ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 1/2015

Воронеж 2015

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

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
по Каталогу российской прессы
«Почта России» – 72972

Сайт в Интернете:
www.sozvezdie.su

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛. Уч.-изд. л. – 12,3
Тираж 200 экз. Заказ № 86
Подписано в печать 2.03.2015 г.

© АО «Концерн «Созвездие», 2015

С О Д Е Р Ж А Н И Е

№ 1, 2015

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Оптимизация времени многоканального мониторинга в когнитивном радио.
Часть 1. Многоканальное спектральное оценивание
А.Е. Лимарев, Т.Ф. Капаева, Ю.Н. Максюта, В.Н. Поветко, В.И. Шестопалов …… 5

Поиск и обнаружение BPSK сигналов в условиях узкополосной помехи
П.Д. Коратаев, В.А. Миронов, В.В. Неровный ……..…… 15

Оценка возможности обеспечения электромагнитной совместимости отечественных радиопередающих устройств преднамеренных радиопомех с отечественными радиоэлектронными средствами, работающими на совпадающих частотах
А.В. Журавлев, В.М. Безмага, В.А. Миронов, В.В. Неровный, П.Д. Коратаев …… 22

Наблюдения нестационарных вариаций ускорения фазы несущей трансионосферных сигналов навигационных спутников
В.В. Демьянов, Ю.В. Ясюкевич, Т.В. Кашкина, И.Ф. Гамаюнов …… 28

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Методика аналитической оценки достоверности навигационно-связной идентификации целей на основе алгоритма комплексной обработки информации
С.С. Ткаченко, В.Н. Поветко ……..……....……... 38

Идентификация параметров моделей элементов антенно-согласующих устройств МВ, ДКМВ диапазонов
М.Л. Артемов, И.А. Зиборов, Т.Ф. Чаусова ..…….…… 43

Результаты полевых испытаний радиоканала на основе сигнально-кодовых конструкций
А.М. Белицкий, С.А. Постников, Л.В. Струнская-Зленко …….…… 48

Моделирование мобильной беспроводной сенсорной сети с одним узлом-стоком
С.Н. Жарков ……. 54

Преобразование объектов пространства состояний последовательного колебательного контура
Н.М. Назаров …….……. 66

Оптимальная реализация аппаратуры излучения
А.С. Щеголеватых …….……. 69

РАЗНОЕ

Способ представления отрицательных чисел в модулярных цифровых фильтрах
А.В. Велигоша, К.А. Тонян ……..……..... 73

Основные этапы и проблемы конверсии российского военно-промышленного комплекса
Р.Р. Шатовкин, В.А. Маковий, В.С. Якименко ……..……..…….. 78

Анализ опыта конверсии военного производства в различных странах
Р.Р. Шатовкин, С.В. Ионов, В.В. Дудчак ..…….. 83

Направления развития военной авиации с учетом влияния современных экономических факторов
Р.Р. Шатовкин, С.В. Ионов ……..……...……. 87

Современные направления высокоэффективной оценки эксплуатационных состояний технических систем
Г.В. Зибров, А.В. Попов, В.Н. Старов, С.В. Ионов, А.Ю. Беккиев …….…..……. 93

Предпринимательские структуры радиоэлектронной промышленности в России: состояние и перспективы развития
Е.В. Левицкая, А.Ю. Кузьмина …….……. 97

УДК 621.391

ОПТИМИЗАЦИЯ ВРЕМЕНИ МНОГОКАНАЛЬНОГО МОНИТОРИНГА В КОГНИТИВНОМ РАДИО. ЧАСТЬ 1. МНОГОКАНАЛЬНОЕ СПЕКТРАЛЬНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ

А.Е. Лимарев, руководитель проекта, e-mail: limarev@sozvezdie.su
Т.Ф. Капаева, начальник отдела, e-mail: office@sozvezdie.su
Ю.Н. Максюта, начальник отдела, e-mail: maksyuta@sozvezdie.su
В.Н. Поветко, д.т.н., начальник информационно-аналитической службы, e-mail: office@sozvezdie.su
В.И. Шестопалов, начальник отдела, e-mail: office@sozvezdie.su
АО «Концерн «Созвездие»

Работа посвящена построению математической модели задачи оптимизации времени многоканального мониторинга спектра когнитивным пользователем. Сформулированы критерии оптимальности для когнитивного пользователя и ограничения, накладываемые на вероятности обнаружения и пропуска свободного канала. На основе методов спектрального оценивания – классического и модифицированного методов периодограмм, метода множественных окон, банка фильтров – разработаны многоканальные схемы принятия решения о занятости каналов привилегированным пользователем. В соответствии с логикой работы схем получены выражения для решающих статистик, которые будут использоваться в следующей части работы для получения законов распределения.

Ключевые слова: *многоканальный мониторинг, метод периодограмм, многооконный метод, банк фильтров.*

A TIME OPTIMIZATION OF MULTICHANNEL SENSING IN COGNITIVE RADIO PART 1. MULTICHANNEL SPECTRUM ESTIMATION

A.E. Limarev, head of the project, e-mail: limarev@sozvezdie.su
T.F. Kapayeva, head of department, e-mail: office@sozvezdie.su
Yu.N. Maksyuta, head of department, e-mail: maksyuta@sozvezdie.su
V.N. Povetko, D.D. in Engineering Sciences, head of Informational and Analytical Service, e-mail: office@sozvezdie.su
V.I. Shestopalov, head of department, e-mail: office@sozvezdie.su
JSC «Sozvezdie «Concern»

This work deals with mathematical modeling of time optimization problem for multichannel sensing implemented by cognitive user. Optimality criteria for cognitive user and limitations on detection and missed detection unoccupied channel probabilities are defined. Multichannel decision-making schemes for channel occupancy (by primary user) determination are designed on basis of the spectrum estimation methods (conventional and modified periodogram methods, multitaper method, filter bank). According to the operational logic of proposed schemata, the expressions for critical statistics, that will be used for distribution laws finding in the next part of work, are obtained.

Keywords: *multichannel sensing, conventional and modified periodogram, multitaper method, filter bank.*

В соответствии с федеральным законом РФ №126-ФЗ от 7 июля 2003 г. «О связи» «…радиочастотный спектр (РЧС) – это совокупность радиочастот в установленных Международным союзом электросвязи пределах, которые могут быть использованы для функционирования радиоэлектронных средств или высокочастотных устройств». РЧС – собственность государства, и в основе управления и распределения РЧС лежит принцип выделения определенной части спектра и закрепления его за определенным пользователем на определенный срок. В течение этого срока пользователь оплачивает выделенный ресурс, самостоятельно избирает интенсивность его использования, и никто другой не имеет права пользоваться этим ресурсом. В то же время, по оценкам специалистов (например, для Европы), суммарное время активной работы составляет 30–40% от годового объема, а остальное время радиосредства «молчат» [1]. С другой стороны, число пользователей РЧС лавинообразно растет. Так, например, более чем в 150 странах мира число пользователей инфокоммуникационных услуг ежемесячно увеличивается на 15 млн [2].

В связи с этим возникла парадоксальная ситуация: с одной стороны, РЧС не хватает на всех желающих, а с другой – РЧС не используется на все 100%. Данное противоречие заложено в

практике статического выделения радиочастот и его можно разрешить с помощью технологии когнитивного радио [3], согласно которой вторичным (когнитивным) пользователям (CU – Cognitive User) предоставляется возможность вести передачу в частотной полосе без разрешения привилегированного (лицензированного) пользователя (PU – Primary User) при условии, что привилегированному пользователю не создаются помехи.

Таким образом, когнитивное радио позволяет CU сканировать спектр и использовать надлежащим образом незанятые участки спектра (спектральные дыры). Поиск спектральных дыр осуществляется на основе различных методов спектрального анализа окружающей радиообстановки [4], среди которых наиболее популярными являются непараметрические методы широкополосного мониторинга спектра на основе быстрого преобразования Фурье [5], многооконные методы [6, 7] и методы на основе банка фильтров [8, 9].

Целью настоящей работы является оптимизация времени мониторинга спектра при различных методах многоканального спектрального зондирования окружающей радиообстановки.

1. Постановка задачи

Предположим, что наблюдаемая полоса частот (канал) разбита на N непересекающихся подполос (подканалов). В зависимости от географического положения или временного интервала некоторые из подканалов не используются привилегированным пользователем и, значит, доступны для когнитивного пользователя.

Для задачи обнаружения в каждом канале используются две гипотезы: H_{0k} – отсутствие сигнала PU в k-м канале и H_{1k} – присутствие сигнала PU в k-м канале. На рис. 1 проиллюстрировано использование многополосного канала. Заштрихованные области означают занятые подканалы, незаштрихованные – спектральные дыры (т.е. подканалы, доступные для использования CU).

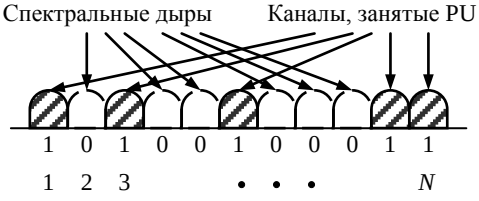


Рис. 1. Схематичное представление занятости многополосного канала

Предположим, что на вход многоканального приемника поступает сигнал вида

$$x(t) = S(t) + n(t), \tag{1}$$

где $S(t)$ – сигнал привилегированного пользователя, $n(t)$ – белый гауссовский шум с односторонней спектральной плотностью N_0. Как и в одноканальном случае [10], мониторинг осуществляется периодически с периодом T. Каждый временной слот состоит из двух частей: слота мониторинга и слота передачи данных. Слот мониторинга имеет длительность τ, а слот передачи данных, соответственно, – длительность $T - \tau$. Для каждого слота наблюдения заданной длительности τ число отсчетов, используемых для обнаружения сигнала в каждом из подканалов, равно $m = \tau f_q$, где f_q – частота дискретизации. Дискретные отсчеты сигнала и шума можно записать в виде

$$x(i) = S(i) + n(i), \tag{2}$$

где $x(i) = x\left(\frac{i}{f_q}\right)$, $S(i) = S\left(\frac{i}{f_q}\right)$, $n(i) = n\left(\frac{i}{f_q}\right)$.

Далее предположим, что с помощью дискретного преобразования Фурье (ДПФ) или банка фильтров [11] входной сигнал $x(i)$ раскладывается на N подканальных сигналов $x_k(i)$, $1 \le k \le N$. Для каждого k-го подканала введем: β_k – порог, $P_d^{(k)}(\beta_k, \tau)$ – вероятность обнаружения, $P_f^{(k)}(\beta_k, \tau)$ – вероятность ложной тревоги, $\overline{P}_d^{(k)}$ – гарантированную вероятность обнаружения PU в данном подканале (как и для одноканального варианта [10]). На основе введенных величин сформируем вектора, характеризующие многоканальную систему: $\boldsymbol{\beta}$ – вектор порогов, $\boldsymbol{P}_d(\boldsymbol{\beta}, \tau)$ и $\boldsymbol{P}_f(\boldsymbol{\beta}, \tau)$ – вектора вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги соответственно, а также $\overline{\boldsymbol{P}}_d$ – вектор гарантированных вероятностей обнаружения:

$$\left.\begin{aligned}
&\boldsymbol{\beta} = (\beta_1, \beta_2, ..., \beta_N)^T, \\
&\boldsymbol{P}_d(\boldsymbol{\beta}, \tau) = \left\{P_d^{(1)}(\beta_1, \tau), P_d^{(2)}(\beta_2, \tau), ..., P_d^{(N)}(\beta_N, \tau)\right\}^T, \\
&\boldsymbol{P}_f(\boldsymbol{\beta}, \tau) = \left\{P_f^{(1)}(\beta_1, \tau), P_f^{(2)}(\beta_2, \tau), ..., P_f^{(N)}(\beta_N, \tau)\right\}^T, \\
&\overline{\boldsymbol{P}}_d = \left\{\overline{P}_d^{(1)}, \overline{P}_d^{(2)}, ..., \overline{P}_d^{(N)}\right\}^T,
\end{aligned}\right\} \tag{3}$$

где надстрочный индекс T означает транспонирование. С учетом введенных обозначений вектор вероятностей пропуска сигнала может быть представлен в следующем виде:

$$\boldsymbol{P}_m(\boldsymbol{\beta},\tau) = \boldsymbol{I}_N - \boldsymbol{P}_d(\boldsymbol{\beta},\tau), \quad (4)$$

где $\boldsymbol{I}_N = (1,1,\ldots,1)^T$ – вектор из единиц. Обозначим через r_k отнесенную к полосе пропускную способность k-го подканала для CU:

$$r_k = \log_2\left(1+\frac{P_c^{(k)}}{P_n^{(k)}}\right),$$

где $P_c^{(k)}$ и $P_n^{(k)}$ – мощности сигнала CU и шума в k-м подканале соответственно. Через $\boldsymbol{r}$ обозначим вектор компонент пропускных способностей подканалов:

$$\boldsymbol{r} = (r_1, r_2, \ldots, r_N)^T.$$

Заметим, что CU может использовать все свободные подканалы. Если передающая мощность между когнитивными пользователями известна, то в гауссовском канале без замираний вектор $\boldsymbol{r}$ может быть вычислен по известной формуле Шеннона. CU использует свободный k-й подканал для передачи с вероятностью $1-P_f^{(k)}(\boldsymbol{\beta},\tau)$ в течение времени $T-\tau$, следовательно, пропускную способность многоканального когнитивного радио можно определить как

$$R(\boldsymbol{\beta},\tau) = \frac{T-\tau}{T}\boldsymbol{r}^T\left[\boldsymbol{I}_N - P_f(\boldsymbol{\beta},\tau)\right]. \quad (5)$$

Из (5) видно, что пропускная способность увеличивается с увеличением времени передачи $T_d = T-\tau$ и с уменьшением вероятности ложной тревоги. Однако с увеличением времени передачи (уменьшением времени наблюдения τ) и уменьшением вероятности ложной тревоги возрастает вероятность пропуска сигнала, что приводит к увеличению вероятности создания помех привилегированному пользователю. В соответствии с технологией когнитивного радио помехи PU должны быть ограничены. Можно ввести количественный штраф C_k за создание помехи PU в k-м подканале. Соответственно, $\boldsymbol{C} = (C_1, C_2, \ldots, C_N)^T$ – вектор штрафов. Предположим, что в канале зондирования возможно присутствие J привилегированных пользователей, каждый из которых может занимать S_j подканалов ($j = 1,2,\ldots,J$). Тогда результирующий штраф за помехи j-му PU можно определить следующим образом:

$$\Phi_j(\beta,\tau) = \sum_{i\in S_j} C_i P_m^{(i)}(\beta_i,\tau), \quad j = 1,2,\ldots,J. \quad (6)$$

Следовательно, при многоканальном зондировании требуется выбрать время мониторинга τ и вектор порогов $\boldsymbol{\beta}$ таким образом, чтобы результирующая пропускная способность вторичного пользователя была максимальной, но создаваемые помехи PU при этом были ниже определенного уровня. Математически оптимизационная задача может быть сформулирована следующим образом [12]:

$$\max_{\boldsymbol{\beta},\tau} R(\boldsymbol{\beta},\tau) \quad (7)$$

при ограничениях

$$\boldsymbol{P}_d \ge \overline{\boldsymbol{P}}_d, \ \boldsymbol{P}_f \ge \overline{\boldsymbol{P}}_f, \ \Phi_j(\boldsymbol{\beta},\tau) \le \xi_j, \quad (8)$$

где $\overline{P}_f = \left(\overline{P}_f^{(1)}, \overline{P}_f^{(2)}, \ldots, \overline{P}_f^{(N)}\right)^T$ – вектор допустимых значений для вероятностей ложных тревог, ξ_j – верхняя граница суммарных штрафов за помехи j-му PU, $j = 1,2,\ldots,J$.

С целью применения стандартных методов решения оптимизационную задачу (7)–(8) можно свести к эквивалентной – минимизации потерь в пропускной способности при применении технологии когнитивного радио, т.е. к минимизации функции потерь:

$$R_{\text{пот}}(\beta,\tau) = \boldsymbol{r}^T\boldsymbol{I}_N - R(\beta,\tau) =$$
$$= \boldsymbol{r}^T\left[\left(1-\frac{\tau}{T}\right)\boldsymbol{P}_f(\beta,\tau) - \boldsymbol{I}_N\frac{\tau}{T}\right].$$

После этого оптимизационную задачу можно сформулировать следующим образом:

$$\min_{\boldsymbol{\beta},\tau} R_{\text{пот}}(\boldsymbol{\beta},\tau) \quad (9)$$

при ограничениях

$$\boldsymbol{P}_m(\boldsymbol{\beta},\tau) \le \overline{\boldsymbol{P}}_m, \ \boldsymbol{P}_f(\boldsymbol{\beta},\tau) \le \overline{\boldsymbol{P}}_f, \ \Phi_j(\boldsymbol{\beta},\tau) \le \xi_j, \quad (10)$$

где $\overline{\boldsymbol{P}}_m = \boldsymbol{I}_N - \overline{\boldsymbol{P}}_d$, $j = 1,2,\ldots,J$.

2. Методы многоканального спектрального оценивания

Различные методы спектрального оценивания сводятся к измерению мощности (или энергии) на выходах каждого из подканалов. По ширине главного лепестка для каждой из подполос определяется частотное разрешение (т.е. шаг

квантования вдоль частотной оси при спектральном анализе), а квадрат амплитуды боковых лепестков пропорционален утечке мощности каждой из подполос в другую часть спектра. Такая утечка нежелательна, поскольку влечет за собой смещение в оценке спектральной плотности мощности.

Наряду с частотным разрешением, другим критерием эффективности методов оценки спектральной плотности мощности является спектральный динамический диапазон, определяемый как отношение максимальной спектральной плотности мощности к минимальной. Увеличение динамического диапазона достигается за счет введения весовых функций «окон» во временной области [13], но при этом происходит увеличение дисперсии оценки и, как следствие, увеличение вероятности ошибки при принятии решения о наличии спектральных дыр. По этой причине наряду с методом периодограмм [5] применяются методы, основанные на многооконном взвешивании (метод Томсона) [6, 7], или методы с использованием банка фильтров [8, 9].

2.1. Спектральное оценивание методом периодограмм

Метод немодифицированных периодограмм. При оценивании спектральной плотности мощности случайного процесса методом периодограмм из непрерывной реализации входного процесса $x(t)$ через временной интервал Δt выбираются отсчеты $x(i) = x(i\Delta t)$, $i = 1,2,\ldots,N$. На основе дискретной выборки $x(1)$, $x(2),\ldots,x(N)$ строится оценка спектральной плотности мощности на частоте f [14]:

$$\hat{S}(f) = \frac{\Delta t}{N}\left|\sum_{i=1}^{N} x(i) e^{-j2\pi f i \Delta t}\right|^2. \qquad (11)$$

Величина $\hat{S}(f)$ является исходной немодифицированной формой периодограммы, которая определяется на интервале $[-f_N, f_N]$, где $f_N = 1/(2\Delta t)$ – частота Найквиста. Для определенности далее будем рассматривать нормированные частоты: $\Delta t = 1$, $f_N = 1/2$.

Как показано в [14], выборочный спектр на основе (11) будет давать статистически несостоятельные (неустойчивые) оценки, поэтому для получения статистически устойчивой периодограммной оценки необходимо применять различные формы усреднения (сглаживания) по ансамблю. В [14] рассмотрены три основных метода, которые не всегда оптимальны, но для многих классов сигналов обладают статистической устойчивостью (робастностью): метод Даньелла, метод Бартлетта, метод Уэлча. Во всех этих методах для уменьшения смещения оценок из-за эффекта просачивания во временной области вводятся «окна». (Справедливости ради стоит сказать, что в когнитивном радио названные три метода не получили широкого распространения.)

Для построения периодограммы (11) к отсчетам принятого сигнала применяется N-точечное ДПФ, после чего отсчеты сигнала в каждом из подканалов можно представить следующим образом:

$$X_k = \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{i=0}^{N-1} x(i)\exp\left\{-\frac{j2\pi ki}{N}\right\} = S_k + V_k, \quad (12)$$

где

$$S_k = \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{i=0}^{N-1} S(i)\exp\left\{-\frac{j2\pi ki}{N}\right\},$$

$$V_k = \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{i=0}^{N-1} n(i)\exp\left\{-\frac{j2\pi ki}{N}\right\},$$

$$k = 0,1,\ldots,N-1.$$

В общем случае случайные комплексные величины V_k являются одинаково распределенными с нулевым средним и дисперсией σ_v^2. Принятие решения о занятости k-го подканала сводится к проверке бинарной гипотезы:

$$H_{0k}: X_k = V_k,$$
$$H_{1k}: X_k = S_k + V_k, \qquad (13)$$

затем процедура повторяется на m временных интервалах наблюдения, каждый из которых состоит из N отсчетов. Для проверки гипотез (13) в каждом из подканалов формируется статистика как энергия на m интервалах наблюдения:

$$Y_k = \sum_{i=1}^{m} |X_k(i)|^2, \qquad (14)$$

где $X_k(i)$ – значения сигналов в k-м подканале на i-м интервале наблюдения. Решающее правило выбирается как

$$Y_k \underset{H_{0k}}{\overset{H_{1k}}{\gtrless}} \beta_k, \qquad (15)$$

где β_k – порог обнаружения в k-м подканале ($k = 1,2,\ldots,N$).

На рис. 2 изображена структурная схема многоканального обнаружителя на основе вычислений периодограмм. На рисунке обозначено: АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ППП – последовательно-параллельный преобразователь, БПФ – быстрое преобразование Фурье, СС – схема сравнения решающей статистики с порогом, $|\cdot|^2$ – квадрат модуля комплексного числа.

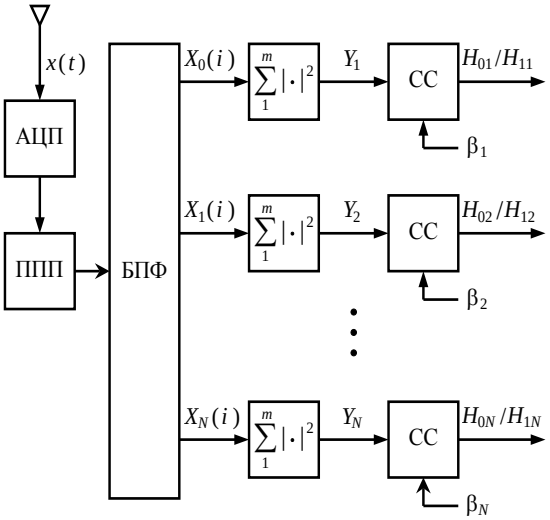


Рис. 2. Структурная схема многоканального обнаружителя, основанного на классическом методе периодограмм, в когнитивном радио

В соответствии с рис. 2 интервал времени мониторинга τ разбивается на m интервалов по N отсчетов в каждом. К каждому окну из N отсчетов входного процесса применяется БПФ, в результате которого в каждом из подканалов появляется очередной отсчет. Так как интервалы наблюдения не перекрываются, то для всей многоканальной системы тактовая частота f_s в подканалах в N раз меньше частоты Найквиста.

Метод модифицированных периодограмм [15]. Пусть имеется дискретная последовательность отсчетов входного процесса $x(i)$ ($i = 0,\ldots,L-1$) со спектральной плотностью мощности $P(f)$, $|f| \le 1/2$. Данную последовательность разбивают на сегменты по N отсчетов в каждом. В общем случае сегменты могут пересекаться. Пересечение объясняется тем, что если окно и БПФ применяются к неперекрывающимся сегментам временного ряда, то значительная часть данных игнорируется, поскольку вблизи границ многие окна имеют значения, близкие к нулю. Чтобы избежать таких потерь информации, оконное преобразование Фурье применяется к перекрывающимся сегментам данных. Степень перекрытия в зависимости от вида окна может достигать 50% и более [15]. При такой обработке возникает важный вопрос о степени корреляции спектров, полученных по двум соседним перекрывающимся сегментам данных. Ответ на этот вопрос частично дан в пионерской работе [15].

Введем обозначения:

$x_1(i) = x(i)$ – первый сегмент;
$x_2(i) = x(i + D)$ – второй сегмент;
⋮ ⋮
$x_K(i) = x(i + D(K-1))$ – последний сегмент,

где $i = 0,\ldots,N-1$, $L = D(K-1) + N$. Схема разбиения на сегменты представлена на рис. 3, где D – временной сдвиг одного сегмента относительно другого.

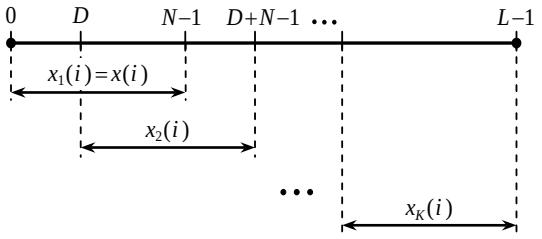


Рис. 3. Схема разбиения интервала наблюдения на сегменты

Построение оценки спектральной плотности мощности заключается в следующем. Выбирается временное окно $W(i)$ длиной $N(i = 0,\ldots,N-1)$. Для последовательности $x_k(i)$, взвешенной окном $W(i)$, вычисляются преобразование Фурье

$$Y_k(n) = \sum_{i=0}^{N-1} x_k(i)\, W(i)\, e^{-j2\pi in/N} \qquad (16)$$

и периодограмма

$$I_k\left(f_n\right) = \frac{1}{N}\left|Y_k(n)\right|^2, \qquad (17)$$

где $f_n = n/N$; $n = 0,\ldots,N/2$. Спектральная оценка плотности мощности получается в результате усреднения по K периодограммам (K – число сегментов наблюдения, используемых для построения сглаженной периодограммы):

$$\hat{P}\left(f_n\right) = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K} I_k\left(f_n\right). \qquad (18)$$

2.2. Метод Томсона (метод множественных оконных функций)

Как уже отмечалось, метод периодограмм должен обладать двумя противоречивыми свой-

ствами: высокой разрешающей способностью по частоте и большим динамическим диапазоном. Увеличение динамического диапазона достигается за счет умножения отсчетов входного процесса на весовую функцию окна. Однако это приводит к расширению главного лепестка частотного окна без какого-либо уменьшения дисперсии статистической оценки спектральной плотности мощности, а при прямоугольном окне – к высокому значению систематического смещения оценки (из-за утечки энергии из анализируемого подканала в другую часть спектра) [14]. Для устранения этого противоречия Томсон [6] предложил новую процедуру спектрального оценивания на основе множества весовых окон. Данные весовые окна образуют семейство последовательностей, известных как *последовательности Слепяна* [6, 7]. Главное достоинство последовательностей Слепяна состоит в том, что преобразование Фурье от такой последовательности имеет максимальную концентрацию энергии в полосе пропускания подканала ($f_i - W$, $f_i + W$) при заданном конечном объеме выборки. Быстрый алгоритм вычисления последовательности Слепяна приведен в [16].

В методе Томсона при заданном отрезке временного ряда из N отсчетов $x(0)$, $x(1)$,…, $x(N-1)$ процедура построения спектральной оценки на частоте f в полосе $(f - W, f + W)$ реализуется в три этапа.

На первом этапе определяется семейство из K ортогональных весовых последовательностей Слепяна и соответствующих им собственных значений, которые обозначим через $W^{(k)}(n)$ и $\lambda_k(f)$ соответственно ($k = 0,1,\ldots,K-1$; $n = 0,\ldots,N-1$).

На втором этапе формируются K собственных спектров как дискретное преобразование Фурье от взвешенного последовательностями Слепяна отрезка временного ряда:

$$X_k(f) = \sum_{n=0}^{N-1} W^{(k)}(n)\, x(n)\, e^{-j2\pi fn}. \qquad (19)$$

На третьем этапе строится спектральная оценка, имеющая минимальную утечку энергии за пределы полосы $(f - W, f + W)$:

$$\hat{S}(f) = \frac{\sum_{k=0}^{K-1} \lambda_k(f) \left| X_k(f) \right|^2}{\sum_{k=0}^{K-1} \lambda_k(f)}. \qquad (20)$$

Приведенную процедуру оценки спектральной плотности мощности многооконным методом можно представить в виде схемы на рис. 4. Здесь ДПФ – дискретное преобразование Фурье, знак ÷ обозначает делитель, $|\cdot|^2$ – квадрат модуля комплексного числа.

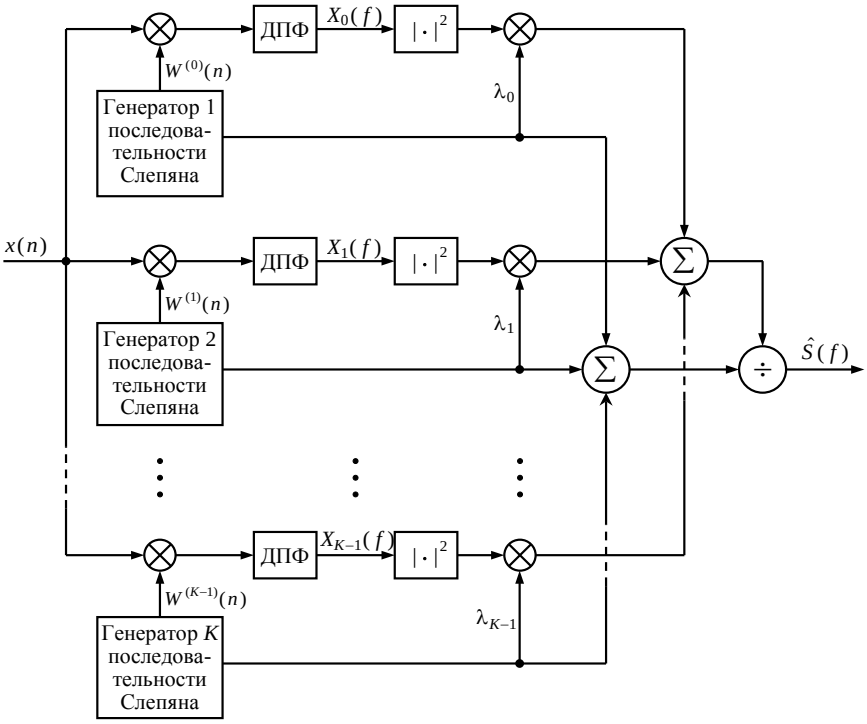


Рис. 4. Схема вычисления спектральной оценки многооконным методом с использованием последовательностей Слепяна

Следует заметить, что при $K = 1$ оценка по многооконному методу совпадает с классической периодограммой, взвешенной окном Слепяна.

Таким образом, если известен набор из K ортогональных последовательностей Слепяна $W^{(k)}(n)$ $(k = 0,1,\ldots,K-1;\ n = 0,\ldots,N-1)$ и соответствующие им собственные значения $\lambda_k(f)$ $(k = 0,1,\ldots,K-1)$, то оценка спектральной плотности мощности (20) обеспечивает минимальную утечку энергии за частотный интервал $[f - W, f + W]$ при заданном объеме выборки.

Заметим, что последовательности Слепяна и собственные значения зависят от объема дискретной выборки и ширины полосы W, т.е., в общем случае, $W^{(k)}(n) = W^{(k)}(n,W,N)$.

Выбор ширины полосы W и числа отсчетов N зависит от заданной величины протечки энергии за границы интервала, которая определяется формулой [7]

$$1 - \lambda_0 \approx 4\pi\sqrt{C_0}\exp\{-2\pi C_0\}, \qquad (21)$$

где $C_0 = WN$. В таблице приведены значения протечки относительной величины энергии за границы полосы [7].

Таблица

Протечка относительной величины энергии

C_0	Потери энергии $1 - \lambda_0$	
	в разах	в дБ
4	$3{,}05\cdot10^{-10}$	−95
6	$3{,}31\cdot10^{-15}$	−149
8	$5{,}26\cdot10^{-21}$	−203
10	$2{,}05\cdot10^{-26}$	−257

Для выбора ширины полосы задается C_0 (например, $C_0 = 6$) и число отсчетов в преобразовании Фурье. Тогда требуемая ширина полосы $W = C_0/N$. Затем (как и в методе периодограмм) для построения решающей статистики в k-м канале производится накопление энергии по скользящему окну интервалов наблюдения:

$$Y_k = \sum_{i=1}^{m} \hat{S}_i\left(f_k\right) \Big/ m, \qquad (22)$$

где $\hat{S}_i\left(f_k\right)$ – оценка энергетического спектра многооконным методом на i-м интервале наблюдения на частоте $f_k = k/N$, $k = 0,1,\ldots,N-1$.

2.3. Спектральное оценивание банком фильтров

Суть метода банка фильтров состоит в следующем [8]. В основе используется фильтр нижних частот – так называемый *фильтр-прототип*; остальные фильтры получаются из него переносом центральной частоты, как показано на рис. 5. Здесь и далее предполагается, что время между двумя отсчетами равно единице, и, следовательно, в силу теоремы Котельникова частота f будет заключена в пределах $-\frac{1}{2} \le f \le \frac{1}{2}$.

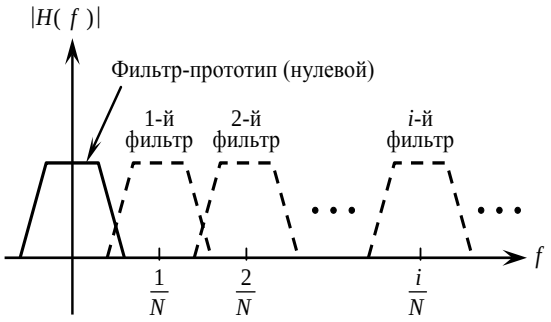


Рис. 5. Графическое представление амплитудно-частотной характеристики банка фильтров

Пусть задан фильтр-прототип M-го порядка с импульсной характеристикой $h(n)$ и передаточной функцией

$$H(z) = \sum_{n=0}^{M-1} h(n) z^{-n}, \qquad (23)$$

где $H(z)$ z-преобразование импульсной характеристики. Известно [17], что перенос центральной частоты фильтра с нулевой на частоту i/N достигается за счет умножения отсчетов импульсной характеристики на величину $\exp\{-j2\pi in/N\}$, после чего импульсная характеристика и передаточная функция i-го фильтра, соответственно, примут вид

$$h_i(n) = h(n) W_N^{-in}, \qquad (24)$$

$$H_i(z) = \sum_{n=0}^{M-1} h_i(n)\, W_N^{-in} z^{-n}, \qquad (25)$$

где $n = 0,1,\ldots,M-1$, $i = 1,\ldots,N-1$, $W_N = \exp\{j2\pi/N\}$, $W_N^{-in} = \exp\left\{-j2\pi in/N\right\}$. С учетом введенных обозначений отсчеты на выходе i-го подканала можно записать следующим образом:

$$y_i(n) = \sum_{k=0}^{M-1} h_i(k)\, x(n-k) =$$

$$= \sum_{k=0}^{M-1} h(k) W_N^{-ik} x(n-k). \qquad (26)$$

Среди реализаций банка фильтров предпочтение отдается *полифазной структуре* [11], которая предполагает, что частота дискретизации в каждом из подканалов в N раз меньше, чем частота дискретизации входного процесса. Для построения такой структуры сначала проводится полифазная декомпозиция фильтра-прототипа, которая заключается в разбиении его на N полифазных компонентов. Для этого порядок фильтра M выбирается в K раз больше числа полифазных компонент N, т.е. $M = NK$. Тогда соотношение (23) принимает вид

$$H_0(z) = \sum_{n=0}^{N-1} z^{-n} E_n\left(z^N\right), \qquad (27)$$

где

$$E_n(z) = \sum_{k=0}^{K-1} h(n+Nk) z^{-k} =$$

$$= h(n) + h\left(n+N\right) z^{-1} + \ldots + h\left(n+\left(K-1\right)N\right) Z^{-K+1}.$$

Передаточная функция i-го фильтра с учетом полифазной декомпозиции фильтра-прототипа примет вид

$$H_i(z) = \sum_{n=0}^{N-1} z^{-n} W_N^{-in} E_n\left(z^N\right), \qquad (28)$$

где $i = 0,\ldots,N-1$. Совокупность уравнений для всех i можно записать в матричной форме:

$$\begin{bmatrix} H_0(z) \\ H_1(z) \\ H_2(z) \\ \vdots \\ H_{N-1}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \ldots & 1 \\ 1 & W_N^{-1} & W_N^{-2} & \ldots & W_N^{-(N-1)} \\ 1 & W_N^{-2} & W_N^{-4} & \ldots & W_N^{-2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_N^{-(N-1)} & W_N^{-2(N-1)} & \ldots & W_N^{-(N-1)(N-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_0\left(z^N\right) \\ z^{-1}E_1\left(z^N\right) \\ z^{-2}E_2\left(z^N\right) \\ \vdots \\ z^{-(N-1)}E_{N-1}\left(z^N\right) \end{bmatrix}. \qquad (29)$$

Выражение (29) определяет структуру ДПФ модулированного банка фильтров, поскольку матрица ($N\times N$) в правой части является матрицей обратного преобразования Фурье (ОБПФ). Данное представление открывает возможность реализации банка фильтров, эффективной в смысле вычислительной сложности.

На рис. 6 приведена структурная схема многоканального зондирования спектра на основе ДПФ модулированного полифазного банка фильтров. На рисунке обозначено: z^{-1} – элемент задержки на один такт, ОБПФ – обратное преобразование Фурье, СС – схема сравнения с порогом, $E_i\{z^N\}$ – полифазный фильтр.

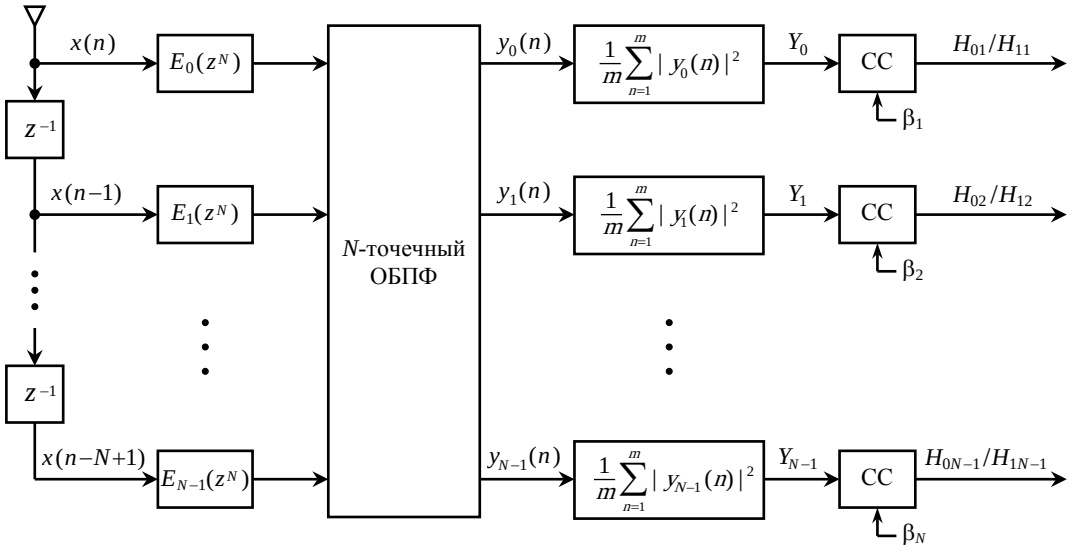


Рис. 6. Структурная схема многоканального мониторинга на основе ДПФ модулированного банка фильтров

С учетом полифазной декомпозиции зависимость выхода фильтра от входа можно записать в виде

$$y_i(n)=\sum_{m=0}^{N-1}\sum_{k=0}^{K-1}h_0\left(kN+m\right)x\left[n-\left(kN+m\right)\right]W_N^{-im}=$$

$$=\sum_{m=0}^{N-1}u_m(n)\,W_N^{-im}, \qquad (30)$$

где $u_m(n)$ – выход m-го фазового фильтра:

$$u_m(n)=\sum_{k=0}^{K-1}h_0\left(kN+m\right)x\left[n-\left(kN+m\right)\right].$$

Выходы фильтров $y_m(n)$ являются комплексными, и поэтому для оценки мощности сигнала на выходах каналов выбираются квадраты модулей, которые затем усредняются по m временным сегментам. Усредненные значения Y_i сравниваются с порогом.

Вычислительная сложность в данном случае будет значительно меньше, чем у прямой реализации банка фильтров [11]. Например, при реализации N-канального ДПФ модулированного банка фильтров с фильтром-прототипом M-го порядка понадобится $(N/2)\log_2 M$ операций умножения, тогда как для прямой реализации – $M\times N$ [11]. В [11] приведена схема реализации банка фильтров при помощи распределенной арифметики (РА), состоящая в следующем: отсчеты входного сигнала $x(n)$ записываются в блок регистров, а затем контроллер запускает блок полифазной фильтрации, реализуемый при помощи РА; результаты полифазной фильтрации поступают на входы ОБПФ, а на выходах формируются отсчеты субканальных сигналов.

Выводы

1. Если привилегированный пользователь может работать на нескольких каналах, то эффективным методом мониторинга спектра является многоканальная система.

2. Критерием эффективности работы когнитивного пользователя при многоканальном мониторинге спектра является минимизация потерь в пропускной способности при повторном использовании канала.

3. Наиболее популярными методами оценки спектра при многоканальном мониторинге являются: классический и модифицированный методы периодограмм, метод множественных окон и метод ДПФ модулированного банка фильтров.

4. Для принятия решения о занятости подканалов привилегированным пользователем на основе перечисленных выше методов спектрального оценивания получены в замкнутом виде выражения для решающих статистик (анализ вероятностных законов распределения для них будет проведен в следующей части работы).

Литература

1. *Котов В.* Динамическое управление радиочастотным спектром и оценка стоимости радиочастотного ресурса в перспективе перехода на новые технологии // Телекоммуникационные информационные сети. 2008. № 5. С. 31–35.

2. *Крупнов А.Е., Скородумов А.И.* Радиочастотный спектр: повышение эффективности использования и новые подходы к регулированию // Электросвязь. № 4. 2009. С. 173–184.

3. *Haykin S.* Cognitive radio: Brain-Empowered Wireless Communications // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. February 2005. V. 23. Pp. 201–220.

4. *Axell E., Leus G., Larson E.G., Poor H.V.* Spectrum Sensing for Cognitive Radio // IEEE Signal Processing Magazine. May 2012. № 5. Pp. 101–116.

5. *Quan Z., Cui S., Sayed A.H., Poor H.V.* Optimal Multiband Joint Detection for Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks // IEEE Transaction of Signal Processing. March 2009. V. 57, № 3. Pp. 1128–1140.

6. *Томсон Д.Дж.* Спектральное оценивание и гармонический анализ: пер. с англ. // ТИИЭР. 1982. Т. 70, № 9. С. 171–219.

7. *Haykin S., Thompson D.J., Reed J.H.* Spectrum Sensing for Cognitive Radio // Proceedings of the IEEE. May 2009. V. 97, № 5. Pp. 849–877.

8. *Farhang-Boroujeny B.* Filter Bank Spectrum Sensing for Cognitive Radios // IEEE Trans. Signal Processing. May 2008. V. 56. Pp. 1801–1811.

9. *Kim M., Naganawa J.I., Takada J.I.* Multichannel Spectrum Sensing Using Polyphase DFT Filter Bank for Opportunistic Cognitive Radios // IEICE Technical Report SR2009-19 (2009-5). Pp. 121–127.

10. *Лимарев А.Е.* Оптимизация времени мониторинга в когнитивном радио: одна пара – привилегированный и когнитивный пользователи // Радиотехника. 2013. № 12. С. 52–66.

11. *Вашкевич М.И., Петровский А.А., Каплун Д.И., Клионский Д.М.* Процессор ДПФ-модулированного банка фильтров с объединением субканалов для задач мониторинга широкого частотного диапазона // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2012. Вып. 6. С. 53–63.

12. *Paysarvi-Hoseini P., Beanlieu N.* Optimal Wideband Spectrum Framework for Cognitive Radio Systems // IEEE Trans. on Signal Processing. V. 59, № 3. March 2011. Pp. 1170–1182.

13. *Хэррис Ф.Дж.* Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье // ТИИЭР. 1978. Т. 66, № 1. С. 60–96.

14. *Марпл-мл. С.Л.* Цифровой спектральный анализ и его приложения: пер. с англ. под ред. И.С. Рыжака. М. : Мир, 1990. 584 с.

15. *Welch P.D.* The Use of Fast Fourier Transform for the Estimation of Power Spectra: A Method Based on Time Averaging Over Short, Modified Periodograms // IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics. June 1967. V. 15, № 2. Pp. 70–73.

16. *Лимарев А.Е.* Быстрый алгоритм вычисления дискретных последовательностей Слепяна // Теория и техника радиосвязи. 2013. № 2. С. 11–16.

17. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. 4-е изд. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.

Статья поступила в редакцию 5 ноября 2014 года

УДК 621.396.98

ПОИСК И ОБНАРУЖЕНИЕ BPSK СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХИ

П.Д. Коратаев, адъюнкт, e-mail: korataev2015@mail.ru
В.А. Миронов, профессор, тел. 8-903-850-97-15
В.В. Неровный, доцент, e-mail: val.nerownyj@yandex.ru
ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Получена оценка эффективности поиска и обнаружения навигационных BPSK сигналов в условиях узкополосной помехи.

Ключевые слова: *канал поиска и обнаружения, узкополосная помеха, глобальные навигационные спутниковые системы, BPSK сигналы, дальномерный код.*

SEARCH AND DETECTION FOR BPSK SIGNALS UNDER BAND NOISE CONDITIONS

P.D. Korataev, postgraduate, e-mail: korataev2015@mail.ru
V.A. Mironov, professor, tel. 8-903-850-97-15
V.V. Nerovny, associate professor, e-mail: val.nerownyj@yandex.ru
Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)

An estimation of search effectiveness and a detection of navigating BPSK signals under band noise conditions is received.

Keywords: *search and detection channel, band noise, global navigation satellite systems, BPSK signals, range-finding code.*

Одной из задач первичной обработки, решаемых в аппаратуре потребителей глобальных навигационных спутниковых систем (АП ГНСС), является поиск и обнаружение навигационных сигналов по задержке и частоте при воздействии различного вида помех.

Наиболее широко в ГНСС используются навигационные сигналы с расширением спектра путем фазовой манипуляции несущей псевдослучайной последовательностью (ПСП) (в англоязычной технической литературе используется термин «BPSK сигналы»). Для поиска и обнаружения BPSK сигналов в АП ГНСС чаще всего используются циклические процедуры поиска. Особенность циклического поиска заключается в разбиении области неопределённости сигнала по задержке и частоте на ячейки разрешения с заданным шагом. Затем ячейки поочерёдно просматриваются (анализируются) в определённом порядке. При просмотре каждой ячейки решается классическая задача обнаружения сигнала с известной амплитудой и случайной начальной фазой [1]. В качестве критерия обнаружения чаще всего используется критерий Неймана-Пирсона [1]. Характеристики обнаружителя, реализующего критерий Неймана-Пирсона, были получены для случая гауссовской шумовой помехи (ГШП) и приведены в ряде работ [1, 2]. Однако поиск и обнаружение навигационного сигнала в реальных условиях может происходить при воздействии и других видов помех, например узкополосной помехи. Таким образом, можно сделать вывод о необходимости доработки моделей и методик оценки эффективности поиска и обнаружения навигационных сигналов в АП ГНСС в условиях узкополосной помехи.

Цель работы – оценка эффективности поиска и обнаружения навигационных BPSK сигналов, сравнительный анализ эффективности поиска BPSK сигналов различных ГНСС при воздействии узкополосной помехи.

Для достижения данной цели необходимо рассмотреть следующие вопросы:

1. Исследование влияния частотной отстройки узкополосной помехи (УП) на эффективность поиска-обнаружения BPSK сигналов для различных значений отношения сигнал/помеха.
2. Исследование влияния характеристик ПСП дальномерных кодов на эффективность поиска-обнаружения BPSK сигналов в условиях воздействия УП.
3. Сравнительный анализ воздействия УП на систему поиска различных BPSK сигналов.

В общем виде навигационный сигнал, действующий на вход системы поиска и обнаружения АП ГНСС, можно представить как [1]

$$y(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi) + J(t), \quad (1)$$

где A_0 – амплитуда сигнала, ω_0 – несущая частота, φ – случайная начальная фаза, $J(t)$ – помеха.

Узкополосную помеху, действующую на вход системы поиска и обнаружения АП ГНСС, можно представить как

$$J(t) = A_1 \cos(\omega_0 + \omega_1)t + \varphi_1, \quad (2)$$

где A_1 – амплитуда помехи, ω_1 – значение отстройки несущей частоты помехи от несущей частоты навигационного сигнала, φ_1 – случайная начальная фаза, распределенная равномерно в интервалах от 0 до 2π.

На рис. 1 представлена структурная схема системы поиска и обнаружения BPSK сигналов аппаратуры потребителей ГНСС.

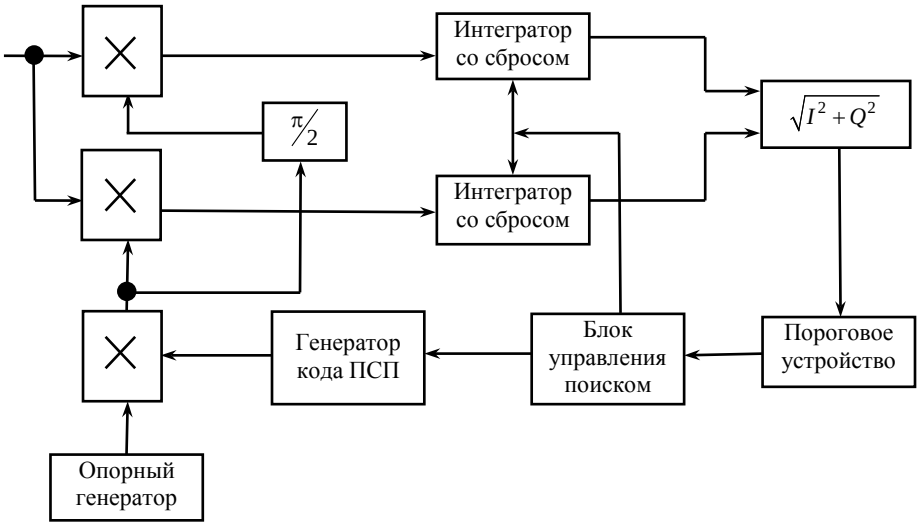


Рис. 1. Структурная схема канала поиска и обнаружения BPSK сигналов аппаратуры потребителей ГНСС

Канал поиска функционирует следующим образом. На выходе корреляторов АП ГНСС формируются синфазная и квадратурная компоненты [1]:

$$I = \int_0^T y(t)\cos(\omega_0 t)dt, \quad (3)$$

$$Q = \int_0^T y(t)\sin(\omega_0 t)dt, \quad (4)$$

где T – интервал накопления, в общем случае равный длительности навигационного сигнала.

На выходе интеграторов со сбросом АП ГНСС формируются синфазная и квадратурная компоненты [1]:

– напряжение на выходе канала поиска навигационного сигнала определяется как [1]

$$U = \sqrt{Q^2 + I^2}, \quad (5)$$

– по критерию Неймана-Пирсона уровень порога определяется как

$$U_0 = U_n \sqrt{2\ln(1/F)}, \quad (6)$$

где U_0 – пороговый уровень; U_n – значение напряжения помехи; F – вероятность ложной тревоги.

Решение о наличии навигационного сигнала принимается при выполнении условия

$$U \geq U_0. \quad (7)$$

В качестве показателя эффективности поиска навигационного сигнала выберем вероятность окончания поиска правильным обнаружением за три цикла $P_{об}$ [3]:

$$P_{об} = \sum_{j=1}^{3} P_{цпр}(1 - P_ц)^{j-1}, \quad (8)$$

где $P_{цпр}$ – вероятность окончания поиска на одном цикле правильным обнаружением; $P_ц$ – вероятность окончания поиска на одном цикле.

Вероятность окончания поиска на одном цикле правильным обнаружением определяется по формуле [3]

$$P_{\text{цпр}} = D \cdot (1-F)^{L-1}, \quad (9)$$

где L – число ячеек неопределённости по задержке и частоте.

Вероятность окончания поиска на одном цикле определяется по формуле [3]

$$P_{\text{ц}} = 1-(1-D)\cdot(1-F)^{L-1}, \quad (10)$$

где D – вероятность правильного обнаружения навигационного сигнала.

Тогда вероятность правильного обнаружения навигационного сигнала определяется по формуле [4]

$$D = \frac{N}{M}, \quad (11)$$

где N – количество испытаний, в которых произошло правильное обнаружение навигационного сигнала, M – общее количество испытаний.

Аналитические выражения для U на выходе интеграторов со сбросом (формулы (3), (4)) можно получить в явном виде только для ГШП, для УП они вычисляются численными методами. Другим возможным способом их получения может быть метод математического моделирования.

При проведении расчётов рассмотрены:

– СТ сигнал ГНСС ГЛОНАСС,

– С/А сигнал ГНСС GPS,

– В1 ГНСС Compass .

Характеристики данных сигналов приведены в таблице. Параметры помехи: вид модулирующей ПСП – M-последовательность; длина ПСП – $2^{25}-1$ символов; тактовая частота ПСП, модулирующей помеху, равна тактовой частоте навигационного сигнала.

Параметры исследуемых сигналов

Тип сигнала	Кол-во символов ПСП	$T_{\text{псп}}$, мс	$\tau_{\text{сп}}$ мкс
СТ	511	1	0,1995
С/А	1023	1	0,975
В1	2046	1	0,4875

Для оценки эффективности УП на систему поиска и обнаружения проведено математическое моделирование с помощью ЭВМ, основные его результаты приведены на рис. 2–8. В результате расчетов получены:

1. Зависимости $P_{\text{об}}$ значения нормированной частотной отстройки при различных значениях отношения сигнал/помеха для сигналов СТ ГНСС ГЛОНАСС, С/А ГНСС GPS, В1 ГНСС Compass, представленные на рис. 2–4. Нормированная отстройка частоты вычисляется по формуле

$$f = 2 \cdot \frac{f_0 - f_i}{\Delta f}, \quad (12)$$

где f – нормированное значение частоты; f_0 – начальная частота; f_i – текущее значение частоты; f_Δ – полоса частот, занимаемая сигналом.

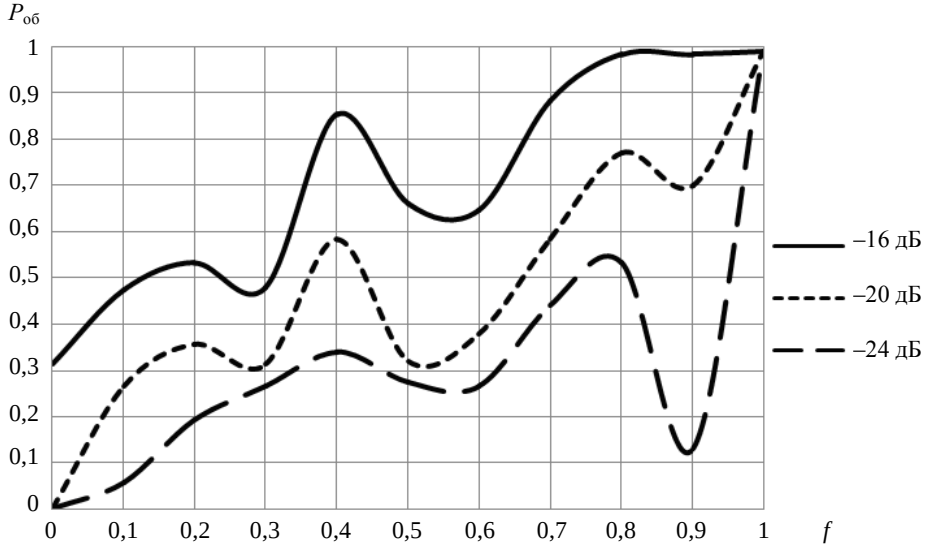


Рис. 2. Зависимость $P_{\text{об}}$ значения нормированной частотной отстройки при различных значениях отношения сигнал/помеха для СТ сигнала ГЛОНАСС

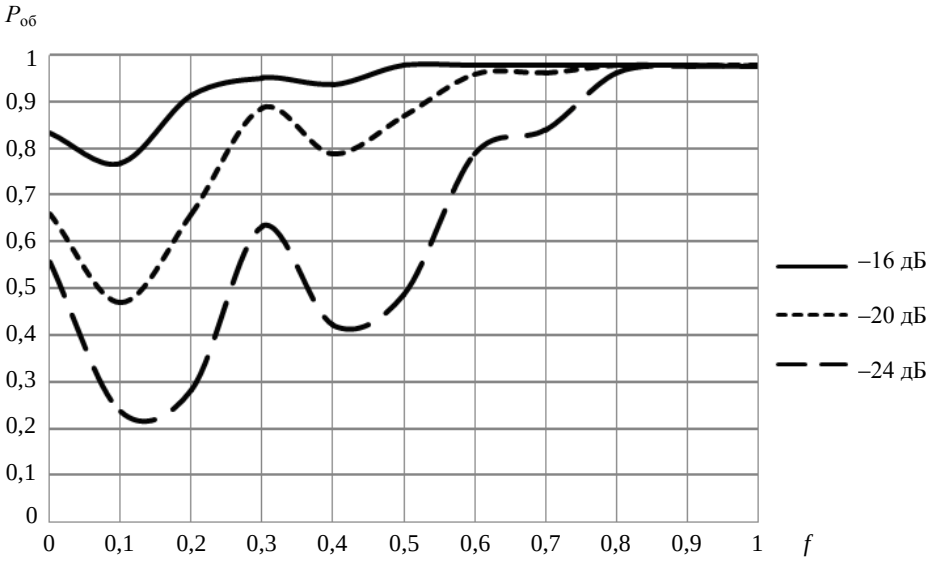


Рис. 3. Зависимость $P_{об}$ значения нормированной частотной отстройки при различных значениях отношения сигнал/помеха для С/А сигнала GPS

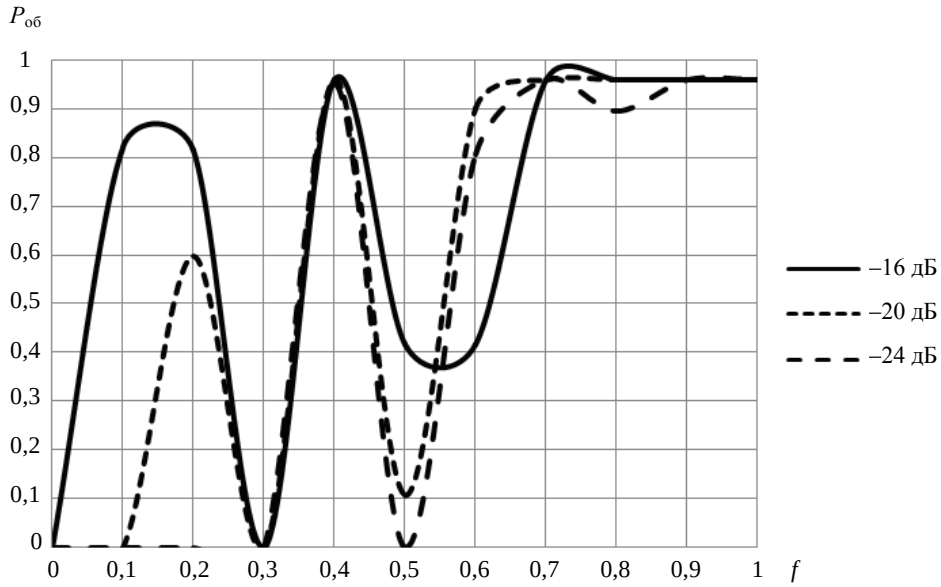


Рис. 4. Зависимость $P_{об}$ значения нормированной частотной отстройки при различных значениях отношения сигнал/помеха для В1 сигнала Compass

По результатам анализа графиков, приведенных на рис. 2–4, можно сделать вывод о том, что существует такое оптимальное значение нормированной частотной отстройки помехи, при котором вероятность $P_{об}$ принимает наименьшее значение. Для СТ сигнала ГЛОНАСС оптимальное значение нормированной отстройки несущей частоты узкополосной помехи составляет 0, для С/А сигнала GPS – от 0,1 до 0,2, для В1 сигнала Compass – 0,3.

2. Зависимость характеристик систем поиска исследуемых ГНСС от структуры дальномерного кода при воздействии узкополосной помехи. При этом в системах GPS и Compass рассматривались спутники с разными дальномерными кодами.

На рис. 5–7 приведены зависимости вероятности $P_{об}$ от отношения сигнал/помеха для ГШП и УП при оптимальном значении отстройки несущей частоты для сигналов СТ ГНСС ГЛОНАСС, С/А ГНСС GPS, В1 ГНСС Compass.

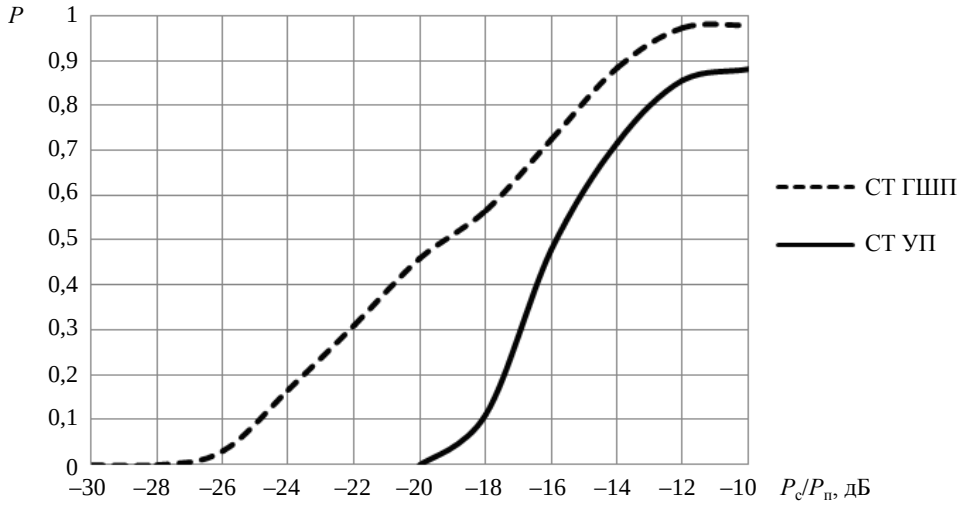


Рис. 5. Зависимость $P_{об}$ от отношения сигнал/помеха (СТ сигнала ГЛОНАСС) для ГШП и УП при оптимальном значении частотной отстройки

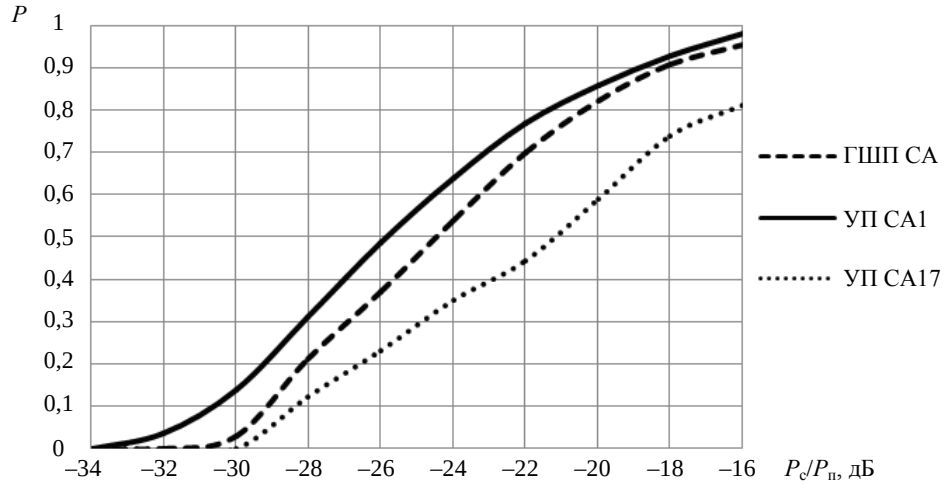


Рис. 6. Зависимость $P_{об}$ от отношения сигнал/помеха (С/А сигнала GPS) для ГШП и УП при оптимальном значении частотной отстройки

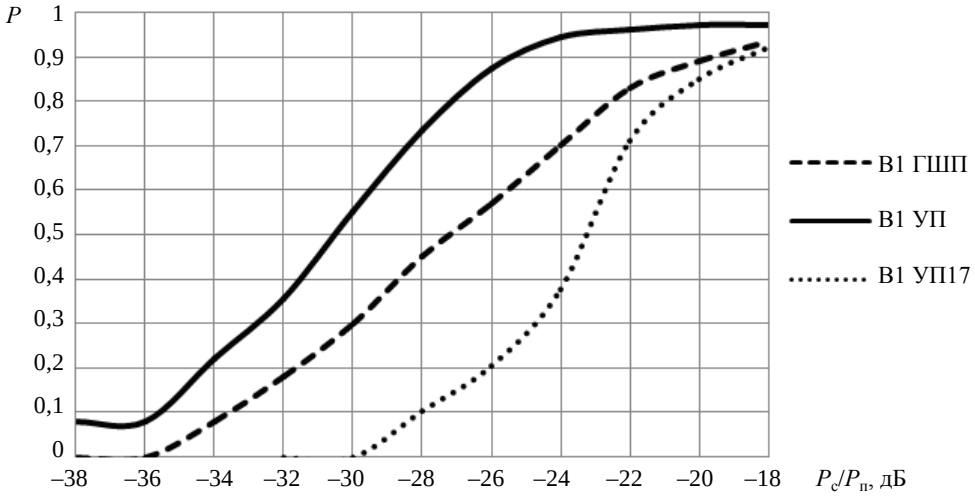


Рис. 7. Зависимость $P_{об}$ от отношения сигнал/помеха (В1 сигнала Compass) для ГШП и УП при оптимальном значении частотной отстройки

Анализ графиков, представленных на рис. 5–7, показывает следующее:

1. При воздействии УП на СТ сигнал ГНСС ГЛОНАСС (использующей частотный метод разделения каналов) помехоустойчивость приема сигнала ухудшается на 0…7 дБ по сравнению с воздействием на сигнал СТ ГШП.

2. При воздействии УП на С/А сигнал ГНСС GPS (использующей кодовый метод разделения каналов) помехоустойчивость приема сигналов зависит от соответствующего навигационного спутника (НС) орбитальной группировки ГНСС, излучающего свой уникальный код: помехоустойчивость сигнала может как улучшаться, так и ухудшаться, по сравнению с воздействием на С/А сигнала ГШП. Для НС с порядковым номером 1 помехоустойчивость сигнала С/А при воздействии на него УП улучшается на 0…1 дБ по сравнению с воздействием на сигнал ГШП. Для НС с порядковым номером 17 помехоустойчивость сигнала С/А снизится примерно на 1…4 дБ по сравнению с воздействием на сигнал ГШП.

3. При воздействии УП на В1 сигнал ГНСС Compass (использующей кодовый метод разделения каналов) помехоустойчивость приема сигналов зависит от соответствующего НС орбитальной группировки ГНСС Compass, излучающего свой уникальный код: помехоустойчивость сигнала может как улучшаться, так и ухудшаться по сравнению с воздействием на сигнал В1 ШП. Для НС с порядковым номером 1 помехоустойчивость сигнала В1 при воздействии на него УП улучшается на 1…4 дБ по сравнению с воздействием на сигнал ГШП. Для НС с порядковым номером 17 помехоустойчивость сигнала С/А снизится примерно на 1…6 дБ по сравнению с воздействием на сигнал ГШП.

На рис. 8 приведены вероятностные характеристики исследуемых дальномерных кодов ПСП ГНСС ГЛОНАСС, GPS, Compass для тех конкретных навигационных спутников, у которых наихудшая помехоустойчивость к УП.

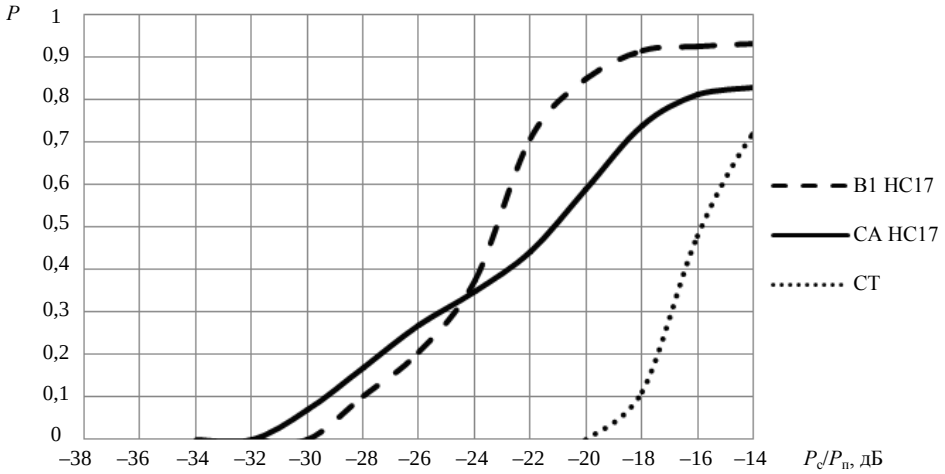


Рис. 8. Зависимость $P_{об}$ от отношения сигнал/помеха сигналов BPSK различных ГНСС при оптимальном значения частотной отстройки

Результаты, представленные на рис. 8, показывают следующее:

– выигрыш в помехоустойчивости С/А сигнала ГНСС GPS по сравнению с сигналом СТ ГНСС ГЛОНАСС при воздействии УП составляет 4…12 дБ;

– выигрыш в помехоустойчивости В1 сигнала ГНСС Compass по сравнению с сигналом СТ ГНСС ГЛОНАСС при воздействии УП составляет 8…10 дБ.

Таким образом, воздействие УП на систему поиска обнаружения BPSK сигналов ухудшает помехоустойчивость сигналов; наименее помехоустойчивым сигналом является сигнал СТ ГНСС ГЛОНАСС (при оптимальном значении нормированной частотной отстройки УП, равном 0) – его проигрыш в помехоустойчивости составляет 4…12 дБ относительно С/А сигнала ГНСС GPS (при оптимальном значении нормированной частотной отстройки УП, равном 0,1–0,2). Проигрыш в помехоустойчивости СТ ГНСС ГЛОНАСС по сравнению с сигналом В1 ГНСС Compass (при оптимальном значении нормированной частотной отстройки УП, равном 0,3), составляет 8…10 дБ.

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника. 2010. 800 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. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах / под ред. Ю.М. Казаринова. М.: Советское радио, 1975. 295 с.

4. *Яценков В.С.* Основы спутниковой навигации. Системы GPS NAVSTAR и ГЛОНАСС. М.: Горячая линия – Телеком, 2005. 272 с.

Статья поступила в редакцию 5 ноября 2014 года

УДК 621.396.98

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ РАДИОПОМЕХ С ОТЕЧЕСТВЕННЫМИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫМИ СРЕДСТВАМИ, РАБОТАЮЩИМИ НА СОВПАДАЮЩИХ ЧАСТОТАХ

А.В. Журавлев, с.н.с., гл. конструктор, зам. ген. директора, e-mail: protek@protek-vrn.ru
В.М. Безмага, с.н.с., в.н.с., e-mail: bezmaga@mail.ru
ОАО НВП «ПРОТЕК»

В.А. Миронов, профессор, e-mail: mirvam@live.ru
В.В. Неровный, доцент, e-mail: val.nerownyj@yandex.ru
П.Д. Коратаев, адъюнкт, e-mail: korataev2015@mail.ru
ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Оценена возможность обеспечения совместного функционирования отечественных радиопередающих устройств преднамеренных радиопомех с отечественными радиоэлектронными средствами, работающими на совпадающих частотах, с использованием цифровых методов обработки информации.

Ключевые слова: *преднамеренные радиопомехи, электромагнитная совместимость, компенсатор, совпадающие частоты.*

EVALUATED FEASIBILITY OF ELECTROMAGNETIC ENSURING FOR NATIVE RADIO TRANSMITTING DEVICES OF RADIO JAMMING WITH NATIVE RADIO ELECTRONIC FACILITIES WORKING ON MATCHING FREQUENCIES

A.B. Zhuravlyov, senior research engineer, principal engineer, deputy general director, e-mail: protek@protek-vrn.ru
V.M. Bezmaga, senior research engineer, leading research engineer, e-mail: bezmaga@mail.ru
JSC «PROTEK»

V.A. Mironov, professor, e-mail: mirvam@live.ru
V.V. Nerovniy, associate professor, e-mail: val.nerownyj@yandex.ru
P.D. Korataev, graduated in a military academy, e-mail: korataev2015@mail.ru
Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)

The ensuring possibility of joint operation native radio transmitting devices of radio jamming with native radio electronic facilities which work on matching frequencies using digital methods of information processing is estimated.

Keywords: *radio jamming, EMC, compensator, matching frequencies.*

Известные средства радиоподавления разработаны в предположении работы радиоэлектронных средств (РЭС) своих войск и РЭС противника на несовпадающих частотах. В последнее время по причине возросшей загрузки радиочастотного диапазона и появления новых методов временного и кодового уплотнения сигналов появилась необходимость в создании преднамеренных радиопомех противнику на частотах, совпадающих с рабочими частотами РЭС своих войск. Очевидно, что преднамеренные помехи на совпадающих частотах должны удовлетворять следующим противоречивым требованиям: не оказывать негативного влияния на качество функционирования РЭС своих войск и одновременно обеспечивать эффективное радиоподавление РЭС противника.

Один из возможных способов обеспечения совместного функционирования РЭС своих войск и средств создания преднамеренных радиопомех противнику, удовлетворяющий приведенным выше противоречивым требованиям, рассмотрен в [1]. Этот способ основан на использовании широко известных гибридных и аналоговых схем: генераторов, управляемых напряжением (ГУН), схем фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ), схем слежения за задержкой (ССЗ) и некоторых других. Однако в последние годы интенсивное развитие цифровой техники обеспечивает возможность

 ISSN 1995-7009

выполнения указанных выше противоречивых требований с использованием только современных методов цифровой обработки сигналов.

Один из таких способов, использующих современные методы цифровой обработки сигналов, рассмотрен ниже. В основу способа, как и ранее в [1], положено использование скрытой от противника информации о тонкой структуре помеховых сигналов, известной только разработчикам и изготовителям средств создания радиопомех.

1. Основные определения и понятия

Рассматриваемый способ показан на рис. 1 и реализуется системой, имеющей в своем составе:

- передающее устройство радиопомех;
- радиоприемное устройство;
- компенсатор помехового сигнала.

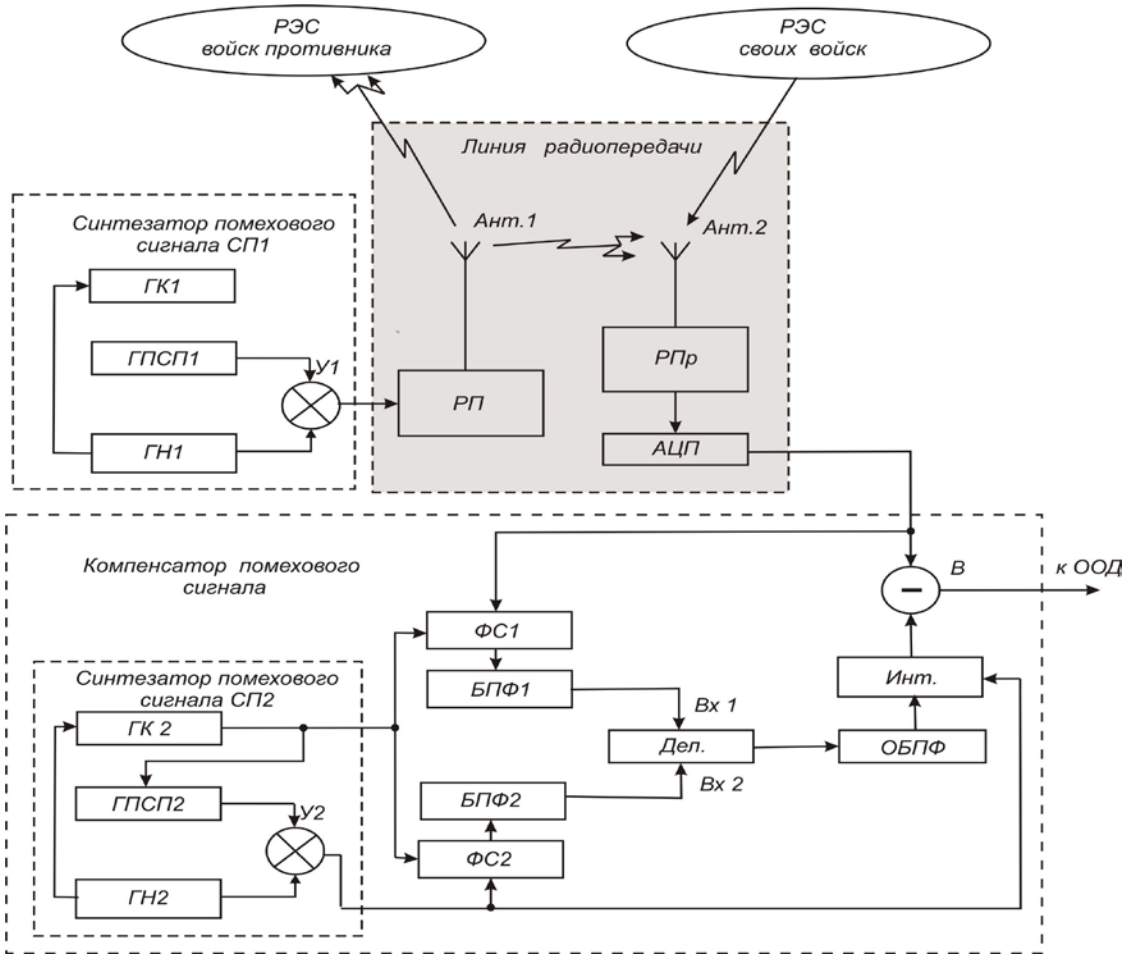


Рис. 1. Способ обеспечения электромагнитной совместимости отечественных радиопередающих устройств преднамеренных помех с радиоэлектронными средствами своих войск, работающими на совпадающих частотах

Все процессы и операции, выполняемые системой в целом и ее составными частями, будем рассматривать в дискретном времени k ($k = \overline{1...K}$). Здесь K – размерность вектора времени. Шаг квантования по времени δt будем считать выбранным согласно теореме Котельникова.

Передающее устройство радиопомех имеет в своем составе синтезатор помехового сигнала СП1, передатчик РП и передающую антенну Ант.1.

Синтезатор помехового сигнала СП1 формирует на выходе умножителя У1 фазово-кодоманипулированный (ФКМн) помеховый сигнал, описываемый выражением

$$u(k) = A(k) \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot k}{n}\right), \qquad (1)$$

где n – количество дискретных отсчетов времени в одном периоде T несущей частоты синусои-

дального заполнения ФКМн помехового сигнала, формируемого генератором ГН1,

$$n = T / \delta t ; \qquad (2)$$

$A(k)$ – псевдослучайная последовательность импульсов (ПСП), формируемая генератором ГПСП1. Амплитуда ПСП импульсов принимает одно из двух значений: либо +1, либо –1.

На рис. 2 показан в качестве примера фрагмент ПСП импульсов $A(k)$. Чередование этих значений амплитуды импульсов происходит через $n \times m$ тактов счета (в показанном на рис. 2 фрагменте $n \times m = 50$) и подчиняется определенному коду, формируемому генератором кода ГК1, где m – количество периодов высокочастотного заполнения T в пределах одного импульса ПСП.

Фрагмент кода для формирования ПСП импульсов показан на рис. 3. На рис. 4 показан фрагмент помехового сигнала.

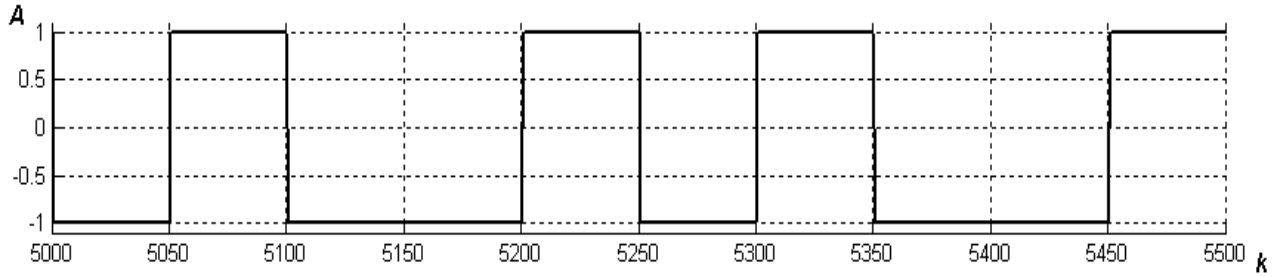


Рис. 2. Фрагмент псевдослучайной последовательности импульсов

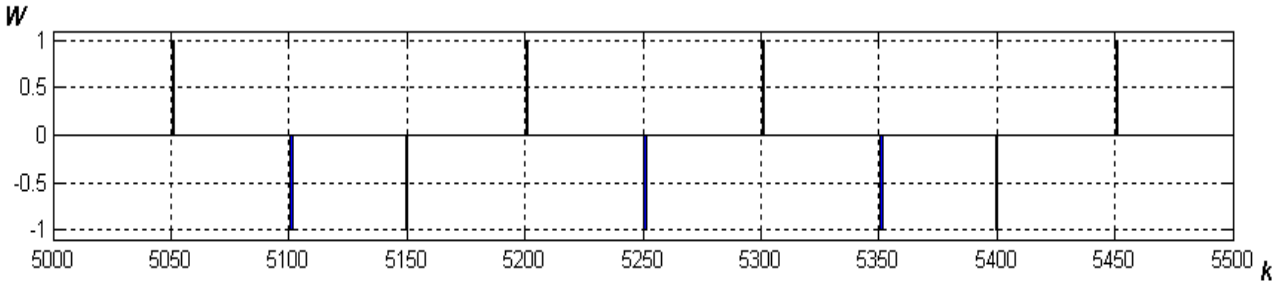


Рис. 3. Фрагмент кода для формирования псевдослучайной последовательности импульсов

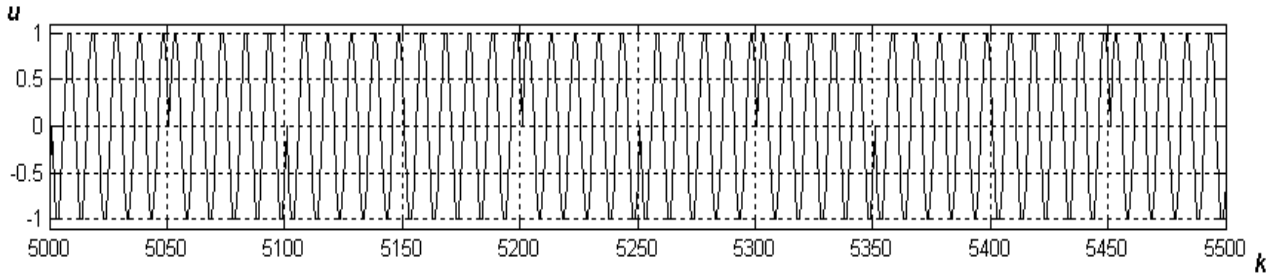


Рис. 4. Фрагмент помехового сигнала

В качестве кода $W(k)$ для формирования псевдослучайной последовательности импульсов $A(k)$ может быть использован код Кассами, код Голда или какой-либо другой код.

Согласно рис. 4, помеховый сигнал можно рассматривать как совокупность примыкающих друг к другу одиночных прямоугольных радиоимпульсов одинаковой длительности $m \times n$, где m – количество периодов несущей частоты в одиночном радиоимпульсе. Далее по тексту одиночный радиоимпульс будем называть элементарным. Начальная фаза синусоидальной несущей элементарного импульса на выходе умножителя У1 может принимать лишь два значения: либо 0, либо π.

Комплексный дискретный спектр помехового сигнала $S_{\text{ФКМн}}\left(j\omega_q\right)$ будем описывать выражением [1, 2]

$$S_{\text{ФКМн}}\left(j\omega_q\right) = S_{\text{Имп.}}\left(j\omega_q\right) \cdot S_{\text{ПСП}}\left(j\omega_q\right),$$
$$q = \overline{1,(K-1)}, \qquad (3)$$

где ω_q – дискретная частота,

$$\omega_q = \frac{2\pi \cdot q}{K}; \quad (4)$$

$S_{\text{Имп.}}\left(j\omega_q\right)$ – комплексный дискретный спектр элементарного импульса,

$$S_{\text{Имп.}}\left(j\omega_q\right) = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} u_1(k) \cdot \exp\left(-j\omega_q k\right), \quad (5)$$

$u_1(k)$ – аналитическая форма представления элементарного импульса,

$$u_1(k) = \begin{cases} \sin\left(\dfrac{2\pi \cdot k}{T}\right) \text{при } 1 \le k < m \cdot n; \\ 0 \text{ при } k \ge m \cdot n; \end{cases} \quad k = \overline{1, K}. \quad (6)$$

Функция $S_{\text{ПСП}}\left(j\omega_q\right)$ обеспечивает преобразование дискретного спектра элементарного импульса (5) в аналитическую форму представления спектра помехового сигнала посредством выполнения операции скалярного умножения и имеет следующий вид:

$$S_{\text{ПСП}}\left(j\omega_q\right) = \sum_{k=1}^{T} W(k) \cdot \exp\left(-j\omega_q k\right). \quad (7)$$

Передающее устройство излучает радиопомехи для радиоподавления РЭС противника. Однако помеховые сигналы поступают не только на вход радиоприемных устройств РЭС противника, но и на вход радиоприемных устройств РЭС своих войск, чем обусловливают нежелательные эффекты.

При дальнейшем рассмотрении будем предполагать, что радиоприемное устройство имеет в своем составе приемную антенну Ант.2, радиоприемник РПр (малошумящий усилитель, преобразователь частоты, усилитель промежуточной частоты) и аналого-цифровой преобразователь АЦП. К выходу радиоприемного устройства подключен компенсатор помехового сигнала.

Линию радиопередачи от входа радиопередатчика РП до выхода АЦП будем рассматривать как линейный оператор с импульсной переходной функцией $H(k)$. Эта импульсная переходная функция (ИПФ) учитывает в общем случае запаздывание помехового сигнала при распространении радиоволн, доплеровский сдвиг частоты, несовпадение формы спектра помехового сигнала с частотной характеристикой линии радиопередачи и ряд других эффектов.

Сигнал на выходе АЦП, подаваемый на вход компенсатора, будем записывать как сумму двух слагаемых:

$$s(k) = v(k) + i(k), \quad (8)$$

где $v(k)$ – составляющая, обусловленная излучением передающего устройства РП;

$$v(k) = H(k) * u(k), \quad (9)$$

$i(k)$ – аддитивная смесь собственного шума приемного устройства и составляющих, обусловленных излучениями передающих устройств отечественных РЭС. Символ $*$ обозначает операцию свертки.

Составляющая $i(k)$ затрудняет компенсацию помехового сигнала, и далее по тексту ее будем называть мешающей. Составляющую $v(k)$ будем называть компенсируемой.

Согласно известным свойствам Фурье-образа свертки [3], комплексный спектр компенсируемой составляющей можно представить в виде скалярного произведения

$$S_v\left(j\omega_q\right) = S_H\left(j\omega_q\right) \cdot S_{\text{ФКМн}}\left(j\omega_q\right), \quad (10)$$

где $S_H\left(j\omega_q\right)$ – дискретное преобразование Фурье импульсной переходной функции $H(k)$, или, иными словами, комплексная частотная характеристика линии радиопередачи.

В общем случае ширина полосы пропускания частотной характеристики линии радиопередачи меньше, чем ширина спектра помехового сигнала. Это искажает форму компенсируемой составляющей на выходе УПЧ радиоприемного устройства по сравнению с помеховым сигналом на входе передатчика радиопомех. В частности, увеличивается длительность элементарных импульсов $v_1(k)$, описываемых выражением

$$v_1(k) = H(k) * u_1(k), \quad (11)$$

и уменьшается крутизна их переднего и заднего фронтов. Фрагмент компенсируемой составляющей показан на рис. 5.

Качество компенсации помехового сигнала будем характеризовать величиной выигрыша G, определяемой выражением

$$G = \frac{J_{\text{Вых.}}}{J_{\text{Вх.}}}, \quad (12)$$

где $J_{\text{Вых.}}$ и $J_{\text{Вх.}}$ – отношения энергии элементарного импульса компенсируемого сигнала к спектральной плотности мощности мешающей составляющей на входе и на выходе компенсатора соответственно.

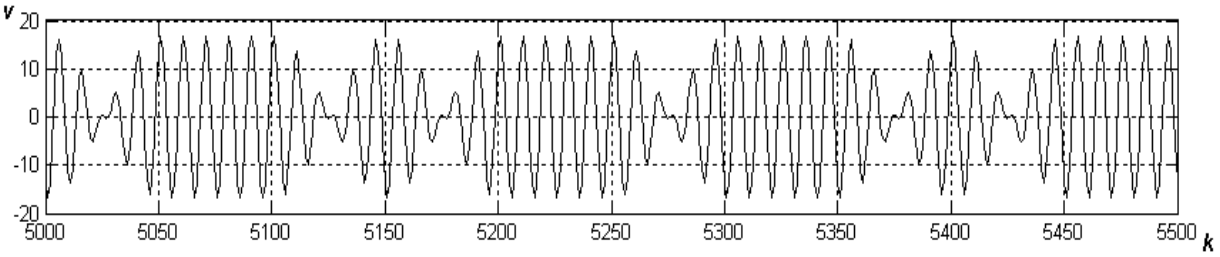


Рис. 5. Фрагмент компенсируемой составляющей напряжения на выходе УПЧ радиоприемного устройства

2. Работа компенсатора помехового сигнала

Одним из основных элементов компенсатора является синтезатор помехового сигнала СП2 – аналог синтезатора СП1. Помеховый сигнал $\hat{u}(k)$, формируемый синтезатором СП2, отличается от сигнала $u(k)$, формируемого синтезатором СП1, только положением на оси времени. Сигнал $\hat{u}(k)$ поступает на фильтр сжатия ФС2 и далее – на программный модуль быстрого преобразования Фурье БПФ2. Импульсная переходная функция фильтра сжатия является зеркальным отображением закона кодирования, фрагмент которого приведен на рис. 3. На выходе фильтра сжатия ФС2 образуется оценка элементарного импульса последовательности $\hat{u}(k)$, которую будем обозначать $\hat{u}_1(k)$. На выходе модуля БПФ2 образуется комплексный спектр этого импульса $\hat{S}_{lu}\left(j\omega_q\right)$. Спектр $\hat{S}_{lu}\left(j\omega_q\right)$ поступает на вход Вх2 делителя Дел. Выходной сигнал УПЧ радиоприемника РПр поступает через аналого-цифровой преобразователь на вход фильтра сжатия ФС1 и далее – на программный модуль быстрого преобразования Фурье БПФ1. На выходе фильтра сжатия ФС1 формируется оценка элементарного импульса $\hat{v}_1(k)$ компенсируемой последовательности $v(k)$. Эту оценку можно описывать выражением

$$\hat{v}_1(k) = H(k) * v(k) * W(k) + i(k) * W(k). \quad (13)$$

Первое слагаемое в выражении (13) соответствует истинным значениям $v_1(k)$, а второе описывает погрешность его оценки. При достаточно общих условиях, состоящих во взаимной некоррелированности компенсируемой и мешающей составляющих, второе слагаемое не коррелировано ни с одной из них. С использованием математического аппарата теории оптимальной фильтрации несложно показать, что отношение энергии элементарного импульса компенсируемого сигнала к спектральной плотности мощности мешающей составляющей на выходе фильтра сжатия увеличивается в B раз, где B – база ФКМн помехового сигнала:

$$B = T/m \cdot n. \quad (14)$$

На выходе модуля БПФ1 образуется оценка комплексного спектра импульса $\hat{v}_1(k)$, определяемая выражением

$$\hat{S}_{1v}\left(j\omega_q\right) = S_{1v}\left(j\omega_q\right) + \hat{S}_{1v}\left(j\omega_q\right), \quad (15)$$

где $S_{1v}\left(j\omega_q\right)$ – комплексный спектр элементарного импульса компенсируемой составляющей; $\Delta\hat{S}_{1v}\left(j\omega_q\right)$ – погрешность оценки $\hat{S}_{1v}\left(j\omega_q\right)$, численно равная преобразованию Фурье от составляющей $i(k) * W(k)$.

Оценка $\hat{S}_{1v}\left(j\omega_q\right)$ поступает на вход Вх1 делителя Дел. На выходе делителя Дел. образуется оценка комплексного дискретного спектра ИПФ линии радиопередачи

$$\hat{S}_{1H}\left(j\omega_q\right) = \left[S_{1v}\left(j\omega_q\right) + \Delta\hat{S}_{1v}\left(j\omega_q\right)\right] \Big/ \hat{S}_{lu}\left(j\omega_q\right), \quad (16)$$

и далее на выходе модуля обратного преобразования Фурье ОБПФ образуется оценка ИПФ этой линии

$$\hat{H}(k) = H(k) + \Delta\hat{H}(k), \quad (17)$$

где $\Delta\hat{H}(k)$ – погрешность оценки ИПФ, численно равная обратному преобразованию Фурье отношения $\Delta\hat{S}_{1v}\left(j\omega_q\right)\big/\hat{S}_{1u}\left(j\omega_q\right)$.

Интегратор Инт. вычисляет оценку компенсируемого сигнала посредством свертки выходного сигнала синтезатора помех СП2 $\hat{u}(k)$ с оценкой ИПФ $\hat{H}(k)$. Эта оценка поступает на вычитающее устройство *B*. На выходе вычитающего устройства образуется выходной сигнал компенсатора, определяемый выражением

$$\overset{\diamond}{s}(k) = \Delta v(k) + i(k), \qquad (18)$$

где $\Delta v(k)$ – недокомпенсированный остаток помехового сигнала

$$\Delta v(k) = \Delta\hat{H}(k) * u(k). \qquad (19)$$

Приведенная схема не содержит других элементов, кроме фильтра сжатия сигнала ФС2, влияющих на величину выигрыша. Поэтому с точностью, достаточной для решения практических задач, можно считать *G* примерно равным *B*. В практике радиосвязи и радионавигации, как правило, используют ФКМн сигналы с базой не менее 1000, и, соответственно, выигрыш может превышать 30 дБ.

Заключение

Предложенный цифровой метод обеспечения совместного функционирования отечественных РЭС и средств создания преднамеренных радиопомех, работающих на совпадающих частотах, основан на применении операций свертки и быстрого преобразования Фурье (прямого и обратного). Для выполнения этих операций могут быть применены операторы входного языка интегрированных программных систем исследований и проектирования MathCAD [3], MATLAB – Simulink [4], SystemView, ADS/Ptolemy, FilterSolutions и других.

Литература

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

2. *Сергиенко А.В.* Цифровая обработка сигналов. 2-е изд. СПб.: Питер, 2006. 751 с.

3. *Макаров Е.В.* Инженерные расчеты в Mathcad 15: Учебный курс. СПб.: Питер, 2001. 400 с.

4. *Дьяконов В.В.* MATLAB 6: учебный курс. СПб.: Питер, 2001. 592 с.

Статья поступила в редакцию 24 декабря 2014 года

УДК 629.78

НАБЛЮДЕНИЯ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ВАРИАЦИЙ УСКОРЕНИЯ ФАЗЫ НЕСУЩЕЙ ТРАНСИОНОСФЕРНЫХ СИГНАЛОВ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВ

В.В. Демьянов, д.т.н., профессор, ИрГУПС ФА ЖТ, e-mail: sword1971@yandex.ru
Ю.В. Ясюкевич, к.ф.-м.н., научный сотрудник, ИСЗФ СО РАН, e-mail: yasukevich@mail.iszf.irk.ru
Т.В. Кашкина, аспирант, ИрГУПС ФА ЖТ, e-mail: tanchik72007@yandex.ru
И.Ф. Гамаюнов, к.т.н., доцент, ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е Жуковского и Ю.А. Гагарина», e-mail: gama@pochta.ru

Выполнен сравнительный анализ качества измерений фазы несущей сигналов навигационных спутников ГЛОНАСС и GPS и спектра мелкомасштабных неоднородностей электронной концентрации в условиях действия нестационарной и неоднородной полярной ионосферы.

Ключевые слова: *полярная ионосфера, оптимальный фильтр, цепь Маркова, ГЛОНАСС, GPS.*

NON-STATIONARY VARIATIONS OBSERVATION OF A CARRIER PHASE ACCELERATION OF TRANSIONOSPHERIC NAVIGATION SATELLITE SIGNALS

V.V. Demyanov, D.D. in Engineering Sciences, professor, Irkutsk state transport university, e-mail: sword1971@yandex.ru
Yu.V. Yasukevich, Ph.D. in Physics and Mathematics, research engineer, Institute of Solar-Terrestrial Physics SB RAS, e-mail: yasukevich@mail.iszf.irk.ru
T.V. Kashkina, graduate, Irkutsk State Transport University, e-mail: tanchik72007@yandex.ru
I.F. Gamayunov, Ph.D. in Engineering Sciences, Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh), e-mail: gama@pochta.ru

A comparative quality measuring analysis of a signal carrier phase of navigation satellites GLONASS and GPS as well as a spectrum of small-scale electron density irregularities under non-stationary and heterogeneous polar ionosphere conditions is made.

Keywords: *polar ionosphere, optimal filter, Markov's chain, GLONASS, GPS.*

В настоящее время наблюдается возрождение экономического и геополитического присутствия России в области арктического шельфа. Освоение природных ресурсов Арктики и оборона территориальных владений России в указанном регионе требуют использования полярной авиации. В свою очередь, эффективное решение оперативных задач полярной авиации невозможно без надежного радионавигационного обеспечения. Специфика задач радионавигационного обеспечения в условиях Арктики состоит, во-первых, в том, что там далеко не везде можно использовать наземные радионавигационные системы, а во-вторых – в особенностях распространения радиоволн в полярной ионосфере. Наиболее надежное и высокоточное радионавигационное обеспечение трансполярных полетов, посадок на ледовые аэродромы, поисково-спасательных операций, доставки грузов на удаленные объекты и экспедиций возможно пока только за счет привлечения средств спутниковой радионавигации – ГЛОНАСС и GPS.

Основным ограничением потенциально достижимых навигационных характеристик аппаратуры ГЛОНАСС и GPS, используемой в полярных районах, служит влияние неоднородной и нестационарной полярной ионосферы на точность измерений радионавигационных параметров. Точность измерений фазы несущей и кодовой псевдозадержки сигналов навигационных спутников в навигационной аппаратуре пользователя определяется, прежде всего, отношением сигнал/шум на входе следящих измерителей этих радионавигационных параметров. Явления в полярной ионосфере даже при отсутствии геомагнитных вариаций и бурь часто влекут за собой существенный амплитудный феднинг сигналов навигационных спутников в точке приема [1, 2]. Кроме этого, наблюдаются и быстрые рефракционные вариации фазы сигнала [3].

Известно, что в составе навигационного приемника наиболее уязвимым с точки зрения помехоустойчивости является контур слежения за фазой несущей [4, 5]. Этот функциональный узел навигационного приемника оказывается

 ISSN 1995-7009

наиболее уязвимым и к воздействию нерегулярных явлений в среде распространения радиоволн. Сбой работы контура слежения за фазой несущей приводит к резкому ухудшению точности измерений радионавигационных параметров в целом.

Вопросам разработки эффективных и помехоустойчивых измерителей радионавигационных параметров посвящено большое число исследований как в России, так и за рубежом [6]. Основная часть этих работ сфокусирована на проблемах реализации оптимального фазового дискриминатора [7, 8], а также на вопросах подбора оптимальной структуры следящих измерителей для различных случаев эксплуатации [9, 10]. В то же время явно недостаточно внимания уделено исследованиям собственно устойчивости сопровождения фазы, особенно в условиях действия нерегулярных дестабилизирующих факторов.

В настоящее время контуры слежения за радионавигационными параметрами (фазой, кодовой псевдозадержкой и частотой несущей) реализуются в программном виде в микропроцессорной части навигационного приемника. Для оценивания текущего значения параметра наиболее удобно использование дискретного оптимального фильтра, в котором рекуррентным способом минимизируется невязка между заданной моделью радионавигационного параметра и его фактическим входным значением. Структура и порядок такого фильтра зависят от требований к устойчивости и быстродействию измерителя при заданных ожидаемых изменениях отношений сигнал/шум. Параметры фильтра в процессе его работы изменяются таким образом, чтобы обеспечивалось наилучшее согласование входного воздействия оцениваемого параметра и его модели по заданному критерию оптимизации. Очевидно, что оптимальный фильтр работает тем эффективнее, чем полнее модель оцениваемого параметра соответствует его реальному поведению.

Заметим, что все многообразие оптимальных фильтров следящих измерителей фазы для навигационных приемников ГЛОНАСС и GPS базируется на линейной дискретной модели, известной как «цепь Маркова» [4, 6]. В данной модели каждый текущий отсчет оцениваемого параметра формируется на основании формирующего белого гауссовского шума (БГШ). По современным представлениям, формирующий БГШ состоит из теплового шума, вариаций относительной нестабильности частоты опорного генератора, а также вариаций, вызванных динамикой объекта, на котором установлен приемник [4]. По нашему мнению, этот формирующий шум должен быть дополнен еще одной компонентой, которая описывает случайные быстрые вариации фазы, вызванные влиянием неоднородной и нестационарной среды распространения радиоволн (прежде всего, ионосферы).

Целью настоящей работы является проверка справедливости гипотезы о непосредственной связи случайных быстрых вариаций фазы несущей и процессов, вызванных влиянием неоднородной и нестационарной среды распространения радиоволн (прежде всего, ионосферы).

С этой целью нами выполняется сравнительный анализ качества реальных измерений фазы несущей сигналов навигационных спутников ГЛОНАСС и GPS и спектра мелкомасштабных неоднородностей электронной концентрации в условиях действия нестационарной и неоднородной ионосферы, проведенных в период со 2 по 5 декабря 2013 г. в условиях полярной ионосферы (на полуострове Таймыр, Россия).

1. Устойчивость следящего измерителя фазы

Известно, что фильтрация фазы несущей сигналов ГЛОНАСС и GPS осуществляется в оптимальном фильтре третьего порядка на основе использования модели марковской дискретной последовательности вида [6]

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + T \cdot v_{k-1};\ v_k = v_{k-1} + T \cdot a_{k-1};$$
$$a_k = a_{k-1} + \xi_{\varphi,k-1}, \qquad (1)$$

где T – время интегрирования; v_k, a_k – соответственно скорость и ускорение изменения фазы в момент времени k; $\xi_{\phi,k}$ – формирующий белый гауссовский шум (БГШ) с дисперсией D_ξ.

На выходе фильтра формируются экстраполированные на момент времени k оценки параметров модели (1) [6]:

$$\hat{\varphi}_k = \tilde{\varphi}_k + \beta \cdot K_1 (\lambda_k - \tilde{\varphi}_k),\ \tilde{\varphi}_k = \tilde{\varphi}_{k-1} + T \cdot \hat{v}_{k-1};$$
$$\hat{v}_k = \tilde{v}_k + \beta \cdot K_2 (\lambda_k - \tilde{\varphi}_k),\ \tilde{v}_k = \hat{v}_{k-1} + T \cdot \hat{a}_{k-1};$$
$$\hat{a}_k = \hat{a}_{k-1} + \beta \cdot K_3 (\lambda_k - \tilde{\varphi}_k), \qquad (2)$$

где $\lambda_k = \varphi_k + \eta_{\varphi,k}$ – эквивалентное наблюдение оцениваемого параметра с белым гауссовским

шумом наблюдений $\eta_{\varphi,k}$ с дисперсией $D_{\eta,\phi}$; K_1, K_2, K_3 – коэффициенты усиления сглаживающего фильтра по параметрам модели изменения фазы; $\beta = S_{\text{Д},\varphi,\text{расч}} / S_{\text{Д},\varphi,\text{факт}}$ – отношение расчетного и фактического значения крутизны дискриминационной характеристики фазового дискриминатора.

Коэффициенты усиления фильтра для дискретной системы непосредственно определяются дисперсией шумов наблюдений и формирующего шума следующим образом [6]:

$$K_1 = 2 \cdot \left(\frac{D_\xi}{D_{\eta,\varphi}} \right)^{\frac{1}{6}} \cdot T;\ K_2 = 2 \cdot \left(\frac{D_\xi}{D_{\eta,\varphi}} \right)^{\frac{1}{3}} \cdot T;$$

$$K_3 = \left(\frac{D_\xi}{D_{\eta,\varphi}} \right)^{0.5} \cdot T. \qquad (3)$$

Кроме этого, как можно видеть из выражений (2) и (3), сходимость решения, а значит, и устойчивость работы фильтра на каждом этапе фильтрации прямо зависят от времени интегрирования T. И наконец, фактическая крутизна дискриминационной характеристики определяется отношением сигнал/шум на входе следящего измерителя и, следовательно, связана с шумовой полосой пропускания следящего фильтра B_n.

Таким образом, устойчивость работы следящего измерителя связывают с двумя его основными параметрами – значениями T и B_n, полагая формирующий БГШ и шум измерений центрированными и стационарными процессами с заданной дисперсией. В работе [5] проведена теоретическая оценка зависимости границ устойчивости следящих измерителей от параметров настройки T и B_n. На рис. 1 проиллюстрирована зависимость границ устойчивости следящего измерителя фазы с астатизмом третьего порядка от значений параметров T и B_n при фиксированных коэффициентах усиления фильтра и отношении сигнал/шум на входе измерителя.

Как можно видеть, за счет подбора времени интегрирования и ширины шумовой полосы измерителя можно увеличивать точность измерения фазы, но в ущерб устойчивости измерителя, или наоборот.

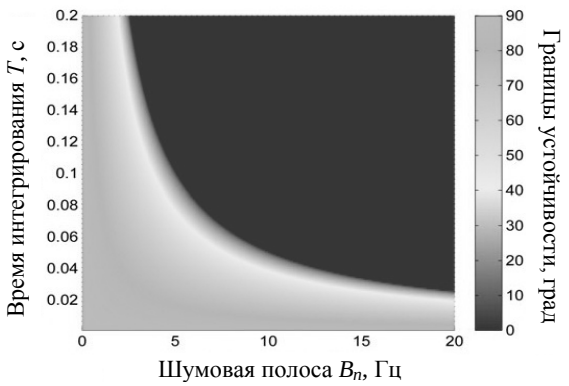


Рис. 1. Зависимость границ устойчивости следящего измерителя фазы с астатизмом третьего порядка от основных параметров измерителя [5]

В любом случае, точная регулировка измерителя с учетом заданных условий эксплуатации возможна, если модель измеряемой фазы (1) достаточно точно соответствует ее реальным изменениям. В том случае, если реальная дисперсия оцениваемого параметра значительно превышает ожидаемое значение D_ξ, то, согласно выражению (3), возможна некорректная работа фильтра следящей системы с ухудшением точности оценивания фазы несущей или потерей устойчивости работы следящего измерителя. Подобные явления действительно наблюдаются в условиях геомагнитных вариаций и бурь, а также при работе навигационной аппаратуры GPS и ГЛОНАСС в авроральных или экваториальных областях [2, 3, 11]. Более того, в последние годы были получены многочисленные свидетельства регистрации срывов сопровождения фазы навигационного сигнала и на средних широтах [21–23]. И в том, и в другом случае в среде распространения радиоволн – ионосфере – содержатся интенсивные мелкомасштабные неоднородности, вызывающие быстрые рефракционные вариации фазы несущей.

2. Зависимость ускорения фазы несущей от настроек следящего измерителя и параметров неоднородностей электронной концентрации в ионосфере

По принятым на сегодня представлениям, формирующий БГШ в модели фазы (1) образуется за счет аддитивного взаимодействия трех независимых случайных процессов: тепловых шумов измерителя, кратковременной нестабильности частоты опорного генератора (вариации Алана) и вибраций объекта, на котором установлен навигационный приемник. Суммарное сред-

неквадратичное отклонение (СКО) данного шума определяется следующим образом [4]:

$$\sigma_\varphi = \sqrt{\sigma_T^2 + \sigma_F^2} + \frac{\sigma_S}{3}, \qquad (4)$$

где σ_T, σ_F и σ_S – СКО шумов фазы несущей (в градусах), которые вызваны действием тепловых шумов, вариациями Алана и механическими вибрациями приемника соответственно.

Величина СКО каждой из перечисленных компонент шума в выражении (4) для случая использования фильтра третьего порядка может быть подсчитана на основании следующих выражений [4]:

$$\sigma_T = \frac{360}{2\cdot\pi}\sqrt{\frac{B_n}{c/n_0}\cdot\left(1+\frac{1}{2T\cdot c/n_0}\right)}, \qquad (5)$$

$$\sigma_F = 160\cdot\frac{\sigma_F(\tau)\cdot F_c}{B_n}, \qquad (6)$$

$$\sigma_S = 0.4828\cdot\frac{dR^3/dt^3}{(B_n)^3}, \qquad (7)$$

где c/n_0 – отношение сигнал/шум на входе измерителя, здесь при расчетах принятое равным 30 дБВт; $\sigma_F(\tau)$ – относительная кратковременная нестабильность частоты опорного генератора; F_c – частота несущей; dR^3/dt^3 – максимальная величина рывка вдоль линии визирования спутника.

Как можно видеть, величина СКО фазового шума (4) прямо зависит от основных настроек следящего измерителя – T и B_n, а также от отношения сигнал/шум на входе измерителя и стабильности частоты опорного генератора. Мы полагаем, что помимо перечисленных компонент на формирование шума фазы несущей оказывает существенное влияние и воздействие неоднородной и нестационарной ионосферы, которое прямо не связано с настройками следящего измерителя. Механизм данного воздействия поясняется на рис. 2.

Положим, что наиболее интенсивные неоднородности электронной концентрации (ЭК), масштабы и интенсивность которых (σ_i, l_i) описываются степенным спектром $(\Phi_\varepsilon(l_i))$, содержатся только в слое ионосферы F_2 толщиной L (рис. 2). Известно, что среди этих неоднородностей основная роль в формировании случайных шумов фазы несущей (ионосферных сцинтилляций) принадлежит рассеивающим неоднородностям с размерами порядка первой зоны Френеля на частотах работы GPS/ГЛОНАСС (1–2 ГГц), т.е. от 150–300 м до 1–2 км.

Конкретный размер зоны Френеля в данном случае зависит от ракурсных условий и от расстояния между приемником с координатами (x_0, z_0) и рассеивающим слоем d_1. Навигационный спутник с координатами (x_t, z_1) удален от слоя неоднородностей на расстояние d_1 (рис. 2).

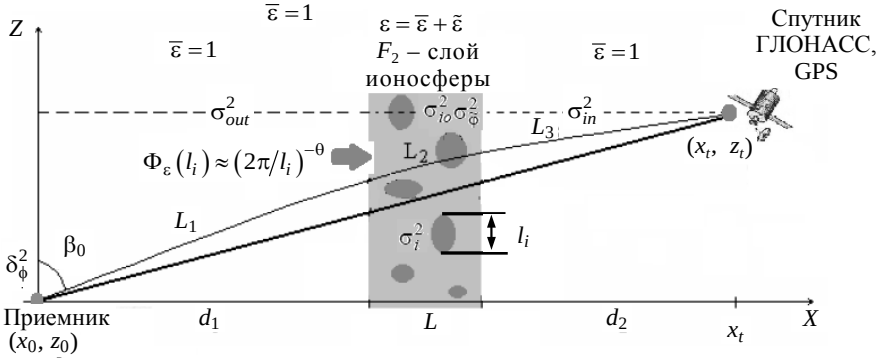


Рис. 2. Формирование нерегулярных мерцаний фазы в неоднородной ионосфере

Будем считать, что диэлектрическая проницаемость среды распространения радиоволн вносит не только плавную, но и флуктуационную рефракционную составляющую лишь в пределах слоя F_2 (на рис. 2 – участок лучевой траектории L_2), а на участках L_1 и L_3 вносится только плавная рефракционная составляющая в фазовое запаздывание сигнала. При этом ионосферные сцинтилляции фазы в точке приема оцениваются как результат статистической фокусировки мерцаний, вызванных отдельными неоднородностями ЭК с размерами от $l_{\min}$ до

$l_{\max}$, которые входят в степенной спектр рассеивающих неоднородностей $\Phi_\varepsilon(l_i)$. При этом средняя интенсивность рассеивающей неоднородности масштаба l_i оценивается следующим образом [12]:

$$\sigma_i^2 = \frac{l_{\max} - l_{\min}}{N} \cdot LZ \cdot \frac{0.066 \cdot C_\varepsilon^2}{l_i \cdot \Gamma(\theta)} \cdot \left(l_i^2 - \frac{1}{k_m^2} \right)^{\theta-1} \times$$

$$\times \exp\left(\frac{k_0^2}{k_m^2} - k_0^2 \cdot l_i^2 \right), \qquad (8)$$

где N – количество рассеивающих неоднородностей в спектре; L и Z – толщина и протяженность слоя рассеивающих неоднородностей; $\Gamma(\Theta)$ – гамма-функция; Θ – степень спектра неоднородностей ЭК; C_ε – структурная постоянная; $l_{\min}$ и $l_{\max}$ – внутренний и внешний масштабы неоднородностей ЭК; $k_0 = 2\pi/l_{\max}$, $k_m = 5.92/l_{\min}$ – пространственные волновые числа.

На основании всего сказанного СКО ионосферных сцинтилляций фазы δ_φ, сформированных в результате распространения сигнала вдоль всей траектории от спутника до приемника (на участках L_1, L_2 и L_3, рис. 2), может быть определено с использованием следующих известных соотношений [13]:

$$\delta_\varphi^2 = \frac{1}{2 \cdot d_1^2} \cdot \left(\sigma_{in}^2 \right)^2 + \frac{1}{d_1 d_2} \cdot \left(\sigma_{io}^2 \right)^2 +$$

$$+ \frac{1}{2 \cdot d_2^2} \cdot \left(\sigma_{out}^2 \right)^2 + \sigma_{\tilde{\varphi}}^2, \qquad (9)$$

где σ_{in}, σ_{io}, δ_{out} и $\sigma_{\tilde{\varphi}}$ – составляющие СКО мерцаний фазы, сформированные с учетом влияния разных участков лучевой траектории (рис. 2):

$$\sigma_{in}^2 \approx \frac{\sqrt{\pi} \cdot L \cdot d_1^2}{4\left(d_1 + d_2 + L\right)^2} \cdot \left(\frac{L^2}{3} + d_2 \cdot \left(L + d_2 \right) \right) \cdot \sum_{i=0}^{N} \frac{\sigma_i^2}{l_i}, \qquad (10)$$

$$\sigma_{io}^2 \approx \frac{\sqrt{\pi} \cdot L d_1 d_2}{4\left(d_1 + d_2 + L\right)^2} \times$$

$$\times \left(\frac{L}{2}\left(d_1 + d_2\right) + \frac{L^2}{6} + d_1 d_2 \right) \cdot \sum_{i=0}^{N} \frac{\sigma_i^2}{l_i}, \qquad (11)$$

$$\sigma_{out}^2 \approx \frac{\sqrt{\pi} \times L \times d_2^2}{4\left(d_1 + d_2 + L\right)^2} \times$$

$$\times \left(\frac{L^2}{3} + d_1 \times \left(L + d_1 \right) \right) \times \sum_{i=0}^{N} \frac{\sigma_i^2}{l_i}, \qquad (12)$$

$$\sigma_{\tilde{\varphi}}^2 \approx \frac{\sqrt{\pi} \cdot L}{2} \cdot \sum_{i=0}^{N} \sigma_i^2 \cdot l_i. \qquad (13)$$

Дополним теперь формирующий БГШ в модели фазы (1) «ионосферным» центрированным гауссовским шумом с дисперсией, равной величине δ_φ^2 (9). При этом СКО формирующего БГШ фазы можно будет подсчитать следующим образом:

$$\sigma_\xi = \sqrt{D_\xi} = \sqrt{\sigma_T^2 + \sigma_F^2 + \delta_\varphi^2} + \frac{\sigma_S}{3}. \qquad (14)$$

На основании всего сказанного можно провести расчет ожидаемой зависимости ускорения фазы несущей от параметров настройки следящего измерителя и от состояния среды распространения радиоволн – ионосферы. При данном моделировании толщина слоя рассеивающих неоднородностей принята равной 100 км, расстояние от слоя до приемника – 250 км [14], средняя высота орбиты спутника h = 19100 км, частота несущей F_c = 1.5 ГГц. Регулярный набег фазы несущей без учета доплеровского смещения частоты подсчитывался с использованием реальных данных движения одного из спутников системы GPS и заданных координат стационарного пункта наблюдений на основании следующих известных выражений [15]:

$$\varphi = 2\pi \times F_c \times \frac{R}{c},$$

$$R = \sqrt{(r+h)^2 - r^2 \times \cos^2(\gamma)} - r \times \sin(\gamma), \qquad (15)$$

где R – радиус орбиты спутника в геоцентрической системе координат; r – радиус Земли; h – высота орбиты спутника над поверхностью Земли; γ – угол места спутника в точке наблюдений с заданными координатами; c – скорость света в вакууме.

Указанный выше набег фазы (15) дополнялся приращением рефракционного фазового запаздывания в регулярном слое ионосферы, которое рассчитывалось с учетом углового хода выбранного спутника с помощью модели Клобучара [16] для того же дня наблюдений, для которого были выбраны и ряды измерений движения спутника GPS.

При моделировании эффекта ионосферных мерцаний фазы на основании выражений

(8)–(13) структурная постоянная C_ε, связанная с интенсивностью неоднородности диэлектрической проницаемости ионосферы σ_ε, задавалась с использованием данных, приведенных в таблице [12]. Масштабы неоднородностей (l_i) изменялись при расчетах в пределах от 0,1 до 10 км, что соответствует области спектра френелевских неоднородностей ЭК с учетом скорости их перемещения и ракурсных условий наблюдения [17]. При этом степень спектра неоднородностей ЭК $\Theta = 11/6$ [12].

Таблица

Структурная постоянная и СКО диэлектрической проницаемости ионосферы [12]

C_ε	σ_ε
$6{,}03532\cdot10^{-7}$	0,002
$7{,}39326\cdot10^{-6}$	0,007
$2{,}17271\cdot10^{-5}$	0,012

С использованием всех перечисленных составляющих на основании модели (1) были восстановлены ряды измерений фазы несущей в заданной точке наблюдения. При этом формирующий шум фазы был реализован в виде центрированного БГШ с дисперсией D_ξ (14). На рис. 3 представлены результаты расчетов зависимости ускорения фазы несущей сигнала навигационного спутника от параметров настройки следящего измерителя и структуры среды распространения радиоволн.

Приведенные рисунки демонстрируют, прежде всего, очевидное преобладающее влияние мелкомасштабных неоднородностей ЭК с размерами $l_i = 0.1-1$ км на формирование ионосферных мерцаний фазы. При этом эффект выражен тем сильнее, чем больше интенсивность неоднородностей ЭК σ_ε.

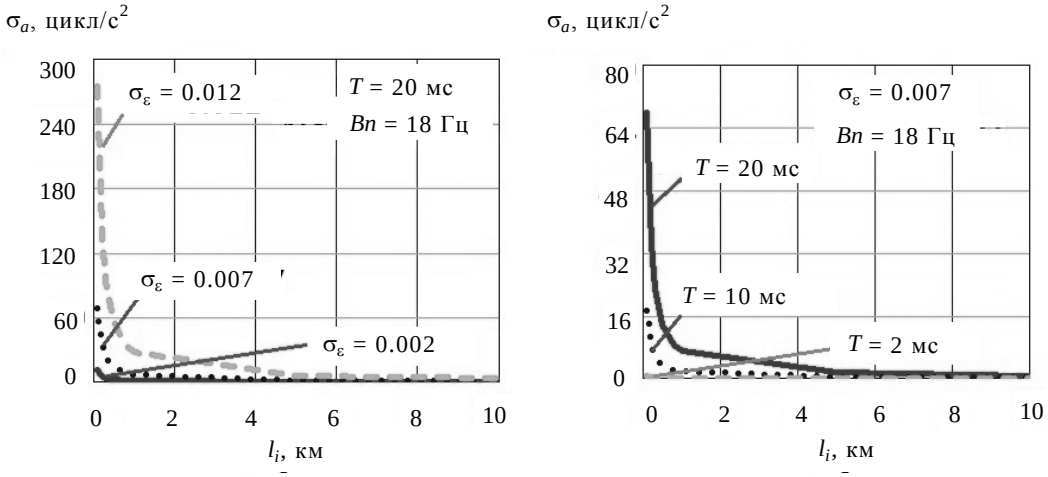


Рис. 3. Зависимости ускорения фазы несущей от параметров настройки следящего измерителя и структуры среды распространения радиоволн

Указанное негативное явление может быть эффективно преодолено за счет уменьшения времени интегрирования в следящем измерителе: при уменьшении значений T на порядок СКО ускорения фазы несущей уменьшается примерно на два порядка. При этом, однако, необходимо помнить, что уменьшение времени интегрирования ведет и к сужению границ устойчивости работы следящего измерителя (рис. 1). В целом же можно ожидать, что появление в ионосферном слое мелкомасштабных неоднородностей ЭК вызовет существенный рост ускорения фазы несущей, что должно найти отражение в величине полной дисперсии формирующего шума $\xi_{\varphi,k}$ в выражении (1).

3. Экспериментальные наблюдения ускорения фазы несущей в условиях полярной ионосферы

Известно, что в полярной ионосфере даже в отсутствие геомагнитных возмущений обычно содержатся интенсивные мелкомасштабные неоднородности ЭК [1, 2]. В связи с этим для проведения исследований качества измерений фазы несущей сигналов навигационных спутников ГЛОНАСС и GPS в условиях действия нестационарной и неоднородной ионосферы была организована экспедиция в п. Хатанга Красноярского края (71,6 N; 102,3 E). В период со 2 по 5 декабря 2013 г. с использованием мультисистемного навигационного приемника Javad Delta-G3T с выносной антенной GrAnt-G3T [18] были прове-

дены записи рядов фазы несущей сигналов спутников GPS и ГЛОНАСС на двух рабочих частотах. Период регистрации измерений составлял 0.02 с. Для исключения влияния шумов многолучевости и влияния местных объектов на результаты наблюдений анализ данных проводился только для спутников с углами возвышения $\gamma \geq 20^{\circ}$.

Для контроля состояния среды распространения радиоволн одновременно с основными измерениями записывались и значения полного электронного содержания (ПЭС) вдоль луча зрения на спутники. Значения ПЭС восстанавливались на основании известного двухчастотного метода с использованием фазовых измерений [19].

Анализ результатов измерений, проведенных в условиях полярной ионосферы, подтвердил приведенные выше теоретические рассуждения. Прежде всего, были обнаружены достаточно многочисленные случаи резкого кратковременного возрастания ускорения фазы несущей сигналов как GPS, так и ГЛОНАСС на величину от 30 до 40% (до 2–2.5 раз) относительно фонового уровня ускорений фазы. Подобные изменения ускорения фазы не могут быть связаны с термальными шумами или нестабильностью частоты опорного генератора приемника, поскольку эти шумы имеют большой период стационарности. Динамические явления также исключаются, поскольку приемник был установлен на стационарном объекте.

На рис. 4 приведены примеры результатов, полученных 2 декабря 2013 г. для спутников GPS (левая колонка, спутник 01) и ГЛОНАСС (правая колонка, спутник 03). На верхних панелях представлены ряды ускорений фазы, а на нижних – значения углов возвышения спутников (γ°).

Отметим, что 2 декабря 2013 г. геомагнитный фон был спокойным. В этот день в околоземном космическом пространстве и на Солнце не отмечено никаких значительных геоэффективных событий [20]. Средний за сутки индекс геомагнитной активности $K_p = 0$. Таким образом, наблюдения проводились в условиях фоновой полярной ионосферы, содержащей, вероятно, лишь спорадические неоднородности ЭК.

В отсутствие возмущающих факторов фоновые значения ускорений фазы для спутников GPS и ГЛОНАСС находятся примерно в одном диапазоне изменений: от –150 до 150 циклов/с^2. Вместе с тем, несмотря на спокойные условия в среде распространения радиоволн, на рис. 4 можно явно выделить и периоды значительного возрастания ускорения фазы несущей (от 30% до 2.5 раз относительно фонового уровня). Обнаруженное нами явление выражено более отчетливо в рядах наблюдений по сигналам спутников GPS и существенно слабее – для сигналов ГЛОНАСС.

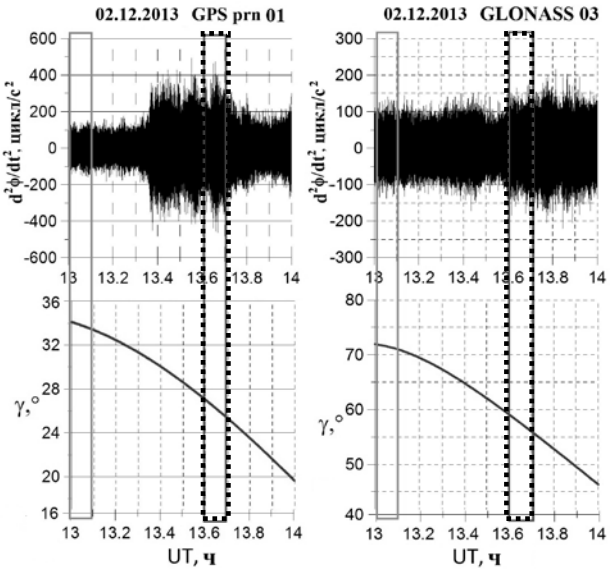


Рис. 4. Наблюдения ускорения фазы 2 декабря 2013 г. для спутника 01 GPS и 03 ГЛОНАСС

Для более подробного анализа данного явления на рис. 4 выделены короткие участки наблюдений продолжительностью 6 минут для фоновых значений ускорения фазы (серый прямоугольник, сплошная линия) и для возмущений данного параметра (черный прямоугольник, пунктирная линия). На рис. 5 и 6 даны развернутые данные для выделенных на рис. 4 фрагментов измерений: а – ряды ПЭС с удаленным трендом; б – часть спектра вариаций ПЭС в области частот, соответствующих мелкомасштабным возмущениям; в – ряды отношений сигнал/шум (дБВт) на первой рабочей частоте GPS (ГЛОНАСС); г – ряды ускорений фазы несущей (цикл/с^2). Слева на каждом рисунке размещены панели, соответствующие невозмущенным значениям ускорения фазы, а справа – периодам, содержащим возмущения данного параметра.

Ряды ПЭС с удаленным трендом (рис. 5 и 6, панель а) не показывают значительных мелкомасштабных возмущений. Однако спектральный анализ позволяет выделить из этих рядов составляющие высокочастотных слабых вариаций ПЭС, образованных вследствие влияния мелкомасштабных неоднородностей ЭК. Рис. 5 и 6,

панели б, г демонстрируют очевидную положительную корреляцию между возрастанием ускорения фазы и ростом составляющих спектра вариаций ПЭС в диапазоне частот 0.08–0.6 Гц. Этот диапазон частот соответствует области действия мелкомасштабных ионосферных неоднородностей с размерами от сотен метров до единиц километров. В эти же промежутки времени отмечается и снижение отношения сигнал/шум (рис. 5 и 6, панель в).

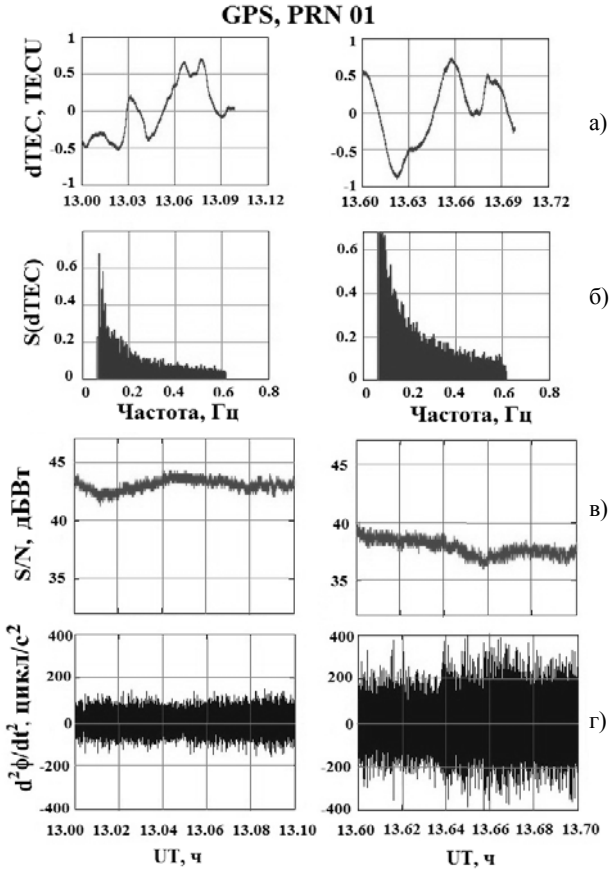


Рис. 5. Вариации ускорения фазы и отношения сигнал/шум сигналов спутников GPS в связи с изменениями в мелкомасштабной структуре ионосферы

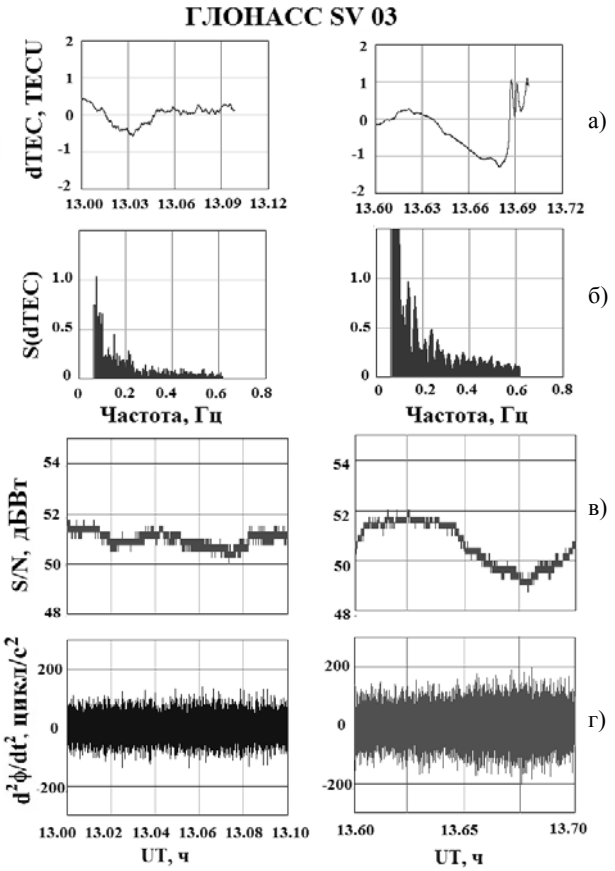


Рис. 6. Вариации ускорения фазы и отношения сигнал/шум сигналов спутников ГЛОНАСС в связи с изменениями в мелкомасштабной структуре ионосферы

Поскольку подобные ионосферные неоднородности, в первую очередь, ответственны за возникновение быстрых вариаций амплитуды и фазы трансионосферных сигналов, это еще раз подтверждает возможную связь между нестационарными изменениями фазы несущей и мелкомасштабными неоднородностями ЭК в ионосфере.

Заключение

В ходе проведенных исследований получены данные, свидетельствующие о том, что наличие мелкомасштабных неоднородностей ЭК в ионосфере может вести к существенным нестационарным изменениям ускорения фазы несущей сигналов навигационных спутников – в пределах от 30% до 2.5 раз относительно фонового уровня. Это явление пока не учитывается в общепринятой инженерной модели поведения фазы трансионосферного сигнала (линейной дискретной последовательности Маркова) и может объяснять известные многочисленные случаи нарушений в работе спутников GPS и ГЛОНАСС в условиях геомагнитных вариаций и бурь.

Полученные результаты экспериментальных измерений и имитационного моделирования мерцаний фазы в зависимости от изменений в мелкомасштабной структуре ионосферы находятся в качественном и количественном соответствии и не противоречат известным положениям теории и работам других авторов. При

этом нам представляется очевидной необходимость дальнейших исследований по уточнению общепринятой модели изменения фазы несущей сигналов навигационных спутников с обязательным учетом влияния среды распространения радиоволн.

Важно отметить также, что приведенные здесь результаты экспериментальных наблюдений получены в условиях невозмущенной среды распространения радиоволн. Однако даже в этом случае можно наблюдать нестационарные изменения ускорения фазы несущей сигналов спутников GPS и ГЛОНАСС. Это говорит о высокой чувствительности данного параметра к изменениям в мелкомасштабной структуре ионосферы. Обнаруженное явление существенно ярче проявляется при измерениях по сигналам спутников GPS в сравнении с измерениями по сигналам ГЛОНАСС. Эту разницу в реакции систем можно отметить как для случаев наблюдения спутников GPS и ГЛОНАСС на примерно одинаковых углах возвышения, так и для случаев, когда эти углы существенно различаются (как в представленном примере).

Из представленных результатов можно сделать еще один важный практический вывод – о высокой чувствительности ускорения фазы несущей к воздействию слабых мелкомасштабных неоднородностей ЭК в ионосфере. В связи с этим возможно рассматривать вопрос об использовании данного параметра для исследований слабых ионосферных откликов на опасные природные явления (цунами, землетрясения, циклоническую активность). Это может повысить эффективность ряда методов раннего обнаружения указанных опасных явлений и своевременного оповещения населения о них.

Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-37-00027). Авторы выражают глубокую признательность заместителю председателя Президиума КНЦ СО РАН, д.т.н. В.М. Владимирову за организацию измерительной компании в п. Хатанга Красноярского края и высказанные им ценные замечания при обсуждении полученных результатов. Авторы также весьма признательны В.П. Тарасяну, руководителю службы аэронавигации аэропорта «Хатанга», за предоставление технических возможностей по развертыванию и организации работы измерительных станций.

Литература

1. *Жеребцов Г.А., Мизун Ю.Г., Мингалев В.С.* Физические процессы в полярной ионосфере. М.: Наука, 1988. 232 с.

2. *Aarons J.* Global Positioning System Phase Fluctuations at Aurora Latitudes // Geophysical Research. 1997. V. 102, № A8. 17219 p.

3. *Van Dierendonck A. J., Hua Q.* Measuring Ionosphere Scintillation Effects from GPS Signals // ION 59-th Annual Meeting, Albuquerque, 11–13 June. New Mexico, 2001. Pp. 391–395.

4. *Kaplan E.D.* Understanding GPS : Principles and Applications. Artech House, 1996. 556 p.

5. *Jin T., Ren J.X.* Stability analysis of GPS carrier tracking loops by phase margin approach // GPS Solution. 2013. № 17. Pp. 423–431.

6. ГЛОНАСС: принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2005. 687 с.

7. *John P.C., Brian M.F.* A 27 GHz phase-lock loop phase detector // Canadian conference on electrical and computer engineering (CCECE). 2006. Pp. 1506–1509.

8. *Weinfeld D., Bar-David I.* Phase locked loop with extended range phase detector // Eighteenth convention of electrical and electronics engineers in Israel. 1995. Pp. 1–4.

9. *Zhuang W.* Performance analysis of GPS carrier phase observable // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1996. № 32(2). Pp. 754–767.

10. *Zhuang W., Tranquilla J.* Modeling and analysis for the GPS pseudo-range observable // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1995. № 31(2). Pp. 739–751.

11. *Doherty P.H., Delay S.H., Valladares C.E., Klobuchar J.A.* Ionosphere Scintillation Effects in the Equatorial and Auroras Regions // Proc. of International Beacon Satellite Symposium. June 4–6, 2001. Pp. 328–333.

12. *Кравцов А.Ю.* Прохождение радиоволн через ионосферу Земли. М.: Радио и связь. 1983. 224 с.

13. *Рытов С.М.* Введение в статистическую радиофизику. Ч. 2. Случайные поля. М.: Наука, 1978. 464 с.

14. *Яковлев О.И.* Космическая радиофизика. М.: Научная книга, 1998. 432 с.

15. *Бабич О.А.* Обработка информации в навигационных комплексах. М.: Машиностроение, 1991. 491 с.

16. *Klobuchar J.* Ionosphere Time-delay Algorithm for Single-frequency GPS Users // IEEE Transactions on Aerospace and Electronics System. 1986. V. 23(3). Pp. 325–331.

17. *Bhattacharrya A.* Deterministic retrieval of ionospheric phase screen from amplitude scintillations // Radio Science. 1999. V. 34. Pp. 229–240.

18. Официальный сайт JAVAD [Электронный ресурс] // Мультисистемный навигационный приемник Javad Delta-G3T: [сайт]. [2014]. URL: http://javad.com/jgnss/products (дата обращения: 28.08.2014).

19. *Афраймович Э.Л., Перевалова Н.П.* GPS-мониторинг верхней атмосферы Земли. Иркутск. ГУ НЦ РВХ ВСНЦ СО РАМН. 2006. 480 с.

20. Центр прогноза космической погоды [Электронный ресурс] // Архив данных по космической погоде: [сайт]. [2014]. URL: http://www.swpc.noaa.gov /ftpmenu/warehouse/ (дата обращения: 28.08.2014).

21. *Demyanov V.V., Yasyukevich Yu.V., Ishin A.B., Astafyeva E.I.* Effects of ionosphere super-bubble on the GPS positioning performance depending on the orientation relative to geomagnetic field // GPS Solutions. 2012. V. 16, № 2. Pp. 181–189.

22. *Afraimovich E.L., Astafyeva E.I., Demyanov V.V., Gamayunov I.F.* Mid-Latitude Amplitude Scintillation of GPS Signals and GPS Performance Slips // Advances in Space Research. 2009. № 43. Pp. 964–972.

23. *Ledvina B.M., Makela J.J., Kintner P.M.* First observations of intense GPS L1 amplitude scintillations at midlatitude // Geophysical Research Letters. 2002. V. 29, № 14. Pp. 41–44.

Статья поступила в редакцию 28 октября 2014 года

УДК 621.396

МЕТОДИКА АНАЛИТИЧЕСКОЙ ОЦЕНКИ ДОСТОВЕРНОСТИ НАВИГАЦИОННО-СВЯЗНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЦЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА КОМПЛЕКСНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

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.Н. Поветко, д.т.н., начальник информационно-аналитической службы, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: office@sozvezdie.su

Разработана методика аналитической оценки достоверности решений, формируемых подсистемой навигационно-связной идентификации на основе алгоритма комплексной обработки информации.

Ключевые слова: *навигационно-связная идентификация, автоматическая система обмена данными, бортовая радиолокационная станция, комплексная обработка информации, оценка.*

THE PROCEDURE OF AN ANALYTICAL CERTAINTY VALUE OF NAVIGATION-CONNECTED IDENTIFICATION TARGETS ON BASIS OF INTEGRATED INFORMATION PROCESSING ALGORITHM

S.S. Tkachenko, Ph.D. in Engineering Sciences, senior lecturer, Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh), e-mail: tkachenss@mail.ru
V.N. Povetko, D.D. in Engineering Sciences, head of Information and Analytical Service, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: office@sozvezdie.su

The analytical certainty value decision procedure, formed by the navigation-connected identification subsystem on basis of integrated information processing algorithm, is developed.

Keywords: *navigation-connected identification, automatic data interchange system, airborne radar station, integrated information processing, estimation.*

Одной из важных задач, решаемых радиоэлектронным оборудованием воздушного судна, является идентификация целей, обнаруженных бортовой РЛС [1]. Наряду с работами, направленными на повышение достоверности идентификации целей [2–9], выделяются работы по аналитической оценке данной характеристики [5, 10–12]. Так, например, в [10, 11] представлены аналитические зависимости, характеризующие достоверность идентификации целей подсистемой прямой идентификации (радиолокационной системой с активным ответом), в [5, 12] – подсистемой навигационно-связной идентификации (НСИ) на основе алгоритмов попарного отождествления. При этом вопрос аналитической оценки решений, формируемых подсистемой НСИ на основе алгоритма комплексной обработки информации, предложенного в [9], остается открытым.

Целью настоящей работы является разработка методики аналитической оценки достоверности решений, формируемых подсистемой навигационно-связной идентификации на основе алгоритма комплексной обработки информации.

При постановке задачи на разработку алгоритма комплексной обработки информации в рамках подсистемы навигационно-связной идентификации [9] полагалось следующее:

1. После обнаружения бортовой РЛС очередной i-й цели имеются оценки ее пространственных координат x_i^*, y_i^*, z_i^* с соответствующими дисперсиями $D_i = D\left[x_i^*\right] = D\left[y_i^*\right] = D\left[z_i^*\right]$ и оценки пространственных координат абонентов АСОД x_j^*, y_j^*, z_j^* с соответствующими дисперсиями $D_j = D\left[x_j^*\right] = D\left[y_j^*\right] = D\left[z_j^*\right]$ в относительной системе координат, где $i = \overline{1, I}$, I – число целей, обнаруженных бортовой РЛС за цикл обзора пространства, $j = \overline{1, J}$, J – число абонентов АСОД.

2. Величины x_i^*, y_i^*, z_i^* и x_j^*, y_j^*, z_j^* не коррелированы и распределены по нормальному закону.

Алгоритм комплексной обработки информации в подсистеме НСИ состоит из двух частных алгоритмов:

1. Алгоритм формирования текущего решения о параметре отождествления q_{ij}^*, реализуемый в течение цикла обзора пространства бортовой РЛС, где $q_{ij} \in [0,1]$, $q_{ij} = 0$ – i-я цель не

 ISSN 1995-7009

соответствует j-му абоненту АСОД, $q_{ij}=1$ – i-я цель соответствует j-му абоненту АСОД.

2. Алгоритм формирования итогового решения об идентификационном признаке цели q_i^*, реализуемый по окончании цикла обзора пространства бортовой РЛС, где $q_i^* \in [0,1]$, $q_i=0$ – i-я цель не является одним из абонентов АСОД, $q_i=1$ – i-я цель является одним из абонентов АСОД.

Алгоритм формирования текущего решения о параметре отождествления q_{ij}^* представляется в виде последовательности следующих действий:

1. Оценка расстояния между объектами отождествления:

$$R_{ij}^* = \sqrt{\left(r_{xij}^*\right)^2 + \left(r_{yij}^*\right)^2 + \left(r_{zij}^*\right)^2}, \quad (1)$$

где

$$\left.\begin{aligned} r_{xij}^* &= x_i^* - x_j^*, \\ r_{yij}^* &= y_i^* - y_j^*, \\ r_{zij}^* &= z_i^* - z_j^*. \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

2. Формирование решения о параметре отождествления:

$$\int_0^{R_{ij}^*} p\left\{R_{ij}^{*\circ} \middle| R_{ij}=0\right\} dR_{ij}^* \begin{array}{c} q_{ij}^*=0 \\ > \\ \leq \\ q_{ij}^*=1 \end{array} 1-Q, \quad (3)$$

где

$$Q = P\left(q_{ij}^*=0 \middle| q_{ij}=1\right), \quad (4)$$

$$p\left(R_{ij}^{*\circ} \middle| R_{ij}=0\right) = \frac{4\pi\left(R_{ij}^{*\circ}\right)^2}{\left(\sqrt{2\pi D_{ij}}\right)^3} \times$$

$$\times \exp\left(-\frac{1}{2}\frac{\left(R_{ij}^{*\circ}\right)^2}{D_{ij}}\right), \quad (5)$$

$$D_{ij} = D_i + D_j; \quad (6)$$

здесь $R_{ij}^{*\circ}$ – любое возможное значение величины R_{ij}^*.

Алгоритм формирования итогового решения об идентификационном признаке цели q_i^* представляется в виде последовательности следующих действий:

1. Определение неоднозначно отождествленных абонентов АСОД:

$$a_j = s_n, \text{ if } \sum_{i=1}^{I} q_{ij}^* > 1, \quad (7)$$

где a_j – абонент АСОД; s_n – неоднозначно отождествленный абонент АСОД; $n=\overline{1,N}$, N – число неоднозначно отождествленных абонентов АСОД.

2. Определение целей, отождествленных с s_n:

$$t_i = c_{l_n}, \text{ if } q_{in}^* = 1, \quad (8)$$

где t_i – цель, c_{l_n} – цель, отождествленная с s_n; $l_n=\overline{1,L_n}$, L_n – число целей, отождествленных с s_n.

3. Формирование взвешенной оценки расстояния между неоднозначно отождествленными объектами:

$$\frac{{R_{l_n n}^*}^2}{D\left[R_{l_n n}^*\right]} = \left(\begin{array}{l} \left(\left(r_{xl_n n}^* + r_{yl_n n}^* + r_{zl_n n}^*\right) D_{l_n n}\right) \times \\ \times \left({r_{xl_n n}^*}^2 + {r_{yl_n n}^*}^2 + {r_{zl_n n}^*}^2\right)^{\frac{3}{2}} \end{array}\right). \quad (9)$$

4. Установление однозначных связей «цель – абонент АСОД»:

$$c_{l_n n} = c_n, \text{ if } \frac{{R_{l_n n}^*}^2}{D\left[R_{l_n n}^*\right]} = \arg\min_{m_n}\left\{\frac{{R_{m_n n}^*}^2}{D\left[R_{m_n n}^*\right]}\right\}, \quad (10)$$

где c_n – цель с наиболее вероятной связью «цель – абонент АСОД» с s_n, $m_n=\overline{1,L_n}$.

5. Уточнение оценок параметров отождествления:

$$q_{ij}^{**} = \begin{cases} q_{ij}^*, \text{ if } a_j \neq s_n \\ 1, \text{ if } a_j = s_n,\ t_i = c_{l_n},\ c_{l_n n} = c_n, \\ 0, \text{ else.} \end{cases} \quad (11)$$

6. Формирование итоговых оценок ИП целей:

$$q_i^{**} = \begin{cases} 0, \text{ if} \sum_j q_{ij}^{**} = 0, \\ 1, \text{else.} \end{cases} \quad (12)$$

В качестве показателя достоверности идентификации целей в условиях многоцелевой обстановки целесообразно выбрать среднюю вероятность их правильной идентификации:

$$P = \frac{1}{I}\sum_i P_i. \qquad (13)$$

На основании формулы полной вероятности

$$P_i = P(q_i = 1)P\left(q_i^{**} = 1 \middle| q_i = 1\right) + \\ + P(q_i = 0)P\left(q_i^{**} = 0 \middle| q_i = 0\right). \qquad (14)$$

Отсюда, с учетом равенства

$$P(q_i = 1) = q_i, \qquad (15)$$

получим

$$P_i = q_i P\left(q_i^{**} = 1 \middle| q_i = 1\right) + \\ + (1 - q_i)P\left(q_i^{**} = 0 \middle| q_i = 0\right). \qquad (16)$$

Сформируем матрицу соответствий $\mathbf{q} = \{q_{ij}\}$, такую, что элементы q_{ij} удовлетворяют условию

$$q_{ij} = \begin{cases} 1, \text{ if } i = j \le K \\ 0, \text{else}, \end{cases} \qquad (17)$$

где K – число соответствий (число целей, являющихся абонентами АСОД).

На основании (12):

$$P\left(q_i^{**} = 1 \middle| q_i = 1\right) = \\ = 1 - P\left(q_i^{**} = 0 \middle| q_{ij=i} = 1, \{q_{ij\neq i} = 0\}\right) = \\ = 1 - \prod_p P\left(q_{ip}^{**} = 0 \middle| q_{ij=i} = 1, \{q_{ij\neq i} = 0\}\right); \qquad (18)$$

$$P\left(q_i^{**} = 0 \middle| q_i = 0\right) = \prod_p P\left(q_{ip}^{**} = 0 \middle| \{q_{ij} = 0\}\right), \qquad (19)$$

где $p = \overline{1, J}$.

В соответствии с (11):

$$P\left(q_{ip}^{**} = 0 \middle| q_{ij=i} = 1, \ \{q_{ij\neq i} = 0\}\right) = \\ = \begin{cases} P\left(q_{ij}^{*} = 0 \middle| q_{ij=i} = 1, \{q_{ij\neq i} = 0\}\right), \text{ if } a_j \neq s_n, \\ 0, \text{ if } \ a_j = s_n, t_i = c_{l_n}, \ c_{l_n n} = c_n, \\ 1, \text{else;} \end{cases} \qquad (20)$$

$$P\left(q_{ip}^{**} = 0 \middle| \{q_{ij} = 0\}\right) = \\ = \begin{cases} P\left(q_{ip}^{*} = 0 \middle| \{q_{ij} = 0\}\right), \text{ if } a_j \neq s_n, \\ 0, \text{ if } \ a_j = s_n, t_i = c_{l_n}, \ c_{l_n n} = c_n, \\ 1, \text{ else.} \end{cases} \qquad (21)$$

Отсюда:

$$P\left(q_{ip}^{**} = 0 \middle| q_{ij=i} = 1, \{q_{ij\neq i} = 0\}\right) = \\ = \{1 - P(a_j = s_n)\} P\left(q_{ip}^{*} = 0 \middle| \begin{matrix} q_{ij=i} = 1, \\ \{q_{ij\neq i} = 0\} \end{matrix} \right) + \\ + 1 - P\left(a_j = s_n, t_i = c_{l_n}, c_{l_n n} = c_n \right); \qquad (22)$$

$$P\left(q_{ip}^{**} = 0 \middle| \{q_{ij} = 0\}\right) = \\ = \{1 - P(a_j = s_n)\} P\left(q_{ip}^{*} = 0 \middle| \{q_{ij} = 0\}\right) + \\ + 1 - P\left(a_j = s_n, t_i = c_{l_n}, c_{l_n n} = c_n\right). \qquad (23)$$

В соответствии с теоремой умножения вероятностей [13]

$$P\left(a_j = s_n, t_i = c_{l_n}, c_{l_n n} = c_n\right) = \\ = P\left(a_j = s_n\right) P\left(t_i = c_{l_n} \middle| a_j = s_n\right) \times \\ \times P\left(c_{l_n n} = c_n \middle| a_j = s_n, t_i = c_{l_n}\right). \qquad (24)$$

На основании (7) имеем

$$P\left(a_j = s_n\right) = P\left\{\left(\sum_{i=1}^{I} q_{ij}^{*}\right) > 1\right\} = \\ = 1 - P\left\{\left(\sum_{i=1}^{I} q_{ij}^{*}\right) = 1\right\} - P\left\{\left(\sum_{i=1}^{I} q_{ij}^{*}\right) = 0\right\}, \qquad (25)$$

где

$$P\left\{\left(\sum_{i=1}^{I} q_{ij}^{*}\right) = 1\right\} = \sum_i P\left(q_{ij}^{*} = 1\right)\prod_{u\neq i} P\left(q_{uj}^{*} = 0\right), \qquad (26)$$

$$P\left\{\left(\sum_{i=1}^{I} q_{ij}^{*}\right) = 0\right\} = \prod_i P\left(q_{ij}^{*} = 0\right); \qquad (27)$$

здесь $u = \overline{1, I}$.

На основании формулы полной вероятности [13]

$$P\left(q_{ij}^{*} = 1\right) = P\left(q_{ij} = 1\right) P\left(q_{ij}^{*} = 1 \middle| q_{ij} = 1\right) + \\ + \{1 - P\left(q_{ij} = 1\right)\} P\left(q_{ij}^{*} = 1 \middle| q_{ij} = 0\right), \qquad (28)$$

$$P\left(q_{ij}^{*}=0\right)=P\left(q_{ij}=1\right)P\left(q_{ij}^{*}=0\middle|q_{ij}=1\right)+$$
$$+\left\{1-P\left(q_{ij}=1\right)\right\}P\left(q_{ij}^{*}=0\middle|q_{ij}=0\right). \quad (29)$$

Отсюда, с учетом равенства

$$P\left(q_{ij}=1\right)=q_{ij}, \quad (30)$$

получим

$$P\left(q_{ij}^{*}=1\right)=q_{ij}P\left(q_{ij}^{*}=1\middle|q_{ij}=1\right)+$$
$$+\left(1-q_{ij}\right)P\left(q_{ij}^{*}=1\middle|q_{ij}=0\right); \quad (31)$$

$$P\left(q_{ij}^{*}=0\right)=q_{ij}P\left(q_{ij}^{*}=0\middle|q_{ij}=1\right)+$$
$$+\left(1-q_{ij}\right)P\left(q_{ij}^{*}=0\middle|q_{ij}=0\right). \quad (32)$$

На основании (8)

$$P\left(t_i=c_{l_n}\middle|a_j=s_n\right)=P\left(q_{in}^{*}=1\middle|a_j=s_n\right)=$$
$$=\begin{cases}P\left(q_{in}^{*}=1\middle|q_{in}=1\right), \text{ if } q_{ij}\big|_{a_j=s_n}=1,\\ P\left(q_{in}^{*}=1\middle|q_{in}=0\right), \text{ else.}\end{cases} \quad (33)$$

Отсюда

$$P\left(t_i=c_{l_n}\middle|a_j=s_n\right)=$$
$$=P\left(q_{ij}=1\middle|a_j=s_n\right)P\left(q_{in}^{*}=1\middle|q_{in}=1\right)+$$
$$+\left\{1-P\left(q_{ij}=1\middle|a_j=s_n\right)\right\}P\left(q_{in}^{*}=1\middle|q_{in}=0\right)=$$
$$=\left(q_{ij}\big|_{a_j=s_n}\right)P\left(q_{in}^{*}=1\middle|q_{in}=1\right)+$$
$$+\left(1-q_{ij}\big|_{a_j=s_n}\right)P\left(q_{in}^{*}=1\middle|q_{in}=0\right). \quad (34)$$

На основании (10)

$$P\left(c_{l_n n}=c_n\middle|a_j=s_n,t_i=c_{l_n}\right)=$$
$$=P\left(\frac{R_{l_n n}^{*\,2}}{D\left[R_{l_n n}^{*}\right]}=\arg\min_{m_n}\left\{\frac{R_{m_n n}^{*\,2}}{D\left[R_{m_n n}^{*}\right]}\right\}\right)=$$
$$=\int_0^{+\infty}p\left(\frac{R_{m_n n}^{*\,2}}{D\left[R_{m_n n}^{*}\right]}-\frac{R_{l_n n}^{*\,2}}{D\left[R_{l_n n}^{*}\right]}\right)\times$$
$$\times d\left(\frac{R_{m_n n}^{*\,2}}{D\left[R_{m_n n}^{*}\right]}-\frac{R_{l_n n}^{*\,2}}{D\left[R_{l_n n}^{*}\right]}\right). \quad (35)$$

Таким образом, методику аналитической оценки достоверности навигационно-связной идентификации целей на основе алгоритма комплексной обработки информации можно представить в виде последовательности следующих действий:

1. Задание исходных данных: $\left\{x_i^{*},y_i^{*},z_i^{*}\right\}$, D_i, $\left\{x_j^{*},y_j^{*},z_j^{*}\right\}$, D_j, Q, $\mathbf{q}=\left\{q_{ij}\right\}$.

2. Оценка истинного расстояния R_{ij} между объектами отождествления для каждых i, j в соответствии с выражением

$$R_{ij}=\sqrt{\left(r_{xij}\right)^2+\left(r_{yij}\right)^2+\left(r_{zij}\right)^2}, \quad (36)$$

где

$$\left.\begin{aligned}r_{xij}&=x_i-x_j,\\ r_{yij}&=y_i-y_j,\\ r_{zij}&=z_i-z_j.\end{aligned}\right\} \quad (37)$$

3. Оценка величины $P\left(q_{ij}^{*}=0\middle|q_{ij}=0\right)$ для каждых i, j в соответствии с выражением [12]:

$$P\left(q_{ij}^{*}=0\middle|q_{ij}=0\right)=$$
$$=1-\frac{1}{\sqrt{2\pi\left(D_i+D_j\right)}^{3}}\int_{-h}^{h}f_1\left(r_{zij}^{*},h\right)dr_{zij}^{*}, \quad (38)$$

где

$$f_1\left(r_{zij}^{*}\right)=\int_{-\sqrt{h^2-r_{zij}^{*2}}}^{\sqrt{h^2-r_{zij}^{*2}}}f_2\left(r_{zij}^{*},r_{yij}^{*},h\right)dr_{yij}^{*},$$

$$f_2\left(r_{zij}^{*},r_{yij}^{*},h\right)=$$
$$=\int_{-\sqrt{h^2-r_{yij}^{*2}-r_{zij}^{*2}}}^{\sqrt{h^2-r_{yij}^{*2}-r_{zij}^{*2}}}\exp\left\{-\frac{r_{xij}^{*2}+\left(r_{yij}^{*}-R\right)^2+r_{zij}^{*2}}{2\left(D_i+D_j\right)}\right\}dr_{xij}^{*}.$$

4. Оценка величин $P\left(q_{ij}^{*}=0\right)$ и $P\left(q_{ij}^{*}=1\right)$ для каждых i, j в соответствии с выражениями (31) и (32).

5. Оценка величин $P\left\{\left(\sum_{i=1}^{I}q_{ij}^{*}\right)=1\right\}$ и $P\left\{\left(\sum_{i=1}^{I}q_{ij}^{*}\right)=0\right\}$ для каждого j в соответствии с выражениями (26) и (27).

6. Оценка величины $P\left(a_j = s_n\right)$ для каждого j в соответствии с выражением (25).

7. Оценка величины $P\left(t_i = c_{l_n} \middle| a_j = s_n\right)$ для каждых i, j в соответствии с выражением (34).

8. Оценка величины $P\left(c_{l_n n} = c_n \middle| a_j = s_n, t_i = c_{l_n}\right)$ для каждых i, j в соответствии с выражением (35).

9. Оценка величины $P\left(a_j = s_n, t_i = c_{l_n}, c_{l_n n} = c_n\right)$ для каждых i, j в соответствии с выражением (24).

10. Оценка величин $P\left(q_{ip}^{**} = 0 \middle| q_{ij=i} = 1, \left\{q_{ij\neq i} = 0\right\}\right)$ и $P\left(q_{ip}^{**} = 0 \middle| \left\{q_{ij} = 0\right\}\right)$ для каждых i, j в соответствии с выражениями (22) и (23).

11. Оценка величин $P\left(q_i^{**} = 1 \middle| q_i = 1\right)$ и $P\left(q_i^{**} = 0 \middle| q_i = 0\right)$ для каждого i в соответствии с выражениями (18) и (19).

12. Оценка величины P_i для каждого i в соответствии с выражением (16).

13. Оценка величины P в соответствии с выражением (13).

Данная методика может быть использована для получения частных результатов оценки достоверности решений, формируемых подсистемой НСИ на основе алгоритма комплексной обработки информации, в различных условиях функционирования.

Литература

1. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник / под ред. Я.Д. Ширмана. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.

2. *Ткаченко С.С., Аврамов А.В., Иванов С.Л.* Принципы дополнительной селекции запросного сигнала по угловым координатам в радиолокационной системе с активным ответом // Вестн. Воронеж. гос. техн. ун-та. 2010. Т. 6. С. 104–107.

3. *Ткаченко С.С., Черепанов Д.А.* Система опознавания с использованием частотного признака радиолокационной станции // Патент РФ на полезную модель № 84135 от 27.06.2009.

4. *Ткаченко С.С.* Система опознавания с учетом несущей частоты и направления облучения радиолокационной станции // Патент РФ на полезную модель № 121357 от 20.10.2012.

5. *Скрынников В.Г., Терентьев С.В.* Навигационно-связной метод идентификации // Радиотехника. 1997. № 7. С. 107–111.

6. *Ткаченко С.С., Аврамов А.В., Иванов С.Л.* Способ координатно-связного опознавания с применением статистической оценки разности пространственных координат // Патент РФ на изобретение № 2461019 от 10.09.2012.

7. *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.

8. *Аврамов А.В., Ткаченко С.С.* Алгоритм опознавания воздушных объектов на основе оценки разности их координат // Вестник Воронеж. ин-та МВД России. 2009. № 3. С. 98–102.

9. *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.

10. *Ткаченко С.С. и др.* Обобщенный критерий достоверности принятия решения в подсистеме прямой идентификации // Вестник Воронеж. гос. техн. ун-та. 2010. Т. 6, № 6. С. 27–29.

11. *Вик И.П.* Методика оценки качества опознавания объектов в бортовом радиоэлектронном комплексе самолета // Радиотехника. 1996. № 5. С. 112–117.

12. *Ткаченко С.С.* Оценка достоверности текущих решений, формируемых подсистемой навигационно-связной идентификации // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 2. С. 98–103.

13. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей: учебник для студ. вузов. 9-е изд., стер. М.: Издат. центр «Академия», 2003. 576 с.

Статья поступила в редакцию 5 ноября 2014 года

УДК 621.391

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛЕЙ ЭЛЕМЕНТОВ АНТЕННО-СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ МВ, ДКМВ ДИАПАЗОНОВ

М.Л. Артемов, д.т.н., директор НТЦ, e-mail: artemov@sozvezdie.su
И.А. Зиборов, инженер, e-mail: tmkm36@rambler.ru
Т.Ф. Чаусова, инженер, e-mail: tatyana.chausova@gmail.com
АО «Концерн «Созвездие»

Рассмотрен процесс создания эквивалентных схем элементов антенно-согласующего устройства и идентификации их параметров.

Ключевые слова: *антенно-согласующее устройство, модель элемента, идентификация параметров, коэффициент стоячей волны.*

ELEMENT MODEL PARAMETERS IDENTIFICATION OF ANTENNA-MATCHING DEVICES OF MILLIMETER WAVE AND DECAMETRIC WAVE RANGES

M.L. Artemov, D.D. in Engineering Sciences, director of Scientific and Technical Centre, e-mail: artemov@sozvezdie.su
I.A. Ziborov, engineer, e-mail: tmkm36@rambler.ru
T.F. Chausova, engineer, e-mail: tatyana.chausova@gmail.com
JSC «Sozvezdie» Concern»

A process of creating equivalent circuit elements of antenna-matching unit and identification of their parameters is considered.

Keywords: *antenna-matching device, element model, parameter identification, standing wave ratio.*

Антенно-согласующие устройства используются для преобразования входного сопротивления антенны, имеющего комплексный характер, в величину, близкую к номинальному сопротивлению нагрузки усилителя мощности радиопередатчика, которая, как правило, составляет 50 или 75 Ом. При этом наиболее перспективными являются дискретно перестраиваемые антенно-согласующие устройства с алгоритмом настройки вычислительного типа. Согласующий контур таких устройств содержит индуктивные и емкостные органы, подключаемые по Г- или П-образной схеме, разрядами которых являются коммутируемые L- и C-элементы с номиналами, выбранными по двоичному закону [1].

Точность и время настройки антенно-согласующего устройства во многом определяются точностью моделей элементов согласующего контура, представляемых их эквивалентными схемами, которыми оперирует алгоритм настройки. В этой связи создание адекватных моделей соответствующих элементов, учитывающих особенности их конструкции и размещения, представляется весьма актуальным.

Для решения этой задачи воспользуемся представлением рассматриваемых элементов в виде четырехполюсников, содержащих RLC-компоненты, включенные по соответствующим эквивалентным схемам. С одной стороны, такое представление позволяет на интересующих частотах при некотором сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$ с помощью анализатора цепей, используя схему измерения (рис. 1), измерить комплексное входное сопротивление $Z_{\text{изм}} = R_{\text{изм}} + jX_{\text{изм}}$ четырехполюсника, представляющего реальный элемент.

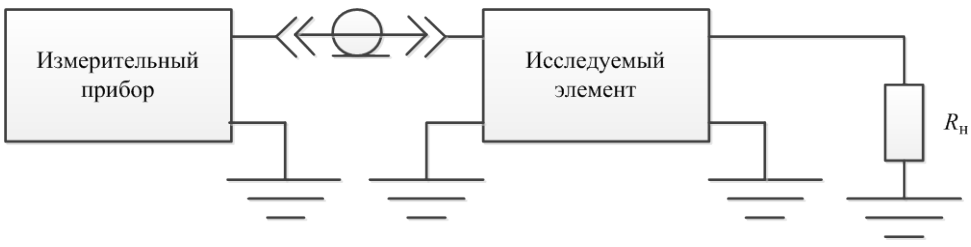


Рис. 1. Схема измерения комплексного входного сопротивления

С другой стороны, задавая эквивалентную схему такого четырехполюсника (модель элемента) для тех же условий, что и при ранее упомянутых измерениях, можно найти выражение для его комплексного входного сопротивления в аналитическом виде: $Z_{\text{мод}} = R_{\text{мод}} + jX_{\text{мод}}$. Это позволяет для ряда выбранных частот и сопротивлений нагрузки $R_{\text{н}}$ составить систему из уравнений вида $Z_{\text{изм}} = Z_{\text{мод}}$, решением которой станут номиналы компонентов эквивалентной схемы четырехполюсника, и, таким образом, будет осуществлена идентификация параметров модели рассматриваемого элемента [2]. Разумеется, количество уравнений упомянутой системы должно быть больше или равно числу идентифицируемых параметров. Увеличение количества уравнений, связанное с использованием большего количества частот или величин сопротивления нагрузки, ведет к усложнению процесса вычисления, но позволяет получить более точную модель элемента. Решение такой системы уравнений возможно на основе САПР MatLab с использованием методов безусловного поиска нулей *n*-мерной системы нелинейных уравнений, в том числе алгоритма ломаных доверительных областей [3, 4, 5].

Для оценки степени соответствия полученной таким образом модели элемента результатам экспериментальной проверки воспользуемся в качестве критерия величиной коэффициента стоячей волны σ, которую можно рассматривать как меру отличия двух комплексных величин и в общем виде согласно [6] представить с учетом использованных выше обозначений как

$$\sigma = \frac{\left|Z_{\text{изм}} + Z_{\text{мод}}\right| + \left|Z_{\text{изм}} - Z_{\text{мод}}\right|}{\left|Z_{\text{изм}} + Z_{\text{мод}}\right| - \left|Z_{\text{изм}} - Z_{\text{мод}}\right|} \qquad (1а)$$

или, после некоторых преобразований, в более удобном для расчетов виде

$$\sigma = \frac{\left[\sqrt{(R_{\text{изм}} - R_{\text{мод}})^2 + (X_{\text{изм}} - X_{\text{мод}})^2} + \sqrt{(R_{\text{изм}} + R_{\text{мод}})^2 + (X_{\text{изм}} + X_{\text{мод}})^2}\right]^2}{4R_{\text{изм}}R_{\text{мод}} + 4X_{\text{изм}}X_{\text{мод}}}. \qquad (1б)$$

При этом будем считать, что модель элемента является достаточно точной, если для нее величина коэффициента стоячей волны $\sigma \le 1{,}1$.

В процессе создания моделей и их идентификации могут быть использованы в качестве первого приближения эквивалентные схемы элементов согласующего контура, приведенные, например, в работе [7]. Если при этом достичь требуемого значения σ не удается, то, руководствуясь принципами [8], следует ввести в эквивалентную схему дополнительные элементы и повторить расчет.

В качестве примера рассмотрим применение изложенной методики для создания модели катушки индуктивности 0,55 мкГн согласующего контура ДКМВ диапазона. Катушка имеет 5 витков медного посеребренного провода диаметром 4 мм, размещенных на керамическом каркасе диаметром 30 мм с шагом 5 мм. Длина ее выводов составляет 60 мм.

Значения активной $R_{\text{изм}}$ и реактивной $X_{\text{изм}}$ составляющих входного сопротивления четырехполюсника, представляющего указанную катушку индуктивности, измеренные с помощью прибора «Обзор-804/1» по схеме рис. 1 при $R_{\text{н}}$ = 10, 50 и 300 Ом, приведены в табл. 1.

В качестве первого приближения выбираем эквивалентную схему катушки индуктивности приведенную в работе [7] в виде, представленном на рис. 2.

Таблица 1

F, МГц	$R_{\text{н}}$ = 10 Ом		$R_{\text{н}}$ = 50 Ом		$R_{\text{н}}$ = 300 Ом	
	$R_{\text{изм}}$, Ом	$X_{\text{изм}}$, Ом	$R_{\text{изм}}$, Ом	$X_{\text{изм}}$, Ом	$R_{\text{изм}}$, Ом	$X_{\text{изм}}$, Ом
1,5	9,45	5,17	50,11	4,94	291,95	–0,53
5	9,64	17,23	50,43	16,48	291,75	–2,16
10	10,16	34,61	51,43	33,10	292,05	–4,37
15	11,05	53,42	53,13	50,08	292,70	–6,77
20	12,29	70,69	55,53	67,48	293,41	–9,03
25	13,95	90,01	58,77	85,79	294,54	–11,09
30	16,27	110,81	63,21	105,39	296,58	–13,40

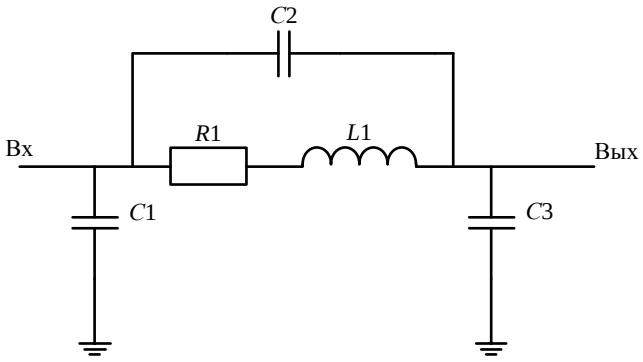


Рис. 2. Эквивалентная схема катушки индуктивности (1-е приближение)

Составляем выражения для активной $R_{мод}$ и реактивной $X_{мод}$ составляющих входного сопротивления четырехполюсника, имеющего эквивалентную схему на рис. 2 и нагруженного сопротивлением нагрузки $R_н$:

$$R_{мод} = \frac{\alpha\varphi + \beta\psi}{\varphi^2 + \psi^2}; \quad X_{мод} = \frac{\beta\varphi + \alpha\psi}{\varphi^2 + \psi^2}, \qquad (2)$$

где

$$\alpha = R_1 + R_н - w^2 C_3 R_н L_1 - w^2 L_1 C_2 R_н,$$

$$\beta = wL_1 + wC_2 R_1 R_н + wC_2 R_н R_1,$$

$$\varphi = 1 - w^2 C_3 C_2 R_н R_1 - w^2 L_1 C_2 -$$

$$-w^2 C_2 C_1 R_1 R_н - w^2 L_1 C_1 - w^2 C_3 R_н R_1 C_1,$$

$$\psi = wC_2 R_1 + wC_3 R_н - wC_3 C_2 L_1 R_н -$$

$$-w^3 L_1 C_2 R_н + wC_1 R_н + wC_1 R_1 - w^3 C_3 C_1 R_н L_1.$$

Осуществляем идентификацию модели катушки индуктивности с использованием аппарата MatLab и данных табл. 1. В результате становятся известными номиналы компонентов эквивалентной схемы модели:

Обозначение	Номинал
C1	2,9 пФ
L1	0,55 мкГн
R1	0,001 Ом
C2	0,2 пФ
C3	5,5 пФ

С учетом этих величин по формуле (1б) определяем в расчетных точках значения коэффициента стоячей волны σ (табл. 2).

Таблица 2

F, МГц	σ		
	$R_н$ = 10 Ом	$R_н$ = 50 Ом	$R_н$ = 300 Ом
1,5	1,05	1,00	1,03
5	1,04	1,00	1,03
10	1,01	1,02	1,03
15	1,07	1,03	1,04
20	1,17	1,06	1,05
25	1,28	1,09	1,06
30	1,45	1,13	1,09

Анализ данных табл. 2 показывает, что в ряде случаев требуемая точность модели не обеспечивается. Для повышения точности модели введем в ее эквивалентную схему дополнительный элемент (резистор R2 на схеме рис. 3) и проведем идентификацию модели заново с учетом выражений (3)

$$R_{мод} = \frac{\alpha\varphi + \beta\psi}{\varphi^2 + \psi^2}, \quad X_{мод} = \frac{\beta\varphi + \alpha\psi}{\varphi^2 + \psi^2}, \qquad (3)$$

$$\alpha = R_н R_2 + R_2 R_1 - w^2 R_н C_3 L_1 R_1 -$$

$$-w^2 C_2 L_1 R_2 R_н - w^2 L_1 R_1 C_2 R_н - w^2 R_н R_2 L_1 C_3,$$

$$\beta = wL_1R_2 + wL_1R_1 + wR_нR_2R_1C_3 +$$
$$+wL_2R_н + wC_2R_2R_1R_н,$$

$$\varphi = R_2 - w^2C_2L_1R_2 - w^2L_1R_1C_2 -$$
$$-w^2R_нC_3L_2 - w^2C_2R_2R_1R_нC_3 -$$
$$-w^2L_1R_2C_1 - w^2L_1R_1C_1 - w^2R_нR_2R_1C_3C_1 -$$
$$-w^2L_2R_нC_1 - w^2C_2R_2R_1R_нC_1,$$

$$\psi = wR_2R_1C_1 - w^3R_нR_2L_1C_3C_1 -$$
$$-w^3R_нC_3L_1R_1C_1 + wR_нR_2C_1 -$$
$$-w^3C_2L_1R_2R_нC_1 - w^3L_1R_1C_2R_нC_1 +$$
$$+wL_2 + wC_2R_2R_1 + R_нwC_3R_2 -$$
$$-w^3C_2L_1R_2R_нC_3 - w^3L_1R_1C_2R_нC_3.$$

В табл. 3 приведены результаты расчета коэффициента стоячей волны σ, проведенного с учетом следующих номиналов эквивалентной схемы модели катушки индуктивности, изображенной на рис. 3:

Обозначение	Номинал
C1	2,9 пФ
L1	0,55 мкГн
R1	0,001 Ом
C2	0,2 пФ
R2	3,140 кОм
C3	5,5 пФ

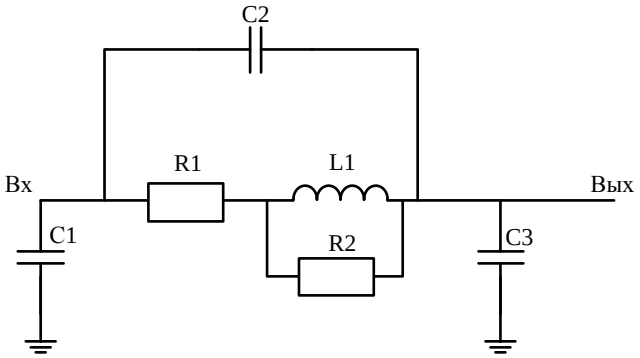


Рис. 3. Эквивалентная схема катушки индуктивности (2-е приближение)

Таблица 3

F, МГц	σ		
	$R_н$ = 10 Ом	$R_н$ = 50 Ом	$R_н$ = 300 Ом
1,5	1,06	1,00	1,02
5	1,05	1,00	1,02
10	1,03	1,00	1,03
15	1,01	1,02	1,03
20	1,02	1,03	1,04
25	1,04	1,04	1,06
30	1,09	1,05	1,08

Как видно из приведенных данных, повторная идентификация позволила при усложнении эквивалентной схемы обеспечить требуемую точность и, таким образом, создать широкодиапазонную модель катушки индуктивности. Представленная модель в дальнейшем будет использоваться при моделировании антенно-согласующего устройства в целом.

Литература

1. *Ширин В.А., Яковенко Ю.Я.* Метод расчета номинальных значений разрядов дискретно-перестраиваемого органа антенного согласующего устройства // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. 1977. Вып. 4.

2. *Sullivan C.R., Kern A.M.* Improve distributed model for capacitors in high-performance packages // IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. 2002. Pp. 969–976.

3. *Conn N.R., Gould N.I.M., Toint Ph.L.* Trust-Region Methods // MPS/SIAM Series on Optimization, SIAM and MPS. 2000. 959 p.

4. *Nocedal J., Wright S.J.* Numerical Optimization // Springer Series in Operations Research, Springer Verlag. 2nd ed. 2006. XXII. 664 p.

5. *Powell M.J.D.* A Fortran Subroutine for Solving Systems of Nonlinear Algebraic Equations // Numerical Methods for Nonlinear Algebraic Equations; ed. P. Rabinowitz. 1970. P. 7. Pp. 115–161.

6. Справочник по радиотехнике / под ред. Б.А. Смиренина. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1950. 784 с.

7. *Петухов Н.А.* Моделирование элементов согласующего контура устройства согласования антенн ДКМВ диапазона // Радиолокация, навигация, связь. Воронеж, 2013. Т. 2. С. 792–797.

8. *Leslie Green* RF-inductor modeling for the 21st century // EDN. September 27, 2001. Pp. 67–74.

Статья поступила в редакцию 20 ноября 2014 года

УДК 004.725.5, 004.415.538

РЕЗУЛЬТАТЫ ПОЛЕВЫХ ИСПЫТАНИЙ РАДИОКАНАЛА НА ОСНОВЕ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ OCDM

А.М. Белицкий, аспирант, e-mail: office@sozvezdie.su
С.А. Постников, начальник отдела, e-mail: cstp5@mail.ru
Л.В. Струнская-Зленко, к.т.н., консультант, e-mail: strunska@mail.ru
АО «Концерн «Созвездие»

Представлены результаты полевых испытаний цифровой унифицированной радиостанции «Восход», разработанной в АО «Концерн «Созвездие».

Ключевые слова: *система передачи информации, прямое расширение спектра, ортогонально-частотное разделение, ортогонально-кодовое разделение, полевые испытания.*

FIELD TESTING ISSUE OF OCDM-BASED RADIO CHANNEL

A.M. Belitsky, graduate, e-mail: office@sozvezdie.su
S.A. Postnikov, head of department, e-mail: cstp5@mail.ru
L.V. Strunskaya-Zlenko, Ph.D. in Engineering Sciences, consultant, e-mail: strunska@mail.ru
JSC «Sozvezdie» Concern»

The field testing results of a digital unified radio station «Voskhod», developed in JSC «Concern «Sozvezdie», are described.

Keywords: *information transfer system, direct-sequencing spread spectrum, orthogonal frequency division multiplexing, orthogonal code division multiplexing, field testings.*

В настоящее время в связи с развитием материальной базы цифровых технологий стало возможным использовать в аппаратуре многие достижения радиотехнической науки середины и второй половины XX века. К таким достижениям относятся принципы многоосновного кодирования, получившие международное признание и включенные в стандарт IEEE 802.11.

Выбор конкретной цифровой технологии осуществляется в зависимости от системных требований. Так, способ прямого расширения спектра (сигналы DSSS – Direct-Sequencing Spread Spectrum) применяется в системах передачи информации (СПИ), в которых приоритетным требованием является защита от помех. При этом владелец СПИ должен расплачиваться за помехозащищенность энергозатратами и скоростью передачи информации.

Когда приоритетным требованием является скорость передачи, можно использовать сигнально-кодовые конструкции OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Суть OFDM состоит в распараллеливании высокоскоростного потока данных на несколько потоков с меньшей скоростью, передаваемых одновременно на нескольких гармонических поднесущих (≥256). Платой за скорость в этом случае являются энергозатраты, низкая помехозащищенность и ряд технических проблем, которые были выявлены в процессе испытаний таких СПИ.

Промежуточное положение на графике удельных затрат на передачу единицы информации занимают так называемые параллельные составные сигналы, или сигнально-кодовые конструкции OCDM (Orthogonal Code Division Multiplexing) по терминологии стандарта IEEE 802.11 [1].

Суть OCDM состоит в распараллеливании потока данных на нескольких негармонических поднесущих с кодовым разделением, которые суммируются и передаются на одной частоте. В качестве ортогональных поднесущих часто используются функции Уолша.

Промежуточное положение OCDM на графике удельных затрат на передачу единицы информации означает, что использование этих сигналов позволяет обеспечить более высокую скорость передачи информации, чем у DSSS, более высокую помехозащищенность, чем у OFDM, при существенно меньших, чем у DSSS

 ISSN 1995-7009

и OFDM, удельных энергетических затратах на передачу единицы информации и приемлемой помехозащищенности.

Проведенные исследования свойств сигналов OCDM показали целесообразность их использования в разработках АО «Концерн «Созвездие». Следующим этапом исследования характеристик СПИ является проведение трассовых испытаний.

Организация испытаний

Для подтверждения реализованных в ходе ОКР «Восход» технических характеристик радиостанций 1864-1 были проведены полевые испытания этих радиостанций [1, 2, 3].

Район проведения испытаний был выбран на сильно пересеченной местности между пос. Черный Яр и городами Карпинск и Краснотурьинск.

В программе испытаний предусматривались различные варианты построения СПИ на базе радиостанций 1864-1:

1. СПИ в виде радиорелейной линии связи.

2. Радиально-зоновая СПИ при стационарном развертывании центральной станции и абонентских терминалов.

3. Радиально-зоновая СПИ при стационарном положении центральной станции и движущихся абонентских терминалах.

4. СПИ для оперативной связи при движении центральной и абонентских станций в колонне.

Задачи испытаний:

– проверка функционирования сегмента сети мультимедийной связи с использованием сигнально-кодовых конструкций OCDM;

– измерение вероятности ошибки при приеме информации в различных вариантах использования сети;

– измерение энергетического потенциала СПИ в зависимости от условий распространения на трассе пос. Черный Яр – г. Карпинск с оценкой энергетического потенциала по вероятности ошибки при приеме на двух концах радиолинии. Схема измерений показана на рис. 1, где:

1 – телефонный аппарат;

2 – портативный компьютер;

3 – блок управления и радиоканала;

4 – антенный блок;

5 – направленная антенна с телескопической мачтой или бортовая антенна при установке на автомобиле.

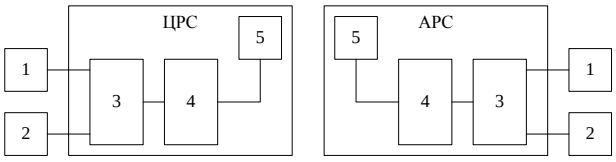


Рис. 1. Схема измерений

Параллельно с передачей данных ведется передача речевого сигнала (обычный набор номера и разговор по телефону между операторами станций). Для подключения телефонного аппарата в радиостанции предусмотрен интерфейс RJ 11; передача/прием данных осуществляется по интерфейсам E1. Вероятность ошибок в канале связи контролируется и регистрируется тестами с помощью портативных компьютеров.

Испытываемые радиостанции 1864-1 после включения питания автоматически производили поиск абонентов сети (центральная станция) или поиск центральной станции (абонентский терминал) и через 3–5 с сообщали пользователям данной сети о готовности к работе. После этого проводился тестовый обмен данными между подключенными к станциям компьютерами; кроме того, любой из операторов мог набрать номер по телефону, подключенному к станции, и после обычной процедуры соединения телефонных аппаратов они могли вести речевую связь параллельно с передачей данных.

В ходе испытаний на определение энергетического потенциала радиолинии и её помехозащищенности при стационарном развертывании сети мультимедийной связи на базе радиостанций 1864-1 антенны закреплялись на 12-метровые мачты. При этом мачта центральной станции устанавливалась на возвышенности, а мачта абонентского комплекта – на автомобиле.

Диапазон рабочих частот требовал расположения антенн радиостанций не на линии визирования, которая определялась с помощью артиллерийской буссоли, а в некоторой области пространства, называемой эллипсоидом Френеля, радиус которого определяется формулой

$$R_1 = \sqrt{\frac{r_1 \cdot (r - r_1) \cdot \lambda}{r}},$$

где λ – длина волны в метрах, а смысл остальных переменных в представленном выражении объясняется на рис. 2.

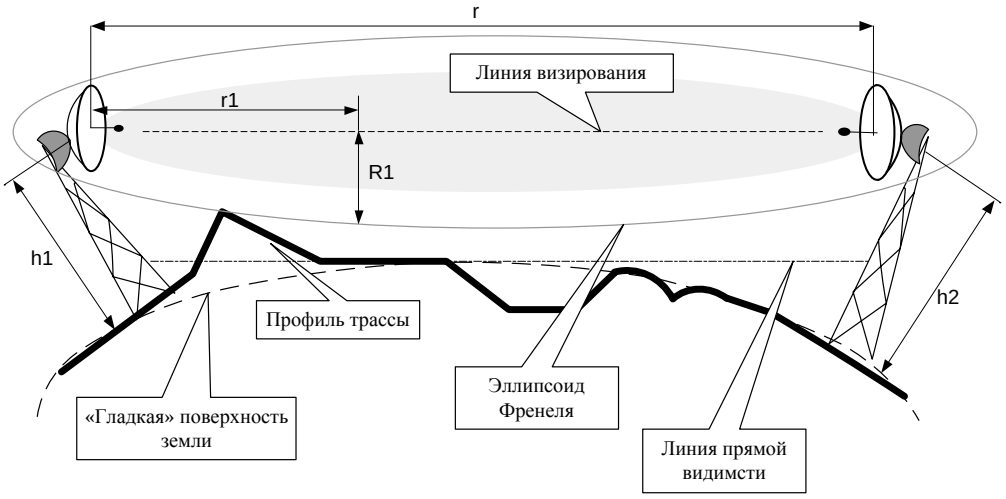


Рис. 2. Схема расположения антенн на поверхности земли при испытаниях

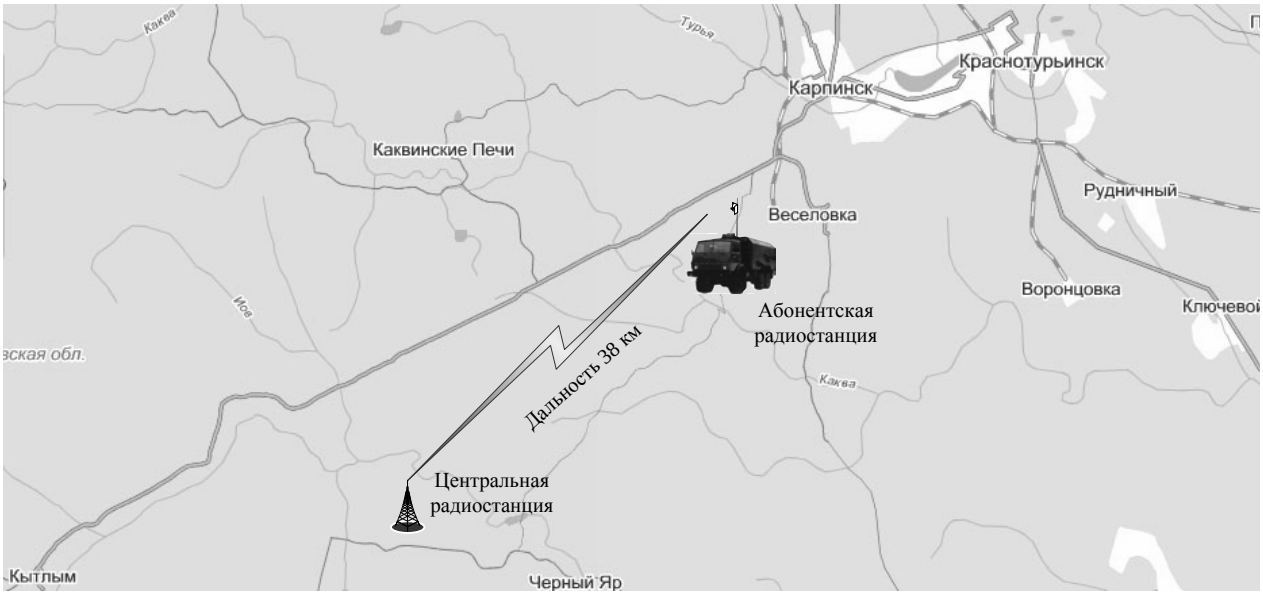


Рис. 3. Карта местности, где проводились испытания радиостанций 1864-1

Из представленной схемы расположения антенн направление излучения сигнала выбиралось таким образом, чтобы препятствия на трассе не закрывали не только линию визирования, но и эллипсоид Френеля. На практике допускается небольшое, в пределах 20%, перекрытие препятствиями поперечного сечения эллипсоида.

На рис. 3 показана карта местности, где проводились испытания.

Результаты испытаний

Испытания проводились в соответствии с «Программой-методикой проведения рекогносцировочных и экспериментальных работ по обеспечению резервирования мультимедийных услуг проводных и оптоволоконных систем связи в условиях сложного рельефа местности Северного Урала».

Результаты, полученные в ходе испытаний, представлены в таблице. Мощность, подводимая ко входу антенн (указана в таблице), уменьшалась на 6,2 дБ (запас по мощности) с помощью ВЧ кабеля длиной 9,5 м, который соединял усилитель мощности с антенной.

На протяжении всей трассы обеспечивалась устойчивая связь с вероятностью ошибки не хуже 10^{-4} в сложных метеорологических условиях (дождь, снегопад, туман). Следует отметить, что абонентская радиостанция, располагавшаяся на автомобиле, имела высоту подъема антенны не более 6–7 метров (что было значительно ниже высоты крон деревьев) и двигалась по просеке вдоль линии электропередачи.

Рис. 4. КАМАЗ с радиостанцией на трассе испытаний

В таблице приняты следующие обозначения:

x Вт – мощность на выходе усилителя мощности;

F(*x*) – направленная антенна, длина фидера *x* м;

I(*x*) – ненаправленная антенна, длина фидера *x* м.

Оценки качества связи:

5 – отличная связь, $P_e \le 3 \cdot 10^{-5}$;

4 – хорошая связь, небольшие искажения, $P_e = (6 - 8) \cdot 10^{-5}$;

3 – много ошибок, но речь устойчива и разборчива, $P_e = 1 \cdot 10^{-4}$;

2 – речь неразборчива, большое число ошибок, $P_e = 3 \cdot 10^{-4}$;

1 – есть синхронизация, но нет связи, $P_e = 8 \cdot 10^{-4}$;

0 – нет синхронизации.

Таблица

Излучаемая мощность в зависимости от антенной системы (*F* – направленная, *I* – ненаправленная)	Вероятность ошибки, P_e	Оценка канала связи
Дальность 5 км, нижний диапазон УРС, средняя зависимость от направления антенны		
ЦРС – 6 Вт, *F*(5) АРС – 6 Вт, *F*(10)	$2 \cdot 10^{-6}$ $2 \cdot 10^{-6}$	5 5
ЦРС – 6 Вт, *F*(5) АРС – 6 Вт, *I*(5)	$6 \cdot 10^{-5}$ $9 \cdot 10^{-5}$	4 3
ЦРС – 6 Вт, *F*(5)	$3 \cdot 10^{-5}$	5
АРС – 25 Вт, *I*(5)	$6 \cdot 10^{-5}$	4
ЦРС – 25 Вт, *I*(5) АРС – 6 Вт, *F*(5)	$3 \cdot 10^{-5}$ $6 \cdot 10^{-5}$	5 4
ЦРС – 25 Вт, *F*(5) АРС – 25 Вт, *I*(5)	$3 \cdot 10^{-5}$ $3 \cdot 10^{-5}$	5 5
ЦРС – 25 Вт, *I*(5) АРС – 25 Вт, *I*(5)	$6 \cdot 10^{-5}$ $6 \cdot 10^{-5}$	5 5
Дальность 16 км, нижний диапазон УРС, средняя зависимость от направления антенны		
ЦРС – 6 Вт, *F*(10) АРС – 25 Вт, *F*(10)	$2 \cdot 10^{-6}$ $2 \cdot 10^{-6}$	5 5
ЦРС – 6 Вт, *F*(10) АРС – 6 Вт, *F*(10)	$6 \cdot 10^{-4}$ $2 \cdot 10^{-6}$	1 5
ЦРС – 25 Вт, *I*(10) АРС – 6 Вт, *F*(10)	$3 \cdot 10^{-5}$ $6 \cdot 10^{-5}$	5 4
ЦРС – 25 Вт, *I*(10) АРС – 25 Вт, *F*(10)	$6 \cdot 10^{-5}$ $6 \cdot 10^{-5}$	5 5
Дальность 38 км, нижний диапазон УРС, средняя зависимость от направления антенны		
ЦРС – 6 Вт, *F*(10)	$2 \cdot 10^{-6}$	5
АРС – 25 Вт, *F*(10)	$2 \cdot 10^{-6}$	5
Дальность 5 км, верхний диапазон УРС, сильная зависимость от направления антенны		
ЦРС – 6 Вт, *F*(5) АРС – 6 Вт, *F*(10)	$2 \cdot 10^{-4}$ $2 \cdot 10^{-4}$	4 4
ЦРС – 25 Вт, *F*(5) АРС – 25 Вт, *F*(10)	$6 \cdot 10^{-5}$ $6 \cdot 10^{-5}$	5 5

Излучаемая мощность в зависимости от антенной системы (*F* – направленная, *I* – ненаправленная)	Вероятность ошибки, P_e	Оценка канала связи
Дальность 16 км, верхний диапазон УРС, сильная зависимость от направления антенны		
ЦРС – 25 Вт, *I*(5)	$6\cdot10^{-5}$	4
АРС – 25 Вт, *F*(10)	$6\cdot10^{-5}$	4
ЦРС – 6 Вт, *F*(10)	$6\cdot10^{-5}$	4
АРС – 6 Вт, *F*(10)	$6\cdot10^{-5}$	4
ЦРС – 25 Вт, *F*(10)	$3\cdot10^{-5}$	5
АРС – 25 Вт, *F*(10)	$6\cdot10^{-5}$	4/5
ЦРС – 25 Вт, *I*(5)	$6\cdot10^{-5}$	5
АРС – 25 Вт, *F*(10)	$6\cdot10^{-5}$	5
Дальность 38 км, верхний диапазон УРС, сильная зависимость от направления антенны		
ЦРС – 6 Вт, *F*(10)	$6\cdot10^{-5}$	4
АРС – 6 Вт, *F*(10)	$6\cdot10^{-6}$	5
ЦРС – 6 Вт, *F*(10)	$6\cdot10^{-5}$	4
АРС – 6 Вт, *F*(10)	$6\cdot10^{-5}$	4
ЦРС – 25 Вт, *F*(10)	$3\cdot10^{-5}$	5
АРС – 25 Вт, *F*(10)	$3\cdot10^{-5}$	4/5

Устойчивость связи между радиостанциями 1864-1 при вероятности ошибочного приема не хуже 10^{-4} не нарушалась вплоть до расстояний 38 – 41 км. Для сравнения отметим, что у радиостанций оперативной связи *Р* – 159 при дальностях более 20 км связь практически отсутствовала.

Испытания подтвердили высокую помехозащищенность и надежность линии мультимедийной широкополосной связи, использующей сигнально-кодовые конструкции OCDM.

Выводы

Полевые испытания показали, что мультимедийная система связи «Восход», построенная на базе радиостанций 1864-1, обеспечивает заданные для нее технические требования и работает как при движении абонентских терминалов, так и при стационарно развернутой системе. При этом получены следующие результаты:

1. На каждой из точек измерений при дальности не более 20 км между центральной и абонентской станциями с ненаправленными антеннами и мощностью обеих станций 25 Вт вероятности ошибки при приеме информации на обоих концах радиолинии не хуже $P_e \le 6\cdot10^{-5}$. Энергетический запас в канале связи (за счет длинных кабелей) составляет ≈ 6–9 дБ. Аналогичные результаты по вероятности ошибки получены при движении ЦРС и АРС в колонне на расстоянии 5 км по среднепересеченной местности.

2. На каждой из точек измерений при дальности не более 20 км между центральной (25 Вт) и абонентской (6 Вт) станциями с ненаправленными антеннами вероятность ошибки при приеме информации на ЦРС составляет $P_e \le 3\cdot10^{-5}$, вероятность ошибки при приеме информации на АРС составляет $P_e \le 6\cdot10^{-5}$. Энергетический запас в канале связи (за счет длинных кабелей) составляет ≈ 6–9 дБ. Аналогичные результаты по вероятности ошибки получены при движении ЦРС и АРС в колонне на расстоянии 5 км по среднепересеченной местности.

3. При работе системы связи в режиме радиально-зоновой сети с радиусом зоны обслуживания не менее 15 км от ЦРС до АРС, при использовании всенаправленной антенной системы на ЦРС и направленной антенной системы на АРС при мощности передатчика ЦРС 25 Вт и мощности передатчика АРС 6 Вт вероятность ошибки при приеме информации на ЦРС равна $P_e \le 3\cdot10^{-5}$, а на приемном конце АРС $P_e \le 6\cdot10^{-5}$. Энергетический запас в канале связи (за счет длинных кабелей) составляет ≈ 6–12 дБ.

4. При работе системы связи в режиме радиально-зоновой сети с радиусом зоны обслуживания от ЦРС до АРС 15 км и расстоянием между зонами от ЦРС1 до ЦРС2 38–41 км при использовании всенаправленной антенной системы на ЦРС и направленной антенной системы на АРС при мощности передатчика ЦРС 25 Вт и мощности передатчика АРС 25 Вт вероятность ошибки при приеме на ЦРС равна $P_e \le 3\cdot10^{-5}$, а на приемном конце АРС $P_e \le 3\cdot10^{-5}$. Энергетический запас в канале связи (за счет длинных кабелей) составляет ≈ 6–12 дБ.

5. Следует особо отметить результаты работы системы связи в режиме радиорелейной станции. При мощности приемопередатчиков ЦРС и

АРС, равной 25 Вт, и при использовании направленных антенных систем получена дальность связи 38–41 км при вероятности ошибки на приемных концах радиолинии не хуже $P_e \le 3 \cdot 10^{-5}$. При этом энергетический запас в канале связи (за счет длинных кабелей) составляет ≈ 10–18 дБ. Поэтому вполне реально получить дальность связи радиорелейной станции до 45–50 км с заданной вероятностью $P_e \le 2 \cdot 10^{-4}$ без существенных доработок системы связи «Восход». Требуется лишь более точное согласование блоков радиостанций с антенными системами (сокращение длины кабельной сети от усилителя мощности передатчиков до антенн), а также применение новой направленной антенны с коэффициентом усиления 18–20.

6. По результатам предварительных испытаний радиостанциям 1864-1 (ОКР «Восход») присвоена литера «О», и с начала 2011 г. в АО «Концерн «Созвездие» ведется их серийное производство.

Литература

1. *Лебедев Ю.И., Постников С.А.* Сравнение характеристик некоторых современных систем связи // Теория и техника радиосвязи. 2006. Вып. 2. С. 115–122.

2. *Постников С.А.* Протоколы канального и сетевого уровня для распределенной опорной сети с временным разделением каналов // Теория и техника радиосвязи. 2008. Вып. 1. С. 89–97.

3. Способ распределения временных интервалов в сетевых каналах радиосвязи // Решение о выдаче патента на изобретение по заявке № 2007126194/09 от 09.07.2007 г.

4. *Олифер В.Г., Олифер Н.А.* Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. СПб.: Питер, 2001. 672 с.: ил.

5. *Dixon R.C.* Spread Spectrum Systems with commercial applications. New York: John Wiley & Sons, Inc., Third Edition, 1994.

Статья поступила в редакцию 17 декабря 2014 года

УДК 004.724.4

МОДЕЛИРОВАНИЕ МОБИЛЬНОЙ БЕСПРОВОДНОЙ СЕНСОРНОЙ СЕТИ С ОДНИМ УЗЛОМ-СТОКОМ

С.Н. Жарков, старший инженер, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: szharkov@mail.ru

На основе анализа применяемых методов моделирования распределения узлов мобильной беспроводной сенсорной сети (МБСнС) на исследуемой территории, процесса энергопотребления в сенсорных узлах, их движения, формирования маршрутов между узлами и процесса кластеризации в среде MATLAB создана модель МБСнС для оценки характеристик МБСнС с одним узлом-стоком. С помощью модели исследовано влияние размера проактивного кластера, формируемого вокруг собирающего узла, на эффективность функционирования сети.

Ключевые слова: *мобильная беспроводная сенсорная сеть, энергопотребление, кластеризация, маршрутизация, движение сенсорных узлов, эффективность функционирования мобильной сенсорной сети.*

MOBILE WIRELESS SENSOR NETWORK MODELING WITH ONE SINK NODE

S.N. Zharkov, senior engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: szharkov@mail.ru

On a basis of the used modeling methods of a mobile wireless sensor network (MWSN) nodes distribution on the investigated territory, a power consumption process in sensor nodes, their movements, a route forming among nodes and clustering process in MATLAB environment a MWSN model is made for estimation of a mobile wireless sensor network with one sink node. The influence of a proactive cluster size, formed around a collecting node, on the network functioning efficiency is investigated with the model use.

Keywords: *mobile wireless sensor network, energy consumption, clustering, routing, sensor nodes moving, efficiency of a mobile sensor network functioning.*

Согласно концепции Интернета вещей [1], определенной Международным союзом электросвязи, современные сети связи будут развиваться на основе принципов самоорганизации без участия человека. К таким сетям относятся беспроводные сенсорные сети (БСнС), которым в последнее время уделяется большое внимание [1–3]. БСнС, являясь особым видом беспроводных ad hoc сетей, состоят из множества сенсорных устройств (сенсорных узлов), распределенных на определенной территории. Каждый сенсорный узел способен измерять различные параметры и устанавливать беспроводные соединения с другими сенсорными узлами, обрабатывать радиосигналы и формировать маршруты для передачи данных измерения. Основная область применения БСнС – мониторинг заданного района [2, 4, 5] и передача измеренных параметров удаленной базовой станции (БС). В частности, БСнС применяются для своевременного обнаружения нарушителя. В [2] доказывается, что эффективность выполнения такой задачи выше, если узлы БСнС мобильны. Учитывая важность применения беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) и автономных плавающих аппаратов при выполнении различных задач [4–8], а также успешные результаты разработки миниатюрных БПЛА [9, 10] и автономных надводных/подвод-ных аппаратов [11, 12], можно предположить, что при мониторинге исследуемого района в скором будущем будут использоваться мобильные автономные роботы, образующие мобильную беспроводную сенсорную сеть (МБСнС).

Для исследования характеристик БСнС разработано множество моделей [13–19], классифицируемых в зависимости от задач, которые исследователи ставят перед собой:

– модели для исследования влияния среды распространения на характеристики БСнС [13];

– модели БСнС для анализа трафика в БСнС [14, 15];

– модели БСнС для сравнения характеристик используемых протоколов маршрутизации [16];

– модели энергопотребления в узлах БСнС и исследования его влияния на характеристики сети [17, 18];

– модели движения узлов БСнС для исследования его влияния на характеристики сети [19] и др.

Тем не менее, несмотря на достоинства описанных в литературе моделей БСнС, они не позволяют проводить исследования влияния размера проактивного кластера на эффективность

 ISSN 1995-7009

МБСнС, в которой данные собираются БПЛА и после обработки отправляются удаленной БС. Учитывая актуальность такой задачи, в настоящей статье на основе анализа применяемых методов моделирования распределения узлов МБСнС на исследуемой территории, процесса энергопотребления в сенсорных узлах, их движения, формирования маршрутов между узлами и процесса кластеризации в среде MATLAB создана модель МБСнС с одним узлом-стоком.

Статья имеет следующую структуру. В первом разделе описана исследуемая МБСнС. Во втором разделе представлен краткий обзор методов моделирования движения узлов МБСнС, моделирования развертывания узлов БСнС, методов энергопотребления в узлах БСнС. В третьем разделе излагаются результаты исследования влияния размера проактивного кластера на время жизни МБСнС.

1. Описание исследуемой мобильной сенсорной сети

Согласно [3], мобильность узлов БСнС может увеличить время жизни сети, улучшить сетевое покрытие и повысить эффективность адаптации сети к функциональным требованиям. Улучшение характеристик за счет мобильности может быть достигнуто с помощью использования мобильных собирающих узлов (узлов-стоков) [3] и/или мобильных ретрансляторов.

В настоящей статье рассмотрена многоуровневая МБСнС с одним мобильным узлом-стоком и мобильными узлами, которые способны выполнять функции ретрансляторов. Узлами первого и второго уровней иерархии (рис. 1) могут быть малые БПЛА или другие автономные мобильные аппараты, а узлом третьего уровня (мобильного узла-стока) – БПЛА, собирающий данные от мобильных сенсорных узлов и после агрегации передающий их удаленной БС.

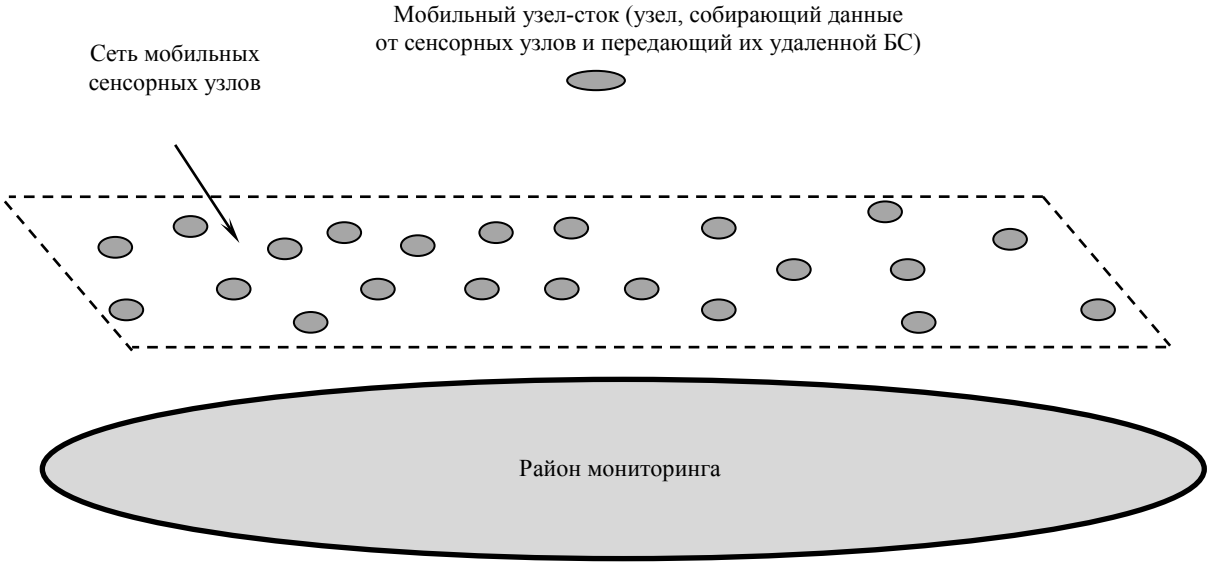


Рис. 1. Моделируемая мобильная беспроводная сенсорная сеть

Узел-сток перемещается в районе мониторинга и собирает данные от узлов МБСнС. Между выполняемыми процедурами сбора данных узел-сток перемещается из одного участка района мониторинга в другой, а также осуществляет мониторинг окружающей обстановки, например проводит сбор видеоинформации. Для сбора данных от сенсорных узлов вокруг узла-стока формируется кластер в виде проактивного дерева способом, аналогичным соответствующей процедуре стандарта IEEE 802.11s [20], но дополненным учетом энергопотребления в сенсорных узлах. Сенсорные узлы, ставшие членами кластера, передают узлу-стоку данные с помощью процедуры протокола LEACH [17]. При этом время сбора узлом-стоком данных от сенсорных узлов кластера, сформированного вокруг него, делится на временные подсессии, в течение которых 1) каждый n-й узел кластера генерирует случайное число ξ_n от 0 до 1; 2) каждый n-й узел кластера вычисляет пороговое значение $T_n(i)$ по формуле

$$T_n(i)=\begin{cases}\dfrac{P}{1-P\left(\mathrm{mod}\left[i,1/P\right]\right)}, & n\in G_i;\\ 0, & n\notin G_i,\end{cases}$$

где n – номер узла сети; i – номер временного этапа функционирования сети; mod() – операция определения остатка от деления; P – параметр, характеризующий желательное количество головных узлов в течение i-го временного этапа $P = N_a/N$, где N_a – желательное количество функционирующих головных узлов, N – общее количество функционирующих узлов в сети; G_i – множество узлов, которые не были выбраны головными узлами последние $1/P_n$ временных этапов. Например, если P = 0,05, то для n-го узла значение T_n в нулевом цикле равно 0,05; во 2-м цикле $T_n(2)$ = 0,0526,…, в течение i_0-го временного этапа $T_n(i_0) = 1$, где i_0 = round(1/P–1), round() – операция округления. Каждый n-й узел сравнивает значение $\xi_n(i)$ с $T_n(i)$. Если $\xi_n(i) \le T_n(i)$, то узел выбирается к качестве головного узла, иначе он становится одним из собирающих узлов. На рис. 2 показаны графики зависимостей T_n от номера временного этапа i при P = 0,05; 0,1 и 0,3.

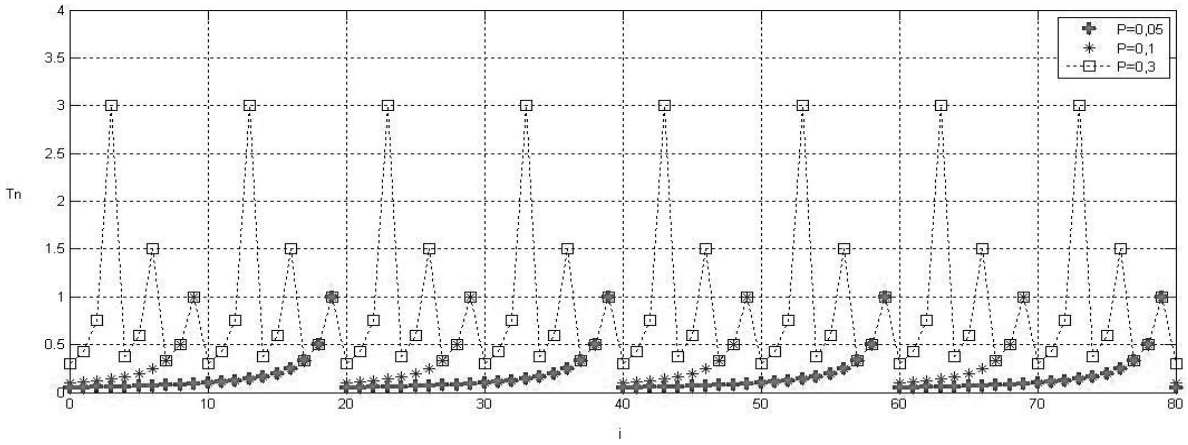


Рис. 2. Зависимости порогового значения T_n от номера временного этапа функционирования беспроводной сенсорной сети i

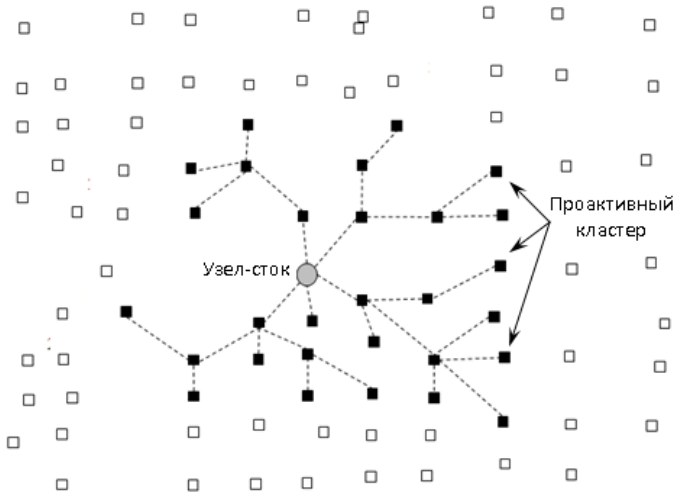


Рис. 3. Формирование проактивного кластера вокруг узла-стока

После этого головные узлы широковещательно рассылают приветственные сообщения соседним узлам. Узлы, которые принимают такие приветственные сообщения, выбирают для себя те головные узлы, мощность сигналов от которых была наибольшей. Затем эти узлы отправляют выбранным головным узлам запросы на присоединение к кластеру. Головные узлы, получив запросы, добавляют информацию об узлах, отправивших эти сообщения, в таблицу соседних узлов и формируют далее для них временное расписание для передачи данных (TDMA-расписание), которое многоадресно им рассылают. На этом фаза формирования кластеров вокруг головных узлов завершается.

В фазе передачи данных каждый узел в кластере вокруг головного узла отправляет данные головному узлу согласно TDMA-расписанию. После получения данных от всех узлов кластера головные узлы агрегируют данные и отправляет их узлу-стоку.

2. Особенности моделирования мобильной беспроводной сенсорной сети

2.1. Моделирование движения сенсорных узлов

Согласно [19], для моделирования движения узлов мобильных беспроводных ad hoc сетей (MANET), к которым относятся МБСнС, могут использоваться две основные модели: модель RWkM (Random Walk Mobility Model) и модель RWpM (Random Waypoint Mobility Model).

При использовании модели RWkM каждый *i*-й узел случайно выбирает направление из интервала $[0,2\pi)$. Узел *i* движется в выбранном направлении с определенной скоростью в течение некоторого времени, которое задается в начале моделирования и не меняется в дальнейшем или определяется как время, в течение которого узел продвигается на расстояние *d*. Если *i*-й узел достигает границы района развертывания сети, то дальше начинает двигаться в направлении, которое определяется «углом отражения» от границы.

При использовании модели RWpM для каждого *i*-го узла случайно выбирается точка района развертывания сети, в направлении которой он начинает двигаться с определенной скоростью. После достижения *i*-м узлом выбранной точки случайно выбирается новая точка, в направлении которой *i*-узел продолжает свое движение.

Используемая в настоящей работе модель движения узлов основана на модели RWkM и RWpM. Предполагается, что каждый узел (в том числе и узел-сток) может двигаться с постоянной скоростью, а направление движения выбирается случайно по равномерному закону распределения. Из-за использования квадратных ячеек, в центр которых могут передвигаться сенсорные узлы, возникает проблема моделирования движения в выбранном случайным образом направлении, так как ячейка, в которую должен переместиться узел, может быть занята другим узлом. Для ее решения при моделировании движения сенсорных узлов предлагается считать, что узел может переместиться только в свободные ячейки согласно выбранной модели движения, т.е. узел остается неподвижным, если все ячейки, куда он мог бы переместиться, заняты другими сенсорными узлами. На рис. 4 и 5 показаны примеры траектории случайно перемещающегося узла-стока (за одну итерацию узел передвигается на одну ячейку) при использовании модели RWkM и RWpM.

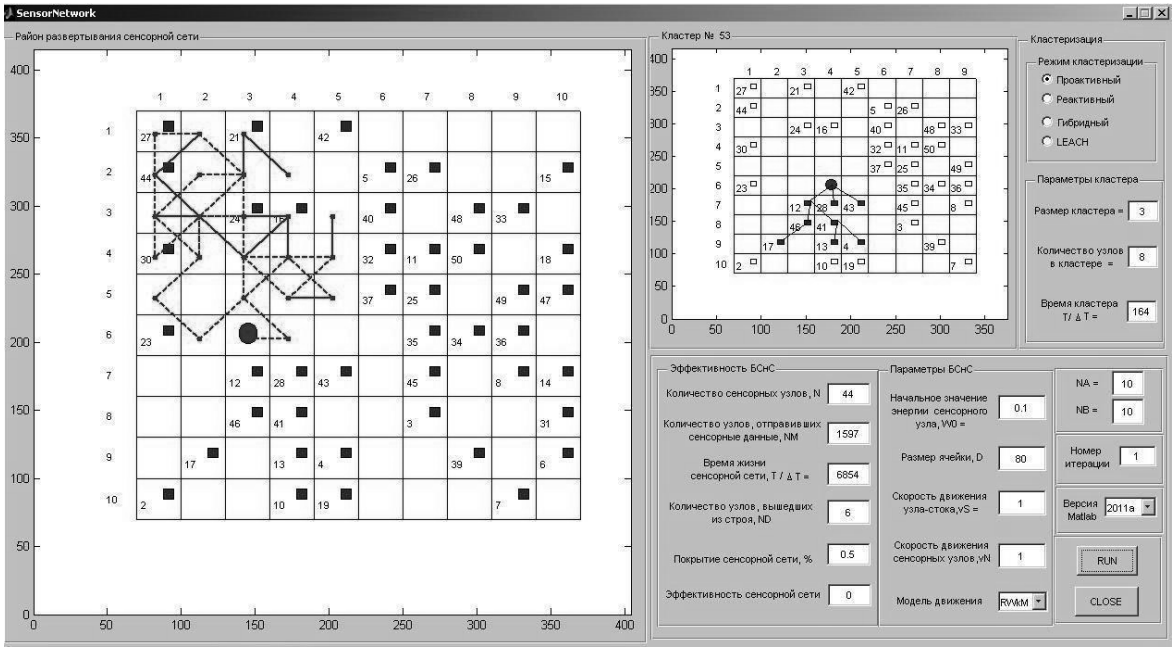


Рис. 4. Моделирование движения узла-стока с помощью модели RWkM

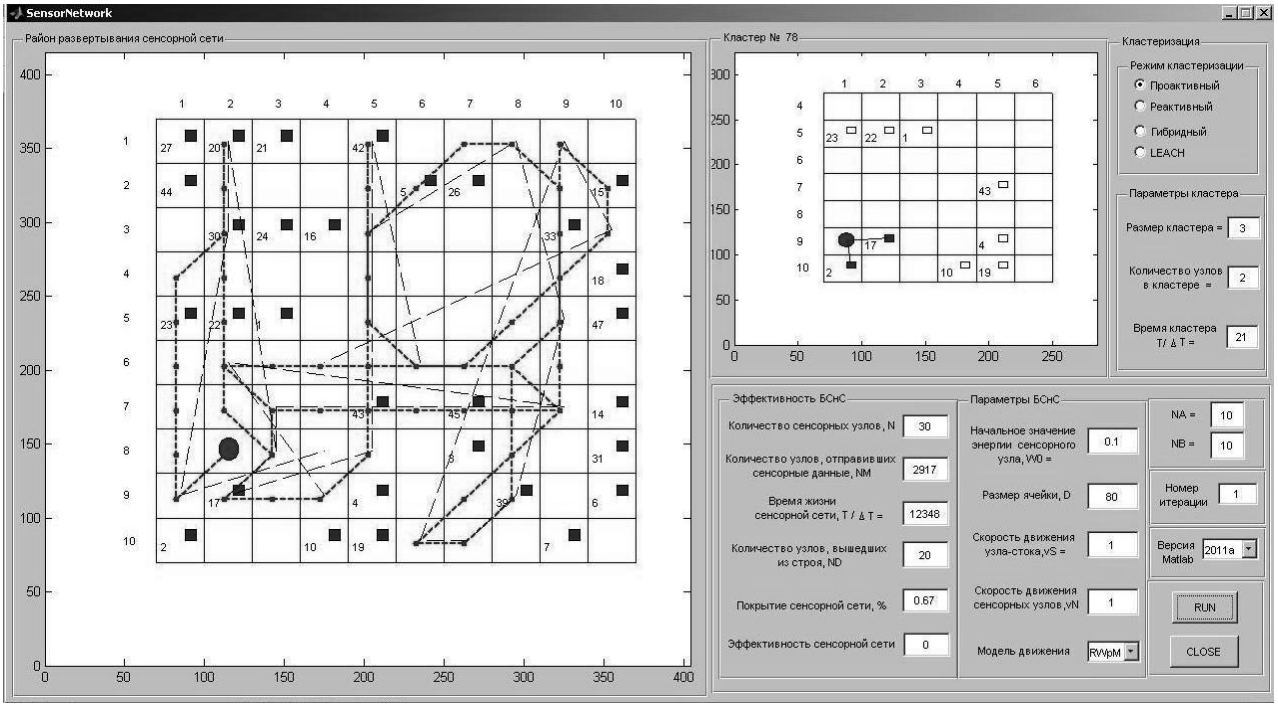


Рис. 5. Моделирование движения узла-стока с помощью модели RWpM при $\Delta T_{\mathrm{RWpM}} = 10$

2.2. Моделирование развертывания беспроводной сенсорной сети

Согласно [21], БСнС могут быть классифицированы следующим образом:

1) БСнС, которые собирают и передают данные удаленной БС при наступлении некоторого события, например при обнаружении сенсорами нарушителя (Event-Driven – ED);

2) БСнС, которые собирают и передают данные удаленной БС постоянно (Time-Driven – TD).

Сенсорные сети первой группы будем называть БСнС-ED, а второй группы – БСнС-TD.

Для моделирования расположения узлов-источников (узлов, которые инициируют передачу данных БС) могут быть использованы два метода расположения узлов-источников [22]: ER (Event Radius) и RS (Random Source). При использовании метода ER (рис. 6) узлами-источниками становятся сенсорные узлы, у которых в область сенсирования попадает район, в котором произошло детектируемое событие, т.е. этот метод следует применять при моделировании БСнС-ED. При использовании метода RS (рис. 7) узлами-источниками становятся сенсорные узлы, которые собирают данные постоянно и, накопив их, после обработки отправляют БС. Очевидно, что их расположение в районе мониторинга следует моделировать как случайное. Метод RS можно использовать при исследовании БСнС-TD.

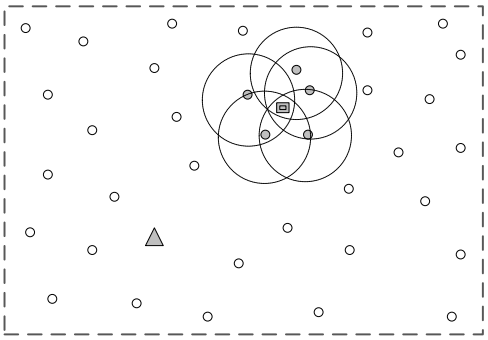


Рис. 6. Применение метода ER при развертывании беспроводной сенсорной сети

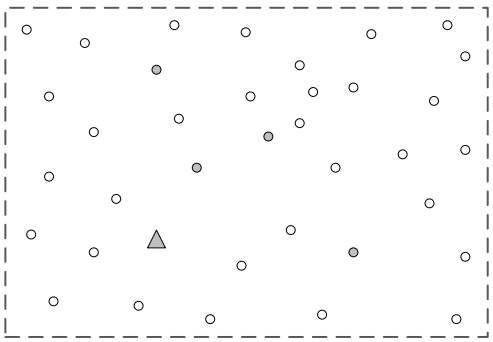


Рис. 7. Применение метода RS при развертывании беспроводной сенсорной сети

В настоящей статье предполагается, что рассматриваемая БСнС относится к классу БСнС-TD, и при моделировании расположения узлов-источников используется метод RS.

Аналогично [23] предполагаем, что сенсорные узлы распределены в прямоугольной области по равномерному закону. Все сенсорные узлы (собирающие данные, передающие данные и головные узлы кластеров) могут быть мобильными. Для уменьшения вычислительной сложности моделирования (например, поиска соседних узлов, их движения и др.) район обслуживания сети будем разбивать на квадратные ячейки (рис. 8), в каждой из которых может находиться только один узел. Размер района, в котором первоначально распределяются узлы МБСнС, составляет ($A\times B$), где $A = N_A\Delta$, $B = N_B\Delta$, Δ – расстояние между соседними сенсорными узлами. В настоящей работе будем предполагать, что $N_A = N_B = 10$, а $\Delta = 80$ м.

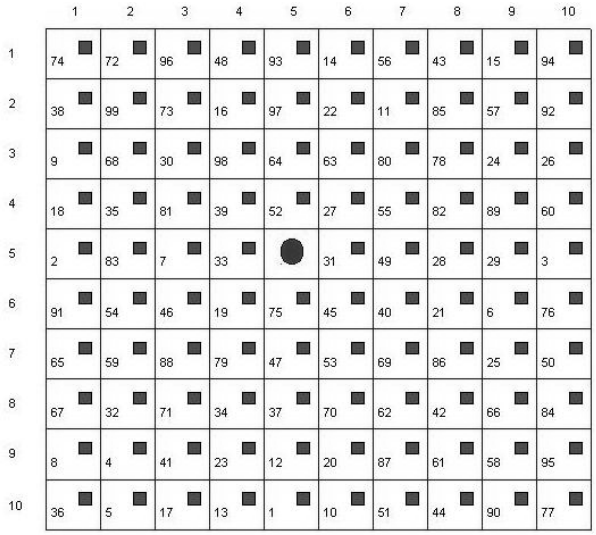


Рис. 8. Распределение 99 сенсорных узлов в районе мониторинга размером ($10\Delta\times10\Delta$)

2.3. Моделирование энергопотребления в узлах мобильной сенсорной сети

Энергопотребление учитывается тем, что перед формированием кластера в следующую сессию узлы, имеющие энергию батарей меньше порогового значения, признаются вышедшими из строя и в дальнейшем не рассматриваются. При моделировании энергопотребления в узле беспроводной сенсорной сети в настоящей статье используется модель Хейзельман [17], согласно которой при передаче k-битного сообщения на расстояние d тратится энергия W_{Tx}, значение которой определяется по формуле

$$W_{Tx}(k,d) = E_{elec}k + \varepsilon_{amp}k\,d,$$

а значение энергии W_{Rx} при приёме такого сообщения – по формуле

$$W_{Rx}(k) = E_{elec}k.$$

Значения параметров следующие: $E_{Tx-elec} = E_{Rx-elec} = 50$ нДж/бит, $\varepsilon_{amp} = 100$ пДж/бит/м^2, $k = 500$ (при передаче служебных данных) и $k = 4000$ (при передаче данных мониторинга).

3. Исследование влияния размера проактивного кластера на время жизни мобильной беспроводной сенсорной сети

С помощью созданной модели МБСнС, интерфейс которой показан на рис. 4 и 5, было исследовано влияние размера проактивного кластера на эффективность МБСнС при начальном значении заряда батарей сенсорных узлов $W_0 = 0{,}1$ Дж, начальном значении количества сенсорных узлов $N_0 = 99$, распределенных в районе с размерами $N_A = N_B = 10$, размере ячейки района мониторинга $\Delta = 80$ м. Сенсорные узлы передвигаются согласно выбранным моделям движения каждый раз при движении узла-стока. Среднее время ретрансляции предполагалось равным 40 мс. Длительность временного промежутка T_0 между формированиями кластеров была выбрана равной 10 с. Время жизни МБСнС определялось как время, через которое вокруг собирающего узла-стока перестают формироваться «непустые» (с количеством узлов, большим нуля) проактивные кластеры.

На рис. 9 и 14 показаны зависимости количества узлов N_m, отправивших данные мониторинга, от времени T при значениях размера кластера $PrS = 1, 2, 3, 4$ при использовании модели движения RWkM и RpWM соответственно, а на рис. 10 и 15 – зависимости количества «живых» (функционирующих) узлов от времени T [с] при $PrS = 1, 2, 3, 4$ при использовании модели движения RWkM и RpWM соответственно. При получении приведенных зависимостей моделирование прекращалось после 10 следующих под-

ряд друг за другом неудачных попыток сформировать проактивный кластер ненулевого размера вокруг узла-стока.

Видно, что при увеличении PrS количество опрашиваемых сенсорных узлов N_m увеличивается, а количество «живых» (функционирующих) узлов N уменьшается. В таблице приведены значения N_m и N через 6 мин, 1 ч и 10 ч при выбранных значениях параметров и при использовании моделей движения RWkM и RWpM.

В качестве оценки эффективности выбора значения PrS будем использовать целевую функцию в виде

$$C(T,PrS,a_1,a_2) = \\ = a_1\frac{N_m(T,PrS)}{N_m^0} + a_2\frac{1}{N_0 - N(T,PrS)},$$

где N_m^0 – нормирующий коэффициент, выбранный равным 12000; N_0 – начальное количество функционирующих сенсорных узлов, равное 99; a_1 и a_2 – коэффициенты, учитывающие важность изменения соответствующего параметра, так что $a_1+a_2 = 1$ (если $a_1 = 0{,}3$ и $a_2 = 0{,}7$, то это означает, что изменение количества узлов, отправивших данные мониторинга узлу-стоку, для нас менее важно, чем изменение количества «живых» (функционирующих) узлов в МБСнС).

На рис. 11–13 и рис. 16–18 представлены зависимости целевой функции при $a_1 = 0.2$, 0.5, 0,7 и $a_2 = 0.2$, 0.5, 0.7 от времени T. Из их анализа можно сделать следующие выводы:

1) оптимальный размер кластера PrS_{opt} зависит от значений коэффициентов важности a_1 и a_2;

2) при $a_1 \le 0.5$ лучшим выбором будет единичный размер кластера;

3) при $a_1 > 0.5$ лучшие значения целевой функции достигаются при разных значениях размера кластера PrS в зависимости от времени T, например, если $a_1 = 0.7$, то при 72 с$<T<$36 мин эффективнее использовать $PrS = 4$, а при $T>$36 мин – $PrS = 1$).

Таблица

Значения N_m и N через время Δt = 6 мин

PrS	Δt = 6				Δt = 1ч				Δt = 10ч			
	RWkM		RWpM		RWkM		RWpM		RWkM		RWpM	
	N_m	N	N_m	N	N_m	N	N_m	N	N_m	N	N_m	N
1	1813	98	1823	98	9723	57	11013	37	11907	56	11995	4
2	5300	71	6072	61	8214	19	8316	8	8214	19	8316	8
3	7013	38	7817	36	8198	11	8312	5	8198	11	8312	4
4	7924	27	8011	28	8225	9	8309	7	8225	9	8309	6

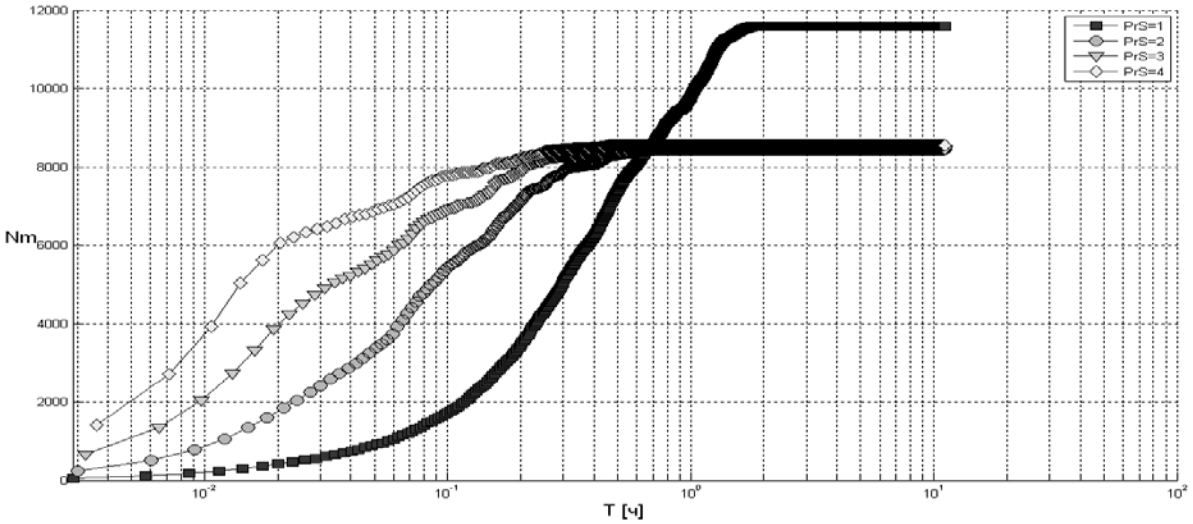


Рис. 9. График зависимости количества узлов N_m, отправивших данные мониторинга, от времени T [с] при использовании модели движения RWkM

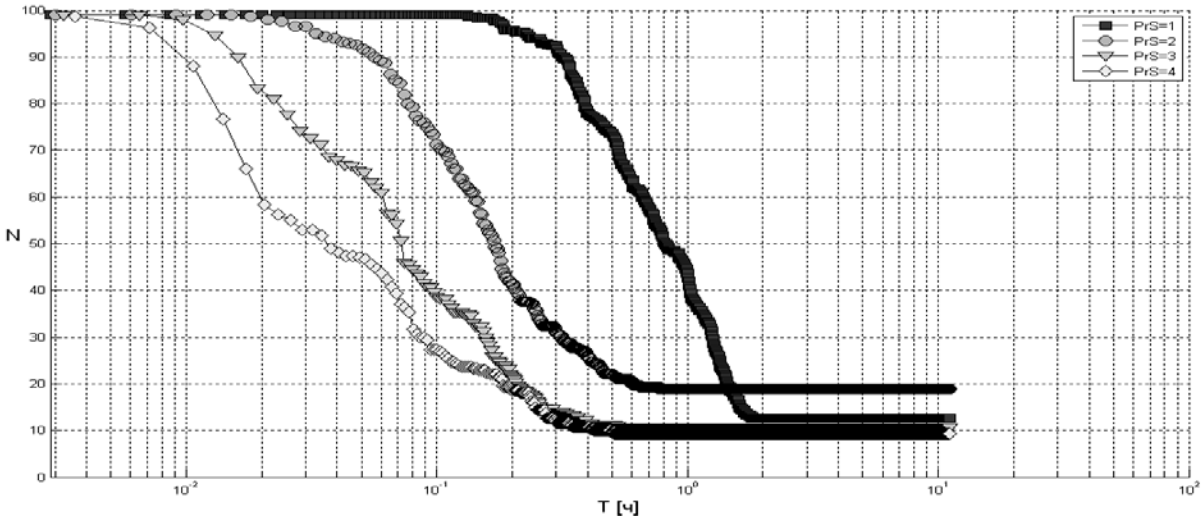


Рис. 10. График зависимости количества «живых» (функционирующих) узлов N, отправивших данные мониторинга, от времени T [с] при использовании модели движения RWkM

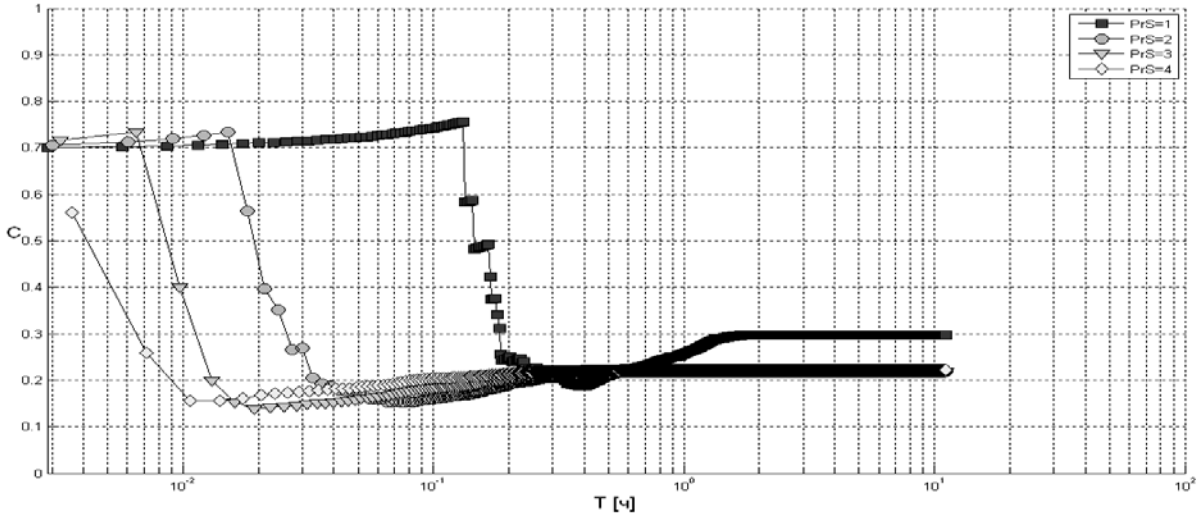


Рис. 11. График зависимости целевой функции $C(T)$ от времени T [с] при $a_1 = 0{,}3$, $a_2 = 0{,}7$ при использовании модели движения RWkM

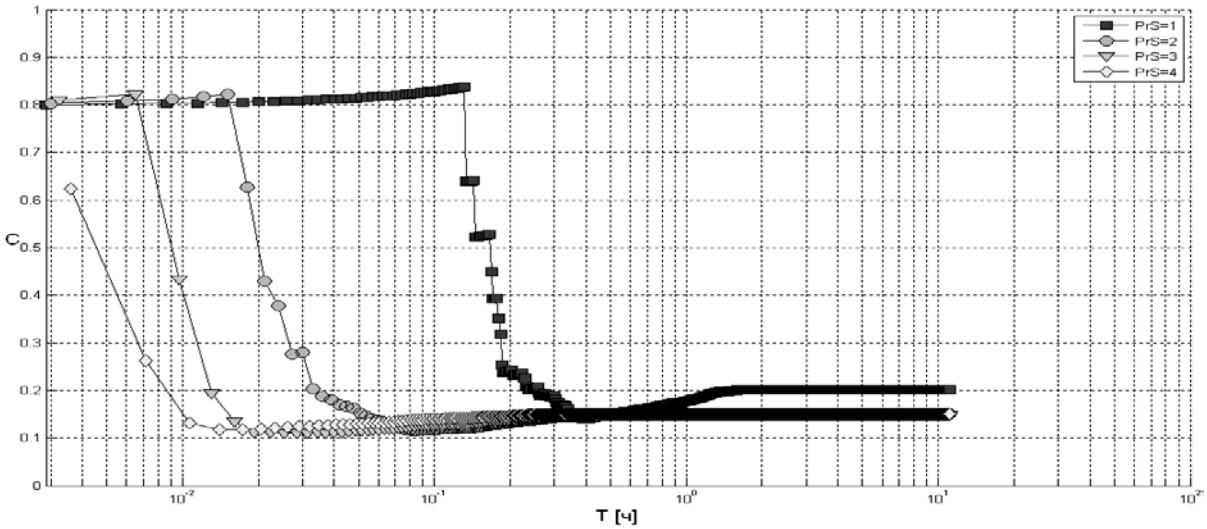


Рис. 12. График зависимости целевой функции $C(T)$ от времени T [с] при $a_1 = 0{,}5$, $a_2 = 0{,}5$ при использовании модели движения RWkM

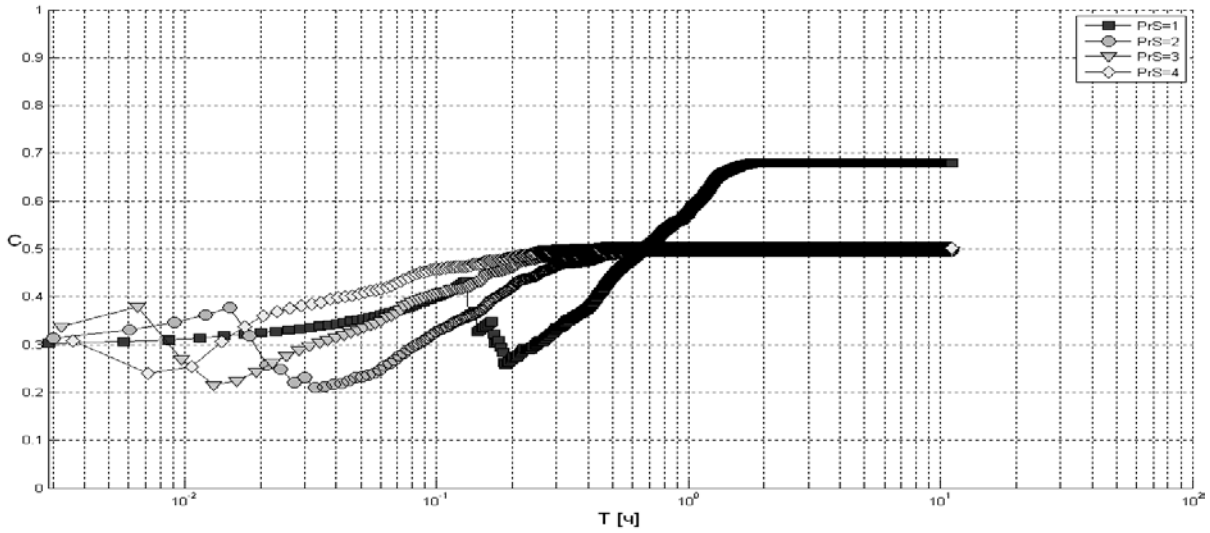


Рис. 13. График зависимости целевой функции $C(T)$ от времени T [с]
при $a_1 = 0{,}7$, $a_2 = 0{,}3$ при использовании модели движения RWkM

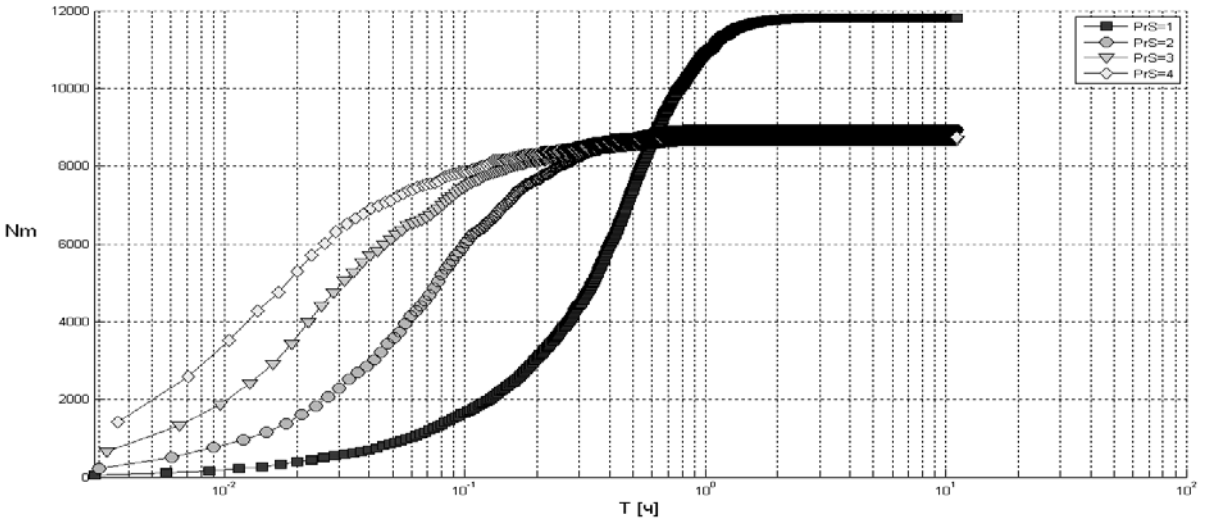


Рис. 14. График зависимости количества узлов N_m, отправивших данные мониторинга,
от времени T[с] при использовании модели движения RWpM

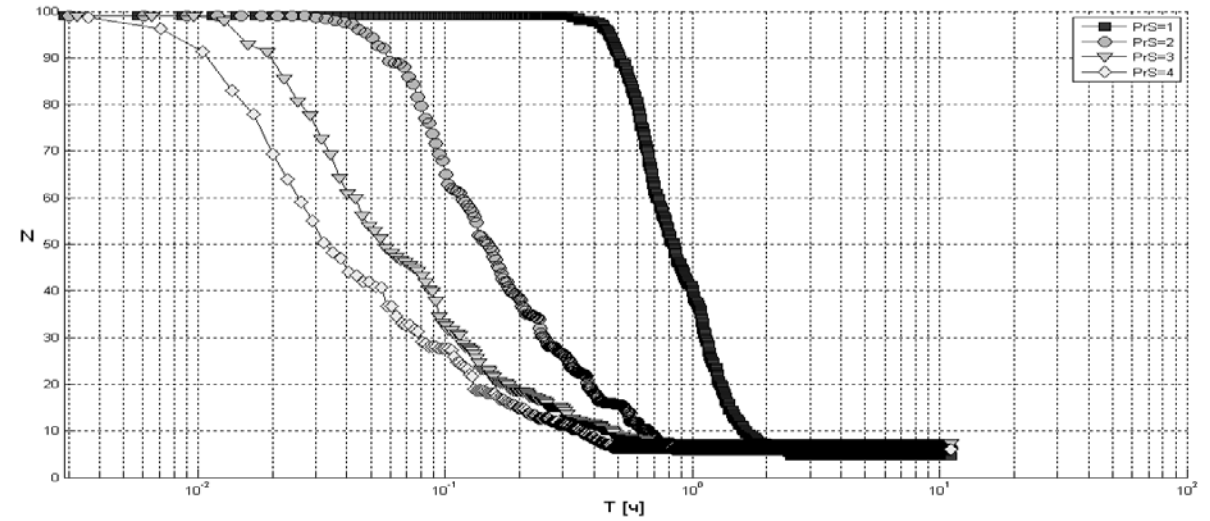


Рис. 15. График зависимости количества «живых» (функционирующих) узлов N,
отправивших данные мониторинга, от времени T [с] при использовании модели движения RWpM

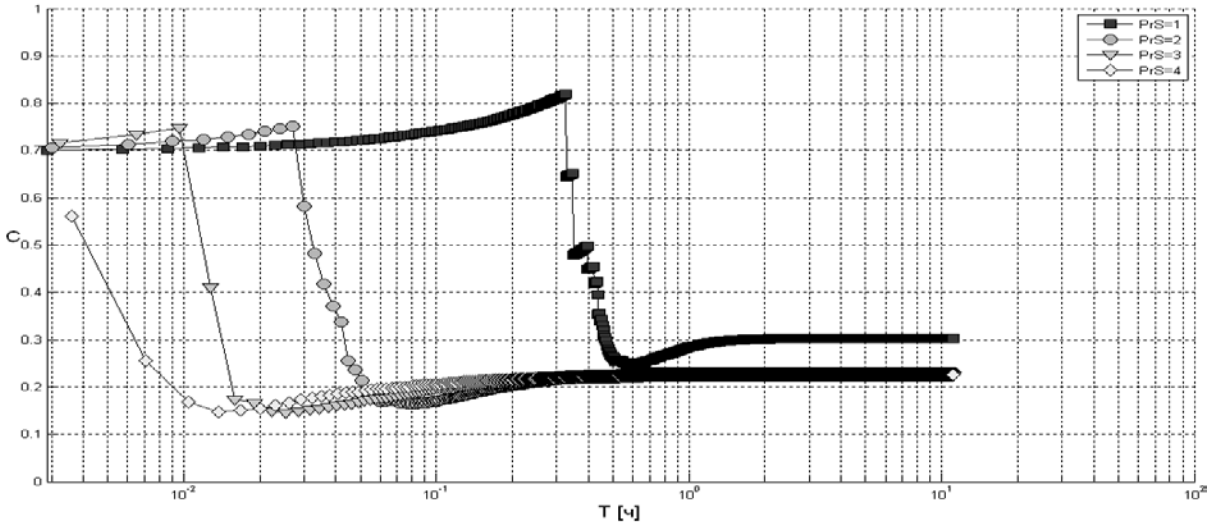


Рис. 16. График зависимости целевой функции $C(T)$ от времени T [с] при $a_1 = 0{,}3$, $a_2 = 0{,}7$ при использовании модели движения RWpM

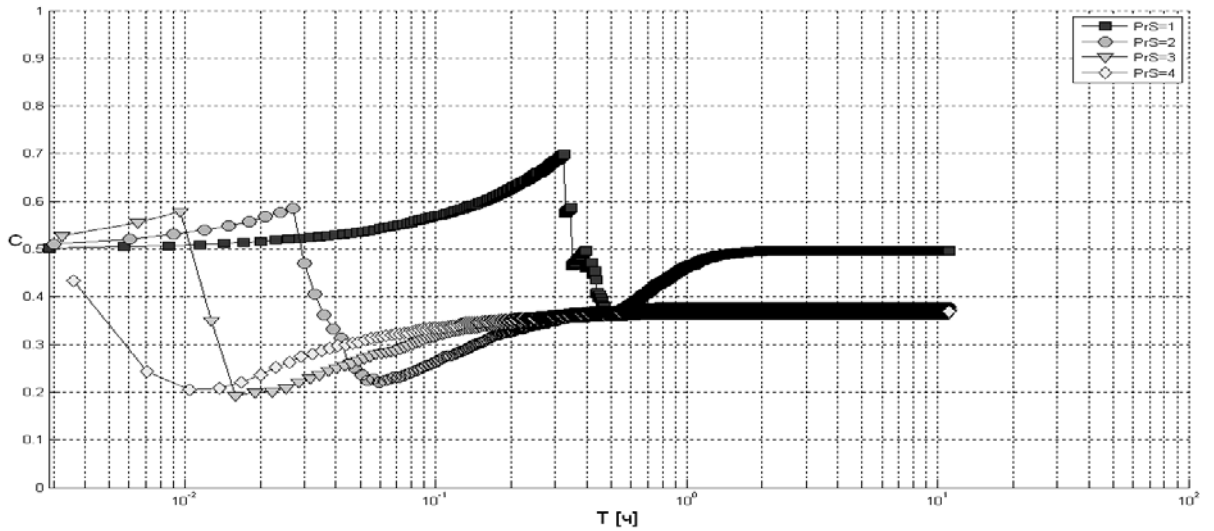


Рис. 17. График зависимости целевой функции $C(T)$ от времени T [с] при $a_1 = 0{,}5$, $a_2 = 0{,}5$ при использовании модели движения RWpM

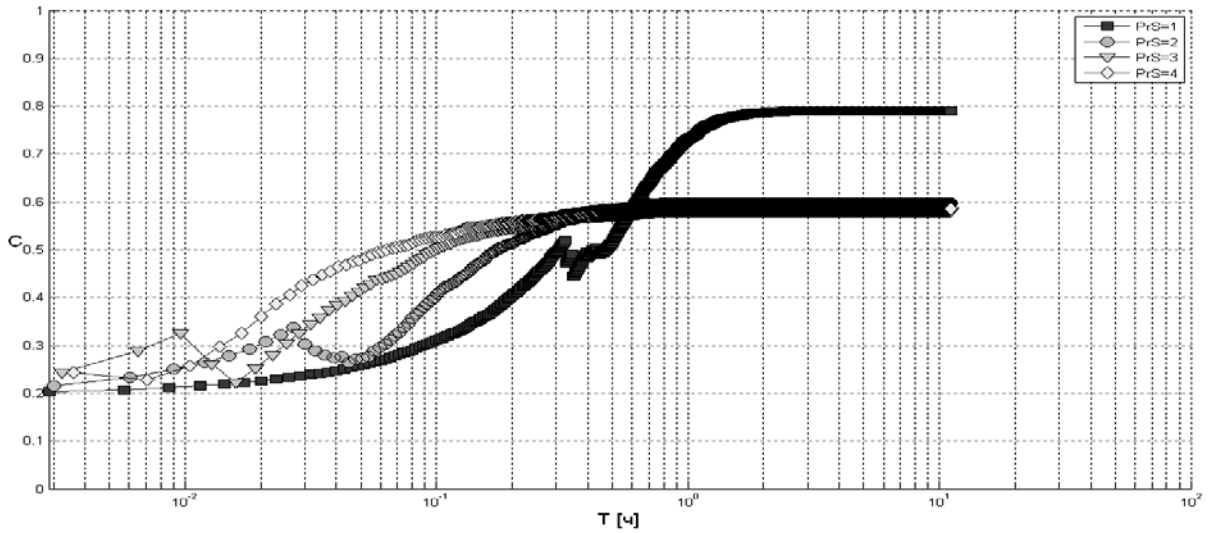


Рис. 18. График зависимости целевой функции $C(T)$ от времени T [с] при $a_1 = 0{,}7$, $a_2 = 0{,}3$ при использовании модели движения RWpM

Заключение

В настоящей работе представлен краткий анализ методов моделирования МБСнС – беспроводной сенсорной сети с мобильными узлами и узлом-стоком, на основе которого в среде MATLAB была создана имитационная модель такой сети. С помощью модели исследовано функционирование МБСнС при разном размере проактивного кластера *PrS*, формируемого вокруг собирающего данные узла-стока. Показано, что на разных временных отрезках эффективнее использовать разные значения размера кластера, что дает основания предположить возможность адаптивного его изменения. Разработка такого адаптивного алгоритма и анализ его характеристик будут проведены в дальнейших исследованиях.

Литература

1. *Кучерявый А.Е.* Интернет вещей // Электросвязь. № 1. 2013. С. 21–24.

2. *Liu B., Dousse O., Nain Ph., Towsley D.* Dynamic Coverage of Mobile Sensor Networks // IEEE Trans. On Parallel and Distributed Systems. Vol. 24, № 2, Febr. 2013. Pp. 301–311.

3. Application and Multidisciplinary Aspects of Wireless Sensor Networks: Concepts, Integration and Case Studies / edited by L. Gavrilovska, S. Krco, V. Milutinovic, I. Stojmenovic, R. Trobec / Springer-Verlag London Limited 2011. 282 p.

4. *Кучерявый А.Е., Владыко А.Г., Киричек Р.В., Парамонов А.И., Прокопьев А.В., Богданов И.А., Дорт-Гольц А.А.* Летающие сенсорные сети // Электросвязь. 2014. № 9. С. 2–5.

5. *Ахтеров А.В., Кирильченко А.А., Павловский В.Е., Рогозин К.В.* Способы управления распределенной мобильной системой в условиях неопределенности / Препринты ИПМ им. М.В. Келдыша. 2012. № 67. 32 с. URL: http://library.keldysh.ru/preprint.asp?id==2012-67.

6. *Трофимов Н.А.* Технологии беспилотных летательных аппаратов: применение в военных конфликтах будущего // Наука за рубежом: ежемесячное обозрение института проблем развития науки РАН. Апрель, 2012. № 12. 15 с.

7. Морской робот Wave Glider SV3 компании Liquid Robotics // Ежемесячный информационный бюллетень Всероссийского института научной и технической информации (ВИНИТИ РАН) «Иностранная печать об экономическом, научно-техническом и военном потенциале государств – участников СНГ и технических средствах его выявления (серия: техническое оснащение спецслужб зарубежных государств). 2014. № 1. С. 30–33.

8. XXI век: новые концепции, технологии, исследования, разработки (краткое сообщение о роботерыбе, разработанном специалистами из Эстонии, Латвии, Великобритании и Италии в рамках финансируемого Евросоюзом проекта FILOS) // Зарубежное военное обозрение. 2014. № 4.

9. Краткое сообщение о роботе-мухе, разработанном сотрудниками Гарвардского университета // Ежемесячный информационный бюллетень Всероссийского института научной и технической информации (ВИНИТИ РАН) «Иностранная печать об экономическом, научно-техническом и военном потенциале государств – участников СНГ и технических средствах его выявления (серия: техническое оснащение спецслужб зарубежных государств). 2014. № 9. С. 50–51.

10. Технология махолета: робот-пчела для наблюдения // Ежемесячный информационный бюллетень Всероссийского института научной и технической информации (ВИНИТИ РАН) «Иностранная печать об экономическом, научно-техническом и военном потенциале государств – участников СНГ и технических средствах его выявления (серия: техническое оснащение спецслужб зарубежных государств). 2014. № 2. С. 7–9.

11. Автономные плавательные устройства компании Liquid Robotics // Ежемесячный информационный бюллетень Всероссийского института научной и технической информации (ВИНИТИ РАН) «Иностранная печать об экономическом, научно-техническом и военном потенциале государств – участников СНГ и технических средствах его выявления (серия: техническое оснащение спецслужб зарубежных государств). 2014. № 9. С. 8–10.

12. XXI век: новые концепции, технологии, исследования, разработки (краткое сообщение о роботерыбе, разработанного специалистами из Эстонии, Латвии, Великобритании и Италии в рамках финансируемого Евросоюзом проекта FILOS) // Зарубежное военное обозрение. № 4. 2014.

13. *Гавриленко В.Г., Ельцов А.Ю., Кирюшин А.А., Лобанов С.В., Садков А.Н.* Детальное моделирование физического уровня в симуляторе беспроводных сенсорных сетей // Радиотехника и электроника. 2009. № 4. С. 465–475.

14. *Выборнова А.И.* Модели беспроводных сенсорных сетей для различных применений // Электросвязь. 2013. № 1. С. 24–27.

15. *Выборнова А.И.* Модель источника трафика в беспроводных сенсорных сетях слежения за целью // Электросвязь. 2014. № 9. С. 11–13.

16. *Мутханна А.С.* Сравнение протоколов маршрутизации для всепроникающих сенсорных сетей // Электросвязь. 2014. № 5. С. 5–10.

17. *Heinzelman W.R., Chandrakasan A., Balakrishnan H.* Energy-Efficient Communication Protocol for Wireless Microsensor Networks // Proceedings of the 33rd Hawaii International Conference on System Sciences, Maui, Hawaii USA, 4-7 January 2000. Pp. 1–10.

18. *Zhou H.-Y., Luo D.-Y., Gao Y., Zuo D.-Ch.* Modeling of Node Energy Consumptionfor Wireless Sensor Networks // Wireless Sensor Network. 2011. № 3. Pp. 18–23.

19. *Camp T., Boleng J., Davies V.* A Survey of Mobility Models for Ad Hoc Network Research // Wireless Communication & Mobile Computing (WCMC): Special issue on Mobile Ad Hoc Networking Research, Trends and Applications. 2002. Vol. 2, № 5. Pp. 483–502.

20. IEEE Standard 802.11s-2011 – IEEE Standard for Information Technology – Telecommunications and information exchange between systems. Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications Amendment 10: Mesh Networking, 10 September 2011.

21. Handbook of Sensor Networks: Compact Wireless and Wired Sensing Systems / edited by M. Ilyas and I. Mahgub / CRC PRESS; Boca Raton, London, New York, Washington. 2005. 776 p.

22. *Al-Karaki J.N., Kamal Ah.E.* Routing Techniques in Wireless Sensor Networks: A Survey // IEEE Wireless Communications. Dec. 2004. Vol. 11, Issue 6. Pp. 6–28.

23. *Kumar D., Aseri T.C., Patel R.B.* EECDA: Energy Efficient Clustering and Data Aggregation Protocol for Heterogeneous Wireless Sensor Networks // Int. J. of Computers, Communications & Control. March 2011. Vol. 6, № 1. Pp. 113–124.

Статья поступила в редакцию 15 января 2015 года

УДК 621.372.018.78

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ОБЪЕКТОВ ПРОСТРАНСТВА СОСТОЯНИЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА

Н.М. Назаров, начальник сектора, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: nicksx@rambler.ru

Осуществляется проекция осей координат, фокусов и линии достижения экстремальных значений из исходного пространства состояний в новое.

Ключевые слова: *последовательный колебательный контур, пространство состояний.*

THE SERIES-OSCILLATING CIRCUIT STATE SPACE OBJECTS TRANSFORMATION

N.M. Nazarov, head of sector, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: nicksx@rambler.ru

The projection of coordinate axes, focal and progress extreme value lines from the original state space to a new one is carried out.

Keywords: *series-oscillating circuit, state space.*

Рассматривается последовательный колебательный контур. Входным сигналом является напряжение ЭДС, которое представляет собой кусочно-постоянную функцию. Выходным сигналом является ток, протекающий через сопротивление нагрузки. Такая схема используется при решении задачи излучения широкополосного фазоманипулированного сигнала в области низких частот. Возникающее противоречие между шириной полосы излучаемого сигнала и шириной полосы пропускания высокодобротного контура требует для своего разрешения разработки специальных методов синтеза управляющих воздействий. Вопрос о мгновенном переключении фазы тока, протекающего через нагрузку, поставлен и решен в [1]. Вопросы формирования плоской вершины на тактовом интервале и перевода контура в состояние, пригодное для переключения фазы, требуют применения методов составления и решения дифференциальных уравнений и систем дифференциальных уравнений. Представляется удобным описание движения контура путем составления системы дифференциальных уравнений первого порядка и представления решения этой системы в пространстве состояний. Такая работа была проведена в [2]. Был осуществлен переход в пространство состояний P_0. Описание системы приобрело вид

$$\begin{cases} \overrightarrow{X'} = \mathbf{A}\cdot\overrightarrow{X} + \mathbf{B}\cdot U, \\ i = \mathbf{C}\cdot\overrightarrow{X}, \end{cases} \tag{1}$$

где

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} 0 & -a_0 \\ 1 & -a_1 \end{vmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{vmatrix} 0 \\ b_1 \end{vmatrix}$$
$$\mathbf{C} = \begin{vmatrix} 0 & 1 \end{vmatrix} \quad \overrightarrow{X} = \begin{vmatrix} x_1 \\ x_2 \end{vmatrix} \tag{2}$$

$$U \in \{-E, 0, E\}.$$

Все элементы векторов и матриц являются действительными числами. Их смысл подробно разъяснен в [2]. Также в [2] было найдено преобразование

$$\mathbf{T} = \begin{vmatrix} \dfrac{\alpha^2+\beta^2}{a_0\cdot\beta} & \dfrac{\alpha}{\beta} \\ 0 & 1 \end{vmatrix}, \tag{3}$$

где α и β – действительная и мнимая части корня характеристического уравнения дифференциального уравнения, описывающего последовательный колебательный контур. С помощью преобразования **T** осуществляется переход в новое пространство состояний P_1. В этом пространстве траектории движения для случая $U = 0$ имеют наиболее удобный и простой вид:

$$\begin{aligned} x_1(t) &= e^{\alpha\cdot t}\cdot\left(x_{01}\cdot\cos(\beta\cdot t) - x_{02}\cdot\sin(\beta\cdot t)\right), \\ x_2(t) &= e^{\alpha\cdot t}\cdot\left(x_{01}\cdot\sin(\beta\cdot t) + x_{02}\cdot\cos(\beta\cdot t)\right), \end{aligned} \tag{4}$$

где x_{10} и x_{20} – положение контура в пространстве состояний P_1 в начальный момент времени. Особый интерес представляет случай, когда движение начинается с оси OX_1. Выражения (4) упрощаются:

$$\begin{aligned} x_1 &= x_{01}\cdot e^{\alpha\cdot t}\cdot\cos(\beta\cdot t), \\ x_2 &= x_{01}\cdot e^{\alpha\cdot t}\cdot\sin(\beta\cdot t). \end{aligned} \tag{5}$$

В настоящей работе осуществляется преобразование характерных объектов исходного пространства состояний P_0 в новое пространство P_1.

 ISSN 1995-7009

Преобразование осей

Ось OX_1 была преобразована в [2]. С помощью матрицы **T** она проецируется на ось OX_1 новой системы отсчета. Ось OX_2 в исходной системе отсчета описывается выражением

$$x_1 = 0. \tag{6}$$

Любая точка A, лежащая на оси OX_2 исходной системы отсчета, задается вектором

$$\vec{A} = \begin{vmatrix} 0 \\ x_{2a} \end{vmatrix}. \tag{7}$$

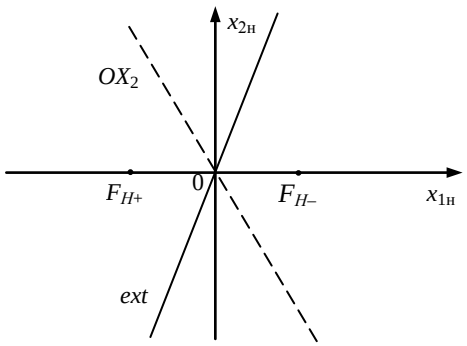
В новой системе отсчета вектор $\vec{A}$ представляется в виде вектора

$$\overrightarrow{A_H} = \mathbf{T} \cdot \vec{A} = \begin{vmatrix} \frac{\alpha}{\beta} \cdot x_{2a} \\ x_{2a} \end{vmatrix}. \tag{8}$$

Вектор $\overrightarrow{A_H}$ служит направляющим вектором оси OX_2 исходной системы отсчета, отображенной в новую систему отсчета. Угловым коэффициентом этого вектора в новой системе отсчета является

$$k_{OX_{2н}} = \frac{\beta}{\alpha}. \tag{9}$$

С учетом того, что $\alpha < 0$, а $\beta > 0$, угловой коэффициент $k_{OX_{2н}} < 0$, т.е. проекция оси OX_2 из исходной системы отсчета в новую, является прямой, лежащей в II и IV квадранте, так, как это изображено на рисунке.



Расположение основных объектов в пространстве P_1

Преобразование фокусов

Линии, задаваемые выражениями (4) и (5), представляют собой логарифмические спирали, наматывающиеся» на фокус, расположенный в начале координат. Для неоднородной системы при подаче на вход кусочно-постоянного управляющего напряжения закон изменения координат в пространстве состояний имеет прежний вид, но фокус смещается. Точка, в которую смещается фокус, определяется поданным на вход напряжением. Если напряжение источника ЭДС U приняло постоянное значение E, то траектория движения системы в исходной системе отсчета будет сходиться к фокусу

$$F = \begin{vmatrix} -b_1 \cdot E \\ 0 \end{vmatrix}. \tag{10}$$

В новой системе отсчета фокус F примет вид

$$F_H = \mathbf{T} \cdot F = \begin{vmatrix} -\frac{\left(\alpha^2 + \beta^2\right) \cdot b_1}{a_0 \cdot \beta} \cdot E \\ 0 \end{vmatrix}. \tag{11}$$

На рисунке обозначены два фокуса: F_{H+} и F_{H-}. Фокус F_{H+} соответствует положительному значению напряжения ЭДС $U = E$, а фокус F_{H-} – отрицательному $U = -E$.

Преобразование линии экстремума

Согласно (1) и (2) ток контура совпадает с координатой x_2. Условием достижения током экстремального значения в исходной системе отсчета является

$$\frac{dx_2}{dt} = 0. \tag{12}$$

Если

$$x_2(t) = e^{\alpha \cdot t} \cdot \left[\frac{1}{a_0 \cdot \beta} \cdot \left(\left(\left(\alpha^2 + \beta^2\right) \cdot x_{10} + \alpha \cdot a_0 \cdot x_{20} \right) \times \right. \right.$$

$$\left. \left. \times \sin(\beta \cdot t) + x_{20} \cdot \cos(\beta \cdot t) \right) \right], \tag{13}$$

то

$$\frac{dx_2}{dt} = \frac{e^{\alpha \cdot t}}{a_0 \cdot \beta} \cdot \left[\left(\alpha \cdot \left(\alpha^2 + \beta^2\right) \cdot x_{10} + \left(\alpha^2 - \beta^2\right) \cdot a_0 \cdot x_{20} \right) \cdot \sin(\beta \cdot t) + \beta \cdot \left(2 \cdot \alpha \cdot a_0 \cdot x_{20} + \left(\alpha^2 + \beta^2\right) \cdot x_{10} \right) \cdot \cos(\beta \cdot t) \right]. \tag{14}$$

Так как выполняется условие

$$\frac{e^{\alpha \cdot t}}{a_0 \cdot \beta} \neq 0, \qquad (15)$$

то равенство (12) эквивалентно равенству нулю выражения, стоящего в (14) в квадратных скобках. Анализ этого выражения показывает, что условие (12) выполняется в момент t_e, когда

$$\operatorname{tg}(\beta \cdot t_e) = -\frac{2 \cdot \alpha \cdot \beta \cdot a_0 \cdot x_{20} + \beta \cdot (\alpha^2 + \beta^2) \cdot x_{10}}{\alpha \cdot (\alpha^2 + \beta^2) \cdot x_{10} + (\alpha^2 - \beta^2) \cdot a_0 \cdot x_{20}}. \qquad (16)$$

Если в начальный момент $x_{20} = 0$, то

$$\operatorname{tg}(\beta \cdot t_e) = -\frac{\beta}{\alpha}. \qquad (17)$$

В новой системе отсчета, если движение началось с оси OX_1, в момент t_e координаты положения контура будут

$$\begin{cases} x_{1He} = x_{01н} \cdot e^{\alpha \cdot t_e} \cdot \cos(\beta \cdot t_e), \\ x_{2He} = x_{01н} \cdot e^{\alpha \cdot t_e} \cdot \sin(\beta \cdot t_e), \end{cases} \qquad (18)$$

откуда следует вывод, что тангенс угла наклона прямой, на которой достигается экстремум,

$$\operatorname{tg}(\beta \cdot t_e) = \frac{x_{2He}}{x_{1He}} = \frac{\sin(\beta \cdot t_e)}{\cos(\beta \cdot t_e)} = -\frac{\beta}{\alpha}. \qquad (19)$$

Уравнение прямой, на которой достигаются экстремальные значения выходного тока, в новой системе отсчета имеет вид

$$\alpha \cdot x_{2He} + \beta \cdot x_{1He} = 0. \qquad (20)$$

Линия (20) изображена на рисунке и обозначена *ext*.

Вывод

В результате проделанной работы найден угловой коэффициент в пространстве P_1 для линии, являющейся проекцией оси OX_2 пространства P_0. Он вычисляется по формуле (9).

Найдены координаты фокусов (11), вокруг которых движется система в пространстве P_1.

Получено уравнение прямой (20), на которой достигаются экстремальные значения выходного тока, в пространстве P_1.

Литература

1. *Назаров Н.М.* Переключение фазы на произвольный угол в высокодобротном последовательном колебательном контуре // Теория и техника радиосвязи: науч.-техн. сб. / ВНИИС. Воронеж, 2005. Вып. 2. С. 55–62.

2. *Назаров Н.М.* Упрощение описания траекторий движения последовательного колебательного контура в пространстве состояний // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 4. С. 84–88.

Статья поступила в редакцию 9 октября 2014 года

УДК 621.382

ОПТИМАЛЬНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АППАРАТУРЫ ИЗЛУЧЕНИЯ

А.С. Щеголеватых, ведущий инженер, АО «Концерн «Созвездие», тел. (473)252-19-24

Выбор структуры приемопередающей аппаратуры позволяет оптимизировать вероятностно-временные характеристики канала связи. Помимо выбора схемного решения, предлагается оптимизировать параметры источника сигнала, учитывая электрофизические характеристики среды, контактирующей с антенным устройством.

Ключевые слова: *источник сигнала, генератор, распределенная RC-структура.*

OPTIMUM REALIZATION OF RADIATION EQUIPMENT

A.S. Schegolevatykh, leading engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», tel. (473)252-19-24

A choice of transmitting-receiving device structure allows to optimize the probabilistic and time responses of the communications channel. The optimization of signal source parameters considering the electrophysical features of ambience contacting with antenna device is offered besides a circuit design choice.

Keywords: *signal source, generator, distributed RC-structure.*

Эффективность излучения зависит не только от параметров генерируемого радиосигнала, но и от степени согласования выхода источника сигнала со входом антенного устройства. Согласование получается тем лучше, чем выше активное входное сопротивление низкочастотной антенны относительно выходного источника сигнала. Входное сопротивление антенны определяется как выбранной конструкцией, так и электрофизическими параметрами подстилающей среды в месте размещения антенны.

Одним из способов определения электрофизических параметров подстилающей среды является кондуктометрический [1–3], который заключается в определении эффективных значений комплексной диэлектрической проницаемости подстилающей среды. При этом влияние параметров подстилающей среды на эффективность излучения будет тем больше, чем ближе расположена антенна к подстилающей среде и чем ниже частота излучения. В качестве источника сигнала будем использовать интегрированную структуру, состоящую из автогенератора сигнала с присоединенным антенным устройством.

Рассмотрим модель источника сигнала, эффективность излучения которого будет зависеть от электропроводности подстилающей среды. Электрическая схема излучателя радиосигнала представлена на рис. 1а. На рис. 1б приведена его расчетная схема, где А – антенна, элемент RT – эквивалентное отрицательное сопротивление электронной схемы, обеспечивающее ее автоколебательный режим (эквивалентное сопротивление электронной схемы, включающей транзисторы VT1 и VT2, охваченные положительной обратной связью). Элемент R1 моделирует элемент, представимый распределенной RC-структурой, подключенной к коллектору транзистора VT1. Элемент R2 представляет собой сопротивление нагрузки.

Эквивалентную матрицу источника сигнала найдем перемножением трех матриц [3]:

$$\begin{Vmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{Vmatrix} = \\ = \begin{Vmatrix} 1 & 0 \\ 1/RT & 1 \end{Vmatrix} \begin{Vmatrix} ch\gamma l & Z_1 sh\gamma l \\ Z_1^{-1} sh\gamma l & ch\gamma l \end{Vmatrix} \begin{Vmatrix} 1 & 0 \\ R_2^{-1} & 1 \end{Vmatrix}, \quad (1)$$

где a_{ij} – элементы матрицы источника сигнала; $R1$ и $R2$ – номиналы резисторов, указанных на расчетной схеме (рис. 1), Ом; RT – эквивалентное отрицательное сопротивление электронной схемы, обеспечивающее ее автоколебательный режим; Z_1 – волновое сопротивление эквивалентной длинной линии, Ом; $\gamma = \sqrt{j\omega RC} \cdot l^{-1}$ – коэффициент распространения, м$^{-1}$ ($j = \sqrt{-1}$; ω – круговая частота, с$^{-1}$; R (Ом) и C (Ф) – эквивалентные сопротивление и емкость подстилающей среды; l – длина линии, м).

Для обеспечения режима генерации необходимо [4], чтобы в матрице источника сигнала (1)

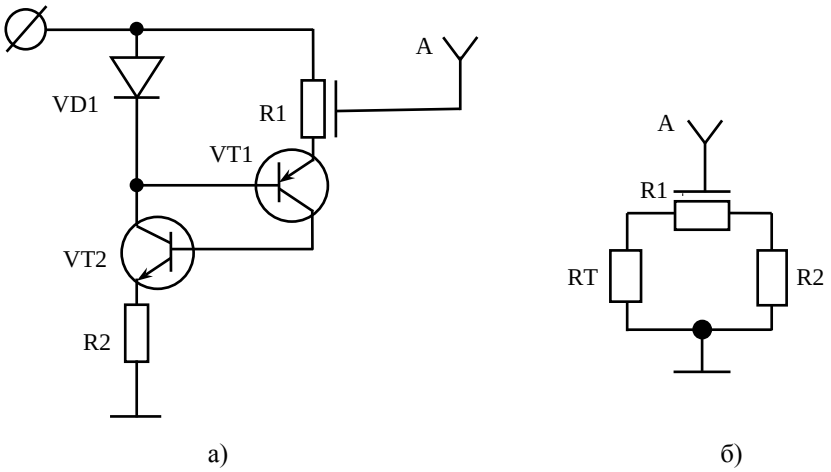
было $a_{22} = 1$. Осуществляя перемножение матриц в формуле (1), получим характеристическое уравнение схемы на рис. 1а в виде

$$Z_1(RT)^{-1} sh\gamma l + ch\gamma l = 1. \qquad (2)$$

Представляя величину γl в комплексной форме $\gamma l = \alpha + j\alpha = \sqrt{\omega RC/2} + j\sqrt{\omega RC/2}$, а затем подставляя в формулу (2) и выделяя действительную и мнимую части, получим

$$Z_1(RT)^{-1} sh\alpha \cos\alpha + ch\alpha \cos\alpha = 1, \qquad (3)$$

$$Z_1(RT)^{-1} ch\alpha \sin\alpha + sh\alpha \sin\alpha = 0. \qquad (4)$$



а) б)

Рис. 1. Излучатель радиосигнала: а – принципиальная схема, б – расчетная схема

Семейство решений системы уравнений (3)–(4) представлены на рис. 2 и 3. Исключая тривиальное решение последнего выражения, первым решением будет $\alpha = \pi$. Границу устойчивости автоколебаний определяет параметр $\beta = Z_1(RT)^{-1}$. Для обеспечения устойчивости автоколебаний необходимо, чтобы выполнялся баланс фаз и баланс амплитуд [4].

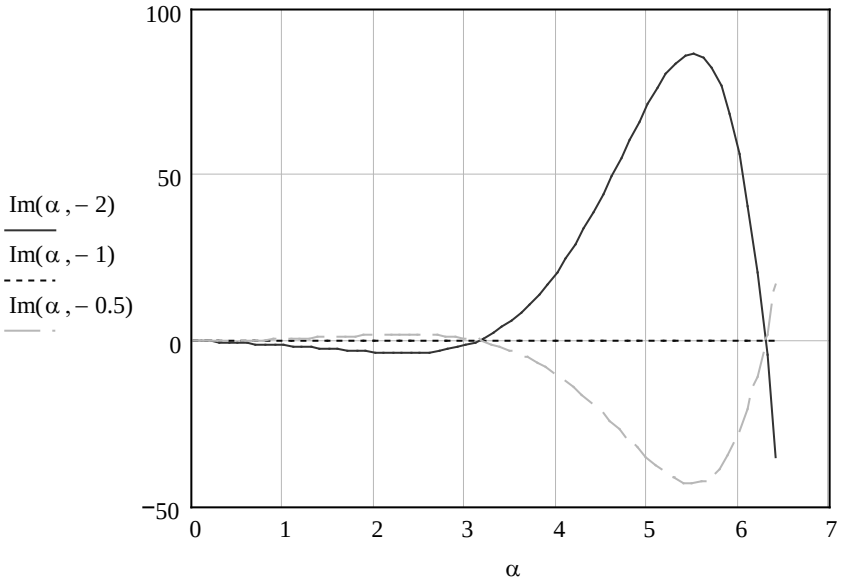


Рис. 2. Решения уравнения $\mathrm{Im}(\alpha,\beta) = \beta \cdot ch\alpha \sin\alpha + sh\alpha \sin\alpha$

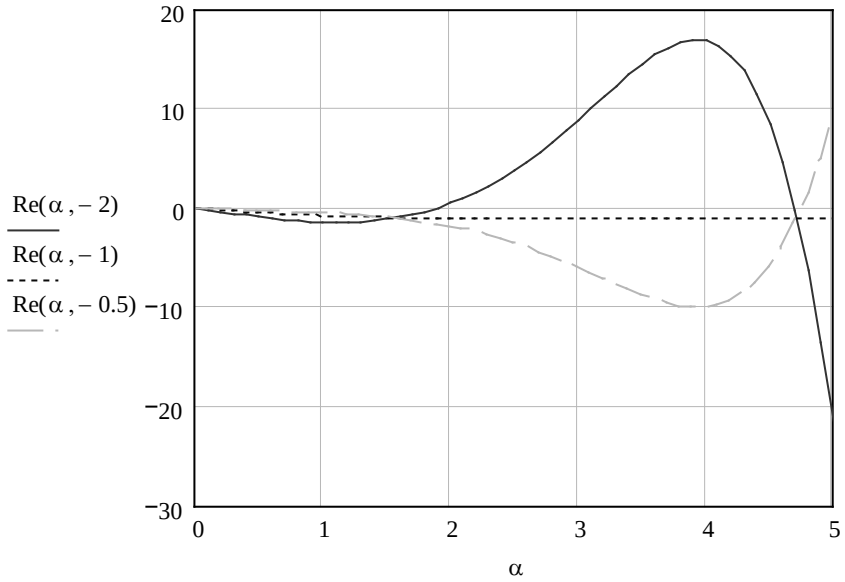


Рис. 3. Решения уравнения $\mathrm{Re}(\alpha,\beta) = \beta \cdot sh\alpha \cos\alpha + ch\alpha \cos\alpha - 1$

На рис. 2 и 3 приведены мнимое и действительное решения последней системы уравнений. Как следует из теории устойчивости автоколебаний, устойчивому режиму соответствуют значения параметров $\alpha = \pi$ и $\beta < -1$, что отражено на рис. 2 и 3.

Для реальной схемы автогенератора (рис. 1) условию обеспечения стабильности автоколебаний генератора по критерию А. Гурвица [5] отвечают параметры $\alpha = \pi$, $\beta = -2$. Тогда частота автоколебаний $f = \omega / 2\pi$ будет определяться как

$$f = \pi / RC. \qquad (5)$$

Емкость распределенной RC-структуры можно представить в виде [6]

$$C = A \cdot \varepsilon_a, \qquad (6)$$

где A – конструктивный параметр датчика, $\varepsilon_a = \varepsilon_0 \varepsilon$ – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды ($\varepsilon_0 = (36\pi \cdot 10^9)^{-1}$, ε – относительная диэлектрическая проницаемость). Тогда активное сопротивление RC-структуры представимо в виде [5]

$$R = A^{-1}\sigma^{-1}, \qquad (7)$$

где A – конструктивный параметр распределенной RC-структуры, σ – удельная электропроводность среды.

Отсюда частота автоколебаний источника сигнала (рис. 1) определится как

$$f = \pi \cdot \sigma / \varepsilon_a = 36\pi^2 \cdot 10^9 \cdot \sigma / \varepsilon. \qquad (8)$$

Зависимость частоты автогенератора (рис. 1) от относительной диэлектрической проницаемости ε и удельной электропроводности подстилающей среды σ приведена на рис. 4. В качестве подстилающей среды может выступать как почва, окружающая антенну, так и искусственно созданный материал.

Из рис. 4 видно, что для зимнего времени, когда удельная электропроводность σ во многих районах России близка к 10^{-6} см/м, частота автогенератора составит около 100 кГц. В летнее время, когда электропроводность σ близка к 10^{-2} см/м, в зависимости от относительной диэлектрической проницаемости ε частота автогенератора изменяется от 350 МГц (сухие почвы) до 30 МГц (влажные почвы). Частота автогенератора служит мерой оценки электрофизических параметров почвы, которые важны для оптимального размещения антенн. Для различных участков земной поверхности построены карты Моргана [7], из которых можно найти данные относительно σ и ε. Измеряя частоту автогенератора (рис. 3), можно определять соотношение параметров σ и ε подстилающей поверхности.

Известно [8], что максимум входного сопротивления низкочастотной антенны достигается при значении параметра $p = 11$, который определяется из выражения

$$p = 60 \cdot \lambda \cdot \sigma = \frac{1{,}8 \cdot 10^{10} \sigma}{f}, \qquad (9)$$

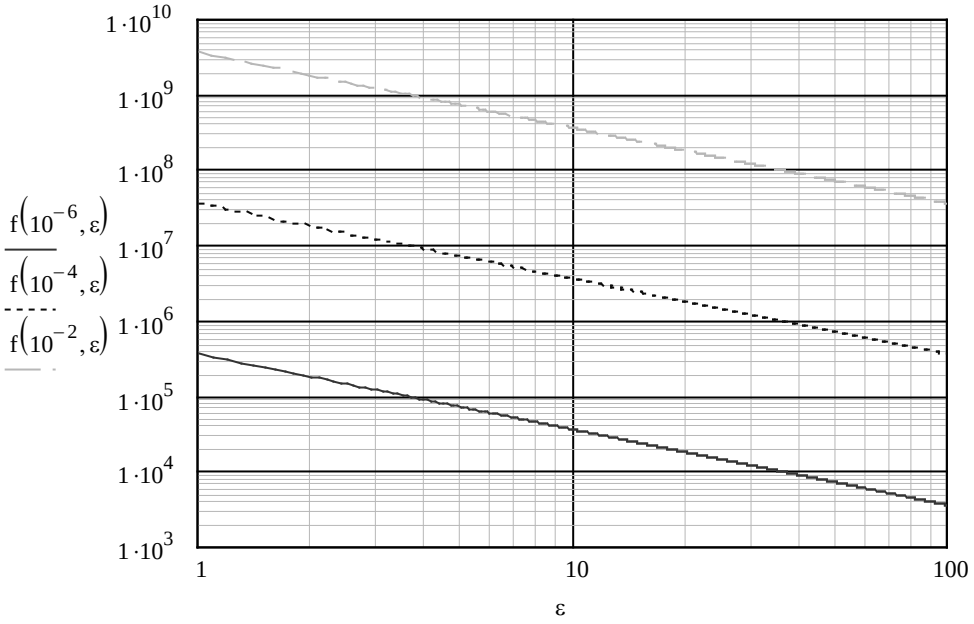


Рис. 4. Зависимость частоты автогенератора f (Гц) от относительной диэлектрической проницаемости ε и удельной электропроводности подстилающей среды σ

Подставляя формулу (8) в выражение (9), получим, что максимум излучения достигается при

$$\varepsilon = 22 \cdot \pi^2 = 217 . \qquad (10)$$

В природе среды с такой диэлектрической проницаемостью не встречаются. Однако искусственно можно получить титаносодержащую керамику, обладающую высокими значениями диэлектрической проницаемости. Перспективным выглядит использование керамики СВТ (стронций-висмут-титанат) [9], для которой характерна электронно-релаксационная поляризация, у которой тангенс угла потерь на порядок ниже, чем у сегнетоэлектриков, и отсутствует точка Кюри. Кроме того, высокую диэлектрическую проницаемость имеют некоторые полупроводниковые соединения (например, теллурид свинца, имеющий относительную диэлектрическую проницаемость более 400).

Формула (10) применима для области низких частот. При ее использовании в более широком диапазоне радиочастот требуется дополнительный анализ.

Высокоэффективный излучатель радиосигнала, представленный на рис. 3, легко получить в интегральном исполнении. Поэтому предлагаемые излучатели радиосигнала могут быть изготовлены в миниатюрном исполнении с использованием антенных устройств, являющихся частью распределенной RC-структуры.

Предлагаемый излучатель при использовании в качестве распределенной RC-структуры подстилающей почвы может служить в качестве датчика электрофизических параметров, оценка которых позволяет выбрать наилучшие места в данном районе для размещения приемопередающей аппаратуры.

Литература

1. *Якубовский Ю.В.* Электроразведка. М.: Недра, 1973. 304 с.

2. Пат. РФ № 2316113. Способ измерения параметров подстилающей среды и устройство для его осуществления.

3. А.с. № 1157432 СССР, G 01 N 27/02. Кондуктометрический автогенератор; опубл. в БИ № 19 от 23.05.85.

4. *Зелингер Дж.* Основы матричного анализа и синтеза : пер. с англ. / под ред. Г.А. Ремеза. М.: Сов. радио, 1970. 240 с.

5. *Белецкий А.Ф.* Основы теории линейных электрических цепей. М.: Связь, 1967. 608 с.

6. *Бессонов Л.А.* Теоретические основы электротехники. М.: Высш. школа, 1973. 752 с.

7. *Кашпровский В.Е., Кузубов Ф.А.* Распространение средних волн земным лучом. М.: Связь, 1971. 220 с.

8. *Wait J.R.* Impedance characteristics of electric dipols over a conducting harf-space // Radio Science. V. 4, № 10. Pp. 971–975.

9. *Рене В.Т.* Электрические конденсаторы. Л.: Энергия, 1969. 591 с.

Статья поступила в редакцию 14 октября 2014 года

УДК 681.3

СПОСОБ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ОТРИЦАТЕЛЬНЫХ ЧИСЕЛ В МОДУЛЯРНЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРАХ

А.В. Велигоша, к.т.н., доцент кафедры инфокоммуникаций, e-mail: aveligosha@mail.ru
К.А. Тонян, магистрант, e-mail: tonyan6@mail.ru

ФГАОУ ВПО «Северо-Кавказский федеральный университет» (г. Ставрополь)

Предложен способ представления отрицательных чисел в модулярных кодах. Показано, что отрицательные числа при использовании избыточной системы оснований можно представить в последнем интервале полного диапазона распределения положительных и ошибочных чисел. Предложенный способ является более эффективным по сравнению с существующими способами представления отрицательных чисел в виде искусственной формы, дополнительного кода и может быть использован для представления отрицательных коэффициентов цифровых фильтров.

Ключевые слова: *система оснований, интервальный номер числа, ошибочные числа, отрицательные числа, полный диапазон представления чисел, рабочие и контрольные основания, рабочий диапазон представления чисел, интервал.*

METHOD OF NEGATIVE NUMBER REPRESENTATION IN MODULAR DIGITAL FILTER

A.V. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, associate professor, Infocommunications Chair, e-mail: aveligosha@mail.ru
K.A. Tonyan, undergraduate, e-mail: tonyan6@mail.ru

North and Caucasian Federal University (Stavropol)

A method for representing negative numbers in modular codes is offered. It is shown that negative numbers can be presented in the last full range interval of positive and erroneous number distribution at the redundant system use of bases. The proposed method is more efficient than existing methods for representing negative numbers as additional synthetic forms of code and can be used for representing negative coefficients of digital filters.

Keywords: *system of bases, interval number of number, wrong numbers, negative numbers, full range of number presentation, working and control bases, operating range of number presentation, interval.*

Одним из широко используемых методов представления отрицательных чисел (ОЧ) в системе остаточных классов (СОК) является метод, основанный на искусственной форме (ИФ). Суть данного метода заключается в том [1–5], что рабочий диапазон F представления чисел делится пополам и числа в интервале $[0, F/2]$ отображают ОЧ, а в интервале $[F/2 + 1, F]$ – положительные (ПЧ). Это означает, что при оперировании числами, представленными в ИФ, мы будем иметь дело с положительными числами.

Анализ процесса представления ОЧ и выполнения арифметических операций (АО) при использовании ИФ показал, что применение ИФ представления чисел в СОК требует дополнительных вычислений для образования этой формы. В таблице представлена оценка, показывающая количество дополнительных АО для образования ИФ чисел, которые обрабатываются в различных структурах ЦФ, где НЦФ1 – прямая и каскадная формы структуры ЦФ, НЦФз – фильтр, реализованный на ББ.

Таблица

Количество дополнительных АО при использовании ИФ

Тип звена ЦФ	Количество дополнительных АО					
	$p_1 = 2$			$p_1 > 2$		
	сложение	сравнение	опр. четн.	сложение	сравнение	опр. четн.
$НЦФ_1$	2	2	1	6	2	1
$НЦФ_3$	4	4	1	3	4	1

Анализ данных, приведенных в таблице, позволяет сделать следующие выводы:

– применение ИФ требует уменьшения рабочего диапазона, который разбивается на два диапазона для представления ОЧ и положительных чисел;

– при представлении чисел в ИФ требуются дополнительные АО;

– при определении знака результата вычислений потребуется операция сравнения, которая будет проводиться после преобразования чисел из СОК в позиционную систему счисления. Если полученное число $N < (F-1)/2$, то получен отрицательный результат, если N принадлежит интервалу $\{[(F-1)/2]+1; F\}$ – получен положительный результат. Необходимость применения операции сравнения чисел в позиционной системе счисления дополнительно увеличит время вычисления выходного отсчета и требуемые аппаратные затраты на реализацию ЦФ. Следовательно, применение ИФ для представления чисел в ЦФ неэффективно.

В [1, 2] предложен способ представления ОЧ в виде дополнительного кода при использовании избыточной СОК. При этом используется дополнительный код, а числа принадлежат интервалам

$$|N| \in \left[0, \left(\frac{F}{2}\right); \frac{F-1}{2}\right], \ \alpha_i = |N|P_i, \ i = 1, n+k,$$

$$|-N| \in \left[0, -\left(\frac{F}{2}\right); \ \frac{F-1}{2}, \ 0\right],$$

$$\alpha_i = P - |N|P_i, \ i = 1, n+k, \qquad (1)$$

где $P = \prod_{1=1}^{n+k} p_i$ – полный диапазон; $n + k$ – количество оснований. При кодировании дополнительным кодом полный диапазон включает области ПЧ неправильных чисел и ОЧ, которые показаны на рисунке.

Распределение чисел в ПД

В [2] показано, что при таком представлении ОЧ будут отнесены к неправильным числам. Поэтому в [6] предложено осуществлять сдвиг области ОЧ путем вращения остаточного кольца, в результате чего динамический диапазон (ДД) будет однозначно отображаться на области рабочего диапазона. Это достигается тем, что перед обнаружением ошибок необходимо добавить к полученному результату константу $F/2$ или $(F-1)/2$. При этом ПЧ займут верхнюю половину рабочего диапазона, а ОЧ – нижнюю, что будет соответствовать представлению чисел при использовании ИФ. Рассмотренному способу представления чисел в виде дополнительного кода присущи те же недостатки, что и представлению чисел в ИФ.

В [7, 8] предложены способы представления ОЧ, основанные на использовании характеристик СОК. Анализ этих способов показывает, что они обладают низким быстродействием. Таким образом, можно сделать вывод о том, что существующие способы представления ОЧ и определения знака результата вычислений использовать для построения высокоскоростных параллельно-конвейерных структур ЦФ не целесообразно.

Так как в [2] утверждается, что все ОЧ, представленные в виде дополнительного кода, отнесены к ошибочным, в целях синтеза эффективного алгоритма представления ОЧ в модулярных цифровых фильтрах приведем доказательство неправильности этого утверждения.

Все числа, являющиеся результатом выполнения АО в ЦФ, должны принадлежать интервалу чисел [0, F], иначе, как показано в [2, 8], была допущена ошибка.

Ошибку можно обнаружить путем проверки условия

$$S = [N / F]; \qquad (2)$$

если $S = 0$ – ошибки нет.

Величина S показывает номер интервала вне рабочего диапазона, в котором находится полученное в результате вычислений и являющееся неправильным число N. Используя [1, 2, 8, 9], число N можно представить в виде

$$N = \sum_{i=1}^{n+k} \alpha_i B_i - rF, \qquad (3)$$

где B_i – ортогональные базисы; r – ранг числа; $n + k$ – количество рабочих и контрольных оснований. Тогда выражение (2) с учетом (3) можно записать в виде

$$S = \left[\left(\sum_{i=1}^{n+k} \alpha_i B_i - rF \right) / F \right]; \quad (4)$$

подставив вместо $P = FP_k$, получим выражение для определения S:

$$S = \left[\left(\sum_{i=1}^{n+k} \alpha_i B_i - rFP_k \right) / F \right]. \quad (5)$$

Здесь P_k – диапазон чисел, определяемый контрольными основаниями. Преобразуя выражение (5) в соответствии с [9, 10], получим

$$S = \left(\sum_{i=1}^{n+k} \alpha_i B_i - rFP_k \right) / F - rP_k =$$

$$= \left| \left(\sum_{i=1}^{n+k} \alpha_i B_i - rFP_k \right) \right| P_k. \quad (6)$$

Учитывая [1, 2], значение B_i можно представить как

$$B_i = F_{\pi_i} + U_i, \quad (7)$$

где $R_i = [B_i / F]$, U_i – остаток от деления. Подставив в выражение (6) значение B_i, выражение (7), получим выражение для определения значения S:

$$S = \left| \left(\sum_{i=1}^{n+k} \alpha_i \left(FR_i + U_i \right) \right) / F \right| P_k. \quad (8)$$

В соответствии с выражением (8) можно сделать вывод, что S принимает значение [9, 10] $S < P_k - 1$.

Основным условием представления ОЧ, как показано на рисунке, является отсутствие возможности перевода правильных чисел в данный интервал при возникновении ошибок по любому основанию СОК. Поэтому проведем анализ характера распределения всех возможных чисел по интервалам полного диапазона. При возникновении ошибки в процессе вычисления по основанию p_i правильные числа, принадлежащие интервалу $N\{0, F\}$, преобразуются в ошибочное $N_{\text{Н}}$, причем $N_{\text{Н}} = \left(N + \Delta_i B_j \right)$ по $\bmod P$, где Δ_i – глубина ошибки, P – полный диапазон. При возникновении ошибки изменяется номер интервала S, в который попадает правильное число в соответствии с (8), и S запишется как

$$S = \left[N / F \right] = \left[\left(\left(N + \Delta_i B_j \right) \bmod P / F \right) \right]. \quad (9)$$

Допустим, что выбранная система оснований содержит два контрольных и n рабочих оснований, удовлетворяющих условию

$$P_{n+1} * P_{n+2} > P_{n-1} * P_n \ . \quad (10)$$

Докажем, что при возникновении одиночной ошибки по любому основанию ОЧ никогда не попадает в последний интервал ПД, номер которого $S = p_{n+1} p_{n+2} - 1$, т.е.

$$S = \left[N / F \right] < p_{n+1} p_{n+2} - 1. \quad (11)$$

Для доказательства (11) сформулируем и докажем следующую теорему: в СОК с упорядоченной избыточной системой оснований, в которой $p_{n+1} p_{n+2} > p_{n-1} p$ и $p_{n+1} > p_n$, а $p_{n+2} > p_{n+1}$, всегда имеет место соотношение $S < p_{n+1} p_{n+2} - 1$, которое показывает, что ошибки по любому основанию не переводят правильное число в последний интервал полного диапазона представления чисел.

В соответствии с определением ортогональных базисов [1, 2, 4, 7] запишем равенство (9) с учетом (10) в виде

$$S = \left[\left(\left| \left(N + \Delta_i m_i F \right) / \ p_i \right| \bmod P / F \right) \right], \quad (12)$$

где m_i – вес ортогонального базиса. Подставим в (12) вместо P его значение $P = F p_{n+1} p_{n+2}$, тогда оно примет вид

$$S = \left[\left(\left| N + (\Delta_i m_i F p_{n+1} p_{n+2}) / \ p_i \right| \bmod P / F \right) \right]. \quad (13)$$

Разделив числитель и знаменатель левой части равенства (13) на F, получим

$$S = \left[N / F + (\Delta_i m_i F p_{n+1} p_{n+2}) / \ p_i \right]. \quad (14)$$

Исходя из того, что произведение $\Delta_i m_i$ определено в кольце по модулю p_i, максимальное значение этого произведения составит значение $p_1 - 1$. Подставив его в (14), получим

$$S = [N / F + (p_1 - 1) \Delta_i m_i F p_{n+1} p_{n+2} / \ p_i]. \quad (15)$$

Преобразовав выражение (15), запишем его в виде

$$S = [N / F + p_{n+1} p_{n+2} - p_{n+1} p_{n+2} / \ p_i]. \quad (16)$$

Так как система оснований является упорядоченной, то отношение $p_{n+1} p_{n+2} / p_i >> 1$, а $N / F < 1$ Тогда можно записать, что

$$S = \left[N/F + p_{n+1}p_{n+2} - p_{n+1}p_{n+2}/p_i \right] < p_{n+1}p_{n+2} - 1. \quad (17)$$

Выражение (17) показывает, что теорема доказана и ошибочные числа не попадают в последний интервал ПД. Поэтому можно сделать вывод, что представление ОЧ в последнем интервале ПД не требует отнесения их к ОЧ. Данное обстоятельство значительно упрощает алгоритм представления ОЧ в СОК, поскольку не требуется выполнения дополнительных АО, как при образовании ИФ числа. Кроме того, по номеру интервала S в ПД можно однозначно определить факт наличия ошибки и знак полученного результата вычислений [9–11]. На основе доказанной теоремы представление чисел при использовании избыточной СОК имеет вид, как показано на рисунке.

Одним из условий, обеспечивающих возможность представления ОЧ в свободном интервале ПД, является условие попадания всех ОЧ в этот интервал. Приведем доказательство выполнения этого условия.

Пусть выбранная система оснований будет иметь k контрольных. При этом ПЧ представляются в рабочем диапазоне F, а ОЧ – в свободном интервале в виде. Для того чтобы показать, что все ОЧ попадают в последний интервал ПД, необходимо доказать попадание в этот интервал первого и последнего ОЧ. Определим интервал S, в котором будет первое отрицательное число $N = -1$:

$$S = \left[N_{\text{отр}} / F \right] = \left[\left(F \prod_{i=n+1}^{n+k} p_i - 1 \right) / F \right]. \quad (18)$$

Преобразуя выражение (18), получим

$$S = \left[\prod_{i=n+1}^{n+k} p_i - \frac{1}{F} \right] = \prod_{i=n+1}^{n+k} p_i - 1. \quad (19)$$

Выражение (19) показывает, что наибольшее ОЧ принадлежит свободному интервалу. Наименьшее ОЧ представится как $N = -F + 1$, тогда

$$N_{\text{отр}} = P - F + 1 = F\left(\prod_{i=n+1}^{n+k} p_i - 1 \right) + 1.$$

Определим интервал, в котором будет находиться наименьшее ОЧ:

$$S = \left[N_{\text{отр}} / F \right] = F\left(\prod_{i=n+1}^{n+k} p_i - 1 \right) + 1; \quad (20)$$

преобразуя выражение (20), получим

$$S = \left[\prod_{i=n+1}^{n+k} p_i - 1 + \frac{1}{F} \right] = \prod_{i=n+1}^{n+k} p_i - 1. \quad (21)$$

Таким образом, на основе полученных выражений (19), (21) можно сделать вывод о том, что все ОЧ попадают в свободный интервал ПД.

Как отмечалось ранее в [1, 2], для определения знака результата требовалось проводить сравнение полученного результата с величиной F. Выполнение этой процедуры требует значительных временных и аппаратных затрат. Покажем порядок определения знака числа при представлении ОЧ в свободном интервале ПД, когда результаты вычислений не выходят за пределы рабочего диапазона как для ОЧ, так и для ПЧ.

Случай 1. $N_1 = +|N_1|$, $N_2 = +|N_2|$. Сумма чисел по модулям принятой СО будет принимать значения $N_1 + N_2 < F$, $S = 0$ результат имеет положительный знак.

Случай 2. $N_1 = -|N_1|$, $N_2 = -|N_2|$. ОЧ находится в $\{P - F; P\}$, при этом $S = p_{n+1} \dots p_{n+k-1}$ и определяется как

$$S = \left| \left(\left(P - |N_1| \right) + \left(P - |N_2| \right) \right) / F \right| p_{n+1} \dots p_{n+k}. \quad (22)$$

Преобразуя выражение (22), получим

$$S = \left| \left[2p_{n+1} \dots p_{n+k} - \left(|N_1| + |N_2| \right) / F \right] \right| p_{n+1} \dots p_{n+k} = p_{n+1} \dots p_{n+k-1}. \quad (23)$$

Выражение (23) показывает, что по значению S можно однозначно определить, что получен результат с отрицательным знаком.

Случай 3. $N_1 = +|N_1|$, $N_2 = -|N_2|$, если $|N_1| > |N_2|$. Тогда сумма (разность) чисел N_1 и N_2 положительна, в противном случае результат отрицательный, что подтверждается следующими выкладками:

$$S = \left| \left(\left(P - |N_2| \right) + |N_2| \right) / F \right| p_{n+1} \dots p_{n+k}. \quad (24)$$

Преобразуя выражение (24), получим

$$S = \left| p_{n+1} \dots p_{n+k} + \left(N_1 - |N_2| \right) / F \right| p_{n+1} \dots p_{n+k}. \quad (25)$$

Если $|N_1| > |N_2|$, то $S = |-1| p_{n+1} \dots p_{n+k} = p_{n+1} \dots p_{n+k-1}$.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что в результате АО сложения (вычитания) по значению S можно определить знак результата, не проводя сравнения чисел в позиционной системе счисления. Аналогичные выкладки можно сделать для определения знака результатов вычислений при использовании АО умножения; они показывают, что при выполнении АО умножения знак результата также может быть определен по значению S [4, 10, 11].

Разработанный способ представления ОЧ в свободном интервале ПД позволяет получить всегда правильный, как по величине, так и по знаку, результат. Этот способ имеет ряд преимуществ по сравнению с существующими традиционными способами представления ОЧ в СОК [9, 10], основными из которых являются:

– исключение дополнительных АО на представление ОЧ;

– исключение операции сравнения в ПСС;

– обеспечение простоты определения знака результата.

Литература

1. *Акушский И.Я., Юдицкий Д.И.* Машинная арифметика в остаточных классах. М.: Советское радио, 1968. 440 с.

2. *Червяков Н.И.* Применение системы остаточных классов в цифровых системах обработки и передачи информации / СВВИУС. Ставрополь, 1984. 84 с.

3. *Etrel M.N., Jenkins W.K.* Redundant residue number systems for error detection and correction in digital filters // IEEE Trans. on Acoust., Speech and Signal processing. 1980. V. ASP-28, № 5. Pp. 538–545.

4. *Велигоша А.В.* Оптимизация структуры и алгоритма функционирования непозиционного цифрового фильтра // Теория и техника радиосвязи. 2010. № 4. С. 82–87.

5. *Калмыков И.А., Калмыков М.И.* Структурная организация параллельного спецпроцессора цифровой обработки сигналов, использующего модулярные коды // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 2. С. 60–67.

6. *Дженкинс У.К., Этцель У.К.* Особые свойства дополнительных кодов для избыточных систем остаточных классов // ТИИЭР. № 1. 150 с.

7. *Велигоша А.В., Червяков Н.И., Линец Г.И., Иванов П.Е.* Пути повышения быстродействия цифровых фильтров на основе использования СОК. 1994. Деп. в ЦСНФ МО, № 28б.

8. Отчет по НИР «Травник-АН». 1993. 96 с. № 11576.

9. *Калмыков И.А., Велигоша А.В., Тынчеров К.Т.* Разработка нового способа введения отрицательных чисел в системе остаточных классов. 1994. Деп. в в/ч 11520, № 27б.

10. *Червяков Н.И., Калмыков И.А., Велигоша А.В., Линец Г.И.* Использование избыточной системы остаточных классов для представления чисел // Тематический научный сборник / СВВИУС. Ставрополь, 1995. 62 с.

11. *Велигоша А.В., Тынчеров К.Т., Чеканов С.В.* Представление отрицательных чисел в СОК // Сборник тезисов в НТК / СВВИУС. Ставрополь, 1995. 69 с.

Статья поступила в редакцию 25 декабря 2014 года

УДК 338.245(470)

ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ И ПРОБЛЕМЫ КОНВЕРСИИ РОССИЙСКОГО ВОЕННО-ПРОМЫШЛЕННОГО КОМПЛЕКСА

Р.Р. Шатовкин, д.т.н., старший преподаватель, ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: Shatovkin@yandex.ru
В.А. Маковий, д.т.н., с.н.с., начальник НТУ, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: Makovij@mail.ru
В.С. Якименко, д.т.н., с.н.с., НИИЦ РЭБ ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: yakimenkoav@mail.ru

Рассмотрены основные этапы конверсии российского военно-промышленного комплекса и проблемы, возникшие на каждом из этих этапов. Проведен анализ причин возникновения проблем конверсии.

Ключевые слова: *этапы конверсии военно-промышленного комплекса, проблемы российской конверсии, причины проблем конверсии, развитие приоритетных направлений конверсии, конкурсные механизмы государственной поддержки.*

THE MAIN STAGES AND PROBLEMS OF THE RUSSIAN MILITARY AND INDUSTRIAL COMPLEX CONVERSION

R.R. Shatovkin, D.D. in Engineering Sciences, senior lecturer, Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh), e-mail: Shatovkin@yandex.ru
V.A. Makovy, D.D. in Engineering Sciences, senior research engineer, JSC «Sozvezdie «Concern», e-mail: Makovij@mail.ru
V.S. Yakimenko, D.D. in Engineering Sciences, senior research engineer, Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh), e-mail: yakimenkoav@mail.ru

The main stages of Russian military-industrial complex conversion and the problems encountered at each of these stages are considered. The cause analysis of conversion problems origin is made.

Keywords: *stages of a military-industrial complex conversion, problems of Russian conversion, causes of conversion problems, development of priority directions conversion, competitive mechanisms of state support.*

В претерпеваемых российским обществом структурных изменениях особое место занимает конверсия военно-промышленного комплекса. Можно без преувеличения сказать, что конверсия, ее характер и конечные результаты являются индикатором социальной и экономической трансформации общества.

Согласно закону Российской Федерации «О конверсии», конверсия оборонной промышленности – регулируемый государством процесс организационных, правовых, технологических, научно-технических и социально-экономических преобразований оборонной промышленности в целях частичной или полной переориентации на выпуск продукции гражданского назначения ранее задействованных в оборонном производстве производственных мощностей, научно-технического потенциала и трудовых ресурсов организаций оборонной промышленности [1].

Конверсия – сложный социальный процесс, который связан с выбором наиболее эффективных форм социального управления. И если не сработала схема макроэкономической стабилизации, то причиной неэффективности экономических новаций явилась увлеченность финансовыми регуляторами и, в конечном счете, экономическим редукционизмом. В социальные реалии российского общества успешно внедрялся проект «диктатуры финансов», замещающий иерархию социальных институтов, социальных статусов и социальных отношений, присущих индустриальному обществу [2].

Конверсия есть не просто переход от одной формы экономической организации к другой – она используется для обозначения трансформации экономической необходимости в свободную целенаправленную деятельность. Для проведения конверсии российский военно-промышленный комплекс (ВПК) нуждается в актуализации социального управления, а также комплексе социальных идей и мотиваций, связанных с оптимальным задействованием научно-технического, организационного и социального ресурсов ВПК. Открытым является вопрос об участии государ-

 ISSN 1995-7009

ственных институтов, и уместно отметить «непрямую» социальную корреляцию, которая существует во взаимосвязях ВПК и национально-государственных приоритетов [3].

Действительно, исследовать ВПК вне социального контекста, вне взаимовлияния социальных и экономических факторов, традиций невозможно для решения частных управленческих задач. Конверсия как процесс имеет доминирование социальной модернизации над технико-экономическими изменениями, приоритет социальности перед «вещественными» факторами и может быть адекватна в социологическом дискурсе.

Выводы многочисленных публикаций на тему конверсии спорны: «техно-» или «экономоцентризм» исследовательских сюжетов, непрекращающаяся цепь «техноэйфории», ориентированной на увлечение техникой управления... Иными словами, управление понимается как независимая от социального фактора ВПК величина, в то время как социальные отношения внутри ВПК и по отношению к внешней социальной среде проблемны и основаны на стабильности – состоянии равновесия технологических, экономических и социальных параметров.

На уровне конверсионных программ можно проследить сочетание инновационных управленческих технологий (реинжиниринг, теория альянсов) и директивных методов управления, что связано с появлением многообразных горизонтальных социальных связей и с инерцией управленческого механизма – выработать в короткий срок эффективную координационную модель управления. Важно понять, что хозяйственные субъекты являются социальными организациями, и «свободное обращение» рыночных институтов существует только в менеджер-реалистской абстракции: социальное управление действует в поисках рационализации, оставляя пределы социальным импульсам, внеэкономическим мотивациям, «возвратности» в социальной организации. Рыночные институты «нейтральны», и их формирование в равной степени может как содействовать достижению целей устойчивого развития, так и привести к конфигурации «упрощенного гомеостаза», социальной гомогенности, технологическому и социальному застою.

«Обвальность» конверсии в России стимулируется жестко детерминированной схемой «экономической эффективности» и стремлением повысить экономическую устойчивость путем использования «практики экономического принуждения», что является неадекватным ответом на запросы ВПК как сложной социальной организации, меняющей позиции внутренней саморегуляции и воспроизводства социальных уровней и субуровней, менеджерному и «некогерентному» управлению конверсией ВПК с растянутым экономическим и социальным циклом.

Таким образом, в исследовательской мысли преобладают технологические и экономические версии обновления ВПК. Но становятся все более очевидными узость и недостаточность апробированных, но малоэффективных для решения стратегических задач развития ВПК подходов.

Гигантское сокращение производства вооружений и военной техники, осуществляемое в нашей стране с конца 80-х годов, потребовало решения на государственном уровне проблемы конверсии оборонной промышленности. За десять лет проведения конверсии было разработано четыре государственные целевые программы.

В 1989–1990 гг. была разработана первая программа конверсии оборонной промышленности и развития производства гражданской продукции в оборонном комплексе на период до 1995 г. Предусмотренные программой мероприятия должны были увеличить выпуск гражданской продукции к 1995 г. более чем вдвое по сравнению с 1988 г., прежде всего путем перепрофилирования действующих производств по выпуску вооружения и военной техники, а также за счет наращивания мощностей по производству гражданской продукции при использовании имеющейся производственной инфраструктуры конверсируемых предприятий. В программе были определены 13 приоритетных направлений расширения выпуска гражданской продукции, причем основное внимание уделялось росту производства непродовольственных товаров народного потребления, а также технологического оборудования для перерабатывающих отраслей агропромышленного комплекса, легкой промышленности, предприятий торговли и общественного питания [4].

В 1989–1990 гг. реализация программы конверсии проходила относительно успешно. Общий объем производства в оборонном комплексе не снижался, рост объемов гражданской продукции практически восполнял снижение выпуска продукции оборонного назначения. Экономические условия еще позволяли обеспечивать оборонные предприятия, получавшие госзаказ на выпуск гражданской продукции, финан-

совыми и материальными ресурсами, а также необходимыми средствами на перепрофилирование производства.

Начиная с 1991 г., проблема конверсии оказалась вплетенной в сложный и противоречивый узел более общих экономических и политических проблем. С распадом Советского Союза оборонные предприятия лишились налаженных производственных связей, а также значительной части рынков сбыта своей продукции. Резко сократился оборонный заказ. При составлении программы конверсии предполагалось, что объем производства вооружений и военной техники должен сократиться в 1991 г. на 19% по сравнению с 1988 г., после чего до 1995 г. выпуск военной продукции будет оставаться практически на том же уровне. Однако реальное сокращение выпуска военной продукции по сравнению с 1988 г. уже в 1991 г. составило более 30%. В свою очередь, с переходом к рыночным условиям хозяйствования производство гражданской продукции в оборонных отраслях стало определяться реальным платежеспособным спросом покупателей [5].

Для управления процессом конверсии в новых условиях в 1992 г. был принят закон РФ «О конверсии оборонной промышленности в Российской Федерации», а в Правительстве РФ началась разработка Государственной программы конверсии на 1993–1995 гг. Основные задачи Государственной программы были определены как сохранение и эффективное использование производственного, кадрового и инновационного потенциала оборонных отраслей путем перепрофилирования производств и создания дополнительных рабочих мест в гражданской сфере экономики для модернизации и реконструкции экономики, развития экспортной базы и импортозамещения.

В рамках Государственной программы конверсии были реализованы конкурсные механизмы государственной поддержки приоритетных направлений конверсии. Предприятия сами составляли свои конверсионные программы, выбирая оптимальные пути перепрофилирования производства и привлекая для этого прежде всего собственные средства. Покупателей конверсионной продукции предприятия тоже должны были искать самостоятельно, изучая спрос, налаживая хозяйственные связи, в том числе внешнеэкономические. Государственное целевое кредитование программ конверсии предприятий, прошедших конкурсный отбор, должно было осуществляться через коммерческие банки. За счет бюджета предусматривалось финансирование научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ и дотации предприятиям по социальным выплатам и на содержание социальной инфраструктуры.

В ходе реализации программы были созданы производственные мощности по выпуску многих видов продукции гражданского назначения, отвечающей современным техническим и эксплуатационным требованиям, обеспечивающей снижение закупок по импорту и пользующейся повышенным спросом. Однако в целом контрольные показатели Государственной программы конверсии не были достигнуты. На 1993 г. программа предусматривала увеличение производства гражданской продукции в оборонном комплексе на 12% по сравнению с 1992 г. Реально же вместо роста произошло снижение гражданского производства на 11%.

В 1994–1995 гг. сокращение гражданского производства продолжалось. Ни по одной из целевых конверсионных программ новые мощности не были введены в намеченных объемах.

В 1995 г., еще до истечения срока действия предыдущей программы, в связи с необходимостью реализации новых подходов к управлению процессом конверсии была разработана третья Государственная программа конверсии оборонной промышленности на 1995–1997 гг. В основу программы были положены следующие принципы: переход в условиях жестких финансовых ограничений к селективной государственной поддержке отдельных перспективных производств и видов гражданской продукции; уменьшение числа приоритетов, определенных в предыдущей государственной программе; постепенный перенос акцента с инвестиционных методов государственной поддержки конверсии на организационно-институциональные методы (расширение самостоятельности предприятий, создание рыночной системы, предполагающей свободное перемещение материальных ресурсов и рабочей силы, развитие фондового рынка и т.д.).

Программа включала в себя 8 подпрограмм организации разработки и серийного производства высокотехнологичной и конкурентоспособной продукции гражданского назначения по важнейшим отраслям народного хозяйства: гражданской авиационной техники; продукции гражданского судостроения; оборудования для топливно-энергетического комплекса; наукоемкой медицинской техники; электроники; средств

связи и информатики; производства материалов, комплектующих изделий и оборудования для выпуска конкурентоспособной сложной бытовой техники; технологического оборудования для перерабатывающих отраслей агропромышленного комплекса.

Финансовое обеспечение программы предполагалось осуществить за счет конверсионного кредита, предоставляемого из федерального бюджета на возвратной основе, бюджетных ассигнований (на проведение научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ, выделение дотаций на выплату выходного пособия и переквалификацию работников, содержание объектов социальной инфраструктуры), а также внебюджетных источников (средств предприятий, заказчиков и др.). Для осуществления смешанного кредитования конверсионных проектов за счет государства и частных инвесторов был образован Государственный фонд конверсии.

Намеченных в программе обобщенных показателей развития гражданского производства в оборонном комплексе достичь снова не удалось. В 1996 г. программой предусматривалась стабилизация производства гражданской продукции в отраслях оборонного комплекса, а в 1997 г. – его рост на 3–5% по отношению к 1996 г. при увеличении удельного веса гражданской продукции в общем объеме производства. Фактически же объем гражданского производства в комплексе сократился в 1996 г. по сравнению с 1995 г. на 18%, а без учета атомной промышленности – на 30%.

Невыполнение федеральных конверсионных программ было обусловлено следующими факторами: неудовлетворительным финансированием технического перевооружения оборонного комплекса (в 1995 г. объем реально выделенного кредита составил 22,5% от объема, предусмотренного в федеральном бюджете и в программе на этот год, в 1996 г. – 11%, а в 1997 г. – 0,85%); ухудшением экономического положения оборонных предприятий в связи с сокращением оборонного заказа и его недофинансированием, что резко ограничило собственные инвестиционные финансовые возможности предприятий; недоучетом изменений платежеспособного спроса, что явилось одной из причин медленной окупаемости бюджетных средств; недостаточно эффективным использованием высвобождаемых из военного производства мощностей и научно-производственного потенциала; недостаточной государственной поддержкой конверсионных предприятий (в области налогового, таможенного законодательства и т.д.); несоответствием реально выделенных бюджетных средств запланированным в рамках довольно многочисленных программ и мероприятий по конверсии.

Однако главной причиной невыполнения первых трех программ стала неверная оценка правительством макроэкономических тенденций. Вместо ожидавшейся стабилизации и последующего роста в 1993–1998 гг. наблюдался спад производства, углубление финансового и бюджетного кризиса.

Средства из федерального бюджета в рамках конверсионных программ в основном расходовались на дотации предприятиям (выплата выходного пособия, переквалификация работников, а также содержание социальной инфраструктуры), то есть не на техническое перевооружение производства, а в основном на решение социальных вопросов. Причем доля дотаций в общих расходах на конверсию с каждым годом увеличивалась. В то же время удельный вес льготного конверсионного кредита составил в 1997 г. менее 1% всех расходов [5].

В основном конверсионные программы на предприятиях финансируются за счет собственных средств (42%). Коммерческие банки все меньше проявляют заинтересованность в финансировании конверсионных программ по причине высоких инвестиционных рисков. За 1994–1997 гг. их доля в общих расходах снизилась с 31 до 6%, причем основная часть кредитов коммерческих банков предоставлялась предприятиям авиационной промышленности.

В 1994 г. выпуск промышленной продукции в оборонном комплексе России сократился по сравнению с 1993 г. на 35%. Это обусловлено увеличением спада производства гражданской продукции с 4–11% в 1992–1993 гг. до 33% в 1994 г. Темпы снижения производства военной продукции в эти годы не изменились, составив 39% в 1994 г. [4].

В 1994 г. производство товаров народного потребления в оборонном комплексе сократилось на 44% и было более значительным, чем в 1992–1993 гг. Уменьшение производства гражданской продукции обусловлено снижением платежеспособного спроса потребителей продукции производственно-технического назначения и ухудшением конъюнктуры спроса на непродовольственные товары народного потребления из-за их низкой конкурентоспособности по сравнению с импортными товарами.

Спад производства в отраслях промышленности оборонного комплекса существенно различался. Наибольшим он был в авиационной промышленности, промышленности средств связи, электронной промышленности (почти в 2 раза). В 1994 г. впервые с начала конверсии произошло снижение объема производства в атомной промышленности на 20% [1].

Снижение производства в оборонном комплексе обусловило дальнейшее сокращение численности работающих. В 1994 г. по сравнению с 1993 г. численность промышленно-производственного персонала сократилась на 16%, а в 1993 г. сокращение составило 12%. На 24% сократилась численность промышленно-производственного персонала на предприятиях электронной промышленности и на 20% – в промышленности средств связи. Темпы сокращения численности занятых в оборонном комплексе более чем вдвое отставали от снижения объема производства, что привело к росту скрытой безработицы [4].

В 1994 г. уровень заработной платы на предприятиях оборонного комплекса составлял менее 70% от средней заработной платы в промышленности Российской Федерации. Наиболее низким он был на предприятиях электронной промышленности – 42%, радиопромышленности – 51%, промышленности средств связи – 52%.

В 1994 г. Госкомстатом Российской Федерации по программе, разработанной совместно с Центром экономической конъюнктуры, было проведено исследование 400 научных организаций оборонного комплекса, которое показало, что сокращение численности занятых научно-исследовательскими и опытно-конструкторскими разработками замедлилось. Если в 1993 г. численность научных работников оборонного комплекса сократилась на 15%, то в 1994 г. – на 10%. При этом численность докторов и кандидатов наук в 1992–1994 гг. не изменилась.

По оценке центра, в 1994 г., как и в 1993 г., общий объем научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ в оборонном комплексе сократился почти на 25%. При этом темпы сокращения объема работ по военной тематике составили 29%, по гражданской тематике – 20%. В большей мере, чем в целом по комплексу, снизились объемы научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ в радио- и электронной промышленности, а также промышленности средств связи.

В расходах на конверсию в научных организациях по-прежнему основную роль играли средства федерального бюджета (около 60%). Средства иностранных инвесторов оставались незначительными.

В 1995 г. по сравнению с 1994 г. объем производства в оборонном комплексе снизился на 10%, в том числе по производству военной техники – на 30%, гражданской продукции – на 13%. Численность работающих на предприятиях оборонного комплекса по сравнению с 1994 г. сократилась на 17% [1].

В настоящее время примерно на 700 предприятиях отраслей промышленности осуществляются работы по конверсии оборонного производства. Безусловно, стабильность придает тот факт, что уже определен заказ на закупку вооружений и военной техники. По оценке экспертов, чтобы завершить начавшийся в российском ВПК процесс конверсии, потребуются 7–8 лет и сумма порядка 150 миллиардов долларов [6].

Разработанные предприятиями конверсионные программы потребуют продолжения кредитования предусмотренных в них мероприятий.

Литература

1. *Лазинцев Ю.Н., Воякина А.Б., Федоров С.Г.* Создание корпорации в оборонной промышленности и формирование ее внутренней организационно-производственной структуры // Экономика и коммерция. Электронная промышленность. 2002. Вып. 3. С. 31–37.

2. *Астахов А.А., Чепасов Т.Э.* Реформирование оборонно-промышленного комплекса: проблемы, поиски, решения // Финансы. 2003. № 4. С. 12–15.

3. *Липсиц И.* Проблемы российской конверсии // Экономист. 1995. № 1. С. 14–21.

4. *Бляхман Л.С., Замятина М.Ф.* Конверсия – центральное звено реформирования промышленности России // Вестник СПб. ун-та. Сер. 5. Экономика. 1998. № 2. С. 19–24.

5. Уроки реконструирования: конверсия оборонной и высокотехнологичной промышленности в 1992–1994 гг.: Обзор // Проблемы прогнозирования. 1995. № 3. С. 98–113.

6. Военная политика, экономика и конверсия в России [Электронный ресурс] // Деловая книга РАУ [сайт]. URL: http://observer.materik.ru/observer/N4-6_93/4-6_33.HTM (дата обращения 27.11.2014).

Статья поступила в редакцию 2 декабря 2014 года

УДК 351.864

АНАЛИЗ ОПЫТА КОНВЕРСИИ ВОЕННОГО ПРОИЗВОДСТВА В РАЗЛИЧНЫХ СТРАНАХ

Р.Р. Шатовкин, д.т.н., ст. преподаватель, ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: Shatovkin@yandex.ru
С.В. Ионов, д.в.н., директор представительства, АО «Концерн «Созвездие» (г. Москва), e-mail: cadet1966@mail.ru
В.В. Дудчак, д.э.н., зам. ген. директора, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: dudchak@sozvezdie.su

Рассмотрены формы и особенности проведения конверсии в различных странах. Сделаны соответствующие выводы.

Ключевые слова: *опыт конверсии военного производства, реконверсия военного производства, реорганизация государственных органов, подготовка и переподготовка кадров, диверсификация производства.*

THE ANALYSIS OF A MILITARY PRODUCTION CONVERSION EXPERIENCE IN VARIOUS COUNTRIES

R.R. Shatovkin, D.D. in Engineering Sciences, senior lecturer, Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh), e-mail: Shatovkin@yandex.ru
S.V. Ionov, D.D. in Military Sciences, director of JSC «Sozvezdie» Concern» representative office (Moscow), e-mail: cadet1966@mail.ru
V.V. Dudchak, D.D. in Economic Sciences, deputy general director, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: dudchak@sozvezdie.su

Forms and features of conversion in different countries are considered. The corresponding conclusions are drawn.

Keywords: *experience of military production conversion, reconversion of military production, state structures reorganization, preparation and retraining of personnel, production diversification.*

Для уяснения содержания конверсии военного производства целесообразно рассмотреть опыт конверсии военного производства в различных странах.

Первая значительная волна конверсии военного производства связана с окончанием Второй мировой войны.

По заключению многих исследователей, реконверсия военного производства США прошла без особых трудностей. С 1945 по 1948 г. военные расходы снизились с 84 до 12 миллиардов долларов. В результате объем промышленного производства в 1946 г. уменьшился на 9%, однако уже через два года превысил уровень 1945 г. [1].

Так же успешно была проведена реконверсия военного производства в Великобритании. Относительная легкость, с которой национальное хозяйство Великобритании было переведено на мирные рельсы, объясняется главным образом наличием значительных сбережений у населения (отложенный спрос), накопившихся за военные годы, а также имеющимся резервом материальных ресурсов в промышленности. Масштабная реконверсия обошлась без серьезного вмешательства правительства [2].

На завершающем этапе Второй мировой войны Советский Союз также приступил к реконверсии военного производства. Реконверсия оборонной промышленности осуществлялась в плановом порядке и включала ряд важнейших мероприятий: сокращение военных расходов, увеличение капиталовложений в народное хозяйство, а также перераспределение рабочей силы, сырья и материалов.

Была проведена реорганизация государственных органов, ведавших военным производством. Уже в 1946 г. перестройка народного хозяйства страны была в целом закончена: танковые заводы стали выпускать тракторы, паровозы, вагоны, артиллерийские были переведены на производство экскаваторов, прессов, буровых установок, прокатных станов; соответствующие изменения произошли и в легкой промышленности.

Для подготовки и переподготовки кадров по всей стране были организованы курсы по повышению квалификации или обучению новым специальностям. В результате общий объем про-

мышленного производства в СССР уже к 1948 г. превысил довоенный уровень, а общий объем валового общественного продукта в 1950 г. по сравнению с 1945 г. возрос почти вдвое [3].

Ход конверсии военного производства в Финляндии был обусловлен в основном заключенным в сентябре 1944 г. договором, согласно которому Финляндия должна была осуществить выплату СССР репарации в размере 300 млн. долларов в период с 1945 по 1950 г., причем не в денежной, а в товарной форме по ценам 1938 г. [4].

Главная трудность при выполнении этого договора заключалась в том, что Финляндия не имела передышки после окончания военных действий для восстановления пострадавшей от войны экономики. Для получения необходимого объема продукции пришлось срочно наращивать производственные мощности, причем не только в гражданских отраслях, но и за счет максимально широкого участия военного сектора экономики. Таким образом, в Финляндии была проведена вынужденная, почти полная конверсия оборонной индустрии: вместо вооружения финскому военно-промышленному комплексу пришлось организовать выпуск материалов и машин, никогда прежде им не выпускавшихся. В итоге 72% всех репарационных поставок Финляндии в СССР составила продукция машиностроительной промышленности. После окончания выплат совокупный продукт сократился незначительно и ненадолго. Этому способствовало увеличение внутреннего спроса на продукцию машиностроения, а также продолжение ее экспорта в Советский Союз. Конверсия военной индустрии стала фундаментом для становления новой финской экономики.

Вторая масштабная волна конверсии военного производства в значительной степени связана с окончанием «холодной» войны.

Американский опыт показывает, что в 90-х годах некоторые компании успешно провели конверсию, но еще больше было случаев провала конверсионных проектов.

Например, корпорация «Боинг» достигла успеха в гражданской авиакосмической промышленности, используя оборонные технологии из своих ранних программ производства военных реактивных самолетов, но не смогла создать надежные троллейбусы. Корпорация «Макдоннел-Дуглас» не смогла организовать прибыльное подразделение по оказанию компьютерных услуг, но удачно создала компанию «Витек» по испытанию лекарственных препаратов.

В целом практика конверсии военного производства в США показала, что непосредственный перевод современных специализированных военных предприятий на выпуск гражданской продукции экономически неэффективен. В связи с этим в Соединенных Штатах не были реализованы долго и широко дискутировавшиеся (в том числе и в американском конгрессе) планы прямой конверсии военного производства. Реформирование военной экономики, ее приспособление к новым условиям стало осуществляться путем постепенного ухода из военного бизнеса многочисленных предприятий, концентрации гражданского производства посредством их слияния, а также поглощения корпорациями, диверсификации производства конверсируемых предприятий и т.д.

В странах Западной Европы конверсия военного производства часто сопровождалась решением проблем занятости и поэтому в значительной степени происходила при активном участии профсоюзов и политических партий. Это заставляло правительства большинства западноевропейских государств участвовать в разработке конверсионных программ, создавать специализированные органы управления и финансирования конверсионных мероприятий, развернуть научные исследования проблем конверсии военного производства.

В этой связи особенно показательным является опыт Швеции. В 1979 г. там был создан Совет по исследованиям проблем конверсии военного производства, в который вошли предприниматели и представители профсоюзов. Задачей этого совета явилась разработка вопросов конверсии и расширения гражданского производства в военном секторе.

Результатом деятельности совета стала разработка национального плана конверсии до 2015 г. в соответствии с рекомендациями ООН (1981 г.). Главной особенностью этого плана явилась разработка комплекса подготовительных мер, которые были направлены на предотвращение возможного роста безработицы в стране при осуществлении конверсии военного производства [4].

В отличие от США и других западных стран, конверсия военного производства в СССР, а затем и в России происходила без научно обоснованных оценок текущих и перспективных потребностей обороны страны, без учета закономерностей военно-экономического развития.

После принятия руководством СССР политического решения в 1988 г. государственный оборонный заказ на производство вооружения и военной техники был сокращен более чем на 20%. С 1991 по 1995 г. общий объем финансирования по статье «Государственный оборонный заказ» уменьшился в пять раз [5]. Следствием этого стали рекордно высокие темпы конверсии военного производства. С самого начала она была ориентирована на скорейшее высвобождение значительных ресурсов, на получение максимальной экономической выгоды в кратчайшие сроки. Однако в результате отсутствия единой научно разработанной концепции конверсии, продуманной политики ее реализации, резкого ослабления государственного управления оборонным комплексом, многократного сокращения военных госзаказов, хронического дефицита финансовых ресурсов, неопределенности текущих и перспективных задач конверсионные ожидания не оправдались. Конверсия военного производства осуществлялась преимущественно административно-командными методами и свелась на практике к примитивной замене некоторой части наукоемкой военной продукции на гражданскую, к неэффективному использованию и даже разрушению оборонного комплекса страны.

Характерной чертой конверсии военного производства в Китае стал поиск рациональных путей функционирования оборонного сектора в системе централизованно-государственного планирования развития экономики на этапе становления рыночных отношений. В практическом плане государственная политика конверсии военного производства была достаточно последовательной, взвешенной в принятии политических решений и носила ярко выраженный прагматический характер. За 10 лет (с 1979 по 1988 г.) конверсионного процесса было реализовано 300 общегосударственных проектов, на проведение которых было затрачено более 500 миллионов долларов. В последующем, в рамках второй десятилетней программы развития народного хозяйства Китая на период до 2000 г., только за период с 1991 по 1995 г. было осуществлено 350 конверсионных проектов с общим объемом инвестиций около 1 миллиарда долларов. В качестве основного направления конверсии была выбрана диверсификация производства с максимальным использованием уже освоенных технологий. Осуществлялся поиск наиболее рациональных форм управления и организации оборонного сектора экономики. Вместе с тем, не подвергалась конверсии оборонная наука.

Таким образом, анализ опыта проведения конверсии военного производства позволяет сделать ряд выводов.

Во-первых, успех в проведении конверсии, как правило, обусловливается ее тщательной подготовкой. Сама конверсия может представлять собой достаточно длительный процесс, который требует привлечения значительных материальных, интеллектуальных и финансовых ресурсов. При этом особое значение приобретает проверка выполнения конверсионных мероприятий и разработка механизма конверсионных преобразований.

Во-вторых, результаты конверсии, её экономические и социальные последствия могут быть оценены только в среднесрочной и долгосрочной перспективе.

В-третьих, в проведении конверсии военного производства ведущую роль может играть государство, а также деятельность политических, профессиональных и общественных организаций.

В-четвертых, конверсия военного производства предполагает сочетание плановых и рыночных начал; государственное регулирование макроэкономических показателей в ходе конверсии, правительственная поддержка конверсируемых отраслей и предприятий в значительной степени обусловливают эффект от реализации конверсионных программ.

В-пятых, основополагающими целями конверсии военного производства могут являться: обеспечение социальных гарантий персонала конверсируемых предприятий и минимизация потери рабочих мест; предотвращение резкого экономического спада; поддержка и стимулирование внедрения инновационных технологий; диверсификация военного и гражданского производства.

Литература

1. США: военное производство и экономика. М. : Наука, 1983.

2. Проблемы оборонной политики и конверсии в исследованиях британских специалистов (обзор): Социально-экономические аспекты конверсии военного производства: опыт стран Запада. Сборник обзоров. М.: ИНИОН АН СССР, 1991.

3. Народное хозяйство СССР за 60 лет. Юбилейный статистический сборник. М.: ЦСУ СССР, 1977.

4. Разоружение и конверсия в странах Северной Европы: практика и теория (обзор): Социально-экономические аспекты конверсии военного производства: опыт стран Запада. Сборник обзоров. М.: ИНИОН АН СССР, 1991.

5. Эпоха Бориса Ельцина: годы, потерянные для страны [электронный ресурс] // Военно-промышленный курьер. Общероссийская еженедельная газета [сайт]. URL: http://vpk-news.ru/articles/2796 (дата обращения 27.11.2014).

Статья поступила в редакцию 2 декабря 2014 года

УДК 358.4:338

НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ ВОЕННОЙ АВИАЦИИ С УЧЕТОМ ВЛИЯНИЯ СОВРЕМЕННЫХ ЭКОНОМИЧЕСКИХ ФАКТОРОВ

Р.Р. Шатовкин, д.т.н., старший преподаватель, ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: Shatovkin@yandex.ru
С.В. Ионов, д.в.н., дир. представительства, АО «Концерн «Созвездие» (г. Москва), e-mail: cadet1966@mail.ru

Рассмотрены вопросы влияния современных экономических факторов на пути и тенденции развития военной авиации. Показана причинно-следственная связь между необходимостью снижения стоимости ведения боевых действий и направлениями исследования и разработок в военной авиационной промышленности.

Ключевые слова: *экономические факторы, направления развития военной авиации, удешевление ведения боевых действий, снижение потерь, многофункциональность.*

THE DIRECTIONS OF A MILITARY AVIATION DEVELOPMENT ACCORDING TO THE CURRENT ECONOMIC FACTORS IMPACT

R.R. Shatovkin, D.D. in Engineering Sciences, senior lecturer, Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh), e-mail: Shatovkin@yandex.ru
S.V. Ionov, D.D. in Military Sciences, director of JSC «Sozvezdie» Concern» representative office (Moscow), e-mail: cadet1966@mail.ru

The current economic factors impact on a way and a trend of military aviation development is considered. The cause-effect relation opening a dependence between need in price reduction of conducting combat operations and directions of research and development in a military aviation industry is shown.

Keywords: *economic factors, directions of a military aviation development, cheapening of warfare, loss enhancement, multifunctionality.*

На сегодняшний день ситуация в разработке и применении военной авиации определяется как специфическими проблемами отрасли, так и проблемами общего порядка.

Выделяются следующие факторы развития военной авиационной промышленности на современном этапе: внешние факторы – экономические (в том числе внешнеэкономические), политические (в том числе внешнеполитические), научно-технические, социальные, географические, управленческие; внутренние факторы – технологические, научно-технические, производственные, трудовые, финансово-экономические.

Среди факторов, определяющих состояние и направления развития военной авиации, немаловажную роль играют экономические факторы.

Пристальное внимание специалистов к экономической стороне ведения боевых действий обусловлено огромными расходами, связанными с применением дорогостоящего вооружения и военной техники.

Так, СССР потратил на войну в Афганистане примерно 50 миллиардов рублей, что в нынешних ценах составляет около 96 миллиардов долларов [1].

Ведение военных действий США в Ираке обошлось в 917744361,55 долларов [2].

Стоимость ведения военных действий США в Афганистане составила 89,42 миллиарда долларов. Примерно 60% потраченных средств было направлено на содержание армии и спецслужб, а 30% пошли на содержание административного аппарата страны. Оставшиеся средства были направлены на борьбу с наркотрафиком, строительство, гуманитарную помощь местному населению и осуществление «мониторинга за процессами» [1].

Стремление сократить финансовые и материальные затраты, а также потери живой силы и техники влечет за собой необходимость изменений в стратегии и тактике ведения боевых действий.

Изменение тактики ведения боевых действий, в свою очередь, требует повышения тактико-технических показателей образцов вооружения и совершенствования режимов их боевого применения. Это учитывается как при проекти-

ровании и разработке новых образцов вооружения, так и при глубокой модернизации существующей техники.

В настоящее время наиболее существенными, определяющими требования к военной авиации являются следующие экономические факторы [3, 4]:

– повышение стоимости производства самолетов и бортовой аппаратуры, отвечающих возросшим требованиям по выполнению боевых задач в современных условиях, вследствие использования современных материалов и технологий;

– высокая стоимость подготовки и поддержания требуемой квалификации летчиков и инженерно-технического состава вследствие повышения уровня технической сложности самолетов и бортовой аппаратуры;

– удорожание разработки самолетов и бортовой аппаратуры, отвечающих требованиям боевого применения в течение 10–15 лет без существенных доработок, вследствие повышения интеллектуальных затрат, удорожания технических разработок.

Учет этих факторов предопределяет следующие основные направления развития авиации [3]:

– многофункциональность применения;

– внедрение экономичных боевых режимов;

– снижение потерь, нерационального расхода топлива и средств поражения;

– повышение требований к уровню подготовки летчиков и инженерно-технического состава;

– снижение стоимости жизненного цикла;

– интегрирование аппаратуры и использование беспилотных летательных аппаратов.

Многофункциональность. К многофункциональности как к одному из боевых свойств самолета отмечается неоднозначное отношение со стороны как разработчиков, так и военных.

Отношение основных потребителей (военных) к многофункциональности как к одному из свойств боевых самолетов является нормальным, поскольку они не задумываются (и не должны этого делать), сколько стоит самолет, на котором им предстоит воевать. Меньше всего их интересует экономика, тем более конкурентоспособность самолета на мировом рынке авиационной техники. А вот связанные с многофункциональностью дополнительные проблемы, такие как подготовка универсальных летчиков, расширение номенклатуры вооружения, усложнение эксплуатации и боевого управления и др., выдвигаются на первый план [5].

Основных причин, обусловивших данное направление, две. Во-первых, чрезвычайно усложнились условия решения ударных задач вследствие повышения защищенности объектов военных действий и условий их поражения, что потребовало усложнения самолетов. Следствием этого стало увеличение стоимости боевых самолетов до величины, при которой потребности в решении боевых задач специализированными истребителями и ударными самолетами вошли в противоречие с финансово-экономическими возможностями государства, производящего (покупающего) боевые самолеты.

Вторым фактором, обусловившим развитие боевых самолетов в направлении многофункциональности, стало появление технической возможности оснащения их радиоэлектронными комплексами, позволяющими решать как истребительные, так и ударные задачи без переоборудования самолета.

Таким образом, многофункциональность применения является одним из основных приемов снижения стоимости ведения боевых действий. Она дает возможность использовать один самолет для решения большого количества боевых задач. Однако расширение круга решаемых задач однозначно связано с увеличением количества режимов работы бортовой аппаратуры, которая должна осуществлять информационное обеспечение всех видов боевых действий многофункциональностью самолета.

Внедрение экономичных боевых режимов. Под экономичными понимаются режимы работы бортовой аппаратуры, позволяющие в процессе решения боевых задач снизить все виды затрат [3].

Анализ боевых задач и информации, необходимой для их решения, показывает, что необходим режим поиска и обнаружения целей в увеличенной зоне ответственности, режимы автоматического сопровождения одиночных и групповых целей, режимы распознавания угроз и целей. Для решения задач навигации, разведки и уничтожения наземных целей, посадки на аэродром необходимы усовершенствованные режимы землеобзора: обзор земной поверхности и картографирование с использованием обычного луча бортовой радиолокационной станции, доплеровского обужения (обострения) луча, реализующего более высокую разрешающую способность, режима синтезирования апертуры, обеспечивающего наилучшую детальность изображения, и режима селекции движущихся наземных целей [6].

Снижение потерь, нерационального расхода топлива и средств поражения. Снижение потерь своих самолетов при ведении боя с превосходящим по силе противником является важным направлением повышения экономичности ведения боевых действий.

Необходимость снижения потерь своих самолетов требует от разработчиков решения целого ряда взаимосвязанных задач. Основными из этих задач являются: повышение боевой живучести самолета; уменьшение количества ошибочных решений летчика; усиление защитных свойств самолета; снижение потерь при посадке и дозаправке в воздухе.

Высокий уровень ошибочных решений летчика обусловлен рядом причин, среди которых можно выделить: информационно-психологические перегрузки и дефицит времени на принятие решения, выполнение маневров на пределе физических возможностей с кратковременной потерей адекватности реакции.

Информационно-психологические перегрузки обусловлены большим объемом информации, перерабатываемой в условиях дефицита времени, и огромной ответственностью за последствия принимаемых решений. Отсюда следует необходимость разработки интеллектуальных систем, облегчающих летчику принятие решений в любой обстановке.

Суть противоречий между возможностями самолетов и возможностями авионики и летчика сводится к тому, что последние в большинстве случаев не могут на данный момент реализовать все возможности самолетов и вооружения.

Усиление защитных свойств самолета включает решение широкого круга задач. В первую очередь, это создание вокруг самолета пространственного сферического информационного поля, предусматривающего, в том числе, использование бортовой радиолокационной станции обзора задней полусферы и расширение зон ответственности радиолокационной станции обзора передней полусферы, позволяющих использовать более эффективные маневры уклонения от средств поражения противника и дающих возможность эффективно использовать имеющиеся на борту средства поражения и радиоэлектронного противодействия [3, 6].

Снижение нерационального расхода средств поражения зависит от достоверности процедур распознавания целей и адекватности их ранжирования по степени важности. Очевидно, что достоверное решение о типах противостоящих целей может быть принято на основе комплексной обработки результатов точного спектрального анализа полученных сигналов и информации, поступающей от станции радиотехнической разведки и других информационно-измерительных систем. Спецификой распознавания целей по степени важности является расстановка их приоритетов на основе более сложных критериев, адаптированных под состав бортовой аппаратуры и решаемые задачи.

Мировая статистика авиационных катастроф и аварий свидетельствует о том, что более половины из них происходит при посадке. Актуальность повышения безопасности посадки особенно возрастает в боевых условиях, когда высока вероятность уничтожения наземных радиотехнических посадочных систем.

Повышение требований к уровню подготовки летчиков и инженерно-технического состава. В настоящее время в интересах поддержания требуемого уровня профессиональной подготовки используют различные формы обучения (профессиональную подготовку, переподготовку, курсы повышения квалификации) на основе его планирования в жестко фиксированных временных интервалах и организации в соответствии с руководящими документами. При этом реальный уровень подготовки конкретного специалиста (летчика или инженера) не учитывается, что при высоком значении данного уровня приводит к излишним материальным затратам на подготовку специалиста, а при низком создает потенциально-опасные условия функционирования авиационной техники и вооружения. Следовательно, такое обучение с точки зрения «затраты–качество» назвать эффективным нельзя.

В свою очередь, для реализации эффективного обучения требуется оценка совокупности профессионально-значимых качеств специалиста, выражаемых через соответствующие показатели его профессиональной готовности, а также прогнозирование изменения уровня профессиональной готовности специалиста в соответствии с заданной моделью процесса обучения, то есть проведение мониторинга уровня профессиональной готовности специалиста.

Отличительной чертой мониторинга является то, что он осуществляется систематически, планомерно. При этом предполагается не просто фиксация изменений, а использование результатов мониторинга для постоянного совершенствования процесса обучения.

Получение своевременной информации о ходе обучения позволяет лучше понять его суть, а если возникают отклонения – оперативно внести коррективы. Таким образом, мониторинг дает возможность своевременно вмешиваться в механизмы и закономерности подготовки специалиста [7].

Следовательно, применение педагогического мониторинга, подразумевающего экспертное оценивание результатов деятельности участников процесса обучения по различным аспектам, отслеживание результатов образовательной деятельности обучающихся, экспертизу уровня педагогического и управленческого мастерства педагогических кадров, повышение качества решения организационно-управленческих задач на основе выводов, сформулированных в результате мониторинга, будет вполне оправдано.

Снижение стоимости жизненного цикла. Экономическое совершенство самолета оценивается по критерию стоимости его жизненного цикла, который включает в себя: стоимость разработки, закупочную стоимость, стоимость эксплуатации, стоимость модернизации и снятия с эксплуатации.

Статистические данные показывают, что затраты на эксплуатацию составляют более 50% стоимости жизненного цикла, поэтому при снижении стоимости эксплуатации может быть получена значительная суммарная экономия [3].

В свою очередь, стоимость технической эксплуатации самолета определяется: стоимостью разработки и применения системы технической эксплуатации, методами и техническими средствами контроля, диагностирования и управления техническим состоянием самолета в воздухе для обеспечения его отказоустойчивости в течение времени применения по назначению и на земле при техническом обслуживании и ремонте; надежностью аппаратуры (безотказностью, ремонтопригодностью, долговечностью и сохраняемостью); организационно-штатной структурой инженерно-технического состава и стоимостью его обучения.

Стоимость разработки определяется финансовыми, материальными и временными затратами на все этапы создания самолета, начиная от разработки эскизного проекта и заканчивая испытаниями на стендах и в воздухе в процессе доводки самолета до принятия на эксплуатацию.

Существенной экономии средств в процессе разработки, испытаний, доводки бортовой аппаратуры и дальнейшего ее обслуживания можно достичь за счет разработки базового универсального варианта, предусматривающего возможность получения более узкопрофилированных модификаций.

В настоящее время применяется планово-предупредительная (по ресурсу) система технической эксплуатации. Она включает в себя мощные наземные средства контроля и диагностирования, с помощью которых инженерно-технический персонал проводит большое количество различных затратных профилактических работ. Результаты контроля технического состояния при применении по назначению в воздухе не используются и расшифровываются лишь по необходимости при техническом обслуживании на земле. Это приводит к снижению эффективности применения самолета, росту числа ошибок, допускаемых летным составом, а главное – к непроизводительному расходу ресурса бортовой аппаратуры на земле, который достигает 30–40% [3].

Исследования статистических характеристик безотказности бортовой аппаратуры показали, что практически все отказы являются внезапными, причем 30–40% из них – самоустраняющиеся. Для отказов такого характера система технической эксплуатации по ресурсу бесперспективна, а наилучшей будет система эксплуатации до отказа. В такой системе технической эксплуатации оценка технического состояния производится в воздухе с помощью системы функционального контроля и диагностирования (системы объективного контроля) [3, 8]. На земле все виды профилактических работ должны быть исключены, а производиться должны только ремонтные работы и проверка работоспособности после ремонта с помощью встроенной системы контроля. При этом объем ремонтных работ может быть снижен за счет информационной избыточности бортовой аппаратуры, позволяющей ввести частичное восстановление.

В свою очередь, расширение функциональности бортовой аппаратуры и введение режимов, влияющих на безопасность полетов, не позволяют допускать внезапных отказов. В этих режимах следует применять специфическую программную и аппаратурную реализацию, для которой характерны постепенные виды отказов, или вводить структурное резервирование.

Следовательно, перспективная экономичная и эффективная система технической эксплуатации должна быть смешанной и включать в себя систему технической эксплуатации до отказа, по ресурсу и состоянию с элементами

прогнозирования отказов [3, 9]. Ее основу должна составлять система технической эксплуатации до отказа с мощными бортовыми средствами функционального контроля и диагностирования, позволяющими управлять техническим состоянием бортовой аппаратуры в процессе применения по назначению и в системе технического обслуживания.

Таким образом, снижение стоимости жизненного цикла самолета и бортовой аппаратуры требует решения целого комплекса конструкторских, технологических и организационных проблем.

Интегрирование аппаратуры и использование беспилотных летательных аппаратов. Увеличение количества используемых режимов и их усложнение, преследующие повышение степени адаптации бортовой аппаратуры и самолета к условиям применения, приводят к возрастанию стоимости производства, удорожанию самой процедуры функционирования аппаратуры и ее эксплуатации. Процедура увеличения количества используемых режимов, каждый из которых имеет свое аппаратное, информационное и программное обеспечение, является дорогостоящей и бесперспективной. Выходом из сложившейся ситуации может быть создание единого интегрированного бортового комплекса оборудования, в состав которого, помимо бортовой радиолокационной станции и оптико-электронной системы, должны входить информационно-измерительные системы другой физической природы (радиотехническая навигационная система, станция радиотехнической разведки, система радиоэлектронного противодействия).

Создание интегрированного бортового комплекса оборудования позволяет существенно снизить аппаратурные и энергетические затраты. Однако преимущества, даваемые интегрированным бортовым комплексом оборудования, могут быть реализованы только при наличии единой централизованной системы анализа обстановки и управления структурой и режимами работы бортовой аппаратуры [10]. В связи с этим перед разработчиками, кроме задач реализации рабочих режимов, встают новые проблемы оптимального распределения энергетических, временных, вычислительных и аппаратных ресурсов. Поэтому решение всех проблем создания интегрированного бортового комплекса оборудования требует значительный временных и финансовых затрат.

Наличие реальных ограничений физических возможностей летчика делает необходимой разработку беспилотных летательных аппаратов, способных как вести воздушный бой, так и уничтожать наземные объекты. Использование беспилотных летательных аппаратов, в конечном счете, имеет явный экономический аспект, направленный на снижение стоимости ведения боевых действий. Положительный опыт применения беспилотного боевого самолета США RQ-1A Predator при уничтожении группировок талибов в горах Афганистана показывает, что эта задача уже переведена в практическую плоскость [3].

Проведенный анализ показывает, что существует тесная причинно-следственная связь между направлениями развития военной авиации, тактики ее применения и экономическими факторами, обусловливающими требования к разработчикам и потребителям авиационной техники и вооружения. Необходимость снижения стоимости ведения боевых действий заставляет разработчиков искать новые технологические и конструктивные решения, а потребителей – совершенствовать уровень профессиональной готовности и тактические вопросы боевого применения авиации.

Литература

1. Расходы США в Афганистане [Электронный ресурс] // Вопросик [сайт]. URL: http: //www.voprosik.net/rasxody-ssha-v-afganistane/ (дата обращения 22.11.2014.)

2. Военная операция США против Ирака: потери и затраты. Справка [Электронный ресурс] // РИА-новости [сайт]. URL: http://www.ria.ru/spravka/20080320/101768282.html#ixzz3JjhttzXk (дата обращения 22.11.2014).

3. *Канащенков А.И., Меркулов В.И., Самарин О.Ф.* Облик перспективных бортовых радиолокационных систем. Возможности и ограничения. М.: ИПРЖР, 2002.

4. *Канащенков А.И., Кузьмин А.Б., Меркулов В.И., Самарин О.Ф.* Облик радиолокационной системы современного истребителя с учетом влияния экономических факторов // Радиотехника. 2000. № 11.

5. *Скопец Г.* Многофункциональность: за все надо платить [Электронный ресурс] // Информационное агентство ОРУЖИЕ РОССИИ [сайт]. URL: http://www.arms-expo.ru/news/archive/georgiy-skopec-mnogofunkcional-nost-za-vse-nado-platit-17-03-2008-17-17-00/ (дата обращения 22.11.2014).

6. *Канащенков А.И., Меркулов В.И., Самарин О.Ф.* Облик радиолокационной системы современного истребителя с учетом состояния и перспектив развития авиации // Радиотехника. 2000. № 1.

7. *Мишустин С.И., Дидрих В.Е.* Разработка научно-методического обеспечения мониторинга уровня профессиональной готовности специалиста на основе оценки его профессионально-значимых качеств и моделирования процесса обучения // Вестник Тамбовского высшего военного авиационного инженерного училища радиоэлектроники (военного института). 2008. № 3.

8. *Кузьмин А.Б.* Оптимальное обнаружение отказов в объекте контроля // Изв. АН СССР. Теория и системы управления. 1996. № 2.

9. *Алексеев В.Б., Кузьмин А.Б.* Прогнозирование отказов в системе эксплуатации по состоянию // Научный вестник МГТУ ГА. 1999. № 19.

10. Интегрированные комплексы и системы / под ред. В.П. Кутахова // Радиотехника. 1996. № 9.

Статья поступила в редакцию 2 декабря 2014 года

УДК 534.6.08

СОВРЕМЕННЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОЙ ОЦЕНКИ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ СОСТОЯНИЙ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Г.В. Зибров, д.пед.н., начальник академии, тел. (473) 236-59-48
А.В. Попов, д.т.н., доцент, e-mail: avpnil@rambler.ru
В.Н. Старов, д.т.н., с.н.с., e-mail: l.star.2033@yandex.ru
ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

С.В. Ионов, д.в.н., дир. представительства, АО «Концерн «Созвездие (г. Москва),
e-mail: cadet1966@mail.ru
А.Ю. Беккиев, д.т.н., профессор, ген. директор, АО «Концерн «Созвездие, e-mail: office@sozvezdie.su

Рассматривается проблема разработки системы оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций ответственного назначения по фактическому техническому состоянию. Сделан вывод о целесообразности разработки системы, обеспечивающей оперативную (в реальном масштабе времени) оценку эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций ответственного назначения на основе метода акустической эмиссии. Поставлены задачи для развития метода и проведения дальнейших исследований.

Ключевые слова: *система оценки эксплуатационной пригодности, силовые элементы конструкций, акустическая эмиссия.*

MODERN TRENDS IN HIGH-PERFORMANCE EVALUATION OF THE OPERATIONAL STATES OF TECHNICAL SYSTEMS

G.V. Zibrov, D.D. of Pedagogy, head of academy, tel. (473) 236-59-48
A.V. Popov, D.D. in Engineering Sciences, associate professor, e-mail: avpnil@rambler.ru
V.N. Starov, D.D. in Engineering Sciences, senior research engineer, e-mail: l.star.2033@yandex.ru
Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)

S.V. Ionov, D.D. in Military Sciences, director of JSC «Sozvezdie» Concern» representative office, (Moscow),
e-mail: cadet1966@mail.ru
A.Yu. Bekkiev, D.D. in Engineering Sciences, professor, gen. director, JSC «Sozvezdie» Concern»,
e-mail: office@sozvezdie.su

The problem of developing an operational suitability evaluation system of power structural elements responsible for destination on its actual technical condition is considered. The conclusion about the feasibility of developing a system that provides operational (real-time) assessment of the operational suitability of the power structural elements responsible for destination on the basis of acoustic emission method is made. The tasks for a development of the method and further researches are set.

Keywords: *evaluation system of operational suitability, power structural elements, acoustic emission.*

В настоящее время сроки эксплуатации более 50% силовых элементов конструкций вооружения и военной техники (ВВТ) продлеваются в 2–3 раза [1–4]. Аварии этих объектов могут привести к катастрофам, человеческим жертвам, загрязнению окружающей среды.

В связи с этим оценка эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций ВВТ по фактору прочности является важной государственной проблемой, решение которой позволит существенно снизить риск техногенных аварий и катастроф, обеспечит значительный экономический эффект за счет продления сроков эксплуатации имеющегося вооружения.

Каждый объект контроля – силовой элемент ВВТ, находящийся в работе, – должен подвергаться оценке эксплуатационной пригодности до ввода в эксплуатацию, периодически – в процессе эксплуатации и в необходимых случаях – внеочередному техническому освидетельствованию. В связи с этим актуальной задачей является организация эксплуатации силовых элементов конструкций и комплексов ВВТ по фактическому техническому состоянию. В случаях выявле-

ния в ходе технического освидетельствования в силовых элементах конструкций вооружения дефектов, которые могут вызвать аварию, создать опасность для жизни и здоровья людей или угрозу сохранности окружающих его сооружений и объектов, этот объект снимается с эксплуатации [3, 4].

В контексте исследований под оценкой эксплуатационной пригодности понимается оценка возможности эксплуатации конструкции с учетом степени опасности дефектов силовых элементов.

Направленность наших работ – разработка научно обоснованных технических решений, обеспечивающих повышение эффективности оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций ВВТ.

Нормативно оценка эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций ВВТ проводится путем приложения к конструкции эксплуатационной или превышающей эксплуатационную нагрузки и выдержкой при этой нагрузке. Виды технических освидетельствований силовых элементов конструкций ВВТ представлены на рисунке.

Виды технических освидетельствований конструкций ВВТ

Главной целью такого контроля является своевременное обнаружение и предотвращение процессов, развивающихся в материале, которые могут привести к авариям и катастрофам (различные виды разрушения, коррозия, старение, ползучесть, релаксация, потеря устойчивости, износ, нарушение герметичности и др.).

Массовые натурные испытания (в особенности крупногабаритных конструкций) ВВТ, как правило, невозможны в связи с высокой стоимостью и большой продолжительностью, поэтому развитие процессов, снижающих надежность, должно оцениваться по результатам разрушающего и неразрушающего контроля, а также испытаний пробными нагрузками.

Разрушающие испытания проводятся на отдельных натурных образцах ВВТ, которые затем не могут использоваться по назначению, либо на специально подготовленных лабораторных образцах. В ходе таких испытаний определяются стандартные механические характеристики, коррозионная стойкость, склонность к старению, износостойкость, химический состав и структура конструкционных материалов, сопротивление электрическому пробою и др. Механическим испытаниям по неполной программе (неразрушающему нагружению деталей и узлов до уровня, превышающего рабочие нагрузки, вибрационным испытаниям на одной частоте и т.д.), а также периодическим проверкам при эксплуатации подвергаются некоторые ответственные узлы и детали ВВТ, изготовленные на заводе.

Достоинство методов контроля качества пробным нагружением заключается в том, что они позволяют ***непосредственно***, а не косвенно оценить влияние основных конструкционных факторов, различных особенностей производства и эксплуатации на работоспособность узлов и деталей ВВТ.

В ходе этих испытаний получают наиболее достоверную информацию о прочности элементов конструкции ВВТ. Вместе с тем испытаниям подвергаются реальные конструкции, часть из которых разрушается, а остальные проходят испытания не в полном объеме. Поэтому испытания относительно трудоемки, и после их проведения сохраняется определенная вероятность преждевременного разрушения конструкций. Снизить эту вероятность в ряде случаев позволяет введение разнообразных методов неразрушающего контроля (следует отметить, что такой контроль не заменяет испытаний механическим нагружением, а дополняет их), а также рациональный выбор испытательных нагрузок и материалов.

Недостатки методов разрушающего контроля проявляются особенно ярко при испытаниях дорогостоящих конструкций ВВТ, выпускаемых в отдельном экземпляре. Разрушающие испытания таких конструкций практически не проводятся. В этих случаях возможно эффективное применение неразрушающих методов. Для решения этих задач необходимо разработать способы и аппаратуру для оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций ВВТ и обеспечить войска доступными по стоимости, простыми в эксплуатации и надежными средствами неразрушающего контроля.

При своевременном обнаружении микро- и макротрещин, определении их координат и скорости роста возможна оценка степени близости отказа, что позволяет предотвратить его, установить оптимальные сроки профилактических ремонтов и тем самым повысить надежность [1–6].

Трещина (даже при хрупком разрушении) не возникает мгновенно, ее появлению предшествуют стадии текучести, возникновения, распространения и слияния микротрещин, фазовые превращения. Все конструктивные элементы машиностроения имеют микро- и макродефекты, которые могут быть как опасными, так и неопасными при эксплуатации. Если конструкция имеет дефект, не влияющий на ее эксплуатационную пригодность, она может эксплуатироваться.

Большинство существующих неразрушающих методов оценки эксплуатационной пригодности ВВТ основано на сканировании поверхности и подповерхностного слоя материала конструкции. Обнаруженные при этом дефекты затруднительно ранжировать по степени опасности и оценивать по степени влияния на эксплуатационную пригодность и остаточный ресурс силовых элементов конструкций ВВТ [7, 8]. Исключением является метод акустической эмиссии, обеспечивающий регистрацию, обработку и анализ акустических процессов, возникающих при разрушении конструкций. Акустическая эмиссия (АЭ) – это процесс возникновения упругих акустических волн, вызванных локальной динамической перестройкой внутренней структуры твердых тел при деформировании.

В Военной академии РВСН им. Петра Великого под руководством доктора технических наук, профессора Гневко А.И. был выполнен ряд работ, посвященных разработке методик оценки эксплуатационной пригодности конструкций ВВТ методом акустической эмиссии [3]. Рассматривались конструкции, подведомственные Ростехнадзору РФ: краны, подъемники, сосуды давления. В данных работах решались задачи применения методов и средств акустико-эмиссионного контроля для разработок методик оценки эксплуатационной пригодности конструкций ВВТ. Были выявлены недостатки, присущие методу акустической эмиссии, – существенное влияние эффекта Кайзера, предыстории эксплуатации, размеров и формы конструкции, резонансных свойств пьезодатчиков, механических шумов на результаты контроля.

Исследования метода акустической эмиссии в настоящее время интенсивно проводятся в нашей стране и за рубежом. Такими известными специалистами в области АЭ, как Иванов В.И., Ермолов И.Н., Серьезнов А.Н., Степанова Л. Н., Буйло С.И. в нашей стране и Скальский В.Р., Недосека А.Я., Данеган Г., Поссер В. за рубежом, предлагались различные способы анализа акустико-эмиссионных процессов, но все они в основном базируются на анализе амплитуды и интенсивности сигналов АЭ и обладают вышеперечисленными недостатками [7, 8].

В настоящее время набор оцениваемых информативных параметров АЭ во всех существующих акустико-эмиссионных комплексах в основном одинаков. Практически во всех программах представлены графики формы сигнала (цифровой осциллограф), спектра, энергии, амплитуды, числа и длительности импульсов АЭ. Установлено, что эти параметры не имеют физически обоснованных критериальных значений для определения «опасных» состояний и существенным образом зависят от предыстории эксплуатации, формы и размеров конструкций, уровня и характера шумов [7, 8].

Анализ существующих способов и аппаратурно-методического обеспечения метода акусти-

ческой эмиссии показал, что внедрение его в практику эксплуатации ВВТ сдерживается тем, что:

– в настоящее время не проводится анализ информативных параметров процессов АЭ, моделирование нагрузок и прогнозирование ресурса объектов военной техники с учетом закономерностей процессов разрушения, что не позволяет достичь требуемой оперативности оценки эксплуатационной пригодности ВВТ и снизить ее стоимость;

– для таких конструкций ВВТ, как топливные отсеки ракет, планер самолета, неприменимо нагружение избыточной нагрузкой для проведения акустико-эмиссионного контроля в процессе эксплуатации;

– отсутствуют датчики бесконтактной регистрации малых перемещений, что делает невозможной высокоточную регистрацию сигналов и калибровку аппаратуры АЭ;

– отсутствует целостная система оценки эксплуатационной пригодности ВВТ по фактическому техническому состоянию.

В связи с этим исследования, посвященные разработке способов и аппаратурно-методического обеспечения оценки эксплуатационной пригодности конструкций ВВТ методом акустической эмиссии, являются актуальными. Предметом исследования при этом будут способы и аппаратурно-методическое обеспечение оценки эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций методом акустической эмиссии.

Для разработки научно обоснованных технических решений и достижения поставленной цели исследования необходимо решить следующие научные задачи:

– для оперативной оценки эксплуатационной пригодности конструкций ВВТ разработать способы оценки процессов накопления повреждений в силовых элементах конструкций по информативным параметрам АЭ;

– для оценки возможности эксплуатации тонкостенных конструкций разработать способ интегральной оперативной оценки эксплуатационной пригодности без нагружения конструкций избыточной нагрузкой;

– для повышения достоверности оценки эксплуатационной пригодности конструкций ВВТ методом акустической эмиссии разработать способ бесконтактной регистрации малых перемещений поверхности конструкций при деформировании;

– для изучения процессов разрушения конструкций на образцах, сокращения количества испытаний реальных конструкций, формирования базы данных по результатам испытаний конструкционных материалов разработать модели переноса результатов испытаний образцов из конструкционных материалов на силовые элементы конструкции ВВТ;

– для прогнозирования сроков эксплуатации конструкций ВВТ разработать подход к оценке интенсивности процессов накопления повреждений в силовых элементах по параметрам акустической эмиссии;

– провести экспериментальные исследования и сделать выводы: о закономерностях связи процессов накопления повреждений в конструкционных материалах с параметрами нагружения, о характерных для начала трещинообразования значениях информативных параметров сигналов акустической эмиссии, о реальных значениях прочностных характеристик конструкций ВВТ;

– создать целостную систему, обеспечивающую оперативную (в реальном масштабе времени) оценку эксплуатационной пригодности силовых элементов конструкций ВВТ методом акустической эмиссии.

Решению данных научных задач будут посвящены наши дальнейшие публикации.

Литература

1. *Махутов Н.А.* Конструкционная прочность, ресурс и техногенная безопасность. Часть 1. Критерии прочности и ресурс. Новосибирск: Наука, 2005. 493 с.

2. *Моссаковский В.И., Макаренков А.Г., Никитин П.И. и др.* Прочность ракетных конструкций / под ред. В.И. Моссаковского. М.: Высш. шк., 1990. 359 с.

3. Основы технического диагностирования объектов военной техники: Учебн. пособие / под ред. А.И. Гневко, Н.А. Казакова. М.: Военная академия РВСН им. Петра Великого, 2000. 232 с.: ил.

4. *Степанов Б.М.* Обеспечение безопасности эксплуатации объектов, подконтрольных органам государственного технического надзора в Вооруженных Силах Российской Федерации: Учебн. пособие. М.: Военная академия РВСН им. Петра Великого, 1999. 440 с.: ил.

5. *Болотин В.В.* Прогнозирование ресурса машин и конструкций. М.: Машиностроение, 1984. 312 с.

6. *Коллакот Р.* Диагностика повреждений. М.: Мир, 1989. 512 с.

7. *Клюев В.В., Соснин Ф.Р., Ковалев А.В. и др.* Неразрушающий контроль и диагностика: Справочник / под ред. В.В. Клюева. 3-е изд., испр. и доп. М.: Машиностроение, 2005. 656 с.: ил.

8. Неразрушающий контроль. Справочник: В 7 т. / под общ. ред. В.В. Клюева. Т. 7. В 2 кн. Кн. 1: В.И. Иванов, И.Э. Власов. Метод акустической эмиссии; Кн. 2: Ф.Я. Балицкий, А.В. Барков, Н.А. Баркова и др. Вибродиагностика. М.: Машиностроение, 2005. 829 с.: ил.

Статья поступила в редакцию 2 декабря 2014 года

УДК 621.37/39:338.48:338.98

ПРЕДПРИНИМАТЕЛЬСКИЕ СТРУКТУРЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ В РОССИИ: СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ

Е.В. Левицкая, ведущий конструктор, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: office@sozvezdie.su
А.Ю. Кузьмина, главный менеджер-кассир, ВТБ 24 (ЗАО), тел. 8-908-133-42-24

Раскрыты основные проблемы, связанные с реализацией продукции российской радиоэлектронной отрасли. Рассмотрена государственная программа, направленная на преодоление имеющегося технологического отставания. Предложены направления и мероприятия совершенствования промышленной политики интегрированных структур радиоэлектронной промышленности как основного инструмента перехода отрасли на инновационный путь развития.

Ключевые слова: *радиоэлектронная продукция, государственная программа, инновационное развитие, интегрированные структуры, промышленная политика, инновационная и инвестиционная деятельность.*

THE ENTREPRENEURIAL STRUCTURES OF RADIO-ELECTRONIC INDUSTRY IN RUSSIA: STATE AND PROSPECTS OF DEVELOPMENT

E.V. Levitskaya, leading design engineer, JSC «Sozvezdie» Concern», e-mail: office@sozvezdie.su
A.Yu. Kuzmina, principal manager-cashier, VTB 24 (CSC), tel. 8-908-133-42-24

The main problems associated with the implementation of Russian radio-electronic products industry are disclosed. A state program directed on overcoming of the available technological lag is regarded. The directions and actions of industrial policy integrated structures perfection of radio-electronic industry as a basic tool of a branch transition on an innovative way of development are proposed.

Keywords: *radio-electronic production, government program, innovative development, integrated structures, industrial policy, innovative and investment activity.*

Радиоэлектронная промышленность (РЭП) – один из основных высокотехнологичных секторов экономики страны, обеспечивающий разработку и производство военной и гражданской продукции, от уровня которой зависит технологическая, экономическая и информационная безопасность России.

В последние годы в радиоэлектронной отрасли России обострились проблемы, связанные с существенным объемом импортных комплектующих (в новых военных разработках используется до 60 % импортных радиоэлектронных компонентов), что ставит российский военно-промышленный комплекс в зависимость от иностранных поставщиков. Вступление нашей страны во Всемирную торговую организацию, всеобщая глобализация и интеграция России в мировое экономическое пространство ужесточают условия конкуренции как на внутреннем рынке, так и на внешнем. Сейчас доля России на мировом рынке высоких технологий снизилась до 8% [1], и ситуация усугубляется активным противодействием конкурентов, практически полным отсутствием в структуре экспорта изделий электронной промышленности, программных продуктов, медицинской аппаратуры и препаратов, аудио- и видеопродукции. В настоящее время присутствие России на отдельных сегментах рынков базируется лишь на передовых разработках советского времени, которые стремительно устаревают.

Среди общих причин, связанных с производством и реализацией продукции российской радиоэлектронной отрасли и поддержанием ее конкурентоспособности, эксперты называют следующие.

Во-первых, для большинства предприятий характерно отсутствие системного подхода при планировании выпуска продукции, сборе и анализе информации о качестве и надежности радиоэлектронных изделий на всех стадиях их жизненного цикла. Также существуют сложности в долгосрочном планировании производства по причине длительного периода разработки продуктов и решений с использованием новейших технологий и изменчивости рыночного спроса на данную продукцию. Быстрая смена рыночных предпочтений оказывает существенное влияние на тенденции рынка высоких технологий, вследствие чего у производителей при

малейшем промедлении возникают значительные риски потери рыночной ниши.

Во-вторых, качество радиоэлектронной продукции снижается из-за морального устаревания технологического и испытательного оборудования, соответственно, падает и спрос. Обновление производственных мощностей на аналогичных предприятиях развитых стран осуществляется на плановой основе, срок модернизации при этом в среднем составляет 3–4 года. Устаревшее оборудование поступает на продажу в развивающиеся страны по цене не намного ниже стоимости нового оборудования. Таким образом, усугубляется отставание производственных мощностей российских предприятий от уже обновленных зарубежных производств, и конкуренция становится еще более трудной ввиду изначально разных условий производства продукции.

В-третьих, одной из серьезных причин невысокого уровня разработок и производства радиоэлектронной продукции является недостаток опытных и квалифицированных кадров среднего возраста. На данный момент в отрасли, как и по стране в целом, существует большой дефицит инженерно-технического и производственного персонала работоспособного возраста.

В-четвертых, имеются проблемы сбыта радиоэлектронной продукции вследствие отсутствия или недостаточной рекламы отечественных компонентов, в то время как зарубежные компании активно продвигают свои разработки по всему миру. Российские предприятия радиоэлектронной отрасли неактивно используют средства маркетинговых коммуникаций в целях продвижения своей продукции в нашей стране и за ее пределы.

В-пятых, развитие и внедрение инноваций в радиоэлектронной промышленности тормозится более высокой по сравнению с сырьевым сектором налоговой нагрузкой. Если оценивать ее как отношение налоговых выплат к финансовым ресурсам, остающимся в распоряжении предприятий, то средний уровень налогообложения в нефтедобыче составляет 32%, а в РЭП – 52% [2].

Для преодоления имеющегося технологического отставания в нашей стране реализуется комплекс мер, основанный на документах, определяющих развитие РЭП на ближайшую перспективу. К ним относятся: Стратегия развития электронной промышленности России на период до 2025 года, государственная программа Российской Федерации «Развитие электронной и радиоэлектронной промышленности на 2013–2025 годы», ряд федеральных целевых программ и научно-технические программы Союзного государства, стратегии развития созданных интегрированных структур.

В настоящее время основным инструментом решения проблем в РЭП является государственная программа Российской Федерации «Развитие электронной и радиоэлектронной промышленности на 2013–2025 годы» [3].

В программу интегрированы ФЦП «Развитие электронной компонентной базы и радиоэлектроники на 2008–2015 гг.», подпрограмма «Создание электронной компонентной базы для систем, комплексов и образцов вооружения, военной и специальной техники на 2011–2020 гг.» и ФЦП «Развитие оборонно-промышленного комплекса РФ на 2011–2020 гг.» [4].

Предусмотрены следующие этапы реализации программы: первый – 2013–2015 годы; второй – 2016–2020 годы; третий – 2021–2025 годы.

Госпрограмма носит комплексный характер и отражает общесистемное развитие электроники и радиоэлектроники на долгосрочную перспективу с учетом мероприятий, реализуемых в рамках федеральных целевых и научно-технических программ, в полной мере отвечает задаче создания технологического базиса электроники и радиоэлектроники нового уровня для разработки компонентной базы, аппаратуры и систем, комплексов и систем специального и гражданского назначения на период до 2025 года. Программа содержит направления, которые являются определяющими в разработке передовых видов военной техники и вооружений и конкурентоспособной гражданской продукции. Она предусматривает использование инструментов таможенно-тарифного и налогового регулирования, внебюджетных источников, межгосударственных инструментов развития, реализацию инвестиционных проектов, поддержку ключевых предприятий отрасли, структурные изменения внутренних рынков продукции и конъюнктуры внешних рынков.

Цель, задачи и предполагаемые результаты реализации госпрограммы приведены на рис. 1.

Актуальной проблемой современного развития РЭП является переход отрасли на инновационный путь развития, направленный на экономическую стабилизацию и дальнейшую технологическую модернизацию предприятий, развитие современных радиоэлектронных технологий.

Рис. 1. Государственная программа Российской Федерации «Развитие электронной и радиоэлектронной промышленности на 2013–2025 годы»

Активными участниками процессов внедрения комплексных инноваций являются крупные интегрированные структуры. Интегрированные промышленные группы способны аккумулировать необходимые для инвестиций финансовые потоки, проводить согласованную научно-техническую политику, брать на себя все виды рисков, связанных с разработкой и внедрением на рынок новинок. Они имеют в своем составе научно-исследовательские и научно-производственные центры, основной задачей которых является создание и внедрение технологических инноваций в производство.

Поэтому одним из основных организационных инструментов осуществления перехода РЭП на инновационный путь развития является реализация программ инновационного развития интегрированных структур отрасли [5].

Цели программ инновационного развития интегрированных корпоративных структур РЭП:

– разработка инновационных технологий, продуктов и услуг, соответствующих мировому

уровню и обеспечивающих технологическое лидерство интегрированных корпоративных структур по соответствующим направлениям деятельности;

– организация производства конкурентоспособной высокотехнологичной продукции на основе технологической модернизации предприятий интегрированных корпоративных структур и продвижение ее на внутренний и внешний рынок.

Для достижения поставленных целей необходимо, по нашему мнению, совершенствовать промышленную политику интегрированных корпоративных структур РЭП в целях их инновационного развития.

Промышленная политика, формируемая на предприятии, включает в себя систему мер, выполняемых управлением организации, которые направлены на соблюдение выбранной стратегии в рамках макроэкономической среды. Промышленная политика интегрированных корпоративных структур РЭП проиллюстрирована на рис. 2.

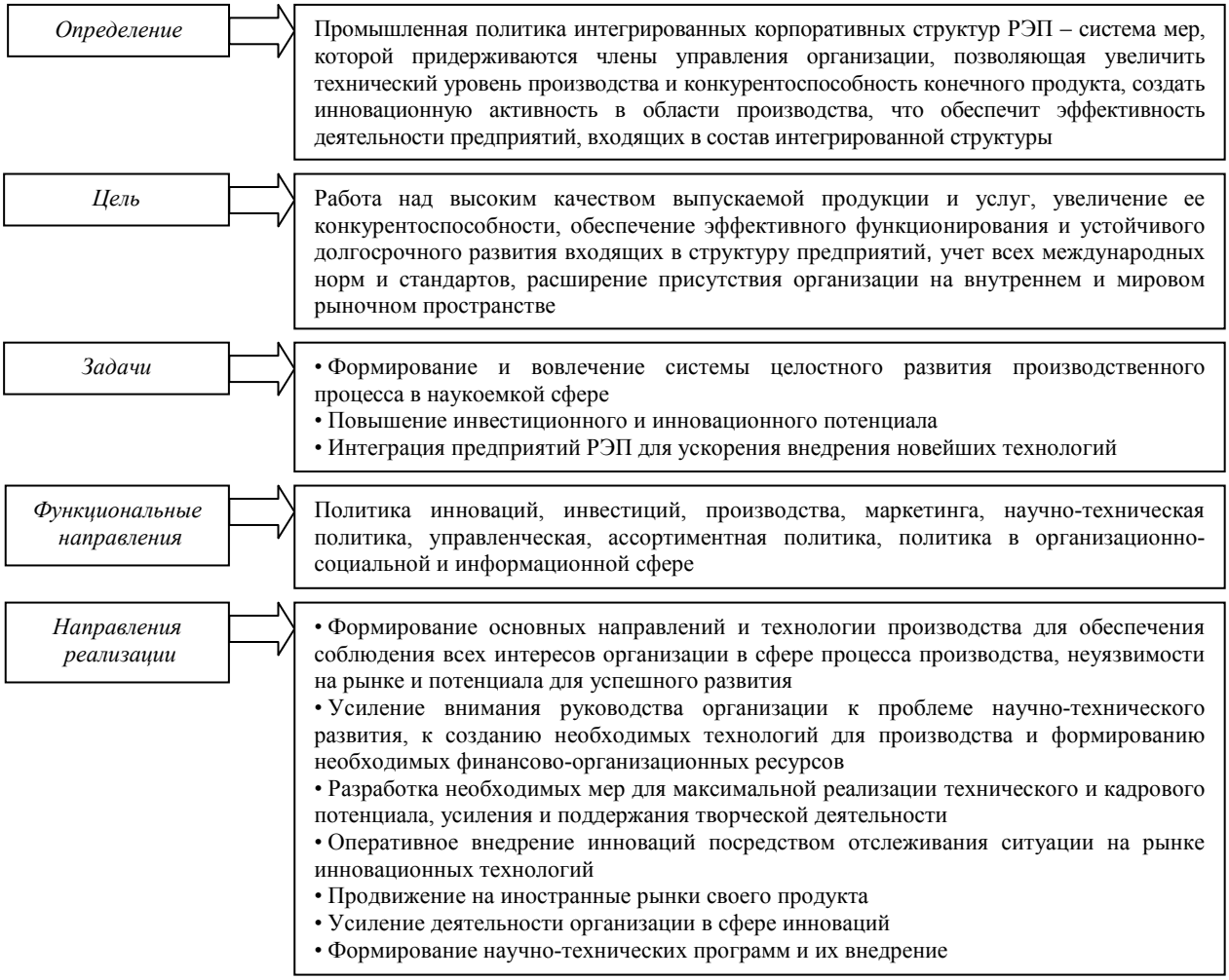


Рис. 2. Промышленная политика интегрированных корпоративных структур РЭП

Мы считаем, что прерогативой промышленной политики предприятий радиоэлектронной промышленности является максимизация усилий менеджмента интегрированных структур и переход на инновационный путь развития. Поэтому основными направлениями совершенствования промышленной политики интегрированных структур РЭП должны стать [6] активизация инновационной деятельности и развитие инвестиционной деятельности (см. таблицу).

Таблица

Направления и мероприятия совершенствования промышленной политики интегрированных структур РЭП в целях их инновационного развития

Направления	Мероприятия
Активизация инновационной деятельности	Реализация инновационных программ и проектов
	Выполнение научно-исследовательских, опытно-конструкторских и технологических работ, направленных на создание нового или усовершенствованного продукта, реализуемого на рынке, нового или усовершенствованного технологического процесса, используемого в практической деятельности
	Проведение маркетинговых исследований и организация рынков сбыта новых или усовершенствованных продуктов или процессов
	Осуществление технологического переоснащения и подготовки производства к выпуску нового или усовершенствованного продукта
	Производство новой или усовершенствованной продукции, применение новой или усовершенствованной технологии до достижения расчетного срока окупаемости инновационного проекта
	Осуществление испытаний, сертификации новых процессов, продуктов и изделий
	Передача и приобретение прав на объекты интеллектуальной собственности и конфиденциальную научную и технологическую информацию
	Обмен инновациями между организациями и иными лицами (трансферт инноваций)
	Подготовка специалистов для инновационной деятельности
	Финансирование инновационной деятельности, включая инвестирование инновационных программ и проектов
	Иные виды работ, необходимые для реализации инновационных программ и проектов
Развитие инвестиционной деятельности	Повышение инвестиционной привлекательности ресурсно-сырьевого потенциала
	Преодоление инфраструктурных проблем и повышение инфраструктурного потенциала
	Формирование позитивного имиджа инвестиционно-привлекательной территории
	Разработка мероприятий по совершенствованию системы привлечения инвестиционных ресурсов и новых технологий в развитие региона
	Снижение уровня риска инвестиционной деятельности и снижение административных барьеров
	Повышение трудового и интеллектуального потенциалов интегрированной структуры
	Повышение потребительского потенциала и развитие потребительского рынка
	Обеспечение обновления и технического переоснащения производственных мощностей

Таким образом, указанные направления совершенствования промышленной политики интегрированных структур РЭП в целях их инновационного развития при поддержке государства помогут сформировать условия для создания конкурентоспособной высокотехнологичной продукции и продвижения ее на внутренний и внешний рынок, а также могут рассматриваться в качестве основного инструмента перехода отрасли на инновационный путь развития.

Литература

1. High-technology exports (% of manufactured exports) [Электронный ресурс]. 2013. Режим доступа: http://data.worldbank.org/indicator/TX.VAL.TECH. MF.ZS (доступ свободный).

2. *Шахнович И.* Радиоэлектронная промышленность России: краткие итоги 10-й научно-практической конференции «Комплексная программа развития радиоэлектронной промышленности» в Великом Новгороде [Электронный ресурс] // Электроника НТБ. 2011. Вып. 7. С. 20–29. Режим доступа: http://www.electronics.ru/files/article_pdf/3/article_3026_456.pdf (доступ свободный).

3. Решения XII отраслевой научно-технической конференции «Актуальные вопросы развития радиоэлектронной промышленности», 19–20 сентября 2013 г. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.sovel.org/04102013 (доступ свободный).

4. Государственная программа Российской Федерации «Развитие электронной и радиоэлектронной промышленности», разработанная в соответствии с постановлением Правительства Российской Федера-

ции от 2 августа 2010 г. № 588 «Об утверждении Порядка разработки, реализации и оценки эффективности государственных программ Российской Федерации», распоряжением Правительства Российской Федерации от 11 ноября 2010 г. № 1950-р «О перечне государственных программ Российской Федерации», распоряжением Правительства Российской Федерации от 17 ноября 2008 г. № 1662-р «О концепции долгосрочного социально-экономического развития Российской Федерации на период до 2020 года», распоряжением Правительства Российской Федерации от 8 декабря 2011 г. № 2227-р «О стратегии инновационного развития Российской Федерации на период до 2020 года», приказом Министерства экономического развития Российской Федерации от 22 декабря 2010 г. № 670 «Об утверждении Методических указаний по разработке и реализации государственных программ Российской Федерации» и приказом Министерства промышленности и энергетики Российской Федерации от 7 августа 2007 г. № 311 «Об утверждении Стратегии развития электронной промышленности России на период до 2025 года».

5. *Хохлов С.В.* Актуальные вопросы развития радиоэлектронной промышленности // Федеральный справочник. Оборонный комплекс Российской Федерации [Электронный ресурс]. 2014. № 10. С. 231–238. Режим доступа: http://federalbook.ru/files/OPK/Soderjanie/OPK-10/III/Hohlov.pdf (доступ свободный).

6. Промышленная политика. Современные подходы [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.subcontract.ru/Docum/DocumShow_DocumID_237.html (доступ свободный).

Статья поступила в редакцию 26 ноября 2011 года

Правила оформления рукописей, представляемых к публикации в научно-техническом журнале «Теория и техника радиосвязи»

1. Рукопись представляется в напечатанном (2 экземпляра на листах формата А4) и электронном виде (файл, созданный в редакторе Microsoft Word). Оптимальный объём статьи – 0,5–0,7 авторских листа.

2. К рукописи прилагаются экспертное заключение о возможности опубликования статьи в открытой печати, рецензия, а также на отдельном листе – сведения об авторах, включающие **фамилию, имя, отчество полностью**, ученую степень, ученое звание, область научных интересов, занимаемую должность, полное официальное наименование места работы, контактный телефон и адрес электронной почты.

3. **Плата с аспирантов за публикацию статей не взимается.**

4. На первой странице рукописи располагаются:

– индекс УДК;

– заголовок статьи, инициалы и фамилия автора, аннотация, ключевые слова **на русском и английском языках**.

5. Для текста используется шрифт Times New Roman №12 **без стилевого оформления**, междустрочный интервал – полуторный, абзацный отступ – 0,75 см от левого края, выравнивание текста – по ширине страницы. Задается автоматический перенос слов. Латинские обозначения в тексте должны быть набраны курсивом, русские, греческие обозначения и цифры – прямым шрифтом.

6. Формулы должны быть созданы в редакторе **MathType**. При наборе формул используются следующие параметры:

Size (Размер)		**Написание обозначений**
Full (обычный)	11 pt	латинские – *курсив*
Subscript/Superscript (индекс)	8 pt	греческие – прямой шрифт
Sub-Subscript/Superscript (малый индекс)	7 pt	матрицы, векторы – **прямой, жирный**
Symbol (символ)	15,5 pt	сокращения от русских слов индексах –
Sub-Symbol (малый символ)	13 pt	прямой шрифт, от английских – *курсив*

Формулы, на которые в тексте есть ссылки, должны быть набраны отдельной строкой и пронумерованы в круглых скобках. Расположение формул – по центру, номер располагается по правому краю.

7. Иллюстрации должны быть чёткими, контрастными и включены в текст статьи; все надписи в иллюстрациях должны быть читаемыми. Обозначения в рисунках, созданных в Microsoft Word или Microsoft Visio, должны быть набраны шрифтом Times New Roman №9. Каждый рисунок должен сопровождаться подрисуночной надписью, набранной 10-м шрифтом и включающей номер рисунка (например, Рис. 1) и краткое название.

8. Таблицы должны быть набраны 10-м шрифтом, пронумерованы (например, Таблица 1) и иметь тематический заголовок.

Таблицам и рисункам должны предшествовать ссылки на них в тексте статьи.

9. Библиографические ссылки нумеруются в квадратных скобках. Библиографический список оформляется в соответствии с ГОСТ Р 7.0.5–2008.

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: office@sozvezdie.su