\mathbf{q}^*_1$ и $\boldsymbol{\rho}$ являются детерминированными, а состояние вектора $\mathbf{q}^*_1$ при известных состояниях векторов $\mathbf{q}$ и $\boldsymbol{\rho}$ является случайным и может принимать $I=2^N$ значений. Это обстоятельство определяет необходимость в процессе оценки коэффициента правильной идентификации R_N осуществлять обработку исходной информации в соответствии с анализируемым алгоритмом, в том числе определять вероятности $P\left(q^*_{1n}\middle|\mathbf{q}_i,\rho_{ni}\right)$ для каждых $n=\overline{1,N}$ и $i=\overline{1,I}$. В связи с этим для уменьшения объема вычислительных операций в качестве ве-

личин $P\left(q_{1ni}^{*}\left|\mathbf{q},\rho_n\right.\right)$ можно использовать величины $P\left(q_{1n}^{*}\left|\mathbf{q}_i,\rho_{ni}\right.\right)$ в соответствии с выражением

$$P\left(q_{1ni}^{*}\left|\mathbf{q},\rho_n\right.\right)=$$

$$=\begin{cases}P\left(q_{1n}^{*}=1\left|\mathbf{q}_i,\rho_{ni}\right.\right), \text{ если } q_{1ni}^{*}=1,\ \mathbf{q}=\mathbf{q}_i;\\ P\left(q_{1n}^{*}=0\left|\mathbf{q}_k,\rho_{nk}\right.\right), \text{ если } q_{1ni}^{*}=0,\ \mathbf{q}=\mathbf{q}_i.\end{cases} \quad (10)$$

Таким образом, методику аналитической оценки прямой идентификации воздушных целей на основе алгоритма, учитывающего их пространственную плотность, можно представить в виде последовательного выполнения следующих действий:

1. Задание исходных данных: $\mathbf{q}=\left\{q_n\right\}$, $\mathbf{D}^{*}=\left\{D_n^{*}\right\}$, $\boldsymbol{\alpha}^{*}=\left\{\alpha_n^{*}\right\}$, $\boldsymbol{\beta}^{*}=\left\{\beta_n^{*}\right\}$, δD_1, $\delta\varphi_1$, δD_2, $\delta\varphi_2$.

2. Оценка пространственной плотности ρ_{ni} воздушных целей подмножества **A** для каждых i и n в соответствии с выражением (9).

3. Оценка объема несанкционированного запроса V_{0n} для каждого n в соответствии с выражением (8).

4. Оценка условных вероятностей $P\left(q_{1n}^{*}=1\left|\rho_{ni},\mathbf{q}_i\right.\right)$ и $P\left(q_{1n}^{*}=0\left|\rho_{ni},\mathbf{q}_i\right.\right)$ для каждых n и i в соответствии с выражениями:

$$P\left(q_{1n}^{*}=1\left|\rho_{ni},\mathbf{q}_i\right.\right)=$$

$$=\begin{cases}\exp\left(-\rho_{ni}V_{0n}\right), \text{ если } q_{ni}=1,\\ \rho_{nk}iV_{0n}\exp\left(-\rho_{ni}V_{0n}\right), \text{ если } q_{ni}=0;\end{cases} \quad (11)$$

$$P\left(q_{1n}^{*}=0\left|\rho_{ni},\mathbf{q}_i\right.\right)=$$

$$=\begin{cases}1-\exp\left(-\rho_{ni}V_{0p}\right), \text{если } q_{ni}=1,\\ 1-\rho_{ni}V_{0n}\exp\left(-\rho_{ni}V_{0n}\right), \text{если } q_{ni}=0.\end{cases} \quad (12)$$

5. Оценка величин $P\left(\mathbf{q}_1^{*}\left|\boldsymbol{\rho}_i,\mathbf{q}_i\right.\right)$ для каждого i в соответствии с выражением

$$P\left(\mathbf{q}_1^{*}\left|\boldsymbol{\rho}_i,\mathbf{q}_i\right.\right)=\prod_{n=1}^{N}P\left(q_{1n}^{*}\left|\rho_{ni},\mathbf{q}_i\right.\right). \quad (13)$$

6. Формирование итогового решения об идентификационных признаках обнаруженных объектов $\mathbf{q}^{*}$ в соответствии с решающим правилом

$$\mathbf{q}^{*}=\arg\max_{\mathbf{q}_i}P\left(\mathbf{q}_1^{*}\left|\boldsymbol{\rho}_i,\mathbf{q}_i\right.\right). \quad (14)$$

7. Определение числа правильных оценок N_{Ri} идентификационных признаков в векторе $\mathbf{q}_i^{*}$ для каждого i в соответствии с выражением (3).

8. Оценка величин $P\left(q_{1ni}^{*}\left|\mathbf{q},\rho_n\right.\right)$ для каждых n и i в соответствии с выражением (10).

9. Оценка вероятностей P_{1i} для каждого i в соответствии с выражением (4).

10. Оценка коэффициента правильной идентификации R_N в соответствии с выражением (2).

Вывод

В настоящей работе разработана методика аналитической оценки достоверности прямой идентификации воздушных целей на основе алгоритма, учитывающего их пространственную плотность. Данная методика может быть использована как для непосредственной оценки достоверности идентификации воздушных целей в заданных условиях целевой обстановки, так и для формирования весовых коэффициентов решений, формируемых подсистемой прямой идентификации, при разработке комплексных алгоритмов идентификации от разных подсистем.

Литература

1. *Канащенков А.И.* Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. Т.1. РЛС – информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов / Под ред. А.И. Канащенкова, В.И. Меркулова. М.: Радиотехника, 2006. 656 с.

2. *Ткаченко С.С., Аврамов А.В.* Координатно-связное опознавание на основе теории дискретной фильтрации и статистической обработки опытных данных // Успехи современной радиоэлектроники. 2010. № 11. С. 15–20.

3. *Ткаченко С.С., Аврамов А.В., Иванов С.Л.* Принцип дополнительной селекции запросного сигнала по угловым координатам в радиолокационной системе с активным ответом // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2010. № 3. Т. 6. С. 104–107.

4. *Ткаченко С.С.* Алгоритм обработки информации в подсистеме прямой идентификации с учетом

пространственной плотности идентифицируемых объектов // Телекоммуникации. 2016. № 1. С. 2–7.

5. *Аврамов А.В., Ткаченко С.С.* Алгоритм опознавания воздушных объектов на основе оценки разности их координат // Вестник Воронежского института МВД России. 2009. № 3. С. 98–102.

6. *Ткаченко С.С., Иванов С.Л., Трущинский А.Ю.* Алгоритм комплексной обработки информации в подсистеме навигационно-связной идентификации // Теория и техника радиосвязи. 2013. № 4. С. 26–30.

7. *Ткаченко С.С. и др.* Обобщенный критерий достоверности принятия решения в подсистеме прямой идентификации // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2010. Т. 6. № 6. С. 27–29.

8. *Ткаченко С.С.* Оценка достоверности текущих решений, формируемых подсистемой навигационно-связной идентификации // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 2. С. 98–103.

9. *Ткаченко С.С., Поветко В.Н.* Методика аналитической оценки достоверности навигационно-связной идентификации целей на основе алгоритма комплексной обработки информации // Теория и техника радиосвязи. 2015. № 1. С. 38–42.

10. *Ткаченко С.С.* Методика аналитической оценки достоверности идентификации объектов подсистемой прямой идентификации в условиях высокой их пространственной плотности // Теория и техника радиосвязи. 2015. № 3. С. 46–50.

11. *Ткаченко С.С.* Стохастическая модель процесса формирования решений подсистемой прямой идентификации при известной пространственной плотности идентифицируемых объектов // Телекоммуникации. 2016. № 10. С. 21–27.

Статья поступила в редакцию 8 августа 2017 года

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