ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 3/2016

Воронеж 2016

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

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:

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

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

докт. физ.-мат. наук, проф.
Э.К. АЛГАЗИНОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
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)

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

Выходит 4 раза в год.

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

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

Учредитель и издатель:

АО «Концерн «Созвездие»

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

Подписной индекс
в Каталоге российской прессы
№ 72972

Сайт в Интернете:
www.sozvezdie.su

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛. Уч.-изд. л. – 9,8
Тираж 200 экз. Заказ № 104
Подписано в печать 18.08.2016 г.

© АО «Концерн «Созвездие», 2016

С О Д Е Р Ж А Н И Е

№ 3, 2016

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Эффективность различных алгоритмов поиска и обнаружения навигационного *BOC*-сигнала в условиях гауссовского шума неизвестной мощности
В.И. Костылев, В.В. Неровный, Ю.С. Левицкая …….. 5

Искусственная нейронная сеть с гистерезисной функцией активации: стабилизация неустойчивых объектов
А.М. Соловьев, М.Е. Семенов ……..……..…….. 11

Влияние статистических параметров канала связи на вероятность доведения сообщений
А.С. Щеголеватых ……..……..…..……..…. 20

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Математическая модель и алгоритм расчета параметров линейных антенных систем в поглощающих средах
Н.Л. Астахова ……..……..…..…. 27

Фрактальное сжатие графической информации с реализацией стеганографических функций для каналов связи с БПЛА
Ю.В. Белозерцев, А.В. Велигоша, В.Н. Верещагин, И.И. Пеленков ……..…… 35

Синтез алгоритма многопараметрической адаптации по критерию Гурвица
А.А. Беседин, В.М. Жуков, А.Х. Абед, И.А. Максимова ……..…..……. 46

Метод фрактального сжатия видеоинформации с реализацией стеганографических функций
А.В. Велигоша, В.Н. Верещагин, А.А. Лукьяненко, Г.В. Нехорошев …… 53

Помехоустойчивость когерентного навигационного приёмника *BOC*-сигнала с различными алгоритмами слежения за фазой
В.В. Неровный ……..……. 65

Помехоустойчивость некогерентного навигационного приёмника *BOC*-сигнала с различными алгоритмами слежения за частотой
В.В. Неровный ……..……. 71

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Методика расчета эффективной диэлектрической проницаемости многослойной среды
В.И. Николаев, Б.В. Сосунов, Р.Ю. Бородулин, А.С. Леонюк …… 79

РАЗНОЕ

Возможности повышения научно-технического потенциала АО «Концерн «Созвездие» на основе проектов двойного применения
Е.И. Макаров, В.Н. Поветко, Т.И. Овчинникова …….. 84

Сравнительная оценка экономических затрат на подавление связи в тактическом звене
В.А. Маковий, В.И. Николаев, В.Н. Поветко …… 88

Взаимодействие оборонного предприятия с учебными и научными организациями как функция бизнеса
А.Н. Борисов, Ю.Б. Нечаев, В.И. Николаев ……. 94

УДК 621.396.98

ЭФФЕКТИВНОСТЬ РАЗЛИЧНЫХ АЛГОРИТМОВ ПОИСКА И ОБНАРУЖЕНИЯ НАВИГАЦИОННОГО *BOC*-СИГНАЛА В УСЛОВИЯХ ГАУССОВСКОГО ШУМА НЕИЗВЕСТНОЙ МОЩНОСТИ

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

Рассмотрены алгоритмы поиска–обнаружения навигационных сигналов с меандровой модуляцией QBOC, BPSK-like и SSB в условиях гауссовского шума неизвестной мощности. Приведены зависимости вероятности обнаружения BOC-сигналов за три цикла поиска от отношения сигнал/помеха.

Ключевые слова: *навигационные BOC-сигналы, алгоритмы обнаружения QBOC, BPSK-like, SSB.*

THE EFFICIENCY OF DIFFERENT NAVIGATION BOC SIGNAL SEARCH AND DETECTION ALGORITHMS IN GAUSSIAN NOISE WITH UNKNOWN POWER

V.I. Kostylev, Professor, D.D. in Physics and Mathematics
V.V. Nerovniy, Associate Professor, Ph.D. in Engineering Science, e-mail: val.nerownyj@yandex.ru
J.S. Levitskaya, Lecturer
Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh)

The algorithms for search and detection of meander-like QBOC, BPSK-like and SSB navigation signals in Gaussian noise with unknown power are presented. The dependences of BOC signal detection probability on signal-to-noise ratio in 3 search cycles are discussed.

Keywords: *navigation BOC signals, QBOC, BPSK-like, SSB detection algorithms.*

Навигационные сигналы с дополнительной меандровой модуляцией (далее – *BOC*-сигналы) имеют преимущества перед существующими *BPSK*-сигналами, такие как большая точность измерения расстояния потребитель–навигационный спутник, лучшая помехоустойчивость, меньшее влияние многолучевости на приём сигнала. В то же время навигационные *BOC*-сигналы имеют существенный недостаток – автокорреляционную функцию с достаточно большими уровнями боковых лепестков, что существенно усложняет поиск и обнаружение таких сигналов [1]. Для поиска и обнаружения *BOC*-сигналов используются методы обработки, несколько отличные от методов поиска и обнаружения *BPSK*-сигналов, например алгоритмы обнаружения *QBOC*, *BPSK-like*, *SSB*, приведенные в работах [2, 3]. Анализ алгоритмов поиска и обнаружения *BOC*-сигналов показывает, что в качестве критерия обнаружения используется критерий Неймана–Пирсона [2, 3]. Характеристики алгоритмов обнаружения *QBOC*, *BPSK-like*, *SSB*, реализующих критерий Неймана–Пирсона, получены для случая априорно известной мощности помехи. Однако на практике задача обнаружения сигнала в условиях помехи, мощность которой априорно известна, встречается весьма редко. Таким образом, доработка алгоритмов обнаружения навигационных *BOC*-сигналов в условиях априорной неопределённости статистических характеристик помехи, в частности её мощности, является актуальной задачей.

Цель работы – доработка различных алгоритмов поиска и обнаружения навигационных *BOC*-сигналов для условия априорно неизвестной мощности помех.

Таким образом, для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

– задать математическое описание *BOC*-сигналов;

– формализовать задачу поиска и обнаружения *BOC*-сигналов;

– задать математическое описание алгоритмов поиска и обнаружения *BOC*-сигналов;

– доработать алгоритмы поиска и обнаружения *BOC*-сигналов в части возможности адаптивного выбора порога обнаружения при изменении мощности помех;

– провести расчёты и получить характеристики обнаружения доработанных алгоритмов поиска и обнаружения *BOC*-сигналов.

Рассмотрим решение вышеприведенных задач.

Математическое описание BOC-сигнала

В общем виде навигационный *BOC*-сигнал можно представить как [2]

$$S(t) = A_0 M(t-\tau) G_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos(\omega_0 t + \tilde{\varphi}), \quad (1)$$

где $G_{\text{ДК}}(t-\tau)$ – функция дальномерного кода, модулирующая несущую сигнала и принимающая значения ± 1; $M(t-\tau)$ – дополнительная меандровая модулирующая последовательность; A_0 – амплитуда сигнала; τ – задержка сигнала; ω_0 – частота сигнала; $\tilde{\varphi}$ – случайная начальная фаза сигнала.

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

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

где $f_{\text{M}}(t) = 1/2\tau_{\text{M}}$ – тактовая частота меандровой последовательности; τ_{M} – длительность элементарного импульса меандровой последовательности. Необходимо отметить, что фаза дополнительной меандровой модулирующей последовательности синхронизирована с символами дальномерного кода.

Аналитически навигационный сигнал с меандровой модуляцией можно представить в виде $BOC(f_{\text{M}}, f_{\text{ДК}})$, где $f_{\text{ДК}}$ – частота следования символов дальномерного кода. Обычно частоты $f_{\text{M}}, f_{\text{ДК}}$ выбираются кратными некоторой базовой частоте f_{C} (например, в *GPS* и ГЛОНАСС f_{C}=1,023 МГц), т.е. $f_{\text{M}} = m \cdot f_{\text{C}}$ и $f_{\text{ДК}} = n \cdot f_{\text{C}}$. Тогда для записи сигнала используется сокращённая форма $BOC(m,n)$ [4].

Постановка задачи поиска и обнаружения

Сигнал на входе устройства поиска и обнаружения можно представать в виде [2]

$$y(t) = \theta S(t,\tau) + n(t), \quad (3)$$

где $n(t)$ – гауссовский шум, ограниченный полосой частот навигационного приёмника.

Параметр θ определяет наличие навигационного сигнала в принимаемой реализации (3). Ставится задача определения наличия навигационного сигнала (значение параметра θ), а также оценки информационного параметра сигнала – задержки τ. При дальнейшем рассмотрении алгоритмов, которые различаются только методами поиска сигнала по задержке, методы поиска по частоте не рассматриваются, т.е. предполагается, что частота сигнала известна.

Математическое описание алгоритмов поиска и обнаружения BOC-сигналов

Существенной особенностью поиска и обнаружения *BOC*-сигналов является наличие многомодальной автокорреляционной функции (АКФ), что связано с наличием дополнительной меандровой модуляции [2]. Автокорреляционная функция сигнала *BOC*(1,1) приведена на рис. 1.

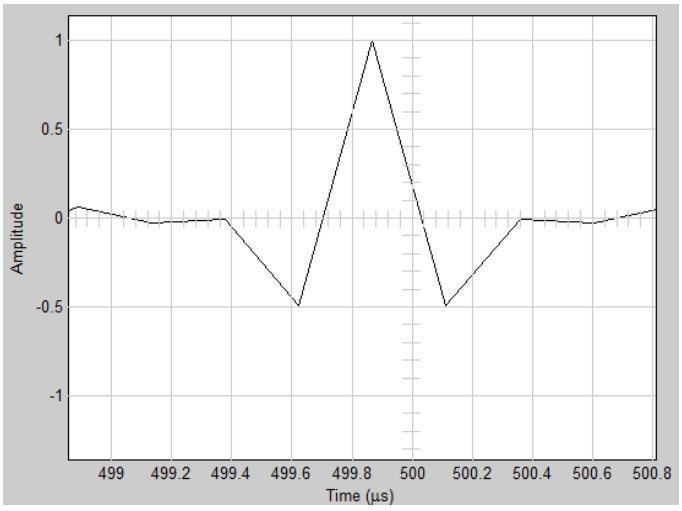


Рис. 1. Автокорреляционная функция сигнала *BOC*(1,1)

На выходе корреляторов формируются синфазные и квадратурные компоненты [1]:

$$I_S = \int_0^T y(t) M_S(t) G_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos(\omega_0 t)\, dt, \quad (6)$$

$$Q_S = \int_0^T y(t) M_S(t) G_{\text{ДК}}(t-\tau)\sin(\omega_0 t)\, dt, \quad (7)$$

$$I_C = \int_0^T y(t) M_C(t) G_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos(\omega_0 t)\, dt, \quad (8)$$

$$Q_C = \int_0^T y(t) M_C(t) G_{\text{ДК}}(t-\tau)\sin(\omega_0 t)\, dt, \quad (9)$$

где T – время накопления в корреляторе, в общем случае равное длительности дальномерного кода.

Напряжение на выходе канала поиска навигационного сигнала вычисляется как [2]

$$X = \sqrt{Q_C^2 + Q_S^2 + I_C^2 + I_S^2}. \quad (10)$$

В алгоритме *BPSK-like* спектральная плотность мощности навигационного *BOC*-сигнала представляется в виде суммы двух *BPSK*-сигналов, смещённых в спектральной области на частоту меандра [3]. Спектральная плотность мощности сигнала *BOC*(1,1) приведена на рис. 2.

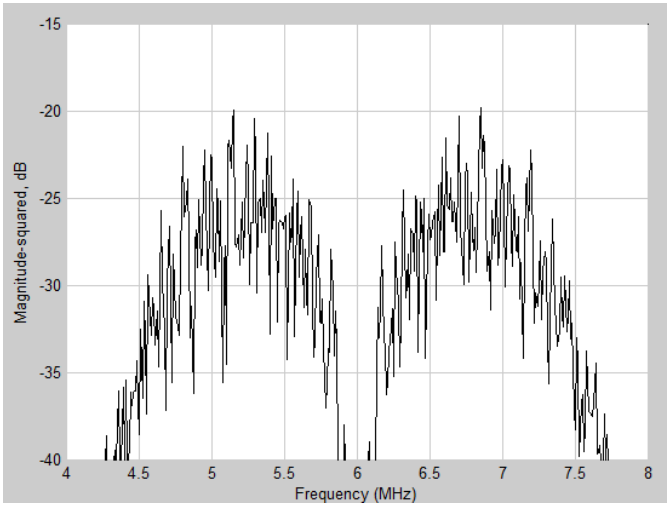


Рис. 2. Спектральная плотность мощности сигнала *BOC*(1,1)

Такое представление *BOC*-сигнала позволяет осуществлять раздельную обработку «верхней» и «нижней» части спектра как отдельных *BPSK*-сигналов с последующим их суммированием в соответствии с выражениями [3]

$$I_{\text{В}} = \int_0^T y(t) G_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos(\omega_{\text{В}} t)\, dt, \quad (11)$$

$$Q_{\text{В}} = \int_0^T y(t) G_{\text{ДК}}(t-\tau)\sin(\omega_{\text{В}} t)\, dt, \quad (12)$$

$$I_{\text{Н}} = \int_0^T y(t) G_{\text{ДК}}(t-\tau)\cos(\omega_{\text{Н}} t)\, dt, \quad (13)$$

$$Q_{\text{Н}} = \int_0^T y(\text{t}) G_{\text{ДК}}(t-\tau)\sin(\omega_{\text{Н}} t)\, dt. \quad (14)$$

При этом значения несущих частот опорных сигналов $\omega_{\text{В}}$, $\omega_{\text{Н}}$ определяются как

$$\omega_{\text{В}} = \omega_0 + \omega_{\text{М}}, \quad (15)$$

$$\omega_{\text{Н}} = \omega_0 - \omega_{\text{М}}. \quad (16)$$

Напряжение на выходе канала поиска навигационного сигнала

$$X = \sqrt{Q_{\text{В}}^2 + Q_{\text{Н}}^2 + I_{\text{В}}^2 + I_{\text{Н}}^2}. \quad (17)$$

В алгоритме поиска *SSB* навигационный *BOC*-сигнал, аналогично алгоритму *BPSK-like*, представляется в виде суммы двух *BPSK* сигналов. Отличие от алгоритма *BPSK-like* состоит в том, что в алгоритме *SSB* используется либо только «верхняя», либо только «нижняя» спектральные составляющие *BOC*-сигнала. Например, при использовании «нижней» спектральной составляющей *BOC*-сигнала синфазная и квадратурная составляющие определяются в соответствии с выражениями (13) и (14). Тогда выражение (17) можно упростить и записать в виде

$$X = \sqrt{Q_{\text{Н}}^2 + I_{\text{Н}}^2}\ . \qquad (19)$$

Достоинством данного алгоритма является совместимость с блоками поиска *BPSK*-сигналов.

Доработка существующих алгоритмов поиска при адаптивном выборе порога обнаружения при изменении мощности помехи

При обнаружении шумоподобных сигналов (ШПС) чаще всего используется критерий Неймана–Пирсона, который реализуется в соответствующих устройствах-обнаружителях. В соответствии с критерием Неймана–Пирсона порог обнаружения задаётся согласно выражению, приведенному в [5]:

$$\tilde{h} = \sqrt{-ln(F)}\ , \qquad (20)$$

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

Нормированный порог обнаружения определяется в соответствии с выражением [5]

$$\tilde{h} = \frac{h}{\sqrt{\frac{N_0 T}{2}}}\ , \qquad (21)$$

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

Тогда напряжение помехи можно определить как

$$U_{\text{П}} = \sqrt{\frac{N_0 T}{2}}\ . \qquad (22)$$

С учетом (22) окончательное выражение для порога обнаружения принимает следующий вид:

$$h = U_{\text{П}}\sqrt{-ln(F)}\ . \qquad (23)$$

Анализ выражения (23) показывает, что порог обнаружения в соответствии с критерием Неймана–Пирсона зависит от напряжения помехи на входе обнаружителя и заданного уровня вероятности ложной тревоги.

Необходимо отметить, что решение задачи обнаружения *BPSK*-сигналов на фоне гауссовских помех с неизвестной мощностью приведено в [6]. В результате решения этой задачи синтезированы схемы оптимальных и квазиоптимальных обнаружителей *BPSK*-сигналов, в которые добавлены каналы оценки мощности помехи. Канал оценки мощности помехи может быть реализован в виде комплексного коррелятора, в котором для устранения влияния полезного сигнала используется перемножение входной реализации $y(t)$ на опорную ортогональную псевдослучайную последовательность (ПСП). При этом опорная ПСП должна обладать следующими характеристиками:

1) закон её формирования должен отличаться от закона формирования дальномерного кода навигационного сигнала;

2) тактовая частота ПСП равна тактовой частоте дальномерного кода;

3) период ПСП должен быть больше или равен периоду дальномерного кода.

Наиболее полно данным характеристикам соответствуют М-последовательности, последовательности Касами, последовательности Голда.

Необходимо отметить, что в алгоритме поиска *SSB* обрабатывается либо только «верхняя», либо только «нижняя» спектральные составляющие *BOC*-сигнала, которые можно представить как *BPSK*-сигнал. Тогда напряжение на выходе комплексного коррелятора помехи при обработке, например, «нижней» спектральной составляющей *BOC*-сигнала можно записать как

$$U_{\text{П}} = \sqrt{Q_{\text{ПН}}^2 + I_{\text{ПН}}^2}\ , \qquad (24)$$

$$I_{\text{ПН}} = \int_0^T y(t) G_{\text{ПСП}}(t) \cos(\omega_{\text{Н}} t)\, dt\ , \qquad (25)$$

$$Q_{\text{ПН}} = \int_0^T y(t) G_{\text{ПСП}}(t) \sin(\omega_{\text{Н}} t)\, dt\ , \qquad (26)$$

где $G_{\text{ПСП}}(t)$ – опорная ПСП, обладающая характеристиками (1)–(3).

При алгоритме *BPSK-like* обрабатывается сумма «верхней» и «нижней» спектральных составляющих *BOC*-сигнала. Тогда напряжение на выходе комплексного коррелятора помехи можно записать как

$$U_{\text{П}} = \sqrt{Q_{\text{ПВ}}^2 + Q_{\text{ПН}}^2 + I_{\text{ПВ}}^2 + I_{\text{ПН}}^2}\ , \qquad (27)$$

$$I_{\text{ПВ}} = \int_0^T y(t) G_{\text{ПСП}}(t) \cos(\omega_{\text{В}} t)\, dt\ , \qquad (28)$$

$$Q_{\text{ПВ}} = \int_0^T y(t) G_{\text{ПСП}}(t) \sin(\omega_{\text{В}} t)\, dt\ , \qquad (29)$$

$$I_{\text{ПН}} = \int_0^T y(t) G_{\text{ПСП}}(t) \cos(\omega_{\text{Н}} t)\, dt\,, \qquad (30)$$

$$Q_{\text{ПН}} = \int_0^T y(t) G_{\text{ПСП}}(t) \sin(\omega_{\text{Н}} t)\, dt\,. \qquad (31)$$

Для алгоритма *QBOC* напряжение на выходе комплексного коррелятора помехи определяется как

$$U_{\text{П}} = \sqrt{Q_{\text{ПС}}^2 + Q_{\text{ПS}}^2 + I_{\text{ПС}}^2 + I_{\text{ПS}}^2}\,, \qquad (32)$$

$$I_{\text{ПS}} = \int_0^T y(t) M_S(t) G_{\text{ПСП}}(t) \cos(\omega_0 t)\, dt\,, \qquad (33)$$

$$Q_{\text{ПS}} = \int_0^T y(t) M_S(t) G_{\text{ПСП}}(t) \sin(\omega_0 t)\, dt\,, \qquad (34)$$

$$I_{\text{ПС}} = \int_0^T y(t) M_{\text{С}}(t) G_{\text{ПСП}}(t) \cos(\omega_0 t)\, dt\,, \qquad (35)$$

$$Q_{\text{ПС}} = \int_0^T y(t) M_{\text{С}}(t) G_{\text{ПСП}}(t) \sin(\omega_0 t)\, dt\,. \qquad (36)$$

Вычисленные значения напряжения помехи для алгоритмов *QBOC*, *BPSK-like* и *SSB* используются для определения порога обнаружения в соответствии с выражением (23).

В качестве показателя эффективности поиска сигнала выберем вероятность окончания поиска правильным обнаружением за три цикла P [7]:

$$P = \sum_{j=1}^{3} P_{\text{ЦПР}} (1 - P_{\text{Ц}})^{j-1}, \qquad (37)$$

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

Вероятность окончания поиска на одном цикле правильным обнаружением

$$P_{\text{ЦПР}} = D(1 - F)^{L-1}, \qquad (38)$$

где L – число ячеек неопределённости по задержке.

Вероятность окончания поиска на одном цикле

$$P_{\text{Ц}} = 1 - (1 - D)(1 - F)^{L-1}, \qquad (39)$$

где D – вероятность правильного обнаружения навигационного сигнала.

Под одним циклом поиска будем подразумевать один просмотр всех ячеек неопределённости по задержке и частоте. Для определения вероятности правильного обнаружения навигационного сигнала используем метод статистических испытаний, тогда [8]

$$D = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} \delta_k(X)\,, \qquad (40)$$

где N – общее количество опытов; X – значение статистики на входе порогового устройства в k-м испытании; δ_k – индикаторная переменная, причём $\delta_k(X) = 1$, если $X \ge h$, и $\delta_k(X) = 0$, если $X < h$.

Потребное число испытаний определяется заданной точностью моделирования [8]. Например, при точности моделирования $\varepsilon = 0{,}05$ и доверительной вероятности 0,9 потребное число испытаний составляет 190.

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

Для определения вероятности P было проведено моделирование. При расчётах рассмотрен навигационный сигнал *BOC*(1,1), предполагаемый к использованию в глобальной навигационной спутниковой системе ГЛОНАСС после 2020 года. Параметры сигнала *BOC*(1,1) приведены в [9].

С помощью разработанной математической модели получены зависимости вероятности P от отношения сигнал/помеха *s*/*j* на входе канала поиска и обнаружения при заданном уровне вероятности ложных тревог F=10^{-5} для сигнала ГЛОНАСС *BOC*(1,1), приведенные на рис. 3.

Анализ графиков, приведенных на рис. 3, показывает:

– при больших отношениях сигнал/помеха все три рассмотренных алгоритма имеют одинаковую вероятность обнаружения;

– алгоритмы *QBOC* и *SSB* обеспечивают практически одинаковую вероятность обнаружения сигнала;

– при малых отношениях сигнал/помеха алгоритм *BPSK-like* обеспечивает наименьшую вероятность обнаружения.

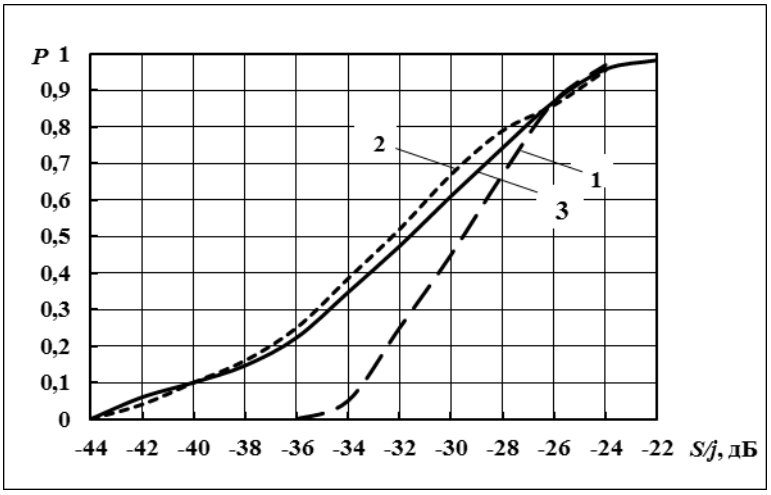


Рис. 3. Вероятность обнаружения сигнала *BOC*(1,1) за три цикла поиска для алгоритмов:
1 – *BPSK-like*, 2 – *QBOC*, 3 – *SSB*

Таким образом, проведен сравнительный анализ эффективности различных алгоритмов обнаружения: *QBOC*, *BPSK-like*, *SSB*. Доработанные математические модели алгоритмов *QBOC*, *BPSK-like*, *SSB* могут использоваться для оценки эффективности обнаружения *BOC*-сигналов в условиях помех, структура которых отличается от гауссовской.

Литература

1. *Болденков Е.Н., Липа И.В., Шатилов А.Ю.* Модифицированный метод некогеретного накопления при поиске сигналов с модуляцией BOC(n,m) // Радиотехника. 2011. №7. С. 100–104.

2. *Болденков Е.Н.* Сравнительный анализ алгоритмов обнаружения радионавигационных сигналов с модуляцией вида BOC(m,n) // Радиотехника. 2008. №7. С. 33–37.

3. *Болденков Е.Н., Липа И.В., Днепров Д.В.* Экспериментальное исследование характеристик поиска навигационных радиосигналов с модуляцией BOC // Радиотехника. 2015. №12. С. 123–127.

4. *Перов А.И., Харисов В.Н.* ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

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

6. *Борисов В.И.* Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. М: Радио и связь, 2003. 640 с.

7. *Казаринов Ю.М.* Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах. М: Сов. радио, 1975. 296 с.

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

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

Статья поступила в редакцию 19 июля 2016 года

УДК 004.8

ИСКУССТВЕННАЯ НЕЙРОННАЯ СЕТЬ С ГИСТЕРЕЗИСНОЙ ФУНКЦИЕЙ АКТИВАЦИИ: СТАБИЛИЗАЦИЯ НЕУСТОЙЧИВЫХ ОБЪЕКТОВ[1]

А.М. Соловьёв, начальник сектора, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: darkzite@yandex.ru
М.Е. Семёнов, д.ф.-м. н., профессор 11 кафедры ВУНЦ «ВВС ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: mkl150@mail.ru

Разработаны принципы построения искусственной нейронной сети с гистерезисной функцией активации нейронов на основе S-преобразователя. Рассмотрена физическая модель обратного гибкого маятника с наличием люфта в основании его крепления. Решена задача стабилизации такого маятника в окрестности вертикального положения при помощи двухслойной искусственной нейронной сети с гистерезисными свойствами.

Ключевые слова: *искусственная нейронная сеть, гистерезис, гистерезисная функция активации, обратный гибкий маятник.*

ARTIFICIAL NEURAL NETWORK WITH HYSTERETIC ACTIVATION FUNCTION: STABILIZATION OF UNSTABLE OBJECTS

A.M. Solovyev, Head of sector, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: darkzite@yandex.ru
M.E. Semenov, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor of the 11th Department, Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh), e-mail: mkl150@mail.ru

The principles for building an artificial neural network with hysteresis neuron activation function based on S-converter have been developed. The physical model of flexible inverted pendulum with a backlash at the base mounting is discussed. The problem of stabilization of the pendulum in the neighborhood of vertical position is solved using a two-layer artificial hysteresis neural network.

Keywords*: artificial neural network, hysteresis, hysteretic activation function, flexible inverted pendulum.*

Искусственные нейронные сети (ИНС) способны решать широкий круг задач: классификация образов, идентификация, прогнозирование, оптимизация, распознавание текста, фильтрация спама и др. Эффективность работы ИНС зависит от многих факторов, таких как архитектура сети, методы ее реализации, алгоритмы обучения, а также свойства, заимствованные от биологических нейронов головного мозга человека. Так, заимствованная пластичность позволяет построить самообучающуюся ИНС. Также не менее важным свойством биологических нейронов является кратковременная память. С точки зрения построения ИНС данное свойство может быть заимствовано путем использования в нейронах сети гистерезисных функций активации (ГФА) [1–3] .

При решении прикладных задач часто возникает необходимость стабилизации систем статически и динамически неустойчивых. Для решения данной проблемы используются различные подходы. Один из них – использование в качестве регулятора такой системы искусственной нейронной сети. Таким образом, еще одной областью применения ИНС является стабилизация неустойчивых объектов. Одним из таких объектов является обратный маятник.

Стабилизация обратного или перевернутого маятника является классической проблемой теории управления и широко используется в качестве эталона для тестирования алгоритмов управления (ПИД-регуляторов, нейросетей, нечеткого управления и т.д.).

Первое теоретическое исследование обратного маятника было проведено Стефенсоном в работе [4], а первые эксперименты по стабилизации обратного маятника с помощью колебаний подвеса были сделаны П.Л. Капицей и описаны в его работе [5].

Задача стабилизации обратного маятника имеет большую историю исследований и кажется достаточно изученной, однако большая часть этих исследований рассматривает упрощенную модель, не в полной мере соответствующую реальной механической системе подобного вида. Так, учитывая наличие обыкновенного люфта в подвесе (например, вследствие износа деталей или же будучи введенным намеренно, как в руле-

[1] Работа поддержана грантом РФФИ 16-08-00312.

вом управлении автомобиля), а также рассматривая случай гибкого стержня, можно добиться большего приближения модели к реальной механической системе, однако задача стабилизации такой системы становится более сложной.

В данной работе будет рассматриваться задача стабилизации в вертикальном положении обратного маятника, представляющего собой гибкий стержень, одним концом шарнирно закрепленный на цилиндре, движение которого вызывается горизонтальным перемещением поршня. В качестве регулятора рассматриваемой механической системы использовалась ИНС с ГФА. Данный тип ИНС, как было показано в [1], обладает большей эффективностью по сравнению с классическими ИНС при решении задач подобного вида.

Гистерезис

Особенностью рассматриваемой в данной работе ИНС является наличие гистерезиса в функции активации нейронов сети. Для построения модели такой ИНС наиболее подходящим является использование преобразователей гистерезисной природы. Следуя классическим схемам М.А. Красносельского и А.В. Покровского [6], гистерезисные операторы трактуются как преобразователи, определенные на пространстве непрерывных функций, динамика которых описывается соотношениями «вход–состояние» и «состояние–выход».

Рассмотрим в качестве модели гистерезиса в функции активации нейронов сети *S*-преобразователь. Построим ГФА на основе входо-выходных соответствий, формализуемых следующим дифференциальным уравнением:

$$\frac{dx}{dt} = f(u, x), \qquad (1)$$

где $u=u(t)$ – вход, а $x=x(t)$ – выход ($t>0$).

Линии уровня правой части этого дифференциального уравнения приведены на рис. 1 (кривая Г).

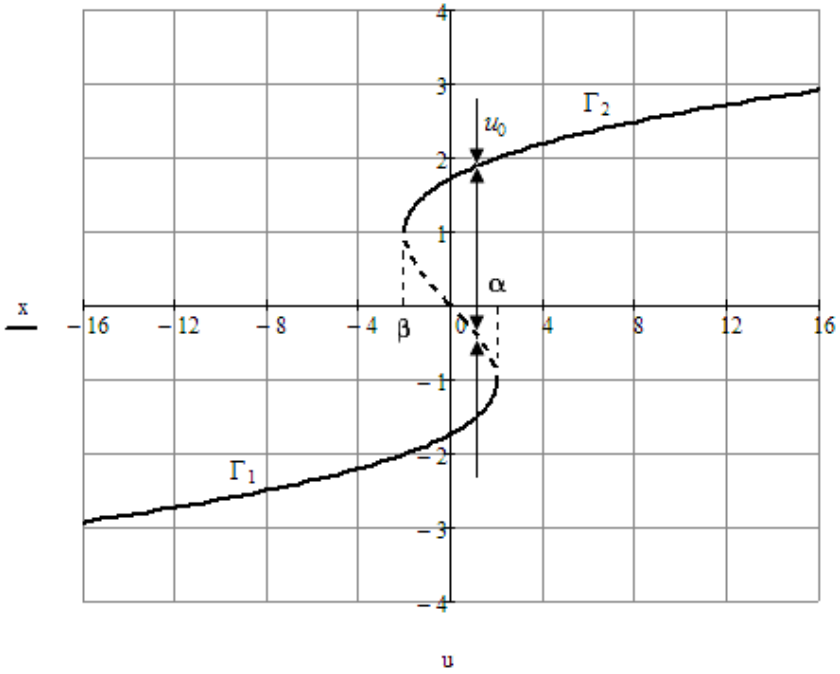


Рис. 1. Линии уровня $f(u, x) = 0$

В дальнейшем будем считать, что правая часть уравнения (1) определяется соотношением

$$f(u, x) = u - x^3 + 3 \cdot x\,. \qquad (2)$$

У кривой Г одна общая точка с прямой $u=u_0$, если $u_0<\beta$ или $u_0<\alpha$, и три общие точки, если $\beta<u_0<\alpha$. Кривая Г делит плоскость на две части. Пусть в верхней части функция $f(x,u)$ принимает отрицательные значения, а в нижней – положительные. Изучим уравнение (1) с медленным управлением $u=u(t)$.

Если $u(t) \equiv u_0$, то уравнение (1) описывает движение точки по вертикальной прямой $u=u_0$; направление движения на одной из таких пря-

мых показано на рис. 1 стрелками. Точки пересечения прямой $u=u_0$ и кривой Г будут состояниями равновесия; штриховой линией показана часть кривой Г, состоящая из неустойчивых точек равновесия, а сплошной линией – из асимптотически устойчивых. Эта сплошная линия состоит из графиков Γ_1 и Γ_2 некоторых функций $\gamma_1(u)$ и $\gamma_2(u)$.

Указанной информации достаточно, чтобы описать качественное поведение решений $x(t)$ уравнения (1) при медленно меняющемся управлении $u(t)$ ($t \geq t_0$). После короткого промежутка времени (которым можно пренебречь) точка $\{u(t),x(t)\}$ попадает в столь малую окрестность либо точки $\{u(t),\gamma_1[u(t)]\}$, либо точки $\{u(t),\gamma_2[u(t)]\}$, что ее можно считать совпадающей либо с $\{u(t),\gamma_1[u(t)]\}$, либо с $\{u(t),\gamma_2[u(t)]\}$. Пусть для определения $u(t_1)<\alpha$ и $x(t_1)\approx\gamma_1[u(t_1)]$, тогда при дальнейших значениях $t \in (t_1, t_2)$, при которых $u(t)<\alpha$, точка $\{u(t),x(t)\}$ не выходит из малой окрестности кривой Γ_1, и можно считать выполненным равенство $x(t)=\gamma_1[u(t)]$. Если $u(t_2)=\alpha$ и $u(t)$ в точке t_2 растет, то за короткое время (т.е. за такой промежуток времени, на котором $u(t)$ мало меняется) точка $\{u(t),x(t)\}$ попадает уже в малую окрестность кривой Γ_2, и можно считать выполненным равенство $x(t)=\gamma_2[u(t)]$. Продолжая эти рассуждения, мы приходим к описанию решения $x(t)$, которое совпадает с описанием (при помощи принципа отсутствия лишних переключений) неидеального реле с пороговыми значениями α и β, если Γ_1 совпадает с полупрямой $x=0$ ($u<\alpha$), а Γ_2 – с полупрямой $x=1$ ($u>\beta$). Близкие источники возникновения релейных нелинейностей часто возникают в теории дифференциальных уравнений с малыми параметрами, теории катастроф и т.п.

Рассмотрим в качестве примера численное решение данного дифференциального уравнения при входном воздействии

$$u(t) = 16 \cdot \sin(t),\ x\left(-\frac{\pi}{2}\right) = -2{,}9.$$

Результаты показаны на рис. 2.

Нейросеть с гистерезисом

В качестве примера многослойной ИНС с ГФА рассмотрим двухслойную нейронную сеть. Архитектура такой сети приведена на рис. 3.

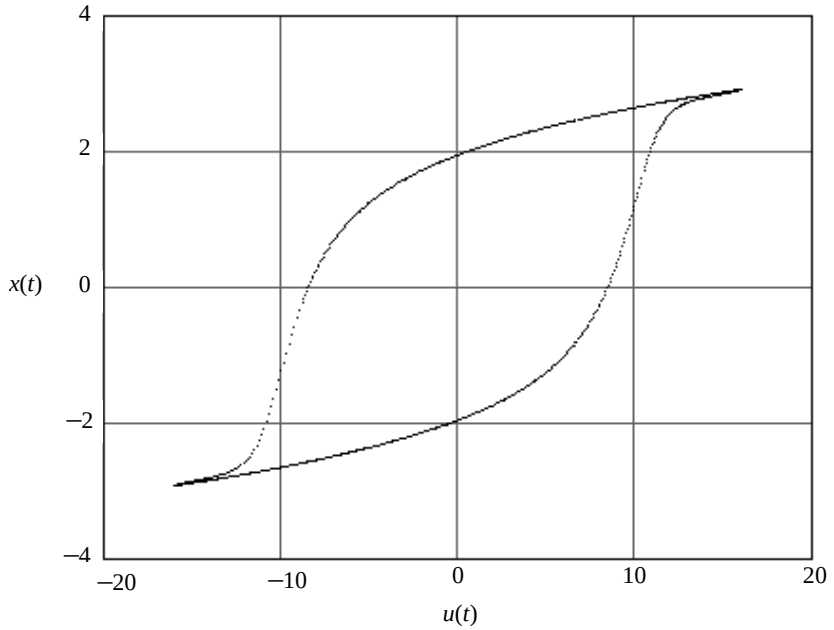


Рис. 2. Решение ДУ как функция $x(u)$

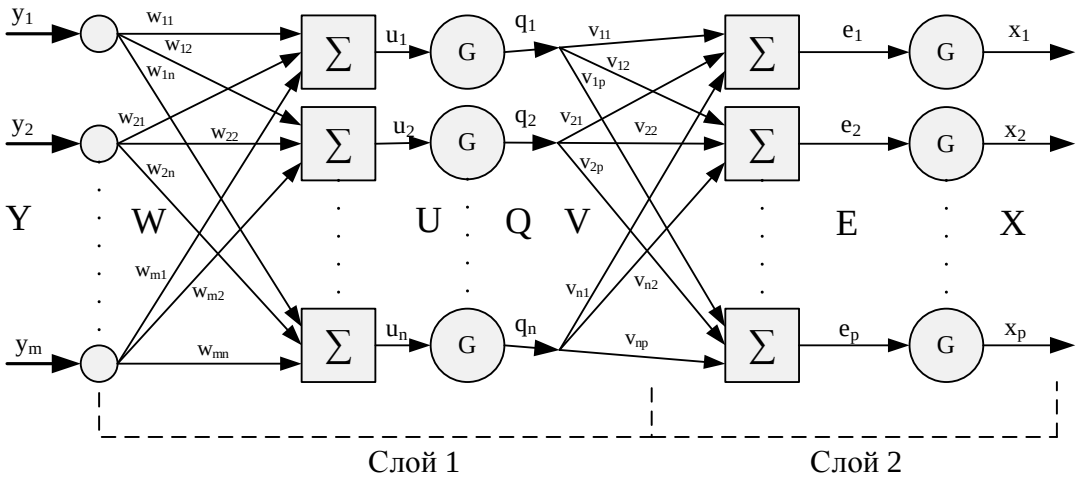


Рис. 3. Архитектура двухслойной ИНС с ГФА

Обучение ИНС будем проводить с помощью процедуры обратного распространения ошибки. Таким образом, рассматриваемую ИНС можно классифицировать как сеть обратного распространения.

Как видно из рис. 3, Y^m – вектор входных значений; W^{mn} – матрица весовых коэффициентов скрытого слоя; U^n – вектор воздействий скрытого слоя; Q^n – выходной вектор скрытого слоя; V^{np} – матрица весовых коэффициентов выходного слоя; E^p – вектор воздействий выходного слоя; X^p – целевой вектор; $G = f(U, X, \dot{X}, t)$ – функция активации.

Количество нейронов n в скрытом слое должно быть 30–50% от числа m. Это число определяется экспериментальным путем. При слишком большом n может наблюдаться эффект переобучения сети, что отрицательно повлияет на способность сети к обобщению. При слишком малом n ИНС может потерять способность к обучению.

Для индексов примем следующие обозначения: входы нумеруются индексом $i = \overline{1,m}$, элементы скрытого слоя – индексом $j = \overline{1,n}$, а выходы – соответственно индексом $k = \overline{1,p}$. Индексом l будем обозначать номер итерации работы ИНС.

Прямой проход через сеть осуществляется следующим образом:

$$U^n = Y^m \cdot W^{mn}, \tag{3}$$

$$Q^n = G\left(U^n\right), \tag{4}$$

$$E^p = Q^n \cdot V^{np}, \tag{5}$$

$$X^p = G\left(E^p\right), \tag{6}$$

$$u_k = \sum_{i=1}^{m} y_i \cdot w_{ik} \quad \left(k = 1,2,...,n\right). \tag{7}$$

В качестве функции активации G используем описанную выше гистерезисную функцию (1). Численное решение этого уравнения получим с помощью разностной схемы:

$$\frac{x_k^{(j+1)} - x_k^{(j)}}{h} = u_k^{(j)} - x_k^{3(j)} + 3 \cdot x_k^{j},$$

$$k = \overline{1,n};$$

$$x_k^{(j+1)} = h \cdot \left(u_k^{(j)} - x_k^{3(j)} + 3 \cdot x_k^{(j)}\right) + x_k^{(j)},$$

$$k = \overline{1,n}, \tag{8}$$

где h – шаг по времени, j – номер итерации. Задав начальные условия (u_k^0, x_k^0) и шаг h, можно найти текущее значение целевого вектора $x_k^{(j+1)}$.

Обратный гибкий маятник

Рассмотрим обратный гибкий маятник, представляющий собой гибкий стержень, одним концом шарнирно закрепленный на цилиндре, движение которого вызывается горизонтальным перемещением поршня (рис. 4).

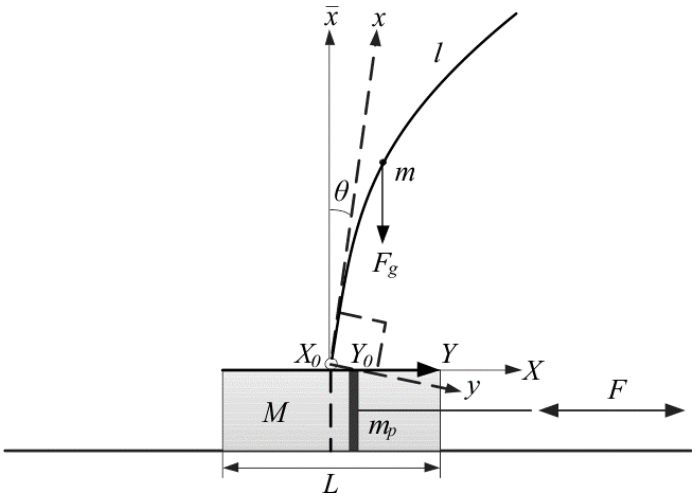


Рис. 4. Модель гибкого маятника

Физическая модель похожей механической системы рассматривалась в работе [7]. Исследованию динамики обратного гибкого маятника посвящены работы [8–11].

Здесь (x, y) – система отсчета гибкого стержня массой m, длиной l и плотностью ρ, где ось Ox совпадает с касательной к профилю стержня в точке его крепления; θ – угол наклона системы координат стержня, I – осевой момент инерции сечения стержня; $(X, \bar{x})$ – инерциальная система отсчета рассматриваемой механической системы, M – масса цилиндра с раствором L, F – сила, приложенная к поршню массой m_p, трактуемая как управление.

Целью данной работы является изучение возможности стабилизации обратного гибкого маятника в окрестности вертикального положения при условии наличия люфта в опоре стержня с помощью ИНС с ГФА.

Физическая модель

Рассмотрим физическую модель маятника, приведенную на рис. 4. Выход преобразователя-люфта в управлении маятником описывается следующим соотношением:

$$X(t) = \Gamma[X_0, L] \cdot Y(t) = \begin{cases} 0, & |Y(t) - X_0| \le \frac{L}{2}, \\ Y(t) - \frac{L}{2}, & Y(t) - X_0 > \frac{L}{2}, \\ Y(t) + \frac{L}{2}, & Y(t) - X_0 < -\frac{L}{2}, \end{cases} \quad (9)$$

которое иллюстрирует рис. 5.

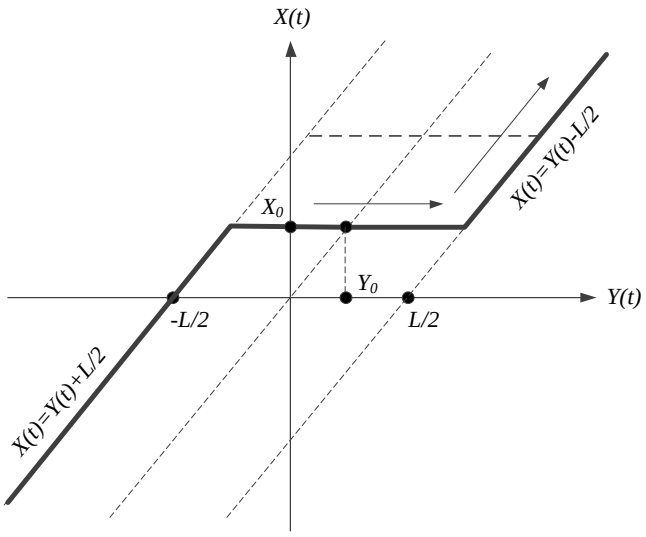


Рис. 5. Динамика входно-выходных соответствий люфта

Здесь $X(t)$ – перемещение центра цилиндра, $Y(t)$ – перемещение поршня в горизонтальной плоскости.

Сила, приложенная к опоре стержня, находится из следующего соотношения:

$$f(t) = \Gamma[X(0,t), Y(t), L, F_0] \cdot F = \\ = \begin{cases} 0, & |X(0,t) - Y(t)| \le L, \\ F, & |X(0,t) - Y(t)| > L, \end{cases} \quad (10)$$

где L – величина раствора цилиндра, F – сила, трактуемая как управление и приложенная к поршню.

Уравнение движения поршня:

$$m_p \cdot \ddot{Y}(t) = F\ . \quad (11)$$

Таким образом, система уравнений, описывающая динамику обратного гибкого маятника с наличием люфта в основании, будет иметь следующий вид [13]:

$$\begin{cases} \ddot{X} + \dfrac{EIl}{m} X'''' = gX'(0,t), \\ (M+m)\ddot{X}(0,t) + ml\ddot{X}'(0,t) = f(t), \\ \dfrac{g}{l}(M+m)X(0,t) - \dfrac{MEI}{m} X''' = f(t), \\ f(t) = \Gamma[X(0,t), Y(t), L, F_0] \cdot F, \\ m_p \cdot \ddot{Y}(t) = F. \end{cases} \quad (12)$$

Для решения задачи стабилизации маятника используем двухслойную ИНС с ГФА, на вход которой подаются величины отклонений от вертикального положения точек профиля стержня и их угловые скорости, а выходом является сила F, трактуемая как управление. Обучение такой ИНС будем производить адаптивно, применяя метод контролируемого возмущения [12].

Для определения текущего положения стержня и его отклонения от вертикальной оси введем дискретное время и воспользуемся численными методами решения системы (12), как было показано в работе [13].

Метод контролируемого возмущения

Существующие подходы к нейроуправлению можно разделить на два направления:

1) имитация уже имеющейся системы управления (человека или сложного контроллера);

2) синтез управления на основе анализа модели поведения объекта. Системы первого типа получают требуемое управление в явном виде, и задача сводится к выбору типа и метода обучения нейронной сети. В системах второго типа оценивают значение производной от положения объекта по управлению, т.е. якобиан объекта, и эту информацию используют для обучения нейронной сети (прямого нейроконтроллера).

Таким образом, в различных методах нейроуправления явно или неявно решается задача нахождения значений якобиана объекта и качество ее решения в значительной степени определяет эффективность получаемого нейроуправления. Рассмотрим схему, в которой для вычисления якобиана используются результаты воздействия на объект двух близких сигналов управления. Это позволяет обучать нейронную сеть управлению объектом без применения дополнительных моделей и дает возможность адаптировать управление к меняющимся характеристикам динамического объекта. Такая схема получила название метода контролируемого возмущения.

Суть данного метода состоит в том, чтобы, последовательно отклоняя значение управления в разные стороны, сравнивать полученные реакции объекта и, в зависимости от того, какое из отклонений больше соответствует переходу в целевое состояние, генерировать сигнал ошибки для обучения нейронной сети. Схема нейроуправления по предлагаемому методу представлена на рис. 6.

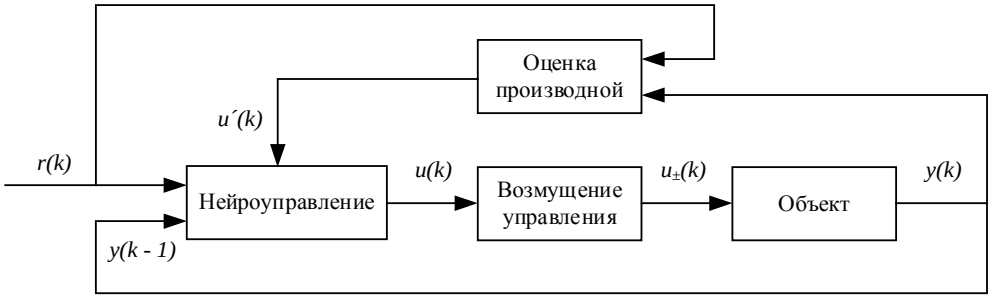


Рис. 6. Общая схема нейроуправления по методу контролируемого возмущения

Суть метода состоит в следующем: пусть $\xi(k)=X_0$ – положение управляемого объекта в k-й момент времени. Рассмотрим случай дискретного времени, где каждый временной шаг намного меньше характерного времени изменения динамики объекта. Применим на следующем временном шаге управление $U_1=U(k)–h$, где $U(k)$ – текущее управление, h – вектор с одной ненулевой компонентой (по которой берется производная), величина которой достаточно мала. Обозначим полученное положение как X_1. На следующем временном шаге применим управление $U_2=U(k)+h$ и обозначим полученное положение как X_2.

Чтобы определить, какое из этих управлений больше соответствует достижению целевого положения, найдем оценку положения X_1', в котором оказался бы объект, если бы в положении X_0 к нему было приложено управление U_2 вместо U_1:

$$X_1' = X_0 + \left(X_2 - X_1\right) + \left(\dot{X}_0 - \dot{X}_1\right)dt\,. \quad (13)$$

Здесь второе слагаемое представляет фактическое смещение системы при применении второго управления, а последний член учитывает изменение скорости объекта.

Производная от положения по одной компоненте управления может быть найдена как

$$\frac{\partial\xi(k)}{\partial u_i} \approx \frac{X_1' - X_1}{2|h|} =$$

$$= \frac{X_0 + X_2 - 2X_1 + \left(\dot{X}_0 - \dot{X}_1\right)dt}{2|h|}, \quad (14)$$

где индекс i соответствует номеру ненулевой компоненты вектора h, по которой берется частная производная в данный момент.

Для обучения ИНС следует выполнить следующие действия:

1. На вход нейросети подать значение текущего состояния объекта $\xi(k)$ (координаты, скорости). Ответом сети является управление $U(k)$.

2. К управляемому объекту последовательно применяется управление $U(k)+h$ и $U(k)–h$ с запоминанием состояний X_0, X_1 и X_2. Номер ненулевой компоненты h фиксируется в рамках одного цикла обучения. На каждом следующем цикле он может меняться, последовательно пробегая все значения.

3. Используя формулу (14), вычислить производную $\frac{\partial\xi(k)}{\partial u_i}$.

4. Выполнить один шаг обучения нейронной сети, входом которой служит текущее состояние объекта $\xi(k)$, а целевым – вектор

$$\tilde{U}(k) = U(k) + \alpha \cdot sign\left(\frac{\partial\xi}{\partial u_i}\right) \cdot sign\left[r(k) - \xi(k)\right],$$

полученный из $U(k)$ изменением i-й компоненты на малую величину α в сторону наибольшего приближения объекта $\xi(k)$ к целевому положению $r(k)$.

Величина h выбирается достаточно малой, чтобы нелинейность управляемого объекта слабо проявлялась на разнице между управлениями $U(k)+h$ и $U(k)–h$, однако эта разница должна быть достаточной, чтобы эффект управления существенно превышал уровень флуктуаций, вызванных шумом.

Описанный в пп. 1–4 процесс представляет собой полный цикл обучения рассматриваемой ИНС.

Численное моделирование

Выполним моделирование поведения обратного гибкого маятника с люфтом в случае его стабилизации с помощью классической двухслойной ИНС и ИНС с ГФА. Параметры исследуемой механической системы и начальные условия:

– материал стержня – сталь; m = 1 кг; M = =10 кг; l = 1 м; ρ = 1,04 кг/м; $E = 210\cdot10^9$ Па; I = =0,087 кг·м^2; $\theta_0 = 0.06°$.

Параметры ИНС:

– количество входов (точек профиля стержня) – 10;

– количество нейронов в скрытом слое – 4;

– количество выходных нейронов (управление F) – 1.

В качестве классической ИНС будем использовать двухслойный персептрон с сигмоидальной функцией активации нейронов.

Оценим устойчивость системы в соответствии с критерием Ляпунова. В качестве функции Ляпунова возьмем

$$V = \int_0^l X'^2 dl + \int_0^l \dot{X}'^2 dl\,.$$

Фазовая траектория исследуемой системы, представляющая собой зависимость интегрального угла отклонения стержня от его интегральной угловой скорости, и соответствующая ей функция Ляпунова при управлении с помощью персептрона приведены на рис. 7. Аналогичные графики для случая управления маятником с помощью ИНС с ГФА показаны на рис. 8.

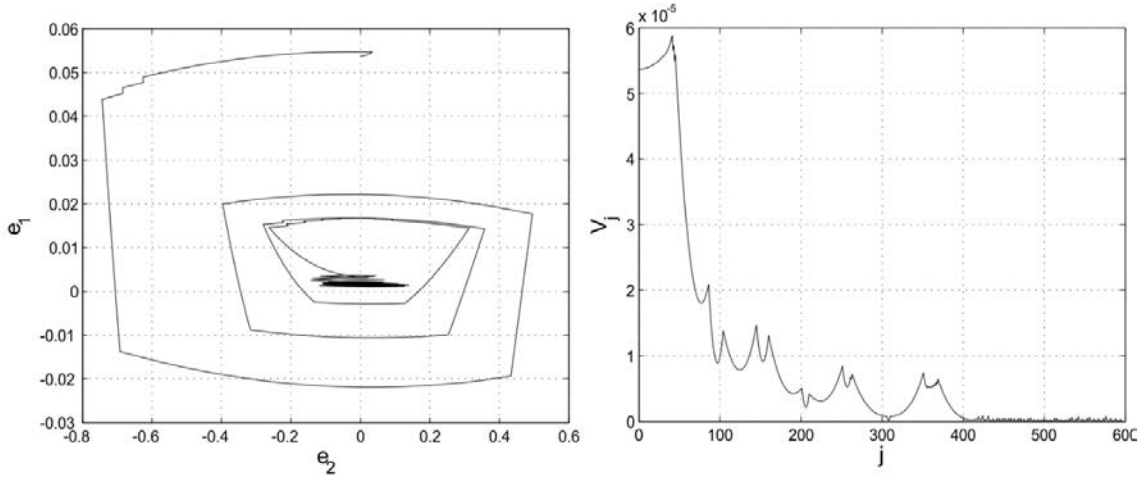


Рис 8. Фазовая траектория и функция Ляпунова системы при управлении с помощью персептрона

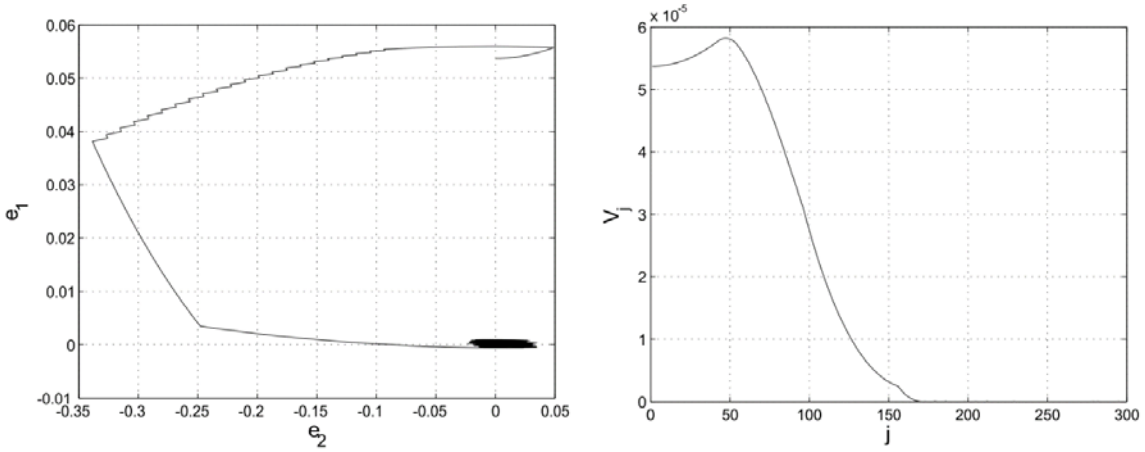


Рис 8. Фазовая траектория и функция Ляпунова системы при управлении с помощью ИНС с ГФА

Здесь

$$e_1 = \int_0^l X'dl\,,\ e_2 = \int_0^l \dot{X}'dl\,.$$

Как видно из рисунков, функция Ляпунова на всем исследуемом временном интервале удовлетворяет следующему условию:

$$\dot{V}(t) < -kV\,.$$

Следовательно, исследуемая механическая система с течением времени стремится к устойчивому положению в обоих рассматриваемых случаях. Однако, как видно из результатов моделирования, ИНС с ГФА обладает большей эффективностью по сравнению с классической ИНС, что проявляется в значительном уменьшении временного интервала, в течение которого система приходит в устойчивое состояние. Также следует заметить, что в случае применения ИНС с ГФА маятник находится в устойчивом состоянии вблизи вертикального положения с меньшей областью отклонений по сравнению со случаем использования классической нейросети.

Заключение

Были предложены принципы построения искусственной нейронной сети с гистерезисной функцией активации нейронов на основе *S*-преобразователя. Рассмотрена физическая модель обратного гибкого маятника с наличием люфта в основании стержня. Решена задача стабилизации такого маятника в окрестности вертикального положения при помощи двухслойной искусственной нейронной сети с гистерезисными свойствами. Результаты моделирования показали, что ИНС с ГФА обладает большей эффективностью по сравнению с классической ИНС.

Литература

1. *Соловьев А.М., Семенов М.Е., Мишин М.Ю., Кабулова Е.Г.* Искусственные нейронные сети с гистерезисной функцией активации // Теория и техника радиосвязи. 2013. №2. С. 102–110.

2. *Семенов М.Е., Соловьев А.М., Матвеев М.Г., Канищева О.И.* Искусственные нейронные сети с гистерезисной функцией активации на основе преобразователя Прейсаха // Вестник ВГУ. Сер. Системный анализ и информационные технологии. 2013. №2. С. 171.

3. *Guangpu Xia, Zheng Tang, Yong Li* Hopfield Neural Network with Hysteresis for Maximum Cut Problem // Neural Information Processing – Letters and Reviews. August 2004. Vol. 4, No. 2.

4. *Stephenson A.* On an induced stability // Phil. Mag. 15. 233 (1908).

5. *Капица П.Л.* Маятник с вибрирующим подвесом // УФН. 1951. № 44. С. 7–20.

6. *Красносельский М.А., Покровский А.В.* Системы с гистерезисом. М.: Наука, 1983, 272 с.

7. *Chao Xu, Xin Yu* Mathematical model of elastic inverted pendulum control system // Journal of Control Theory and Applications 3 (2004). Pp. 281–282.

8. *Elmer P. Dadios, Patrick S. Fernandez, David J. Williams* Genetic Algorithm On Line Controller for the Flexible Inverted Pendulum Problem // Journal of Advanced Computational Intelligence and Intelligent Informatics. 2006. Vol. 10, No.2.

9. *Tang Jiali, Ren Gexue* Modeling, Simulation of a Flexible Inverted Pendulum System // Tsinghua Science and Technology. December 2009. Vol. 14, No. S2.

10. *Zheng-Hua Luo, Bao-Zhu Guo* Shear Force Feedback Control of a Single-Link Flexible Robot with a Revolute Joint // IEEE Transaction On Automatic Control. January 1997. Vol. 42, No. 1.

11. *Mohsen Dadfarnia, Nader Jalili, Bin Xian, Darren M. Dawson* A Lyapunov-Based Piezoelectric Controller for Flexible Cartesian Robot Manipulators // Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control. June 2004. Vol. 126/347.

12. *Дзюба Д.А., Чернодуб А.Н.* Применение метода контролируемого возмущения для модификации нейроконтроллеров в реальном времени // Математичні машини і системи. 2011. №1.

13. *Semenov M.E., Solovyov A.M., Meleshenko P.A.* Elastic inverted pendulum with backlash in suspension: stabilization problem. Nonlinear Dyn ISSN 0924-090X.DOI 10.1007/s11071-015-2186-y.

14. *Соловьев А.М., Семенов М.Е.* Стабилизация обратного гибкого маятника с помощью искусственной нейронной сети с гистерезисной функцией активации // Сборник трудов XXIII Международного научно-практического семинара «Современные технологии в задачах управления, автоматики и обработки информации», Алушта, 14–20 сентября 2014 г.

15. *Соловьев А.М.* Искусственная нейронная сеть с гистерезисными свойствами в задаче стабилизации обратного гибкого маятника с наличием люфта в основании его крепления // Нейроинформатика-2015. XVII Всероссийская научно-техническая конференция с международным участием. Сборник научных трудов. Москва.

16. *Semenov M.E., Solovyov A.M., Semenov A.M., Gorlov V.A., Meleshenko P.A.* Elastic inverted pendulum under hysteretic nonlinearity in suspension: stabilization and optimal control // COMPDYN 2015 5th ECCOMAS Thematic Conference on Computational Methods in Structural Dynamics and Earthquake Engineering. M. Papadrakakis, V. Papadopoulos, V. Plevris (eds.). Crete Island, Greece, 25–27 May 2015.

Статья поступила в редакцию 22 апреля 2016 года

УДК 621.391

ВЛИЯНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ КАНАЛА СВЯЗИ НА ВЕРОЯТНОСТЬ ДОВЕДЕНИЯ СООБЩЕНИЙ

А.С. Щеголеватых, ведущий инженер, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: pshchegolevatykh@gmail.ru

Рассматривается влияние формы передаваемого сигнала и статистических параметров канала связи на вероятностно-временные характеристики (ВВХ) доведения сообщений в сети связи. Обосновывается выбор оптимальных параметров канала связи и источника сообщения.

Ключевые слова: *канал связи, источник сообщения, средняя вероятность ошибки на бит, плотность распределения помех.*

THE EFFECT OF STATISTICAL COMMUNICATION CHANNEL PARAMETERS ON MESSAGE DELIVERY PROBABILITY

A.S. Schegolevatykh, Lead engineer, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: pshchegolevatykh@gmail.ru

The effect of transmission waveform and statistical communication channel parameters on probability-time characteristics of network message delivery is considered, providing the rationale for choosing the best communication channel parameters and message source.

Keywords: *communication channel, message source, average probability of error per bit, noise density.*

Описание работы радиотехнических систем сочетает в себе как детерминированные функциональные связи, так и элементы случайностей. Для аналитического описания последних используют методы теории вероятностей и статистики [1]. Случайность или непредсказуемость может возникать в системе связи вследствие трёх причин: информация, поставляемая источником, может быть не полностью предсказуемой; в линии связи могут возникать случайный возмущения; потребитель может неправильно интерпретировать поступающую к нему информацию. При передаче какой-либо информации сообщение на выходе источника может быть в той или иной мере непредсказуемо. Если сообщение на выходе источника предсказано с большой вероятностью, то потребитель получает сигнал с потерей части информации за счёт возмущений в канале связи. Возмущения в канале связи могут возникать в силу различных причин [1].

Поведение системы связи с известной степенью точности можно рассчитать даже при случайном характере сигналов и шумов, если известны их средние свойства. Исследование соотношений между статистическими параметрами сигналов входит в предмет теории вероятностей и статистики. Статистические свойства сигналов и шумов обычно предполагаются заданными [1]. Они представляются в виде разброса параметров относительно некоторого среднего значения. В данной статье на основе обобщенного распределения Накагами [2] определяются статистические параметры системы связи и при сравнении полученных результатов моделирования с экспериментом делается вывод о действительных статистических характеристиках канала связи.

Модель канала связи строится следующим образом. Вероятность ошибки на бит (ВОБ) для зашумленного канала связи с замираниями выражается формулой [1]

$$P_b(\alpha) = \exp\left(\alpha^2 \nu\right), \qquad (1)$$

где $\nu = E_b / N_0$ – среднее отношение энергии бита E_b к спектральной плотности шума N_0 (СШО); α – неселективная огибающая замираний.

Для оценки уровня сигнала на входе приемного устройства представим принятый сигнал $s(t)$ по линии связи в сети связи для интервала одного бита $(0, T_b)$ как

$$s(t) = \alpha g(t) + n(t), \qquad (2)$$

где T_b – продолжительность одного бита; $g(t)$ – сигнал источника сообщения с энергией одного бита E_b; $n(t)$ – аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ) с односторонней спектральной плотностью шума N_0; α – неселективная огибающая замираний.

 ISSN 1995-7009

Неселективная огибающая замираний α является случайной переменной распределения Накагами $f(\alpha)$ с параметром m, которое описывается следующей формулой, где $\alpha \geq 0$: [2]

$$f(\alpha) = 2\frac{m^m \alpha^{2m-1}}{\sigma^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\alpha^2}{\sigma^2}\right), \qquad (3)$$

где σ^2 – усредненная мощность огибающей замираний α, $\Gamma(m)$ – гамма-функция от аргумента m.

Используем нормировку $\sigma^2 = 1$, так что принятый сигнал в канале с замираниями будет иметь мощность, равную E_b. Таким образом, мы получим выражение для плотности распределения Накагами $f(\alpha)$ с параметром m (для $\alpha \geq 0$) следующего вида:

$$f(\alpha) = 2\frac{m^m \alpha^{2m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left(-m\alpha^2\right). \qquad (4)$$

На рис. 1 приведен график распределения Накагами для $m = 0.5$, 1, 2, 4 и 8.

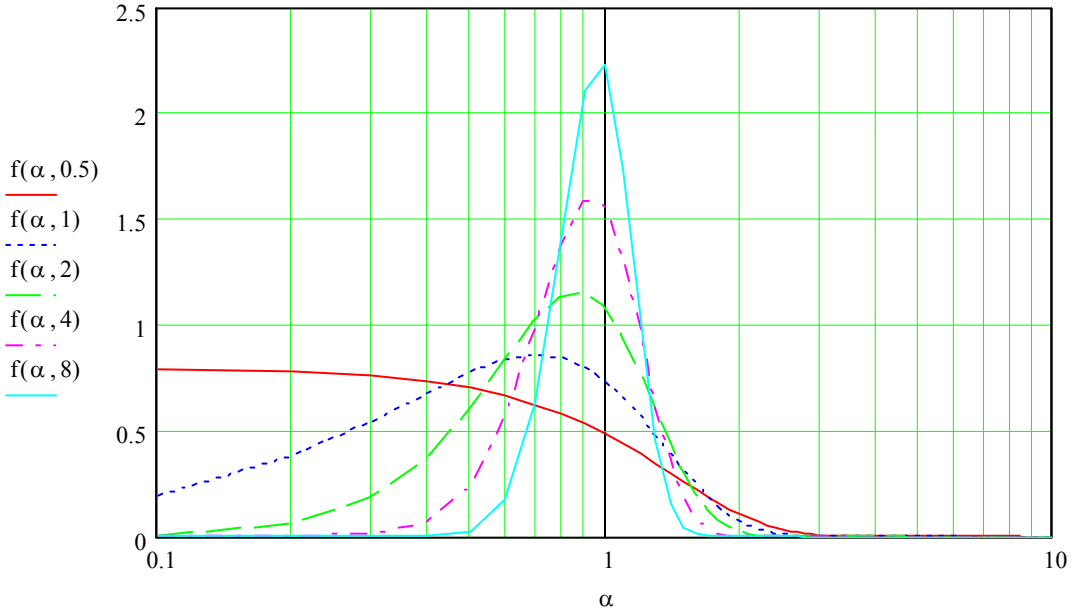


Рис. 1. Распределение Накагами для различных значений параметра m ($m = 0.5$, 1, 2, 4 и 8)

Нормальному распределению с нулевым средним значением соответствует распределение Накагами для $m = 0.5$. Физическое обоснование применения распределения Накагами с $m = 0.5$ для моделирования атмосферных помех и замираний при распространении сигнала заключается в следующем: во-первых, основные источники помех представляют собой импульсные процессы, огибающая которых представляет собой сигнал, меняющийся во времени; во-вторых, при распространении помех происходят процессы рассеяния радиоволн и замирания сигнала. Кроме того, на передаваемый сигнал оказывают влияние помехи от работающих радиостанций сети.

Приближённая формула для СШО с учетом влияния канальных помех имеет следующий вид [3]:

$$\nu \cong \left\{\frac{K-1}{3N} + \frac{N_0}{2E}\right\}^{-1}, \qquad (5)$$

где K – количество радиостанций, работающих в сети; N – период псевдослучайной последовательности полезного сигнала; N_0 – односторонняя спектральная плотность шума; E – энергия полезного сигнала.

С учетом изложенного средняя ВОБ P_{bc} будет равна

$$P_{bc} = \int_0^\infty P_b(\alpha) f(\alpha) d\alpha = \left(\frac{m}{m+\nu}\right)^m = \left[\frac{m}{m + \left(\frac{K-1}{3N} + \frac{N_0}{3E}\right)^{-1}}\right]^m. \qquad (6)$$

Природные источники радиопомех, такие как генерация электрических токов в молнии, – это типичный нарастающий процесс, уже предполагающий описание распределения амплитуд тока с помощью закона Накагами (m = 0,5…1,0), что подтверждается статистическим данными. При этом интервал значений, в котором справедлив закон Накагами с m = 0,5, заключен в пределах 0,005…0,995, что вполне достаточно для практических целей.

Вероятность битовой ошибки приема широкополосного сигнала в НЧ сети при отсутствии параллельных источников сигнала определяется при использовании распределения Накагами с m = 0,5 (нормальное рспределение) в зависимости от СШО и представлена на рис. 2.

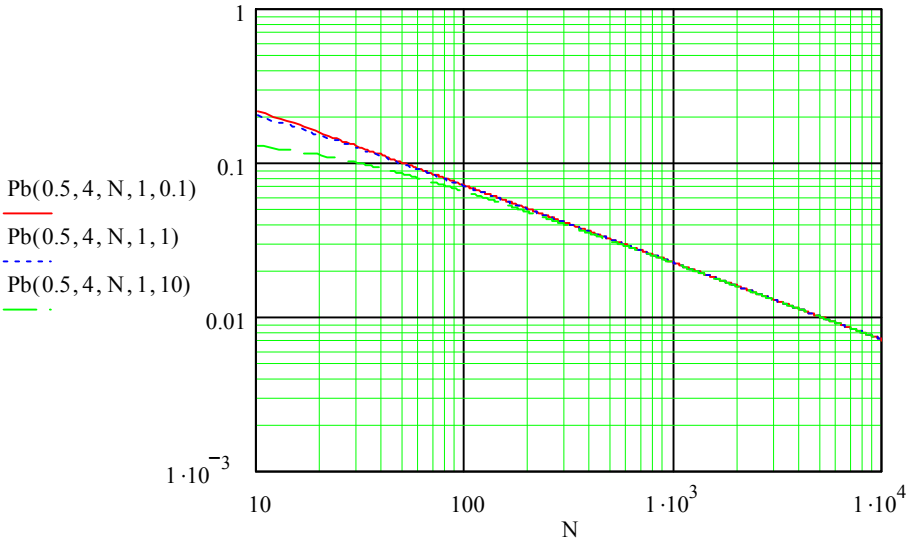


Рис. 2. Вероятность средней ВОБ битовой ошибки приема широкополосного сигнала при использовании распределения Накагами с m = 0,5 в зависимости от периода псевдослучайной последовательности полезного сигнала N и отношения E_{bc} / N_0 : 10^{-1}, 1, 10

Однако огибающая замираний α (амплитудных значений) узкополосного сигнала подчиняется рэлеевскому закону [4]. Для этого случая используется распределение Накагами с m = 1 (рис. 3).

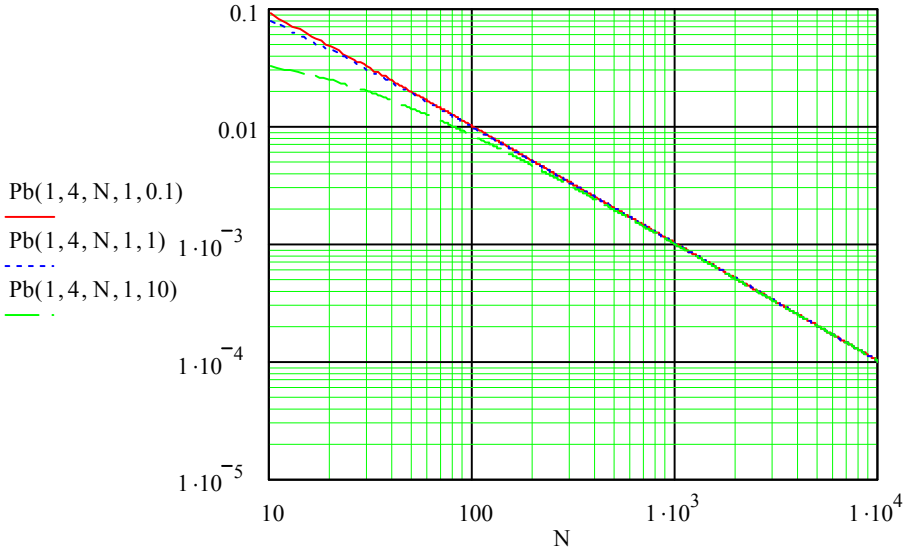


Рис. 3. Вероятность средней ВОБ битовой ошибки приема широкополосного сигнала при использовании распределения Накагами с m = 1 в зависимости от периода псевдослучайной последовательности полезного сигнала N и отношения E_{bc} / N_0 : 10^{-1}, 1, 10

Как видно из рис. 2 и 3 зависимость средней ВОБ приближенно описывается формулой

$$P_{bc}(N) = N^{-1} \text{ или } N = P_{bc}(N)^{-1}. \qquad (7)$$

В работе [5] сделана попытка связать вероятностные характеристики канала связи с формой полезного сигнала. Поэтому наряду со статистическими параметрами полезного сигнала в данной статье будет приводиться оценка его формы.

Равномерный шум характеризуется постоянной спектральной плотностью N_0. Следовательно, из выражения (5) можно определить форму сигнала, обеспечивающего минимальную ошибку приема. Найдем первую производную от P_{bc} по m и приравняем её нулю. В результате получим

$$\frac{\partial P_{bc}}{\partial m} = P_{bc} \times$$

$$\times\left[\ln\left(\frac{m}{m+\nu}\right)+\left(\frac{1}{m+\nu}-\frac{m}{(m+\nu)}\right)(m+\nu)\right]=0. \quad (8)$$

Для получения минимума выражения (5) необходимо, чтобы вторая производная в точке минимума была положительной. Найдем её:

$$\frac{\partial^2 P_{bc}}{\partial m^2} = \frac{P_{bc}}{m(m+E_b/N_0)^2}\times$$

$$\times\left[m\nu^2\ln\left(\frac{m}{m+\nu}\right)^2+2m\nu(m+\nu)\ln\left(\frac{m}{m+\nu}\right)+R\right], \quad (9)$$

где

$$R = m^3\ln\left(\frac{m}{m+\nu}\right)^2+2m^2\nu\cdot\ln\left(\frac{m}{m+\nu}\right)+\nu^2(m+1).$$

Из выражений (8) и (9) видно, что производная от P_{bc} по m близка к нулю при значениях $m \geq 10$. Вторая производная (9) остается положительной, хотя и малой. Вычисленные значения для $m = 10$ и различных СШО таковы: для $\nu = 0{,}01$ $\partial^2 P/\partial m^2 = 9{,}898\cdot10^{-11}$; для $\nu = 0{,}1$ $\partial^2 P/\partial m^2 = 9{,}031\cdot10^{-8}$; для $\nu = 1$ $\partial^2 P/\partial m^2 = 3{,}633\cdot10^{-7}$; $\nu = 10$ $\partial^2 P/\partial m^2 = 7{,}403\cdot10^{-9}$. Полученные результаты показывают, что наименьшую погрешность при приеме в условиях равномерного шума обеспечивают сигналы, у которых $m \geq 10$, т.е. импульсы с большой скважностью.

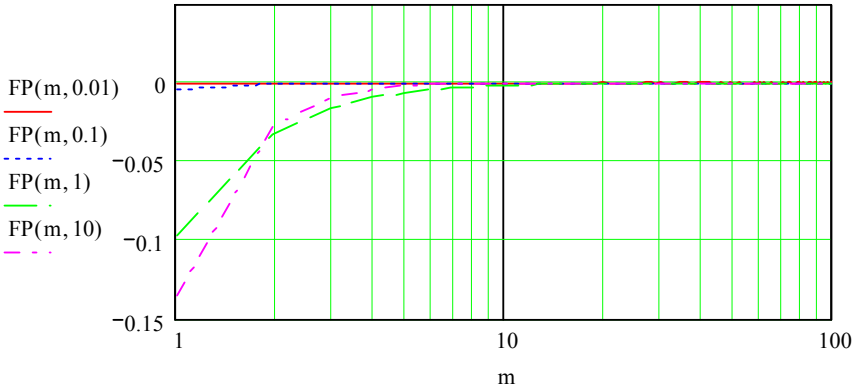


Рис. 4. Первая производная вероятности битовой ошибки P_{bc} приема сигнала для распределения Накагами для различных параметров m в зависимости от СШО

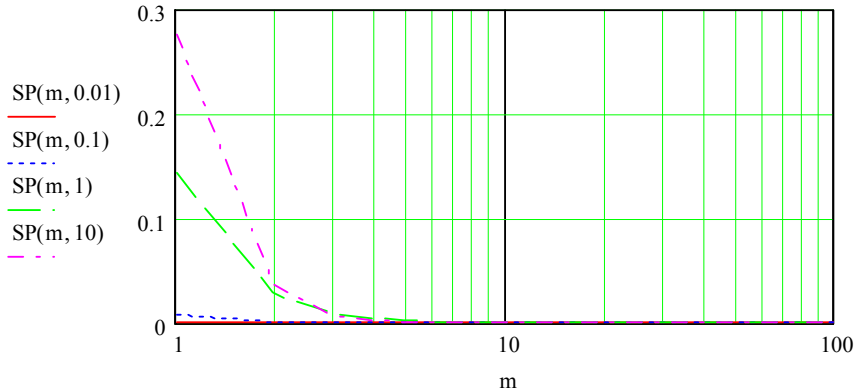


Рис. 5. Вторая производная вероятности битовой ошибки P_{bc} приема сигнала для распределения Накагами для различных параметров m в зависимости от СШО

Рассмотрим влияние помех на информационные характеристики канала связи. Степень уплотнения информацией передаваемых сигналов характеризуется энтропией. Согласно К. Шеннону [6], энтропия фактически переданных последовательностей определяется как разность энтропии источника сигнала и условной энтропии помехи. Условную энтропию $H(m,\nu)$ канала связи можно определить по следующей формуле:

$$H(m,\nu) = -P_{bc}(m,\nu)\log\left[P_{bc}(m,\nu)\right] - \\ -\left[1-P_{bc}(m,\nu)\right]\ln\left[1-P_{bc}(m,\nu)\right], \qquad (10)$$

где m – параметр распределения Накагами, $\nu = E_{bc}/N_0$.

На рис. 6 и 7 приведены зависимости $H(m,\nu)$ от параметров m и ν. Горбы на этих рисунках указывают на максимальные значения параметра $H(m,\nu)$.

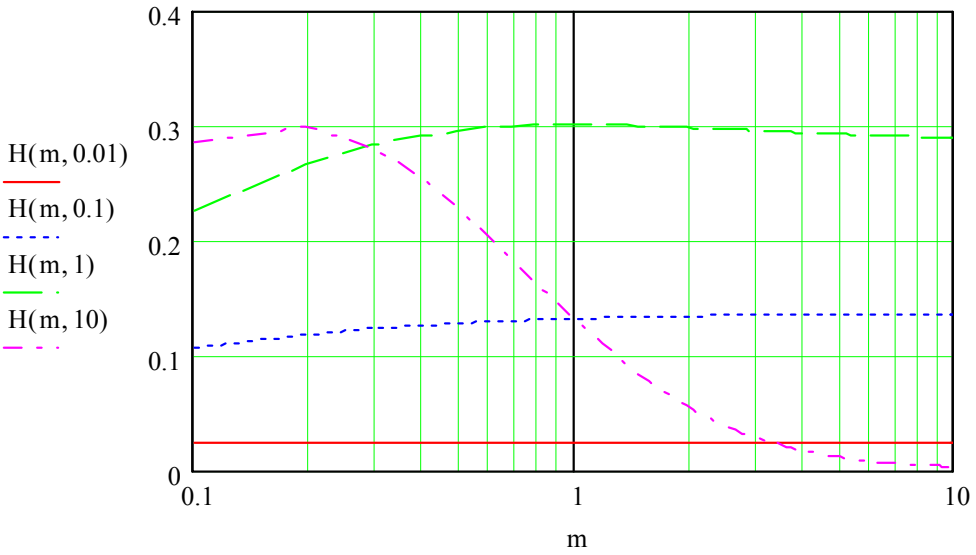


Рис. 6. Зависимость энтропии от параметра распределения Накагами m

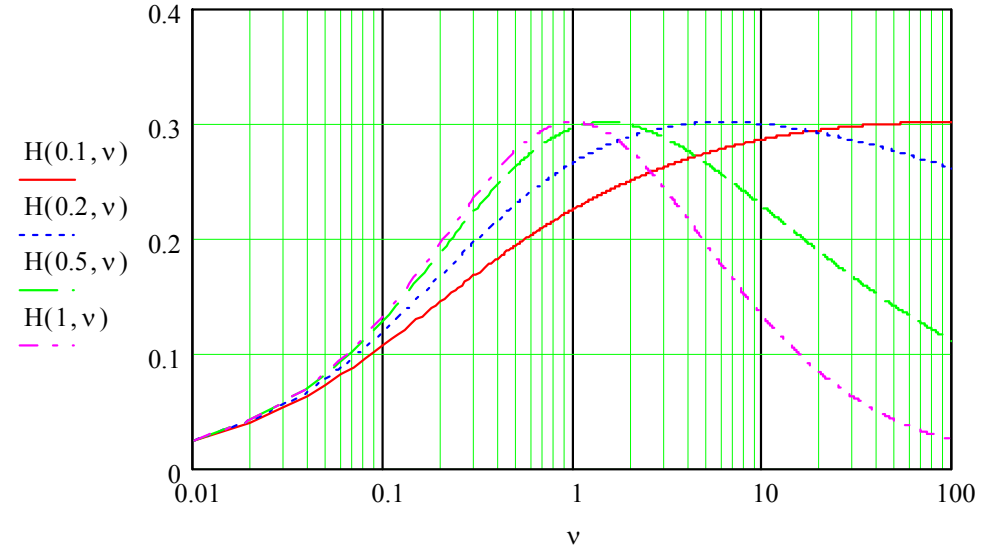


Рис. 7. Зависимость энтропии от СШО

Произведем анализ представленных кривых (рис. 5 и 6) на поиск экстремумов. Найдем первую (рис. 8 и 10) и вторую (рис. 9 и 11) производные от энтропии по соответствующим параметрам.

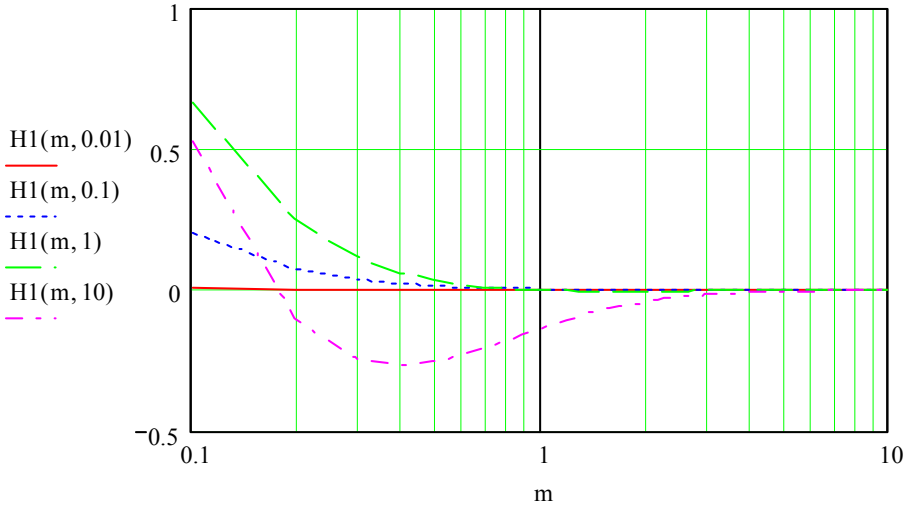


Рис. 8. Зависимость первой производной энтропии от параметра распределения Накагами m

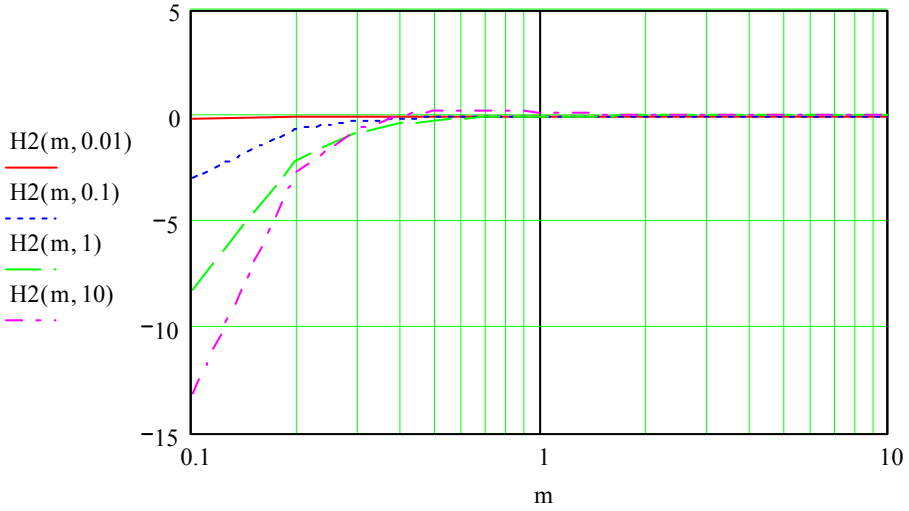


Рис. 9. Зависимость второй производной энтропии от параметра распределения Накагами m

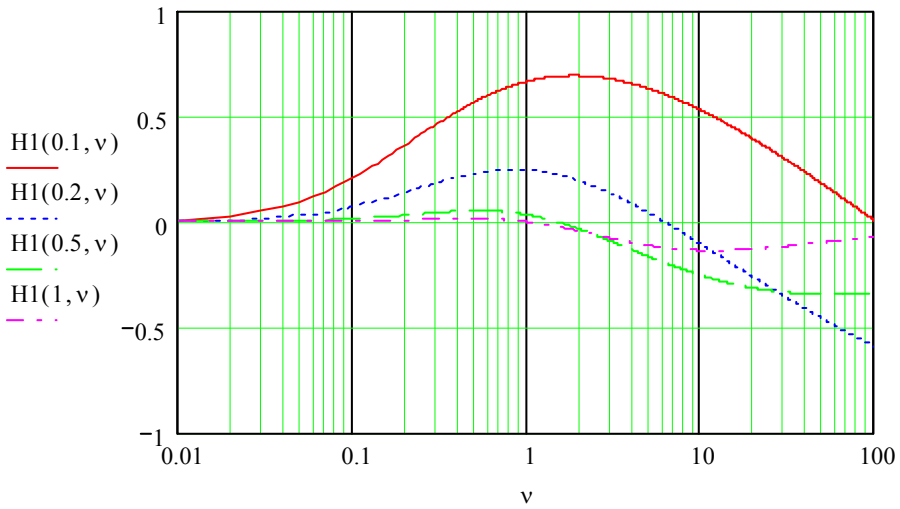


Рис. 10. Зависимость первой производной энтропии от СШО

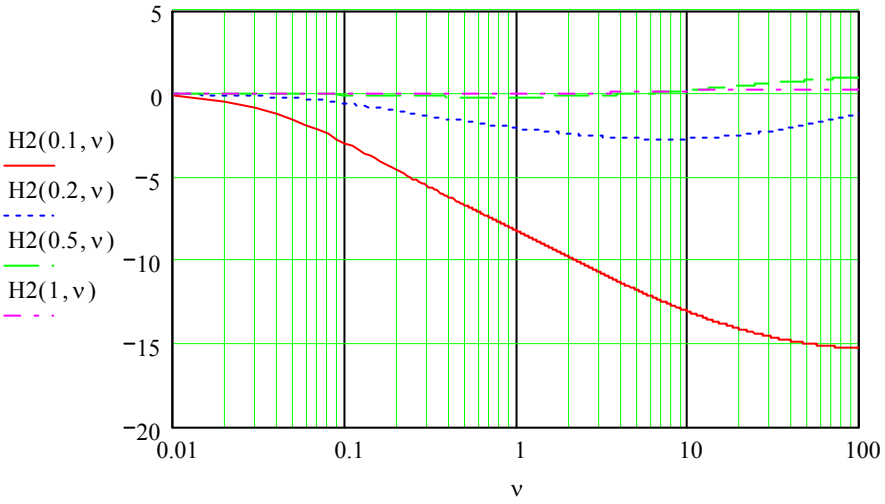


Рис. 11. Зависимость второй производной энтропии от СШО

Полученные результаты показывают, что максимум энтропии достигается при $m \geq 10$, но этот максимум не резкий. Максимум энтропии для больших СШО ν достигается только при малых значениях m ($m \leq 2$). При больших m происходит снижение энтропии (окрестности минимума). Однако этот минимум достаточно гладкий (слабо выраженный).

Изложенный подход к определению вероятностно-временных характеристик системы связи позволяет находить соответствие между экспериментально-аналитическими результатами моделирования каналов связи и их статистическими характеристиками. Предложенная модель позволяет осуществлять математическое моделирование систем связи и находить оптимальные параметры их функционирования.

Литература

1. *Давенпорт В.Б., Рут В.Л.* Введение в теорию случайных сигналов и шумов. М.: ИИЛ, 1960. 468 с.

2. *Финк Л.М.* Теория передачи дискретных сообщений. М.: Советское радио, 1970. 728 с.

3. *Pursley M.B.* Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication. Part 1: System Analysis // IEEE Transactions on Communications. 1977. Vol. COM-25, No. 8. Pp. 795–799.

4. *Купер Дж., Макгилем К.* Вероятностные методы анализа сигналов и систем: пер. с англ. М.: Мир, 1989. 376 с.

5. *Ямпольский Э.М.* Вариационные принципы согласования сигналов с каналом связи. М.: Радио и связь, 1987. 136 с.

6. *Файнстейн А.* Основы теории информации / Пер. с англ. под ред. И.И. Гихмана. М.: ИИЛ, 1960. 140 с.

Статья поступила в редакцию 3 июня 2016 года

УДК 621.396.67

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И АЛГОРИТМ РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ В ПОГЛОЩАЮЩИХ СРЕДАХ

Н.Л. Астахова, зам. нач. отдела, ОАО «РИМР» (г. Санкт-Петербург), e-mail: klon@land.ru

Приведено описание математической модели и алгоритма расчета параметров линейных антенных систем в поглощающих средах, разработанного в развитие основанного на теореме эквивалентности метода решения краевой задачи для антенной системы, состоящей из изолированных от окружающей среды линейных проводников.

***Ключевые слова**: антенная система, линейные антенны в поглощающих средах, изолированный проводник, теорема эквивалентности, метод моментов.*

THE MATHEMATICAL MODEL AND ALGORITHM OF CALCULATING LINEAR ANTENNA SYSTEM PARAMETERS IN ABSORBING MEDIA

N.L. Astakhova, Deputy Head of Department, JSC «RIPR» (St. Petersburg), e-mail: klon@land.ru

The mathematical model and algorithm for calculating the parameters of a linear antenna system in absorbing media are discussed. The proposed algorithm was designed to develop a shooting method, based on the equivalence theorem, for an antenna system composed of insulated 1D conductors.

***Keywords**: antenna system, linear antennas in absorbing media, insulated conductor, equivalence theorem, method of moments.*

Моделируемое антенное устройство находится в двухслойной среде (земля–воздух), образованной двумя однородными, изотропными полупространствами, разделенными плоской границей раздела. Антенное устройство, расположенное в нижнем полупространстве, образовано системой линейных цилиндрических проводников, произвольно ориентированных друг относительно друга и относительно границы раздела сред. Размеры проводников ограничены соотношениями $l >> a$ и $l >> b$, где l – длина проводника, a – радиус проводника, b – радиус диэлектрической оболочки. Проводники могут быть изолированы от окружающей среды, не изолированы от нее (проводники непосредственного заложения) и кусочно-изолированы. Соотношение электрических плотностей диэлектрического покрытия проводника и окружающей среды произвольное.

Метод расчета основывается на теореме эквивалентности, методе моментов, обобщенном методе наведенных ЭДС и теории длинных линий [1–3].

Описание модели

Суть метода [3] заключается во введении на поверхности диэлектрического покрытия проводника S системы эквивалентных поверхностных токов, приводящих к разделению единой краевой задачи на две частные, решаемые совместно задачи – внутреннюю и внешнюю относительно поверхности S.

Для решения внешней задачи поверхность S, секционированная на $(M+1)$ элементов, представляется линейной системой симметричных вибраторов с перекрывающимися плечами [1]. В отсутствие источников поля токи, введенные на внешней стороне поверхности S, в соответствии с обобщенным методом наведенных ЭДС будут связаны с напряжениями в бесконечно малых кольцевых зазорах соотношением [2]

$$\mathbf{U}^{\text{внеш}} = \mathbf{Z} \cdot \mathbf{I}^{\text{внеш}}, \qquad (1)$$

где $\mathbf{Z}$ - матрица взаимных сопротивлений системы проводников, $\mathbf{I}^{\text{внеш}}$ – вектор-столбец «внешних» токов (эквивалентные поверхностные токи), $\mathbf{U}^{\text{внеш}}$ – вектор-столбец напряжений, возбуждающих «внешние» токи.

Напряжения и токи в кольцевых зазорах на внешней и внутренней сторонах поверхности S связаны соотношениями

$$\mathbf{U}^{\text{внеш}} = \mathbf{U}^{\text{внутр}}, \qquad (2)$$

$$\mathbf{I}^{\text{внеш}} = -\mathbf{I}^{\text{внутр}}, \qquad (3)$$

где $\mathbf{I}^{\text{внутр}}$ – вектор-столбец «внутренних» токов в зазорах; $\mathbf{U}^{\text{внутр}}$ – вектор-столбец напряжений в зазорах на внутренней стороне поверхности S.

Во внутренней области, которая представляется коаксиальной линией, токи и напряжения в кольцевых зазорах связаны с токами и напряжениями в точках питания вибратора соотношениями

$$\mathbf{Y}\cdot\mathbf{U}^{\text{внутр}}+\mathbf{Y}^{\text{x,вх}}\cdot\mathbf{U}^{\text{вх}}=\mathbf{I}^{\text{внутр}}, \qquad (4)$$

$$\mathbf{Y}^{\text{вх,x}}\cdot\mathbf{U}^{\text{внутр}}+\mathbf{Y}^{\text{вх,вх}}\cdot\mathbf{U}^{\text{вх}}=\mathbf{I}^{\text{вх}}, \qquad (5)$$

где $\mathbf{I}^{\text{вх}}$ – вектор-столбец токов в точках питания вибратора; $\mathbf{U}^{\text{вх}}$ – вектор-столбец напряжений в точках питания вибратора; $\mathbf{Y}^{\text{вх,x}}$ – матрица-столбец взаимных проводимостей между точками питания и выходами (кольцевыми зазорами); $\mathbf{Y}^{\text{x,вх}}$ – матрица-строка взаимных проводимостей между выходами и точками питания; $\mathbf{Y}$ – матрица взаимных проводимостей между кольцевыми зазорами; $\mathbf{Y}^{\text{вх,вх}}$ – матрица взаимных проводимостей между точками питания вибратора.

Путем несложных преобразований получим из (1)–(5) систему уравнений, связывающих токи на внешней стороне поверхности S с токами и напряжениями в точках питания антенны:

$$\left(\mathbf{E}+\mathbf{Y}\cdot\mathbf{Z}\right)\cdot\mathbf{I}^{\text{внеш}}=\mathbf{Y}^{\text{вх,вх}}\cdot\mathbf{U}^{\text{вх}}, \qquad (6)$$

$$\mathbf{I}^{\text{вх}}=\mathbf{Y}^{\text{x,вх}}\cdot\mathbf{U}^{\text{вх}}-\mathbf{Y}^{\text{вх,x}}\cdot\mathbf{Z}\cdot\mathbf{I}^{\text{внеш}}, \qquad (7)$$

где $\mathbf{E}$ – единичная матрица.

Свободные члены системы уравнений (6) – «наведенные токи» $\mathbf{Y}^{\text{вх,вх}}\cdot\mathbf{U}^{\text{вх}}$ – определяются исходя из напряжений, заданных в точках питания, и проводимостей между точками питания и зазорами.

Полученные из решения системы уравнений (6) значения для токов в зазорах («внешних») подставляются в систему уравнений для внутренней задачи (7), и рассчитываются токи в точках питания $\mathbf{I}^{\text{вх}}$.

Входное сопротивление антенны определяется как отношение напряжения на входе антенной системы (АС) к суммарному току.

Исходя из полученного распределения токов и входного сопротивления АС, можно определить коэффициент усиления и рассчитать диаграмму направленности.

Алгоритм программы

На рис. 1 приведена блок-схема алгоритма расчета параметров антенн в поглощающих средах.

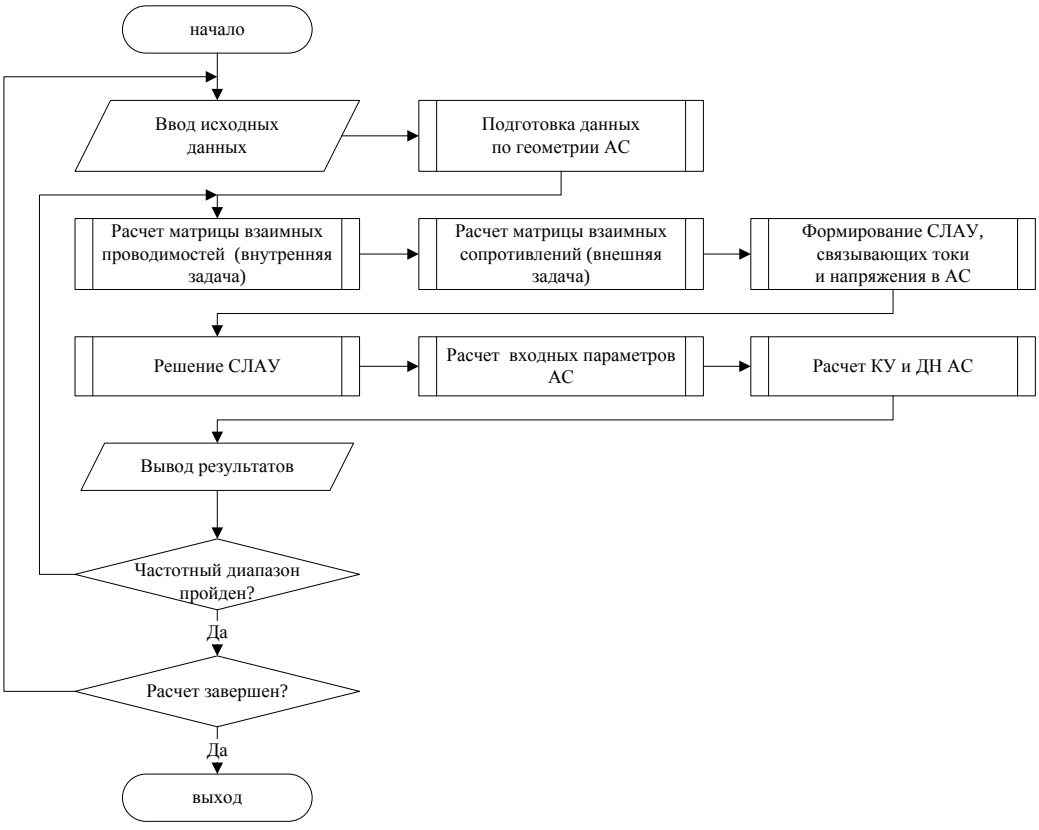


Рис. 1. Блок-схема алгоритма

Модуль ввода исходных данных

Для проведения расчетов должны быть введены следующие исходные данные:

1. Размещение АС в пространстве (конструктивное исполнение): количество проводников в АС, для каждого из которых необходимо задать внешний радиус проводника; координаты начала плеч проводников; длины плеч вибратора; углы места и возвышения для плеч вибратора.

2. Конструкция проводников: тип проводника (изолированный, неизолированный); условия на концах изолированного проводника – разомкнутый (ХХ), замкнутый (КЗ), подключен к нагрузке ($Z_н$); если есть концевой заземлитель – длина и тип или комплексное сопротивление нагрузки; число кусочно-однородных областей в изолированном проводнике, для каждой из которых заданы длина, радиус внутреннего проводника, диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь (проводимость) для изолирующего материала, которые могут совпадать с геоэлектрическими характеристиками внешней среды; количество точек питания (приложения сторонних ЭДС), для каждой из которых заданы расстояние от концевой точки (может задаваться в виде расстояния или номера разреза), амплитуды и фазы подводимого напряжения, описание коаксиальной линии для подключения антенны к удаленному генератору (если есть).

3. Параметры для расчета входных характеристик АС: максимальная длина элементарного сегмента; частотный диапазон; геоэлектрические параметры среды (ε – диэлектрическая проницаемость, σ – удельная проводимость) в месте размещения АС, которые определяются экспериментально в области, существенно влияющей на распределение тока в элементах АС, и могут иметь частотную дисперсию.

4. Параметры для расчета характеристик излучения АС: глубина заложения АС; геоэлектрические параметры среды над АС в зоне, существенно влияющей на коэффициент затухания электромагнитного поля в среде. Данные параметры определяются экспериментально как эффективные значения диэлектрической проницаемости и удельной проводимости в области от границы раздела земля–воздух до места размещения АС. Могут отличаться от геоэлектрических параметров среды в месте размещения АС.

В общем случае указанные данные могут вводиться либо в диалоговом режиме, либо из файла. Кроме этого, для определенных типов АС предусмотрена возможность упрощенной системы ввода данных, связанная со спецификой конструкции этих АС. Примером такой АС может быть передающая туннельная антенна [4].

В процессе ввода данные проверяются на корректность, определяется объем необходимых ресурсов памяти и возможность проведения вычислений при заданных параметрах расчета.

Модуль расчета матрицы проводимостей (внутренняя область)

Расчет матрицы собственных и взаимных проводимостей **Y** в (6), (7) основывается на теории четырехполюсников, а также теории длинных линий (ТДЛ). Вычисление элементов матрицы выполняется с помощью соотношений

$$Y_{np} = \frac{1}{Z_p} \cdot \frac{W\cos(kL_n) + jZ_L \sin(kL_n)}{W\cos(kL_p) + jZ_L \sin(kL_p)},$$

$$n \le p;$$

$$Y_{np} = \frac{1}{Z_p} \cdot \frac{W\cos(k(L-L_n)) + jZ_R \sin(k(L-L_n))}{W\cos(k(L-L_p)) + jZ_R \sin(k(L-L_p))},$$

$$n \ge p,$$

где k – постоянная распространения волны в диэлектрике; L – длина изолированного проводника; L_n, L_p – расстояния от начала проводника до n-го и p-го разрезов соответственно; W – волновое сопротивление коаксиальной линии; Z_L, Z_R – сопротивление нагрузки в начале и конце изолированного проводника (коаксиальной линии) соответственно;

$$Z_p = \frac{1}{Y_{pp}} = W\left(\frac{Z_L\cos(kL_p) + jW\sin(kL_p)}{W\cos(kL_p) + jZ_L\sin(kL_p)} + \frac{Z_R\cos(k(L-L_p)) + jW\sin(k(L-L_p))}{W\cos(k(L-L_p)) + jZ_R\sin(k(L-L_p))}\right).$$

В случае симметричного изолированного вибратора достаточно задать на концах длинной линии условия холостого хода, чтобы обеспечить равенство нулю токов на концах антенны, и задать $U_{вх} = 1$ в центре проводника.

При разбиении внешнего проводника на сегменты необходимо обеспечить обязательное наличие разрезов (при необходимости задается программно) у точек питания, чтобы обеспечить физическое соответствие – наличие зазора в проводнике в месте приложения возбуждающей ЭДС.

Для АС, состоящих из нескольких изолированнных проводников, матрица проводимости будет блочно-диагональной. Каждый отличающийся от других тип изолированного (кусочно-изолированного) проводника в АС связывается с определенной матрицей проводимости. Это позволяет, для сокращения времени вычисления и объемов используемой программой памяти, сформировать матрицу проводимости в виде набора матриц проводимости для изолированных проводников (диагональных блоков).

Расчет матриц взаимных проводимостей не представляет вычислительных сложностей. Для проведения расчетов матрицы проводимостей разработана подпрограмма (процедура), исходными данными для которой являются такие параметры, как частота и конструкция проводника.

При проведении расчетов для каждой из внутренних однородных областей рассчитываются условия на границах области, матрицы переходов между областями, для каждого разреза определяется область, в которой он находится, проводятся вычисления вспомогательных величин. Затем формируется матрица взаимных проводимостей, проводится корректировка матрицы проводимостей с учетом заземлителей на концах проводников, после чего формируются матрицы проводимости между разрезами и точками питания, а также матрицы проводимости между точками питания.

Модуль расчета матрицы взаимных сопротивлений (внешняя область)

С целью некоторого упрощения математической модели и сокращения объема вычислений положим, что глубина размещения антенной системы h составляет не менее $h > \delta$ (δ – величина скин-слоя), что позволяет пренебречь влиянием границы раздела земля–воздух на распределение токов в проводниках АС.

Элементы матрицы взаимных сопротивлений системы электрически коротких, неизолированных от окружающей среды вибраторов, к которой сведена внешняя задача, могут быть определены с помощью обобщенного метода наведенных ЭДС, являющегося развитием решения интегрального уравнения Галена методом моментов в формулировке Бриллюэна [1, 2] на систему симметричных, произвольно ориентированных вибраторов. В случае с кусочно-синусоидальной базисной функцией точные значения токов в вибраторах находятся лишь в точках приложения сторонних ЭДС (в нашем случае – напряжений в разрезах U_n) – «сшивание в точках».

Для диполей с синусоидальным распределением тока

$$I_n(\tau) = I_n \cdot \begin{cases} \dfrac{\sin\gamma\left(l_n - |\tau|\right)}{\sin\gamma l_n}, & |\tau| < l_n, \\ 0, & |\tau| \ge l_n, \end{cases}$$

где γ – постоянная распространения в среде. В целях оптимизации и повышения точности вычислений токи в монополях (плечах элементарных диполей) представляются в виде суперпозиции бегущих волн:

$$I_n(\tau) = I \cdot \left(A_1 e^{-j\gamma\tau} + A_2 e^{j\gamma\tau}\right),$$

где A_1, A_2 – постоянные коэффициенты, определяемые из условий на концах монополя:

$$\begin{cases} I_n(l_n) = 0, \\ I_n(0) = I. \end{cases}$$

Взаимный импеданс двух произвольно расположенных проводников, обтекаемых бегущей волной тока $I(\tau) = I_0 e^{-j\gamma\tau}$ [5, 6], с точностью до постоянного множителя определяется выражением

$$\tilde{Z}_{mn} = \frac{30}{\sqrt{\varepsilon}}\left\{ e^{-j\gamma M_1}\left[E_1\left(j\gamma\left(r_1 + l_m + l_n - M_1\right)\right) - E_1\left(j\gamma\left(r_2 + l_m - M_1\right)\right) - E_1\left(j\gamma\left(r_3 + l_n - M_1\right)\right) + E_1\left(j\gamma\left(r_4 - M_1\right)\right)\right] + \right.$$

$$+ e^{-j\gamma M_2}\left[E_1\left(j\gamma\left(r_1 + l_m + l_n - M_2\right)\right) - E_1\left(j\gamma\left(r_2 + l_m - M_2\right)\right) - E_1\left(j\gamma\left(r_3 + l_n - M_2\right)\right) + E_1\left(j\gamma\left(r_4 - M_2\right)\right)\right] +$$

$$\left. + \frac{e^{-j\gamma(r_1 + l_m + l_n)}}{j\gamma r_1} - \frac{e^{-j\gamma(r_2 + l_m)}}{j\gamma r_2} - \frac{e^{-j\gamma(r_3 + l_n)}}{j\gamma r_3} + \frac{e^{-j\gamma(r_4)}}{j\gamma r_4}\right\} = Z\left(\mathbf{p_m}, \mathbf{p_n}, \mathbf{r_m}, \mathbf{r_n}, a\right), \qquad (8)$$

где $E_1(z)=\int_z^{\infty}\frac{e^{-t}}{t}dt,\ \{|\arg z|<\pi\}$ – интегрально-показательная функция комплексного аргумента;

$\mathbf{p_m},\mathbf{p_n}$ – радиус-векторы начала проводников m и n;

$\mathbf{r_m},\mathbf{r_n}$ – векторы, определяющие направление проводников m и n в пространстве;

a – радиус проводника;

$$\mathbf{p}=\mathbf{p_m}-\mathbf{p_n},$$

$$r_1=\sqrt{|\mathbf{p}+\mathbf{r_m}-\mathbf{r_n}|^2+a^2},\ r_2=\sqrt{|\mathbf{p}+\mathbf{r_m}|^2+a^2},$$

$$r_3=\sqrt{|\mathbf{p}-\mathbf{r_n}|^2+a^2},\ r_4=\sqrt{|\mathbf{p}|^2+a^2};$$

$$M_{1,2}=\frac{\mathbf{p}\cdot(\mathbf{e_m}-\mathbf{e_n})\pm j\sqrt{(\mathbf{p}\cdot(\mathbf{e_m}\times\mathbf{e_n}))^2+a^2(1-\cos^2\alpha)}}{(1-\cos\alpha)},$$

α – угол между векторами $\mathbf{r_m}$ и $\mathbf{r_т}$,

$$\mathbf{e_m}=\mathbf{r_m}/l_m,\ \mathbf{e_n}=\mathbf{r_n}/l_n.$$

Выражение (8) для $Z(\mathbf{p_m},\mathbf{p_n},\mathbf{r_m},\mathbf{r_n},a)$ является основным при формировании матрицы взаимных сопротивлений.

На рис. 2 показано размещение сегментных диполей вдоль проводников АС. Каждый из сегментных диполей состоит из двух монополей «1» и «2», образованных, в свою очередь, двумя проводниками 1, 2 соответственно.

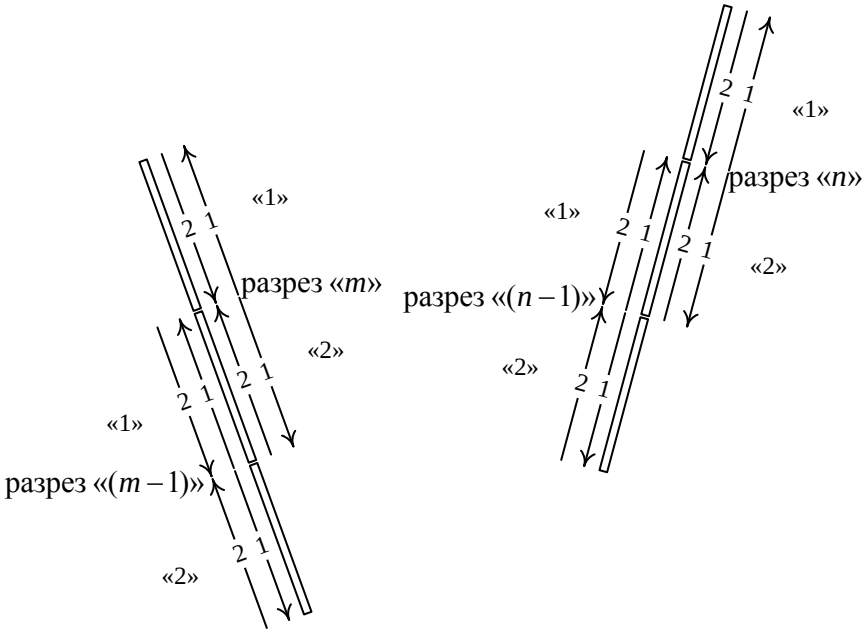


Рис. 2. Размещение сегментных диполей вдоль проводников АС

Взаимное сопротивление монополей, являющихся плечами сегментных диполей, расположенных в разрезах «m» и «n», будет определяться выражением

$$\hat{Z}_{mn}[k,l]=\sum_{i=1}^{2}\sum_{j=1}^{2}C_m(k,i)\cdot C_n(l,j)\times$$

$$\times Z\left(\vec{p}_m+(i-1)\cdot\vec{r}_m(k),\vec{p}_n+(j-1)\cdot\vec{r}_n(l),(-1)^{(i-1)}\vec{r}_m(k),(-1)^{(j-1)}\vec{r}_n(l),a\right),\qquad(9)$$

где k, l – номера монополей;

i, j – номера проводников, составляющих монополь;

$C_m(k,i)$, $C_n(l,j)$ – постоянные коэффициенты, соответствующие амплитуде тока бегущей волны в начале соответствующего провод-

ника, нормированные к амплитуде тока в начале монополя:

$$C_m(k,i)=\frac{(-1)^{k-1}}{1-e^{-\mathrm{j}2\gamma l_m(k)}}e^{-\mathrm{j}\gamma(i-1)l_m(k)},$$

$$C_n(l,j)=\frac{(-1)^{l-1}}{1-e^{-\mathrm{j}2\gamma l_n(l)}}e^{-\mathrm{j}\gamma(j-1)l_n(l)}.$$

Тогда взаимное сопротивление диполей с центрами, расположенными в разрезах «m» и «n», будет определяться выражением

$$Z_{mn}=\sum_{k=1}^{2}\sum_{l=1}^{2}\hat{Z}_{mn}(k,l).$$

Выражения для взаимных сопротивлений проводников монополя $Z\left(\mathbf{p_m}+(i-1)\cdot\mathbf{r_m}(k),\right.$ $\left.\mathbf{p_n}+(j-1)\cdot\mathbf{r_n}(l),(-1)^{(i-1)}\mathbf{r_m}(k),(-1)^{(j-1)}\mathbf{r_n}(l),a\right)$, входящие в выражение (9) для взаимного импеданса монополей, вычисляются однократно для каждого монополя с последующим учетом полученных значений с соответствующими коэффициентами $C_m(k,i)$, $C_n(l,j)$ при определении взаимных сопротивлений диполей, в состав которых они входят.

Для расчета матрицы взаимных сопротивлений разработана подпрограмма, в вычислительном алгоритме которой учтены ситуации, в которых потенциально возможны потери точности вычислений:

– вычисление аргументов интегрально-показательных функций;

– вычисление разности интегрально-показательных функций близких аргументов.

Дополнительно проводится анализ пути интегрирования для соответствующих пар интегрально-показательных функций и учитывается, что в соответствии с областью определения интегрально-показательной функции путь интегрирования не должен проходить через начало координат и отрицательную часть действительной оси.

В общем случае АС, состоящей из нескольких произвольно расположенных проводников, для сокращения объема используемой памяти матрица взаимных сопротивлений хранится в памяти в виде квазитреугольной матрицы, каждый блок которой представляет собой матрицу взаимных сопротивлений двух проводников.

Расчет распределения тока и входных параметров

Для формирования матрицы коэффициентов СЛАУ (6) используются рассчитанные матрицы проводимости изолированных проводников и матрицы взаимных сопротивлений. Результат произведения матриц проводимости и сопротивлений записывается в соответствующий блок матрицы коэффициентов СЛАУ, к диагональным элементам которой добавляется «1», если данный разрез находится на поверхности изолированного проводника. Свободные члены СЛАУ («наведенные токи») определяются исходя из условий возбуждения АС.

В зависимости от условий возбуждения могут быть рассчитаны распределения токов в проводниках АС, входное сопротивление, собственные и наведенные сопротивления проводников АС, коэффициент усиления и диаграмма направленности.

Результаты расчетов сохраняются в текстовых файлах в виде, удобном для последующего экспортирования и анализа.

Для тестирования программы был разработан набор контрольных примеров, позволяющий сопоставить результаты расчетов с приведенными в литературе данными [2, 7, 8]. Были выполнены расчеты:

– входного сопротивления одиночного симметричного неизолированного вибратора в свободном пространстве, в диэлектрике и в проводящей среде;

– входного сопротивления одиночного симметричного изолированного вибратора в свободном пространстве, в диэлектрике и в проводящей среде:

– входного сопротивления системы, состоящей из симметричных неизолированных вибраторов, в свободном пространстве, в диэлектрике и в проводящей среде;

– входного сопротивления системы, состоящей из симметричных изолированных вибраторов, в свободном пространстве, в диэлектрике и в проводящей среде;

– геоэлектрические параметры среды (совпадают с характеристиками изолятора);

– геоэлектрические параметры среды и характеристики изолирующего слоя (удовлетворяют условиям $\left|k^2_{\text{изол}}\right|<<\left|k^2_{\text{среды}}\right|$ [7, 8], а расстояние между вибраторами $d>\delta$ (δ – величина скин-слоя пространства), что позволяет пренебречь взаимным влиянием проводников).

Для иллюстрации на рис. 3, 4 приведены кривые зависимости входного сопротивления симметричного изолированного вибратора, размещенного в воздухе (рис. 3) и в почве (рис. 4), от $l/\lambda_{\text{среды}}$, рассчитанные при различных соотношениях радиуса изолирующей оболочки b и радиуса проводника a.

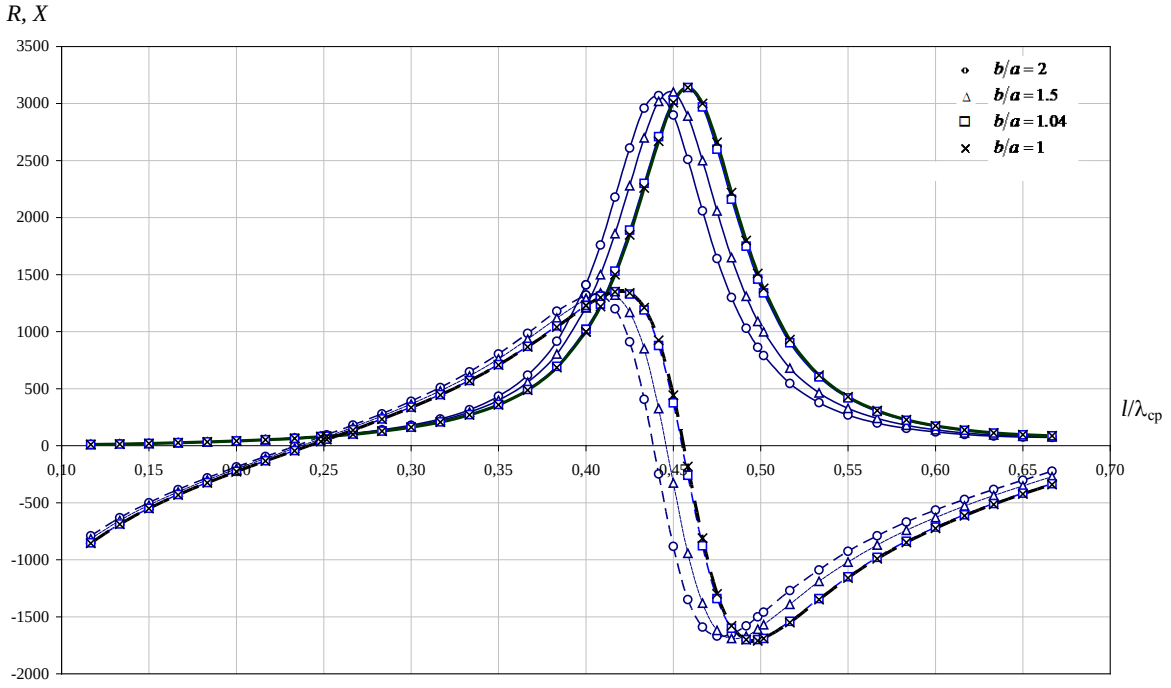


Рис. 3. Зависимость входного сопротивления изолированного проводника, размещенного в воздухе, от $l/\lambda_{\text{среды}}$ при различных соотношениях b/a

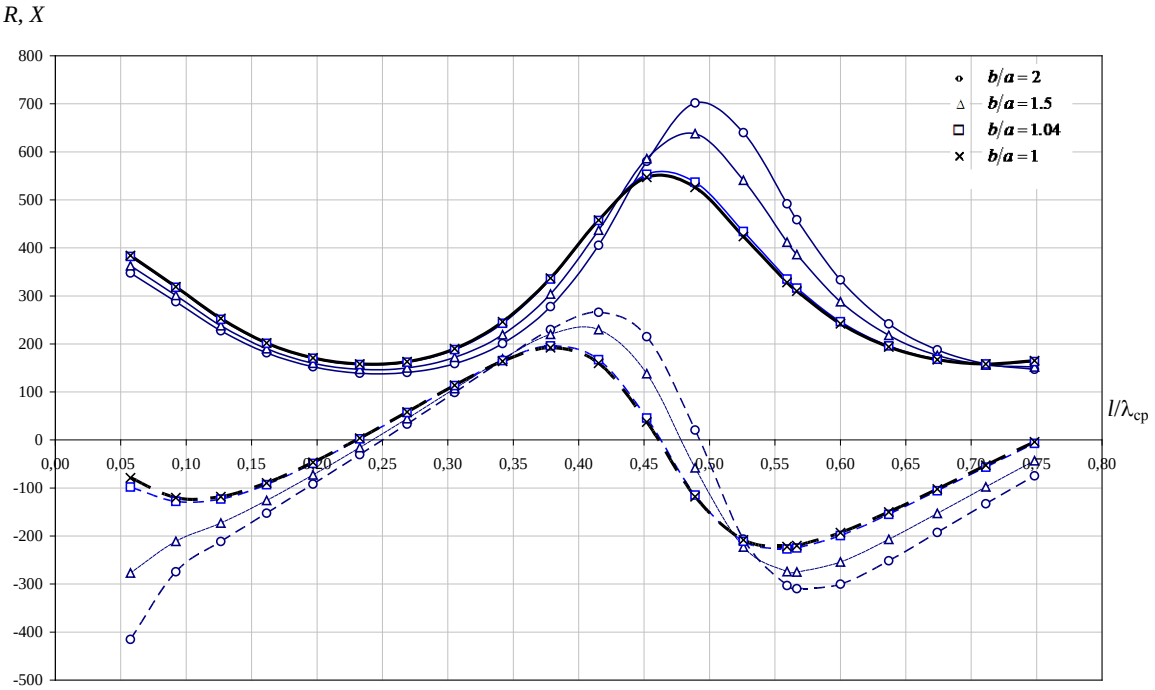


Рис. 4. Зависимость входного сопротивления изолированного проводника, размещенного в почве, от $l/\lambda_{\text{среды}}$ при различных соотношениях b/a

Как и следовало ожидать, при уменьшении толщины диэлектрического покрытия ($b/a \to 1$) рассчитанные значения входного сопротивления совпадают со значениями входного сопротивления неизолированного проводника. Увеличение толщины диэлектрического покрытия для проводников, размещенных в воздухе, приводит к росту распределенной емкости и, следовательно, к понижению волнового сопротивления вибратора, сопровождаемому снижением частоты полуволнового резонанса. Для проводников, размещенных в земле, увеличение толщины диэлектрического покрытия приводит к уменьшению частоты следования резонансов и уменьшению $r_{\text{экв}}$.

Заключение

Результаты тестирования показали, что описанный алгоритм расчета и математическая модель линейных антенных систем в поглощающих средах позволяют проводить моделирование объемных антенных систем, расположенных в однородном изотропном пространстве, состоящих из изолированных, кусочно-изолированных, неизолированных от окружающей среды проводников.

В заключение отметим, что предложенный метод расчета может быть применен к расчету кабельных антенн с разрезным экраном, а также может быть обобщен для проводников с многослойным диэлектрическим покрытием и АС, размещенных в многослойном пространстве, в т.ч. вблизи границы раздела сред.

Литература

1. *Айзенберг Г.З., Белоусов С.П., Журбенко Э.М. и др.* Коротковолновые антенны / Под ред. Г.З. Айзенберга. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1985. 536 с.
2. *Марков Г.Т., Чаплин А.Ф.* Возбуждение электромагнитных волн. М.: Радио и связь, 1983. 296 с.
3. *Пестовский И.Н., Курышев А.А., Астахова Н.Л. и др.* Подход к расчету антенн, размещенных в поглощающих средах // Труды академии № 75. 2010. СПб.: ВАС. С. 336–345.
4. *Астахова Н.Л. и др.* Передающая туннельная антенна // Инновационная деятельность в Вооруженных силах Российской Федерации: Тр. всеарм. науч.-практич. конф., Санкт-Петербург, 24–25 сентября 2015 г. СПб.: ВАС, 2015. С. 49–51.
5. *Курышев А.А.* К расчету сопротивления излучения и входного сопротивления проволочных переменно-фазных антенн // Техника средств связи. Сер. ТРС. М.: ЦООНТИ «Экос», 1981. Вып. 6. С. 65-81.
6. *Курышев А.А., Озерова Л.В.* К расчету входного сопротивления антенн, образованных из проводников, обтекаемых бегущей волной тока // Техника средств связи. Сер. ТРС. М.: ЦООНТИ «Экос», 1982. Вып. 8. С. 101-110.
7. *Лавров Г.А., Князев А.С.* Приземные и подземные антенны. М.: Советское радио, 1965. 472 с.
8. *Кинг Р., Смит Г.* Антенны в материальных средах. М.: Мир, 1984. Т. 1, 2. 822 с.

Статья поступила в редакцию 26 апреля 2016 года

УДК 004.03+004.05

ФРАКТАЛЬНОЕ СЖАТИЕ ГРАФИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ С РЕАЛИЗАЦИЕЙ СТЕГАНОГРАФИЧЕСКИХ ФУНКЦИЙ ДЛЯ КАНАЛОВ СВЯЗИ С БПЛА

Ю.В. Белозерцев, начальник отдела, АО «ВНИИ «Вега» (г. Воронеж), e-mail: vega_sdr@mail.ru
А.В. Велигоша, к.т.н, доцент кафедры инфокоммуникаций, ФГАОУ ВПО «Северо-Кавказский федеральный университет» (г. Ставрополь), e-mail: aveligosha@mail.ru
В.Н. Верещагин, инженер-конструктор 2 категории, АО «ВНИИ «Вега» (г. Воронеж), e-mail: Slawa-W@mail.ru
И.И. Пеленков, начальник сектора, АО «ВНИИ «Вега» (г. Воронеж), e-mail: k-natu@yandex.ru

Проведено исследование нового разработанного фрактального метода сжатия изображений.
Ключевые слова: *фрактальное сжатие, графическая информация, изображение, коэффициент сжатия, качество восстановления, стеганография, БПЛА.*

FRACTAL GRAPHIC INFORMATION COMPRESSION WITH STEGANOGRAPHIC FUNCTIONS FOR UAV COMMUNICATIONS

Yu.V. Belozyortsev, Head of department, JSC «Voronezh R&D Institute «Vega», e-mail: vega_sdr@mail.ru
A.V. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor at the Department of Infocommunications, North Caucasus Federal University (Stavropol), e-mail: aveligosha@mail.ru
V.N. Vereshchagin, 2d Class Design Engineer, JSC «Voronezh R&D Institute «Vega», e-mail: Slawa-W@mail.ru
I.I. Pelenkov, Head of sector, JSC «Voronezh R&D Institute «Vega» (Voronezh), e-mail: k-natu@yandex.ru

The developed new method of fractal image compression is studied.
Keywords: *fractal compression*, *graphic information*, *image, compression ratio, image restoration quality, steganography, UAV.*

В настоящее время всё большее распространение для видеомониторинга и видеоразведки приобретают системы связи с беспилотными летательными аппаратами (БПЛА). Качественная передача видеоизображений требует большой пропускной способности канала связи от БПЛА до пункта управления, что резко ограничивает дальность связи, так как величина мощности передатчика на БПЛА, в свою очередь, ограничена ёмкостью аккумуляторной батареи.

Эффективным решением этой проблемы может служить сжатие видеоинформации, что позволяет уменьшить полосу высокочастотного (ВЧ) сигнала и повысить дальность связи при передаче видео.

В статье предлагается рассмотреть эффективность сжатия видеоинформации на БПЛА на основе метода фрактального сжатия с дополнительной реализацией стеганографических функций.

Все методы сжатия разделяются на методы сжатия без потерь информации (самое высокое качество) и методы сжатия с потерями информации (высокий коэффициент сжатия). Чаще всего используются методы сжатия с потерями. Цифровое изображение имеет существенное количество излишней информации, которая может быть устранена практически без визуальной заметности. Существует ряд способов изменить изображение таким образом, что возникшие в результате этого искажения, с точки зрения наблюдателя, для которого предназначено это изображение, будут несущественны, зато представление информации в новой форме позволит значительно увеличить компрессию по сравнению со сжатием без потерь. Самой важной характеристикой любого метода сжатия является зависимость коэффициента сжатия от качества восстановления. Существует много различных критериев качества восстановления изображений. Наиболее часто встречающийся – *PSNR*, дБ (отношение пикового уровня сигнала к шуму). Значения допустимого качества изображений лежат в пределах от 30 до 40 дБ [1].

На сегодняшний день существует множество различных методов сжатия. Широко используются методы сжатия с потерями *JPEG* и *JPEG* 2000 [2, 3]. Алгоритм *JPEG* предназначен для сжатия изображений с плавными переходами яркости и цвета. Формат *JPEG* в режиме сжа-

тия с потерями малопригоден для сжатия чертежей, текстовой и знаковой графики, где резкий контраст между соседними пикселями приводит к появлению заметных артефактов. Общая идея, лежащая в основе этих методов, заключается в применении к изображению преобразования, концентрирующего большую часть энергии в относительно малом количестве коэффициентов. За счёт более грубого квантования значительная часть коэффициентов преобразования, отвечающих за мелкие детали оригинала, обращается в 0, что позволяет эффективно закодировать полученную битовую последовательность энтропийным кодером. За высокие степени сжатия приходится расплачиваться ухудшением детализации и размытием контуров. Из-за этого в отраслях, где предъявляются повышенные или специфические требования к качеству изображений, сжатие с потерями практически не используется, а использование сжатия без потерь не позволяет радикально сократить объем цифровых изображений. Отказ от использования сжатия с потерями приводит к увеличению затрат на хранение изображений и их передачу. Однако при условии, когда на каналы передачи данных наложены ограничения по скорости и величине битовой ошибки, использование алгоритма сжатия изображений способами группы *JPEG* не всегда возможно.

В последнее время в связи с развитием науки и техники (после открытия фрактальных множеств Б. Мандельброта и создания первого фрактального алгоритма М. Барнсли) популярными стали фрактальные методы сжатия, которые при хорошем качестве (*PSNR* не ниже 30 дБ) позволяют получать высокие коэффициенты сжатия (несколько сотен), при этом очень хорошо выделяются контуры объектов на изображении.

Основы фрактальных методов были заложены открытием фрактальных множеств Б. Мандельброта и разработкой применения систем итерируемых функций М. Барнсли, Д. Хатчинсона, А. Слоуна; впоследствии фрактальные методы были усовершенствованы А. Джеквином, Ю. Фишером и др. [4–16]

Основа метода фрактального кодирования – это обнаружение самоподобных участков в изображении и установление функциональной связи между ними. В соответствии с данным методом изображение разбивается на множество не перекрывающихся ранговых подызображений (*англ. range subimages*) и определяется множество перекрывающихся доменных подызображений (*англ. domain subimages*). Для каждого рангового блока алгоритм кодирования находит наиболее подходящий доменный блок и аффинное преобразование, которое переводит этот доменный блок в данный ранговый блок. Структура изображения отображается в систему ранговых блоков, доменных блоков и преобразований. Идея заключается в следующем: предположим, что исходное изображение является неподвижной точкой некоего сжимающего отображения. Тогда можно вместо самого изображения запомнить каким-либо образом это отображение, а для восстановления достаточно многократно применить это отображение к любому стартовому изображению. По теореме Банаха о неподвижной точке сжимающего отображения такие итерации всегда приводят к неподвижной точке, то есть к исходному изображению (x^* – неподвижная точка оператора A, $Ax^* = x^*$; если взять произвольный элемент метрического пространства x и рассмотреть последовательность элементов x, Ax, A^2x, ... , то эта итерационная последовательность будет сходиться к неподвижной точке оператора A: $\lim\limits_{n\to+\infty} A^n x = x^*$). На практике трудность заключается в отыскании по изображению наиболее подходящего сжимающего отображения и компактном его хранении. Часть информации теряется, потому что вероятность того, что ранговая и доменная области будут идеально похожи, очень мала. Кроме того, чем больше будет коэффициент сжатия, тем больше будут и потери, так как коэффициент сжатия увеличивается за счёт увеличения количества подобных областей, что является следствием большего допустимого различия областей.

Разработанный метод фрактального сжатия изображений сравнён с методом *JPEG* и существующими фрактальными методами: соотношение степени и качества сжатия лучше у разработанного фрактального метода.

Фрактальные методы сжатия изображений являются на сегодняшний день одними из самых эффективных, потому что из-за фрактального характера большинства изображений, встречающихся на практике (изображения природы, снимки местности, выполненные с большой высоты и др., являются самоподобными), они позволяют получать высокие коэффициенты сжатия при приемлемом качестве, то есть обеспечивают наилучшее соотношение степени и качества обработки. Кроме того, при фрактальной обработ-

ке лучше выделяются контуры объектов, что является важным для задач обнаружения и наблюдения.

Недостатком фрактальных кодеков ранних версий является недостаточное для решения практических задач соотношение качества восстановленного после сжатия изображения *PSNR* и коэффициента сжатия *K*. На практике могут возникать ситуации, когда при жёстко ограниченной скорости передачи информации по каналу из-за поворота фотовидеокамеры, перемещения объектов, изменения картинки (кадра, обстановки) или совсем по иной причине объём сжатых данных может незначительно увеличиваться до некоторого максимального заданного ограниченного объёма (либо может потребоваться немного большая частота передачи кадров для обеспечения требуемой величины задержки). Так как объём исходной графической информации может быть относительно большим для обеспечения передачи более полной и точной информации о наблюдаемых объектах (это зависит от характеристик камеры: разрешение, глубина цвета пикселя), то, даже несмотря на высокий коэффициент сжатия базового фрактального метода, объём сжатых данных может быть довольно большим. Поэтому увеличение этого объёма даже на величину, соответствующую малой доле от этого объёма, может привести к значительному возрастанию объёма сжатых данных не по относительному, а по абсолютному значению, что может отрицательно повлиять на процесс обработки информации, например когда обрабатывается последовательность кадров с определённой частотой (при этом на передачу одного кадра выделяется ограниченное и фиксированное количество времени, а при превышении объёма сжатых данных кадра существенно может увеличиться время на его передачу). При этом время общей задержки передачи изображения не должно превышать заданную величину, так как устройство, работающее по некоторому алгоритму (или оператор), может ошибочно принять решение о том, что наблюдаемый объект находится в точке с некоторыми координатами в некоторый момент времени.

В разработанном методе фрактального сжатия используются стеганографические функции, когда в сжатые данные изображения может внедряться информация любого типа, при этом после восстановления изображения из сжатых данных со стегановложением качество изображения не меняется или почти не меняется по сравнению с изображением, восстановленным из сжатых данных без стегановложения. В качестве вкладываемой информации может быть, например, код, исправляющий ошибки передачи, часть изображения или часть сжатых данных изображения. При стегановложении выделяются следующие объекты: файл-контейнер (сжатые данные изображения); файл сообщения, который вкладывается в файл-контейнер; файл-контейнер с вложением. Для сохранения или незначительного изменения качества восстановленного изображения объём вложения должен быть не более 25% от объёма контейнера (см. «Стеганографическая вместимость»). Качество восстановленного из сжатых данных со стегановложением изображения мало отличается от качества восстановленного из сжатых данных без стегановложения изображения и зависит от степени «размытости» вложенной информации по контейнеру, при этом в файле изменяются лишь младшие малозначащие биты. В отличие от криптографической защиты информации, когда скрыта сама информация, но не факт её передачи, стегановложение позволяет скрывать не только информацию, но и факт её передачи.

Разработанная стеганографическая система состоит из алгоритма встраивания и алгоритма извлечения требуемого сообщения (управляющей информации) в состав обрабатываемой информации. При размещении сообщение незначительно изменяет первоначальную графическую информацию алгоритмом встраивания. В результате получается стеганоизображение. Разработанный стеганографический метод имеет максимальный предел, свидетельствующий, сколько бит сообщения псевдослучайным образом может быть надежно внедрено в данную графическую информацию, не внося каких-либо статистически обнаруживаемых искажений. Этот предел называют стеганографической вместимостью [17]. Абсолютная стеганографическая вместимость C_A – функция исходной графической информации I и метода встраивания Ф. Абсолютная стеганографическая вместимость $C_A(I,\Phi)$ возвращает максимальное число бит, которые могут быть надежно встроены в исходное изображение I с использованием метода встраивания. Метод встраивания представляет собой математическое ожидание числа модификаций элементов графической информации, определенное по всем равномерно распределенным псевдослучайным образом сообщениям.

В некоторых случаях функцию C_A можно установить точно, в общем случае ее определение – очень трудная и все еще не решенная задача даже для самых простых схем [18]. Однако существует возможность частичного уменьшения зависимости C_A от исходной графической информации путем определения относительной стеганографической вместимости $C_R=C_A/n_{max}$, где n_{max} – наибольший размер сообщения.

Применительно к системам передачи информации (СПИ) по каналу связи с ограниченной пропускной способностью формулировка проблемы осуществляется следующим образом.

На практике часто возникает задача передачи наиболее полной информации об объектах по каналу с ограниченной пропускной способностью за ограниченное время с минимальной потерей качества. Например, может потребоваться передача последовательности высококачественных изображений (кадров) с высокой частотой передачи кадров, при этом общее время задержки не должно превышать заданную величину. Это обстоятельство требует высокого коэффициента сжатия исходных изображений при сохранении высокого качества после сжатия, передачи и восстановления изображений (качества восстановленных изображений), а также быстроты обработки (быстроты сжатия, передачи и восстановления).

Оператору, находящемуся в пункте наблюдения (приёмная сторона), необходимо получить на мониторе или дисплее как можно более полную, точную и своевременную информацию об удалённых объектах путём потоковой передачи по каналу связи с ограниченной пропускной способностью изображений этих объектов, сформированных на выходе камеры (передающая сторона). Пусть есть канал с ограниченной и фиксированной пропускной способностью (от 256 до 2048 кбит/с) и программа фрактального сжатия изображений с функцией потоковой передачи изображений по каналу, обеспечивающая на передающей стороне сжатие изображения (кадра), формируемого на выходе фотовидеокамеры, передачу сжатых данных по радиоканалу, на приёмной стороне – восстановление изображения из сжатых данных и вывод на монитор (дисплей). Таким образом, сформулирована задача: какое максимальное качество исходного изображения можно выбрать, чтобы передать на дисплей как можно больше информации об объектах (полнота и точность информации) при заданной пропускной способности канала и чтобы при этом время общей задержки не превышало заданную величину (актуальность информации). Для этого необходимо создать систему обработки и передачи информации на основе метода сжатия с максимальным соотношением качества и степени сжатия.

Разработана формула (1), связывающая параметры обработки изображения: объём (разрешение) исходного изображения, коэффициент сжатия, пропускная способность (ПС) канала связи (2,048 Мбит/с), время общей задержки (0,1 с), время обработки (время сжатия + время восстановления), качество восстановления (*PSNR* не менее 30 дБ):

$$\frac{V_0}{K} = \Pi * \left(\frac{1}{\nu} - t_{\text{обр}} \right) \le \Pi * (0{,}1 - t_{\text{обр}}),$$

$$PSNR(K, t_{\text{обр}}) \ge 30...35 \text{ дБ}, \qquad (1)$$

где V_0 – объём исходного (несжатого) изображения, кбит; K – коэффициент сжатия; Π – пропускная способность канала, кбит/с; ν – частота кадров, 1/с; $t_{\text{обр}}$ – время обработки изображения программой фрактального сжатия, с; $PSNR(K, t_{\text{обр}})$ – отношение пикового уровня сигнала к шуму, определяющее качество восстановления и зависящее от коэффициента сжатия и времени обработки.

Описание алгоритма (программы)

Программа работает с изображениями, имеющими следующие характеристики (ограничения):

а) формат – только *BMP* (при необходимости можно любой формат преобразовать перед обработкой в формат *BMP* или доработать программу под другие форматы);

б) глубина цвета – только 24 бита;

в) количество пикселей и размер изображения (минимальный размер) – 32*32 пикселя (3 кб); размер фактически сжатого изображения (максимальный размер) – 3100*3100 пикселей (27,4 Мб).

Программа способна работать с прямоугольными изображениями с любым соотношением сторон, как с чёрно-белыми, так и с цветными изображениями.

Интерфейс разработанной программы позволяет изменять значения следующих парамет-

ров: «требуемое качество восстановления» (ТКВ), «число итераций восстановления» (ЧИВ), «объём библиотеки образцов» (ОБО).

Исследования проводились на компьютере «ПК Аквариус» (*Intel*(*R*) *Core*(*TM*) *i*5-3570 *CPU* @ 3.40 *GHz*, ОЗУ 8 Гб, 64-разрядная ОС *Windows* 7).

В результате исследований установлено:

1) При увеличении ОБО время обработки увеличивается, PSNR уменьшается (при низком ТКВ независимо от ЧИВ, при высоком ТКВ и малых ЧИВ) и увеличивается (при высоком ТКВ и большом ЧИВ), *K* увеличивается при низком ТКВ и уменьшается при высоком ТКВ.

2) При увеличении ЧИВ время обработки увеличивается, PSNR увеличивается.

На рис. 1 и 2 представлены зависимости качества восстановления от коэффициента сжатия и времени обработки.

Рис. 1. Зависимость качества восстановления от коэффициента сжатия

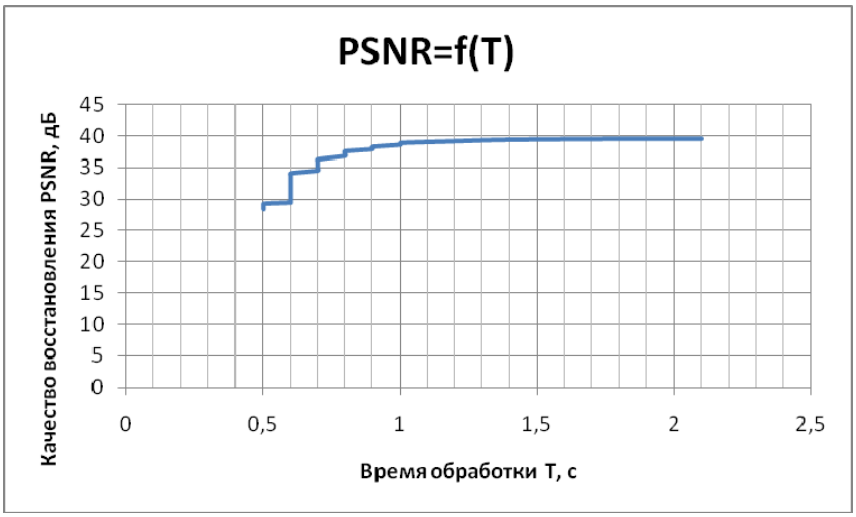


Рис. 2. Зависимость качества восстановления от времени обработки

Исследования проводились при среднем значении ОБО и максимальном значении ЧИВ. На рисунках изображены проекции кривой на плоскости *K*-*PSNR* и *T*-*PSNR*.

Выводы:

1) при уменьшении значения ТКВ увеличивается степень сжатия, уменьшаются качество восстановленного изображения и время обработки;

2) используя данные таблицы, можно подобрать оптимальное для данного случая соотношение основных характеристик сжатия.

На рис. 3, 4 представлены зависимости характеристик сжатия (время обработки и качество восстановления) от количества итераций восстановления.

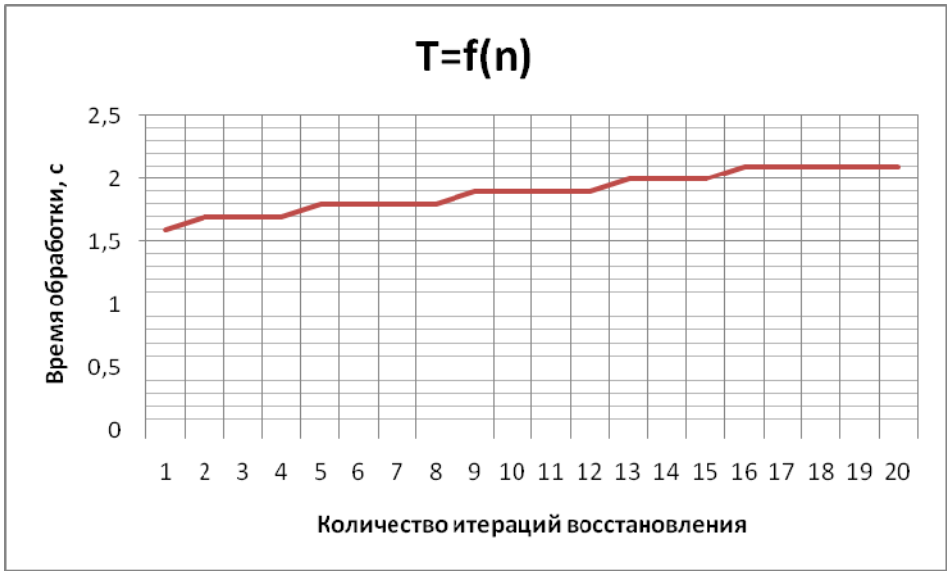


Рис. 3. Зависимость времени обработки изображения от количества итераций восстановления

Рис. 4. Зависимость качества восстановления изображения от количества итераций восстановления

Вывод: очевидно, что количество итераций восстановления не влияет на степень сжатия. При увеличении количества итераций увеличивается качество восстановленного изображения, но возрастает и время обработки. Видно, что после 10 итераций качество почти не увеличивается, следовательно, этого количества вполне достаточно для восстановления, при этом можно сэкономить до 0,2 с времени обработки.

На рис. 5, 6 в результате исследования влияния комбинаций количества бит в полях контрастности и яркости на характеристики стегановложения представлены зависимости степени потерь от количества бит в поле яркости и поле контрастности соответственно.

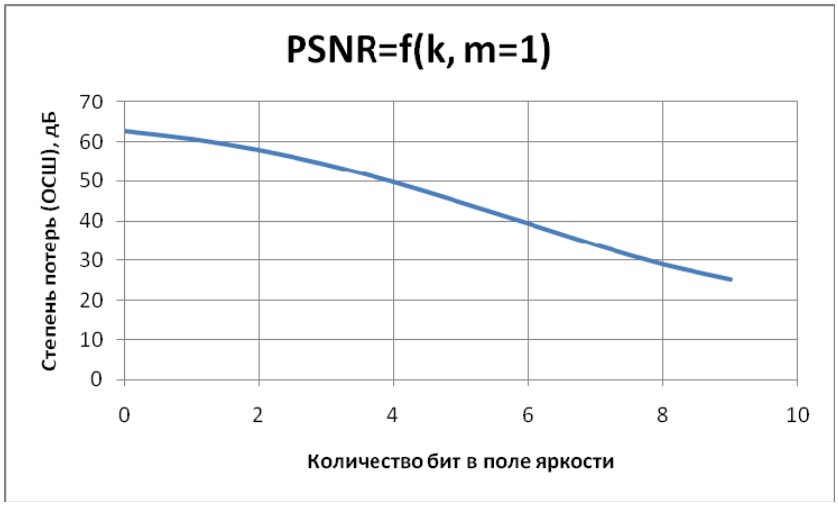


Рис. 5. Зависимость степени потерь при стегановложении от количества бит в поле яркости

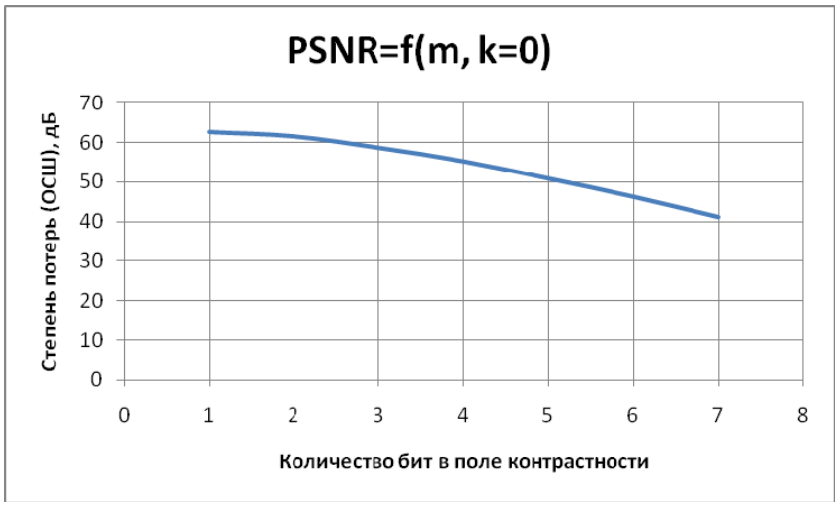


Рис. 6. Зависимость степени потерь при стегановложении от количества бит в поле контрастности

Вывод: при увеличении количества бит в любом поле степень потерь увеличивается, качество изображения уменьшается. Качество изображения более чувствительно к изменению количества бит в поле яркости, чем в поле контрастности. Степень растяжения внедряемого файла по файлу-контейнеру должна быть близка к 100% для лучшего сохранения качества файла-контейнера.

В табл. 1, 2 представлены результаты сравнения программ *BFC* (базовый фрактальный кодек), *FIC* (разработанный метод фрактального сжатия) и *JPEG*.

Изображения:

1) «Лена»: *BMP*, 512*512, 8 бит, *V*=257 кб – классическое изображение для тестирования алгоритмов сжатия;

2) «Лена»: *BMP*, 512*512, 24 бита, *V*=768 кб – классическое изображение для тестирования алгоритмов сжатия;

3) «Ковёр Серпинского»: *BMP*, 512*512, 8 бит, *V*=257 кб – фрактальное множество;

4) «Ковёр Серпинского»: *BMP*, 512*512, 24 бита, *V*=768 кб – фрактальное множество.

Таблица 1

Сравнение методов сжатия (изобр. 1, изобр. 2)

Параметр	*JPEG1*	*JPEG2*	*BFC1*	*BFC2*	*FIC1*	*FIC2*
T, с	<1	<1	0,5	4,8	0,5	0,7
PSNR, дБ	30	35	29,1	34,1	30,17	35
K	75	25	17,1	4	96,9	42,7

Таблица 2

Сравнение методов сжатия (изобр. 3, изобр. 4)

Параметр	*BFC*	*FIC1*	*FIC2*
T, с	4,464	5,3	5,5
PSNR, дБ	13,1	21	21,04
K	8	14,2	13,8

Вывод: использование программы *FIC* по совокупности показателей является более предпочтительным относительно алгоритмов *BFC* и *JPEG*.

В результате исследования разработанной программы фрактального сжатия изображений получены зависимости, представленные в табл. 3–5:

1. Зависимость характеристик обработки (сжатия и восстановления) от размера ранга (при смещении домена (СД) = 64, полный перебор).

2. Зависимость характеристик обработки от смещения домена (при размере ранга (РР) = 2, полный перебор).

3. Зависимость характеристик обработки от среднеквадритического отклонения (СКО) (при РР = 16, СД = 64).

Таблица 3

Влияние размера ранга на характеристики обработки

Размер ранга	2	4	8	9	12	14	16	18	20	21	24	25	28
Качество обработки *PSNR*, дБ	27	28,6	28,7	20,6	21,5	21,3	25,7	21,3	20,3	21,2	19,2	16,5	–
Коэффициент сжатия *K*	1,2	3	8	11,1	18,6	26,9	33,8	48,6	61,9	78,5	111,3	125,5	182
Время сжатия *t*, с	1,05	1,86	1,83	1,53	1,6	1,4	1,3	1,1	1,09	0,858	1,3	1,6	1,25

Таблица 4

Влияние смещения домена на характеристики обработки

Размер ранга	2	3	4	8	16	32	64	128	256	512	1024
Качество обработки *PSNR*, дБ	29,6	29,5	29,6	29,6	29,5	27,3	27	29,8	30	30,2	30,2
Коэффициент сжатия *K*	0,9	0,9	0,92	0,97	1	1,1	1,2	1,2	1,4	0,9	0,9
Время сжатия *t*, с	6,443	4,711	4,399	2,979	2,106	1,529	1,03	0,686	0,499	2,636	2,917

Таблица 5

Влияние СКО на характеристики обработки

СКО	0	0,0001	0,001	0,01	0,1	1	10
Качество обработки *PSNR*, дБ	30	30	26,6	24,9	24,8	24,8	24,8
Коэффициент сжатия *K*	0,95	0,95	3,7	74,5	76	76	76
Время сжатия *t*, с	28,5	27,6	14,9	5,5	5,55	5,48	5,46

Выводы: подобрав оптимальные параметры сжатия, можно получить оптимальное соотношение характеристик обработки. Например, исходя из представленных выше таблиц, можно выбрать следующее соотношение: РР = 21, СД = = 256, СКО = 10; *PSNR* = 21,6 дБ, *K* = 132, *t* = = 0,156 с – при удовлетворительном качестве. Для увеличения качества надо установить РР = 16, а СКО уменьшать до 0,001.

Например, для передачи с частотой 1 кадр/с при пропускной способности канала 256 кбит/с оптимальная обработка будет при следующих значениях параметров (когда нужно сжать кадр до размера 256 кбит): РР = 16, СД = 256, СКО = = 0,0058; *PSNR* = 26,2 дБ, *K* = 24, *t* = 0,219 с. В качестве исходного изображения использовалось изображение «Лена»: формат – *BMP*, размер – *V* = 768 кб, разрешение – 256*256, глубина цвета – 24; изображение «Фото БПЛА. Местность»: формат – *BMP*, размер – *V* = 1,37Мб = = 1403 кб, разрешение – 800*600, глубина цвета – 24, СД = 128 (*K* = 61, *t* = 5 с, *V* (сж.) = = 184 кбит).

На рис. 7 и 8, 9 и 10 представлены соответственно исходное и восстановленное изображения после обработки версией программы с интерфейсом, содержащим информацию о размерах ранга и домена.

Рис. 7. Исходное изображение «Лена»

Рис. 8. Восстановленное изображение «Лена»

Рис. 9. Исходное изображение «Местность»

Рис. 10. Восстановленное изображение «Местность»

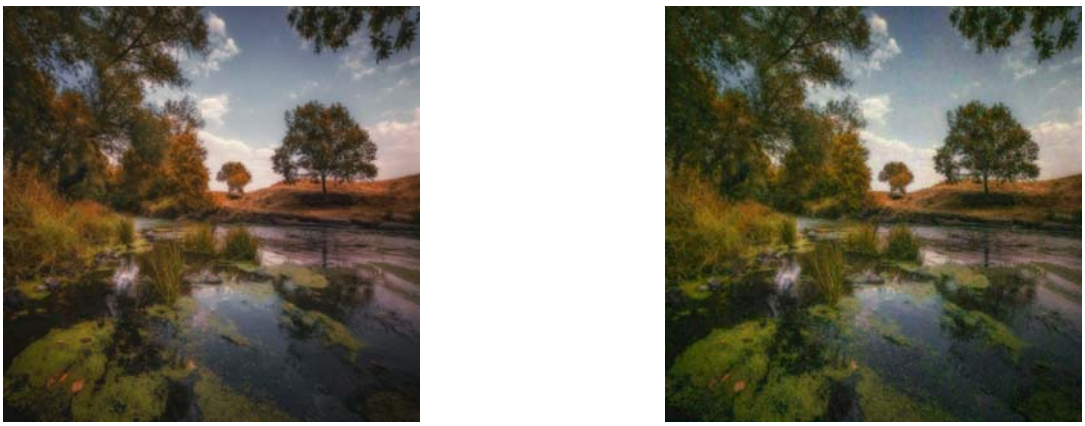
На рис. 11 представлены исходное (а) и восстановленное после сжатия (б) изображения (*PSNR* = 30 дБ, *K* = 100).

На рис. 12 представлены изображение, восстановленное из сжатых данных без стегановложения (а), и изображение, восстановленное из сжатых данных со стегановложением объёмом 20% от контейнера (сжатых данных) (б).

а)

б)

Рис. 11. Исходное и восстановленное после сжатия изображение «Лена»



а) б)

Рис. 12. Влияние стегановложения на качество восстановления изображения

Заключение

1. Из проведённого анализа следует, что для среднестатистического изображения, полученного с камеры современного БПЛА, при времени общей задержки t = 0,1 с, времени обработки $t_{обр}$ = 0,01 с (достигается на быстродействующих ПЛИС) и ПС канала П = 1024 кбит/с требуется коэффициент сжатия 78, а разработанный метод обеспечивает соотношение от [*PSNR*=30 дБ, *K*=100] (для чёрно-белых снимков) до [*PSNR*=35 дБ, *K*=111] или [*PSNR*=32.6 дБ, *K*=171] (для цветных снимков), т.е. разработанный метод позволяет обеспечить передачу информации при заданных параметрах.

2. Проведено сравнение эффективности обработки графической информации фрактальным методом и кодеком *h*.264, входящим в *ip* видеокамеру *svip*-040. Из теоретического анализа и эксперимента вытекает, что стандарт *h*.264 обеспечивает приблизительно такое же (немного лучшее) соотношение качества и степени сжатия, как и фрактальный метод. Однако при появлении движения на картинке битрейт на выходе камеры значительно увеличивается (от 200 (статическое изображение) до 700 (динамический режим) кбит/с). Кроме того, существенным недостатком стандарта *h*.264 является «додумывание» кадров (это кодек с предсказанием, то есть, к примеру, из 30 кадров один кадр – это полная информация, остальные кадры «додумываются» кодеком).

Разработанный алгоритм можно применить во многих сферах народного хозяйства, например в БПЛА, с высоты полёта которых получаются снимки местности, имеющие фрактальный характер, для наблюдения за размещением и перемещением объектов.

Литература

1. *Александров В.В., Кулешов С.В.* STVC Video Codec [Электронный ресурс]. URL: http://www.sial.iias.spb.su/files/stvc.pdf.

2. *Киволвиц П.* Сжатие изображений по стандарту JPEG // Мир ПК. 1992. №4. С. 46–51.

3. *Santa-Cruz D., Grosbois R., Ebrahimi T.* JPEG 2000 performance evaluation and assessment // Signal Processing: Image Communication. 2002. Vol.17, No.1. Pp. 113–130.

4. *Мандельброт Б.Б.* Фрактальная геометрия природы = The Fractal Geometry of Nature. М.: Институт компьютерных исследований, 2002. 656 с.

5. *Мандельброт Б.Б.* Фракталы и хаос. Множество Мандельброта и другие чудеса. М.: Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», 2009. 392 с.

6. *Barnsley M.F., Vince A., Wilson D.C.* Real projective iterated function systems, Preprint. 2010.

7. *Barnsley M.F.* Fractals Everywhere, Academic Press, Boston, MA. 1988.

8. *Barnsley M.F., Demko S.G.* Iterated function systems and the global construction of fractals, Proc. Roy. Soc. London.

9. *Barnsley M.F., Demko S.G., Elton J.H., Geronimo J.S.* Invariant measures arising from iterated function systems with place-dependent probabilities, Ann. Inst. H. Poincar´e, 24 . 1988.

10. *Barnsley M.F.* Superfractals, Cambridge University Press, Cambridge, 2006.

11. *Barnsley M.F., Hutchinson J., Stenflo O.* V-variable fractals: fractals with partial self similarity, Advances in Mathematics, 218. 2008.

12. *Barnsley M.F., Hutchinson J., Stenflo O.* V-variable fractals, dimension results, Forum Mathematicum, to appear.

13. *Hutchinson J.E.* Fractals and self-similarity, Indiana Univ. Math.

14. *Jacquin A.E.* Image coding based on a fractal theory of iterated contractive image transformations // IEEE Transactions on Image Processing. 1992. Vol. 1, No. 1. Pp. 18–30.

15. *Henrikson J.* Completeness and total boundednesss of the Hausdorff metric, MIT Undergraduate Journal of Mathematics, 1. 1999.

16. *Jamison B.* Asymptotic stability of successive iterates of continuous functions under a Markov operator, Journal of mathematical analysis and applications, 9. 1964.

17. *Липкин И.А.* Статистическая радиотехника. Теория информации и кодирования. М.: Вузовская книга, 2002. 340 с.

18. *Либых Т.В.* Оптимизация информационно-вычислительных систем. М.: Радио и связь, 1987. 232 с.

Статья поступила в редакцию 22 июля 2016 года

УДК 621.396

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ АДАПТАЦИИ ПО КРИТЕРИЮ ГУРВИЦА

А.Б. Беседин, начальник ОКБ, ОАО «Тамбовский завод «Октябрь»
В.М. Жуков, к.т.н., доцент, e-mail: valzhuk@rambler.ru
А.Х. Абед, аспирант, e-mail: crems@crems.jesby.tstu.ru
И.А. Максимова, бакалавр, e-mail: crems@crems.jesby.tstu.ru
Тамбовский государственный технический университет

Решена задача синтеза алгоритма многопараметрической адаптации по одному из разновидностей минимаксного критерия в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки.

Ключевые слова: *адаптация, алгоритм, интервал принятия решения, пропускная способность, случайное воздействие.*

THE SYNTHESIS OF MULTIPARAMETER ADAPTATION ALGORITHM BY HURWITZ CRITERION

A.B. Besedin, Head of Experimental Design Bureau, OJSC «Tambov Plant «October»
V.M. Zhukov, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate professor, Tambov State Technical University, valzhuk@rambler.ru
A.H. Abed, Postgraduate, Tambov State Technical University, crems@crems.jesby.tstu.ru
I.A. Maximova, Bachelor, Tambov State Technical University, crems@crems.jesby.tstu.ru

The problem of synthesis of multiparameter adaptation algorithm using one of the minimax criterions in a severe signal-to-noise environment is solved.

Keywords: *adaptation, algorithm, dwell time, bandwidth, random action.*

Применение теории принятия решений позволяет решить задачу синтеза алгоритма многопараметрической адаптации в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки. Процедуру синтеза алгоритма адаптации можно проводить поэтапно. На начальном этапе необходимо задать множества решений, состояний внешнего фактора и вычислить ожидаемые полезности (выигрыши) от каждого решения в конкретных условиях ведения связи. В последующем формируется правило выбора решения, обеспечивающего достижение максимума выигрыша на интервале принятия решения.

Выигрыш, получаемый радиолинией за каждое принятое решение, определяется выбранным критерием оптимизации. Как известно, основным требованием, предъявляемым к связи как процессу передачи информации, является своевременность передачи сообщения с заданной достоверностью, которая является функцией пропускной способности линий связи. Для линий прерывистой связи, к которым относится радиолиния с многопараметрической адаптацией, целесообразно в качестве выигрыша использовать относительную пропускную способность, определяемую отношением времени передачи сообщений с допустимой потерей достоверности к длительности сеанса связи. В соответствии с этим выигрыш за одно решение можно оценивать как относительную пропускную способность радиолинии C_0 на одном интервале принятия решения T_0. При этом для выполнения каждого решения $d_i \in D$ требуются временные затраты, связанные с необходимостью перестройки радиолинии, обмена командами управления и синхронизации:

$$\tau(d_1) = 2\tau_{\text{К}} + \tau_{\text{С}},$$

$$\tau(d_2) = 2\tau_{\text{К}},$$

$$\tau(d_3) = \tau_{\text{пер}} + 2\tau_{\text{К}} + \tau_{\text{С}},$$

$$\tau(d_4) = 0, \qquad (1)$$

где $\tau_{\text{пер}}$ – время перестройки радиолинии, $2\tau_{\text{К}}$ – временные затраты на обмены управляющей и

 ISSN 1995-7009

синхронизирующей командами, $\tau_С$ – временные затраты на синхронизацию кодеков.

Так как параметры каналов имеют вероятностный характер, то возможно снижение достоверности принимаемой информации ниже допустимого значения, то есть нарушение связи. Факт отказа рабочего канала устанавливается в течение случайного времени, затрачиваемого на анализ с помощью контрольно-решающего устройства (КРУ). Поскольку момент «срабатывания» КРУ случаен по времени, то его можно полагать равномерно распределенным на интервале T_0:

$$T_0 - \tau(d_i) - \tau_{КРУ}; \qquad (2)$$

где $\tau_{КРУ}$ – время «срабатывания» КРУ.

Тогда с учетом приведенных выражений полезности решений d_i будут определяться так:

$$F(d_i, s_j, x_1) = \frac{k(T_0 - \tau(d_i))}{nT_0},$$

$$F(d_i, s_j, x_2) = \frac{k(T_0 - \tau(d_i) - \tau_{КРУ})}{2nT_0}, \qquad (3)$$

где (n, k) – параметры помехоустойчивого кода.

Условные вероятности, определяющие состояние внешнего фактора и исход при выборе конкретного управления, имеют следующий физический смысл:

$$p(s_1/d_i) = P_{ПП}(d_i)\, P_{ВК}(d_i),$$
$$p(s_2/d_i) = 1 - P_{ПП}(d_i)\, P_{ВК}(d_i),$$
$$p(x_1/d_i, s_1) = 1 - P_{ЭП}(d_i),$$
$$p(x_2/d_i, s_1) = P_{ЭП}(d_i),$$
$$p(x_1/d_i, s_2) = P_{СВ}(d_i),$$
$$p(x_2/d_i, s_2) = 1 - P_{ЭП}(d_i), \qquad (4)$$

где $P_{ПП}(d_i)$ – вероятность принятия противником решения на постановку помех; $P_{ВК}(d_i)$ – вероятность временного контакта работы радиолинии с излучением преднамеренной помехи; $P_{ЭП}(d_i)$ – вероятность энергетического подавления радиолинии преднамеренной помехой.

В условиях воздействия преднамеренных помех, то есть $P_{РП}(d_i) \neq 0$, выражение примет вид

$$F(d_i, s_j, x_1) = \frac{k(T_0 - \tau(d_i))}{nT_0},$$

$$F(d_i, s_j, x_2) = \frac{k\,\overline{t}_{РРП}}{nT_0}, \qquad (5)$$

где $t_{РРП}$ – время реакции комплекса радиоэлектронного подавления.

Тогда ожидаемые выигрыши от решений будут определяться выражениями:

$$\overline{F}_{i1} = \frac{k(T_0 - \tau(d_i))}{nT_0} \times$$
$$\times\left(1 - P_{ЭП}(d_i)\right) + \frac{k\,\overline{t}_{РРП}}{nT_0} P_{ЭП}(d_i),$$

$$\overline{F}_{i2} = \frac{k(T_0 - \tau(d_i))}{nT_0} P_{СВ}(d_i) +$$
$$+ \frac{k(T_0 - \tau(d_i) - \tau_{КРУ})}{2nT_0}\left(1 - P_{СВ}(d_i)\right),$$

$$\overline{F}_i = \overline{F}_{i1} P_{ПП}(d_i) P_{ВК}(d_i) +$$
$$+ \overline{F}_{i2}\,(1 - P_{ПП}(d_i))(1 - P_{ВК}(d_i)). \qquad (6)$$

С учетом выражений для конкретных решений d_1–d_4 имеем:

для решения d_1 (изменить скорость передачи):

$$\overline{F}_{11} = \frac{k(T_0 - 2\tau_К - \tau_С)}{nT_0} \times$$
$$\times\left(1 - P_{ЭП}(d_1)\right) + \frac{k\,\overline{t}_{РРП}}{nT_0} P_{ЭП}(d_1),$$

$$\overline{F}_{12} = \frac{k(T_0 - 2\tau_К - \tau_С)}{nT_0} P_{СВ}(d_1) +$$
$$+ \frac{k(T_0 - 2\tau_к - \tau_с - \tau_{КРУ})}{2nT_0}\left(1 - P_{СВ}(d_1)\right),$$

$$\overline{F}_1 = \overline{F}_{11} P_{ПП}(d_1) P_{ВК}(d_1) +$$
$$+ \overline{F}_{12}\,(1 - P_{ПП}(d_1))(1 - P_{ВК}(d_1)); \qquad (7)$$

для решения d_2 (изменить мощность передающего устройства):

$$\overline{F}_{21} = \frac{k(T_0 - 2\tau_К)}{nT_0}\left(1 - P_{ЭП}(d_2)\right) + \frac{k\,\overline{t}_{РРП}}{nT_0} P_{ЭП}(d_2),$$

$$\overline{F}_{22} = \frac{k(T_0 - 2\tau_К)}{nT_0} P_{СВ}(d_2) +$$
$$+ \frac{k(T_0 - 2\tau_К - \tau_{КРУ})}{2nT_0}\left(1 - P_{СВ}(d_2)\right),$$

$$\overline{F}_2 = \overline{F}_{21} P_{\text{ПП}}(d_2) P_{\text{ВК}}(d_2) + \\ + \overline{F}_{22} (1 - P_{\text{ПП}}(d_2))(1 - P_{\text{ВК}}(d_2)); \qquad (8)$$

для решения d_3 (изменить рабочую частоту):

$$\overline{F}_{31} = \frac{k(T_0 - \tau_{\text{пер}} - 2\tau_{\text{К}} - \tau_{\text{С}})}{nT_0} \times \\ \times \left(1 - P_{\text{ЭП}}(d_3)\right) + \frac{k\,\overline{t}_{\text{РРП}}}{nT_0} P_{\text{ЭП}}(d_3),$$

$$\overline{F}_{32} = \frac{k(T_0 - \tau_{\text{пер}} - 2\tau_{\text{К}} - \tau_{\text{С}})}{nT_0} P_{\text{СВ}}(d_3) + \\ + \frac{k(T_0 - \tau_{\text{пер}} - 2\tau_{\text{К}} - \tau_{\text{С}} - \tau_{\text{КРУ}})}{2nT_0} \left(1 - P_{\text{СВ}}(d_3)\right),$$

$$\overline{F}_3 = \overline{F}_{31} P_{\text{ПП}}(d_3) P_{\text{ВК}}(d_3) + \\ + \overline{F}_{32} (1 - P_{\text{ПП}}(d_3))(1 - P_{\text{ВК}}(d_3)); \qquad (9)$$

для решения d_4 (параметры оставить без изменения):

$$\overline{F}_{41} = \frac{k}{n}\left(1 - P_{\text{ЭП}}(d_4)\right) + \frac{k\,\overline{t}_{\text{РРП}}}{nT_0} P_{\text{ЭП}}(d_4),$$

$$\overline{F}_{42} = \frac{k}{n} P_{\text{СВ}}(d_4) + \frac{k(T_0 - \tau_{\text{КРУ}})}{2nT_0} \left(1 - P_{\text{СВ}}(d_4)\right),$$

$$\overline{F}_4 = \overline{F}_{41} P_{\text{ПП}}(d_4) P_{\text{ВК}}(d_4) + \\ + \overline{F}_{42} (1 - P_{\text{ПП}}(d_4))(1 - P_{\text{ВК}}(d_4)). \qquad (10)$$

При расчете выигрыша $\overline{F}_2$ необходимо определить аналитическую связь между мощностями сигнала на выходе передатчика и на входе приемника.

Мощность сигнала на входе приемника при его оптимальном согласовании с антенной и КПД фидера, примерно равным единице, равна

$$P_{\text{С}} = \frac{E_{\text{С}}^2 \lambda^2 G_2}{K}, \qquad (11)$$

где $E_{\text{С}}$ – напряженность поля в точке приема; λ – длина волны (м); G_2 – коэффициент усиления приемной антенны; K – поправочный коэффициент, равный 5765.

Напряженность поля в точке приема, выраженная в милливольтах на метр, равна

$$E_{\text{С}} = \frac{222(1+R) R^{n-1} \sqrt{P_{\text{Э}}}}{2 r_{\text{В}}} \exp(-\Gamma_{\text{И}}), \qquad (12)$$

где $r_{\text{В}}$ – путь, проходимый волной от точки передачи до точки приема, км; R – модуль коэффициента отражения от Земли; n – число отражений от ионосферы; $P_{\text{Э}}$ – эквивалентная излученная мощность, кВт; $\Gamma_{\text{И}}$ – полный интегральный коэффициент поглощения в ионосфере.

Эквивалентная излученная мощность $P_{\text{Э}}$ определяется из следующих предположений:

– мощность, излученная антенной, делится пополам между обыкновенной и необыкновенной составляющими волны, но необыкновенная составляющая сильно поглощается, и для приема оказывается полезной только половина излученной мощности;

– в средних и высоких широтах поляризация волны близка к круговой, а прием ведется на антенну с линейной поляризацией, поэтому используемая мощность уменьшается в 2 раза.

В результате принимается

$$P_{\text{Э}} = \frac{P_1 G_1}{4}, \qquad (13)$$

где P_1 – мощность, подводимая к передающей антенне; G_1 – коэффициент усиления передающей антенны.

Множитель $(1+R)/2$ учитывает уменьшение коэффициента усиления антенны за счет влияния реальной Земли, множитель R^{n-1} – потери при отражении от Земли в случае многоскачкового распространения. При практических расчетах обычно принимают усредненное значение R=0,8. Тогда для односкачковой (n=1) трассы имеем

$$E_{\text{С}} = \frac{100\sqrt{P_1 G_1}}{r_{\text{В}}} \exp(-\Gamma_{\text{И}}). \qquad (14)$$

Длину трассы по лучу $r_{\text{В}}$ можно определить по углу наклона траектории луча Δ, для расчета которого необходимо знать критическую частоту f_0F_2 и $f_{\text{МПЧ}}$:

$$r_{\text{в}} = \frac{l}{\cos\Delta^0} = \frac{l}{\cos(\arcsin\frac{f_0F_2}{f_{\text{МПЧ}}})}, \qquad (15)$$

где l – расстояние между передатчиком и приемником.

Значения f_0F_2 и $f_{\text{МПЧ}}$ для различных фаз солнечной активности, сезона, времени суток могут быть определены либо по ионосферным

картам прогноза, либо по графикам суточного хода МПЧ.

В случае отражения от слоя F_2 полный коэффициент поглощения равен

$$\Gamma_{\text{И}} = \frac{A_{\Sigma}}{(f + f_l)^2} + B_{F2}\, f^2, \qquad (16)$$

где A_{Σ} – суммарный коэффициент неотклоняющего поглощения в слоях D, E, F_1 ; f – рабочая частота; f_l – продольная составляющая гиромагнитной частоты в средних широтах; B_{F2} – отклоняющее поглощение слоя F_2. В средних широтах обычно принимают f_l = 0,7 – 0,8. Ориентировочные данные о критической частоте f_0F_2 позволяют определить A_{Σ} для различных фаз солнечной активности, сезона, времени суток, длины трассы.

Обозначив через $L = \dfrac{100 e^{-\Gamma_{\text{И}}}}{r_d}$ затухание сигнала в радиоканале, получим мощность сигнала на входе приемника:

$$P_{\text{С}} = \frac{300\, P_1\, G_1\, G_2\, L^2}{K\, f^2}. \qquad (17)$$

В реальных условиях ведения связи вероятностные характеристики, описывающие стратегию поведения противника $P_{\text{ПП}}(d_i)$, $P_{\text{ВК}}(d_i)$, чаще всего неизвестны. В этом случае выбор оптимального параметра адаптации решается с использованием теории принятия решений в условиях неопределенности. При этом учет неопределенных факторов базируется на формировании специальных критериев, на основе которых принимаются решения.

Критерий Вальда (минимаксный) используется, когда лицо, принимающее решение, рассчитывает на реализацию худшего из возможных исходов.

Одна из модификаций минимаксного критерия – критерий Сэвиджа. Он применяется в случаях, когда худшие значения полезности или потерь отличаются незначительно, а лучшие – значительно.

Критерий Гурвица является обобщением минимаксного критерия и отражает уровень «оптимизма» лица, принимающего решение, то есть степень его уверенности в получении наилучших результатов при принятии любого решения. Степень «оптимизма» характеризуется величиной $\beta \in [0, 1]$.

При β=0 критерий Гурвица превращается в критерий Вальда, а при β=1 – в критерий «азартного игрока». В соответствии с критерием Гурвица выбирается решение, обеспечивающее при заданной функции полезности

$$\max_i F_i = \max_i \left[\beta \max_j F_{ij} + (1-\beta) \min_j F_{ij} \right]. \qquad (18)$$

В этом случае ожидаемые выигрыши от решений будут определяться следующим образом:

для решения d_1 (изменить скорость передачи):

$$\bar{F}_{11} = \frac{k(T_0 - 2\tau_{\text{К}} - \tau_{\text{С}})}{nT_0}\left(1 - P_{\text{ЭП}}(d_1)\right) + \frac{k\,\bar{t}_{\text{РРП}}}{nT_0} P_{\text{ЭП}}(d_1),$$

$$\bar{F}_{12} = \frac{k(T_0 - 2\tau_{\text{К}} - \tau_{\text{С}})}{nT_0} P_{\text{СВ}}(d_1) + \frac{k(T_0 - 2\tau_{\text{К}} - \tau_{\text{С}} - \tau_{\text{КРУ}})}{2nT_0}\left(1 - P_{\text{СВ}}(d_1)\right),$$

$$\bar{F}_1 = (1-\beta_1)\,\bar{F}_{11} + \beta_1\,\bar{F}_{12}\ ; \qquad (19)$$

для решения d_2 (изменить мощность передающего устройства):

$$\bar{F}_{21} = \frac{k(T_0 - 2\tau_{\text{К}})}{nT_0}\left(1 - P_{\text{ЭП}}(d_2)\right) + \frac{k\,\bar{t}_{\text{РРП}}}{nT_0} P_{\text{ЭП}}(d_2),$$

$$\bar{F}_{22} = \frac{k(T_0 - 2\tau_{\text{К}})}{nT_0} P_{\text{СВ}}(d_2) + \frac{k(T_0 - 2\tau_{\text{К}} - \tau_{\text{КРУ}})}{2nT_0}\left(1 - P_{\text{СВ}}(d_2)\right),$$

$$\bar{F}_2 = (1-\beta_2)\,\bar{F}_{21} + \beta_2\,\bar{F}_{22}\ ; \qquad (20)$$

для решения d_3 (изменить рабочую частоту):

$$\bar{F}_{31} = \frac{k(T_0 - \tau_{\text{пер}} - 2\tau_{\text{К}} - \tau_{\text{С}})}{nT_0} \times \left(1 - P_{\text{ЭП}}(d_3)\right) + \frac{k\,\bar{t}_{\text{РРП}}}{nT_0} P_{\text{ЭП}}(d_3),$$

$$\bar{F}_{32} = \frac{k(T_0 - \tau_{\text{пер}} - 2\tau_{\text{К}} - \tau_{\text{С}})}{nT_0} P_{\text{СВ}}(d_3) + \frac{k(T_0 - \tau_{\text{пер}} - 2\tau_{\text{К}} - \tau_{\text{С}} - \tau_{\text{КРУ}})}{2nT_0}\left(1 - P_{\text{СВ}}(d_3)\right),$$

$$\bar{F}_3 = (1-\beta_3)\,\bar{F}_{31} + \beta_3\,\bar{F}_{32}\ ; \qquad (21)$$

для решения d_4 (параметры оставить без изменения):

$$\bar{F}_{41} = \frac{k}{n}\left(1 - P_{\text{ЭП}}(d_4)\right) + \frac{k\,\bar{t}_{\text{РРП}}}{nT_0} P_{\text{ЭП}}(d_4),$$

$$\bar{F}_{42} = \frac{k}{n} P_{\text{СВ}}(d_4) + \frac{k(T_0 - \tau_{\text{КРУ}})}{2nT_0}\left(1 - P_{\text{СВ}}(d_4)\right),$$

$$\bar{F}_4 = (1-\beta_4)\,\bar{F}_{41} + \beta_4\,\bar{F}_{42}. \qquad (22)$$

Числовые значения параметров β_1–β_4, лежащие в интервале от 0 до 1, будут определяться техническими возможностями противника по обнаружению и идентификации работы радиолинии при данном параметре адаптации, а также текущим этапом боевой операции. В качестве средней точки зрения коэффициенты β_1, β_2, β_4 можно принять равными 0,5, а β_3 – 0,7.

В соответствии с байесовским критерием оптимальную стратегию выбора параметра адаптации [1] можно представить в виде системы неравенств:

$$\begin{cases} \bar{F}_1 \underset{d_1}{\rangle} \bar{F}_2 \text{ или } \bar{F}_1 \underset{d_2}{\langle} \bar{F}_2, \\ \bar{F}_1 \underset{d_1}{\rangle} \bar{F}_3 \text{ или } \bar{F}_1 \underset{d_3}{\langle} \bar{F}_3, \\ \bar{F}_1 \underset{d_1}{\rangle} \bar{F}_4 \text{ или } \bar{F}_1 \underset{d_4}{\langle} \bar{F}_4, \\ \bar{F}_2 \underset{d_2}{\rangle} \bar{F}_3 \text{ или } \bar{F}_2 \underset{d_3}{\langle} \bar{F}_3, \\ \bar{F}_2 \underset{d_2}{\rangle} \bar{F}_4 \text{ или } \bar{F}_2 \underset{d_4}{\langle} \bar{F}_4, \\ \bar{F}_3 \underset{d_3}{\rangle} \bar{F}_4 \text{ или } \bar{F}_3 \underset{d_4}{\langle} \bar{F}_4. \end{cases} \qquad (23)$$

Решение данной системы неравенств путем сравнения выигрышей всех возможных решений позволяет определить направление, которое обеспечивает максимум пропускной способности на очередном интервале T_0.

Если требование по достоверности приема информации в одном из направлений дуплексной радиолинии не выполняется, то произойдет ее переход в режим восстановления связи. Этот переход осуществляется по команде КРУ, которое на установление факта нарушения связи затрачивает некоторое случайное время, составляющее наибольшую часть от всех суммарных временных потерь.

Решающее правило в условиях восстановления связи можно синтезировать и для процесса ведения связи. Подобный оптимальный алгоритм позволит обеспечить перевод радиолинии в состояние ведения связи с наибольшей вероятностью и наименьшими временными затратами.

Множество решений в процессе восстановления связи будет определяться вариантами:

d_1 – адаптация по скорости передачи информации;

d_2 – адаптация по мощности передающего устройства;

d_3 – адаптация по рабочей частоте.

Отсутствие решения d_4 объясняется тем, что оно не предполагает применение параметрической адаптации, и поэтому его принятие не обеспечит переход радиолинии в состояние ведения связи.

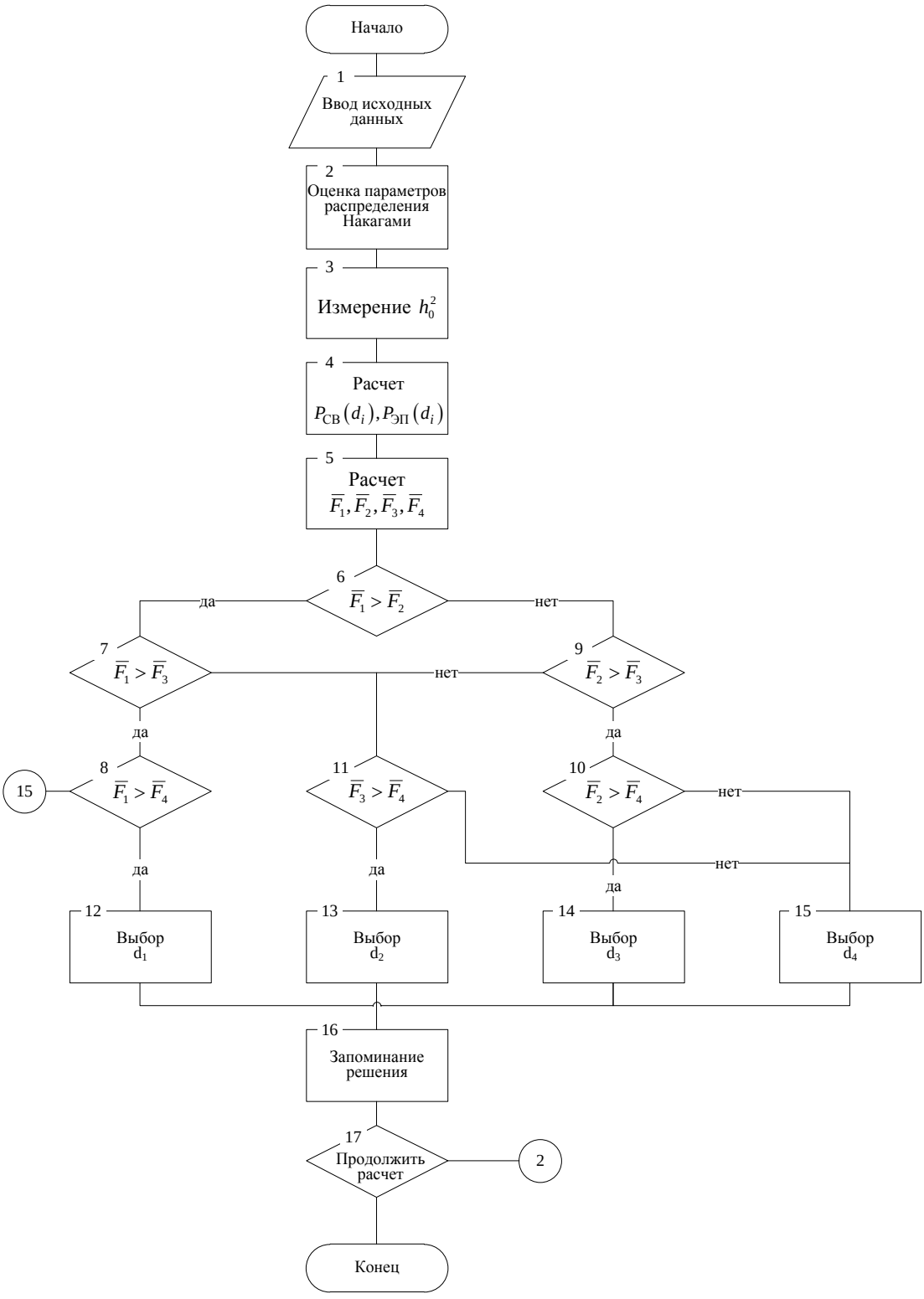
Решения d_1 и d_2 будут элементами множества решений только в случае, если у них есть возможность увеличить выходную мощность или выбрать код с более высокой помехоустойчивостью.

Тогда в соответствии с байесовским критерием оптимальную стратегию выбора параметра адаптации можно представить в виде системы неравенств:

$$\begin{cases} \bar{F}_1 \underset{d_1}{\rangle} \bar{F}_2 \text{ или } \bar{F}_2 \underset{d_2}{\rangle} \bar{F}_1, \\ \bar{F}_1 \underset{d_1}{\rangle} \bar{F}_3 \text{ или } \bar{F}_3 \underset{d_3}{\rangle} \bar{F}_1, \\ \bar{F}_2 \underset{d_2}{\rangle} \bar{F}_3 \text{ или } \bar{F}_3 \underset{d_3}{\rangle} \bar{F}_2. \end{cases} \qquad (24)$$

При расчете выигрышей $\bar{F}_1 - \bar{F}_3$ коэффициенты β_1, β_2 можно принять равными 0,1–0,05; а β_3 0,7.

Последовательность принятия решений представлена алгоритмом, показанном на рисунке.



Алгоритм принятия решения

Для реализации синтезированного алгоритма многопараметрической адаптации по критерию Гурвица, максимизирующего пропускную способность, необходимо задать интервал дискретизации, определить средние временные затраты на смену параметров, средние времена реакции комплекса радиоподавления и вероятности работы радиолинии без нарушения связи на интервале T_0 при различных параметрах.

Выбор интервала T_0 должен производиться с учетом интервала квазистационарности процессов изменения во времени параметров сигналов и помех в ДКМ канале и времени, необходимого для оценки уровней сигналов и помех и принятия решения. Длительность интервала T_0 может быть выбрана в пределах 30–60 сек. Временные затраты на смену параметров нетрудно определить по известным значениям длительности команд управления, времени перестройки и синхронизации для конкретного типа аппаратуры.

Процесс работы радиолинии с синтезированным алгоритмом на длительности сеанса связи будет происходить следующим образом. На каждом интервале T_0 производятся измерения мгновенных значений амплитуды принимаемого сигнала и определяются параметры распределения Накагами. Одновременно с этим оценивается соотношение сигнал/шум на входе приемника [2] и рассчитываются значения $P_{СВ}$ и $P_{ЭП}$ от решений d_1–d_4.

При этом величина $P_{ЭП}(d_i)$ определяется как

$$P_{ЭП}\left(d_i\right)=1-P\left(h_1 \geq h_{доп}\right)= \\ =\gamma\left(m, m\frac{h_{доп}^2}{h_{10}^2}\right)\cdot\frac{1}{\Gamma\left(m\right)}, \qquad (25)$$

где $h_{10}=P_C/P_П$ – соотношение *сигнал – преднамеренная помеха* на входе приемника;

$$P_П=\frac{300^2 P_{1П}G_{1П}G_2L^2}{k\,f^2}; \qquad (26)$$

$P_{1П}$ – мощность, подводимая к передающей антенне комплекса радиопротиводействия; $G_{1П}$ – коэффициент усиления передающей антенны комплекса радиопротиводействия.

В конце текущего интервала T_0 на основе рассчитанных выигрышей выбирается оптимальное управление, обеспечивающее максимальную пропускную способность на следующем шаге.

Таким образом, в зависимости от выбранного параметра адаптации происходит заблаговременный (до срабатывания регистратора заданного порога ошибочно принятых знаков в контрольно-решающем устройстве) переход без потерь времени на анализ отказавшего канала, при этом достаточно высокая интенсивность таких переходов позволяет обеспечить дополнительное повышение помехозащищенности радиолинии в условиях организованных помех за счет увеличения времени на дополнительную разведку для станции радиоэлектронного противодействия.

Литература

1. *Жуков В.М.* Оперативное определение воздействия помех в каналах связи // Радиотехника. 2006. №5. С. 92–94.

2. *Павлов В.И., Аксенов В.В., Аксенова Т.В.* Алгоритм оценивания сигнально-помеховой обстановки в радиотехнических системах передачи данных // Радиотехника. 2013. №9. С. 102–107.

Статья поступила в редакцию 31 марта 2016 года

УДК 517.518.17+51-74+004.02

МЕТОД ФРАКТАЛЬНОГО СЖАТИЯ ВИДЕОИНФОРМАЦИИ С РЕАЛИЗАЦИЕЙ СТЕГАНОГРАФИЧЕСКИХ ФУНКЦИЙ

А.В. Велигоша, к.т.н, доцент кафедры инфокоммуникаций, ФГАОУ ВПО «Северо-Кавказский федеральный университет» (г. Ставрополь), e-mail: aveligosha@mail.ru
В.Н. Верещагин, инженер-конструктор 2 категории, e-mail: Slawa-W@mail.ru
А.А. Лукьяненко, начальник НТО, e-mail: sendi-luk@yandex.ru
Г.В. Нехорошев, зам. ген. директора по науке, к.т.н., с.н.с., e-mail: box@vega.techno-r.ru
АО «ВНИИ «Вега» (г. Воронеж)

Рассмотрены математические основы фрактальных методов сжатия изображений. Предложен новый способ увеличения коэффициента сжатия изображений при сохранении качества.

***Ключевые слова**: фрактальное сжатие, графическая информация, изображение, коэффициент сжатия, качество восстановления, стеганография, системы итерируемых функций.*

METHOD OF FRACTAL VIDEO COMPRESSION WITH IMPLEMENTATION OF STEGANOGRAPHIC FUNCTIONS

A.V. Veligosha, Ph.D. in Engineering Sciences, Associate Professor at the Department of Infocommunications, North Caucasus Federal University (Stavropol), e-mail: aveligosha@mail.ru
V.N. Vereshchagin, 2d Class Design Engineer, e-mail: Slawa-W@mail.ru
A.A. Lukyanenko, Head of Scientific and Technical Department, e-mail: sendi-luk@yandex.ru
G.V. Nekhoroshev, Deputy Director General of Research, Ph.D. in Engineering Sciences, Senior Research Fellow, e-mail: box@vega.techno-r.ru
JSC «Voronezh R&D Institute «Vega» (Voronezh)

The mathematical basis for fractal image compression methods is considered. A new method of image compression ratio enhancement while maintaining the original quality is presented.

***Keywords**: fractal compression, graphic information, image, compression ratio, image restoration quality, steganography, iterated function systems.*

В настоящее время существует множество различных способов сжатия изображений. Однако все они имеют недостаточное для решения практических задач соотношение качества обработки и степени сжатия. В настоящей статье рассмотрен принцип фрактального сжатия изображений с реализацией стеганографических функций, который позволяет при приемлемом качестве получать высокие коэффициенты сжатия, чётко выделяя при этом контуры объектов на изображении, что играет важную роль при решении задачи обнаружения.

Метод фрактального сжатия изображений основан на том, что большинство изображений обладают самоподобием, т.е. для любого блока изображения с большой вероятностью можно найти подобный ему участок в пределах этого же изображения [1]. Связь между двумя блоками найденной пары может быть описана аффинным преобразованием при помощи небольшого числа коэффициентов. Этим и достигается достаточно высокая степень сжатия изображений. При восстановлении происходит итерационное применение аффинных преобразований к некоторому исходному изображению.

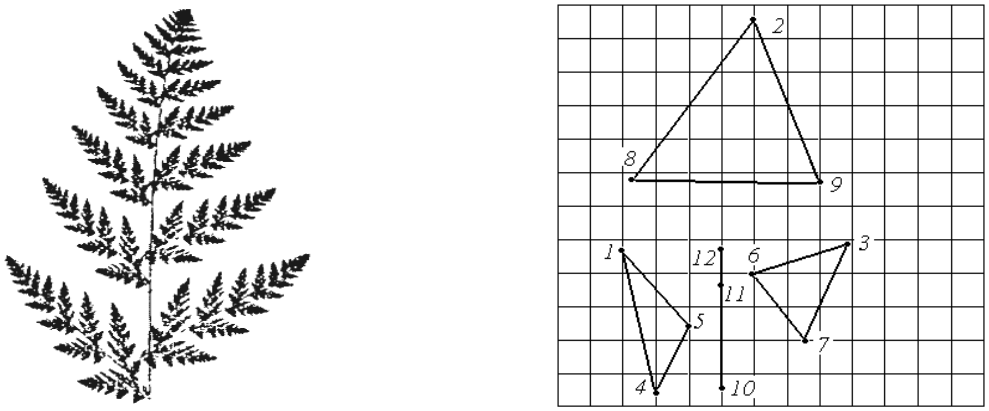
Исследование фрактальных свойств графической информации позволяет использовать их для решения вопросов, связанных с ее сжатием.

В начале 80-х годов прошлого века была выдвинута гипотеза о возможности получения заранее заданной графической информации как аттрактора хаотического процесса [2–4]. Гипотеза основана на исследованиях, обнаруживших, что хаотические системы способны создавать ее различные формы, такие как странные аттракторы. Данная гипотеза явилась основой решения обратной задачи – при заданном классе графической информации построить хаотическую си-

стему, для которой она является странным аттрактором. При этом использовалась специальная система отображений, названная впоследствии системой итерируемых функций (СИФ). Хотя СИФ в своей исходной форме не является основой современных подходов к фрактальному сжатию графической информации, однако, она является отправной точкой развития фрактальных методов ее сжатия [1, 5–7].

В качестве примера фрактального изображения, сгенерированного с помощью СИФ, рассмотрим изображение папоротника (рис. 1 а). СИФ, использованная для создания этого изображения, состоит из четырех преобразований, отображающих целое изображение в четыре области, которые являются его составными частями (рис. 1 б). При этом каждое преобразование имеет заданную форму, которая определяется шестью вещественными коэффициентами. Таким образом, вся информация, необходимая для создания изображения (а), содержится в 24 числах с плавающей точкой, которые представляют код изображения (а). Такой код очень компактен и требует значительно меньше места для хранения, чем растровый вариант изображения (а). Это и является причиной применения фрактального подхода к сжатию изображений: СИФ дает код изображения, который обеспечивает сжатие в сотни и тысячи раз.

Однако простая СИФ, породившая изображение, представленное на рис. 1 (а), не работает для произвольных изображений. Прежде всего, изображение 1 (а) – это двоичное изображение. Для более общих изображений в градациях серого требуются более сложные системы. Кроме того, простые СИФ используются только для самоподобных изображений, то есть изображений, которые строятся из элементов изображения, являющихся копией целого изображения. Для произвольных изображений это не так. В общем случае может существовать только возможность найти фрагменты изображения, являющиеся копиями других фрагментов изображения.



а) б)

Рис. 1. Изображение папоротника, созданное с помощью СИФ (а), и преобразования, отображающие все изображение в 4 элемента (б)

Термин «фрактал» был впервые введен Б. Мандельбротом [8]. Ключевое свойство, характеризующее фракталы, – самоподобие. Фрактальный объект представляет собой некоторый набор элементов, который остается одним и тем же независимо от масштаба, то есть фрактал можно приближать до бесконечности. Второе свойство, характеризующее фракталы, – это его дробная размерность. Подробное изложение математической теории, лежащей в основе фрактального сжатия графической информации, приведено в [6, 9–11].

В работе [12] приведено понятие дробной размерности, которая рассмотрена на основе обычной евклидовой размерности (где размерность линии равна единице, размерность поверхности равна двум, а размерность объема – трем) и расширена для тех понятий, дробная размерность которых имеет смысл.

Понятие расстояния можно расширить до общего понятия метрики и ввести представление об объектах как о точках в пространстве. Это позволит рассматривать графическую информацию в пространствах особого вида, называемых метрическими пространствами, и измерять расстояния между ее изображениями. Такой подход позволяет изложить алгоритм генерации заранее заданной фрактальной графической информации.

Известно [10], что в евклидовом пространстве R^2 расстояние $d_2(x,y)$ между точками $x=(x_1,x_2)$ и $y=(y_1,y_2)$ определяется следующим образом:

$$d_2(x,y)=((x_1-y_1)^2+(x_2-y_2)^2)^{1/2}. \qquad (1)$$

Однако это не единственный способ измерения расстояний в пространстве R^2. Другая функция расстояния $d_1(x,y)$ имеет вид [10]

$$d_1(x,y)=|x_1-y_1|+|x_2-y_2|. \qquad (2)$$

Эти две функции по-разному определяют расстояние между двумя точками. Однако обе являются его мерами. При этом учитывается следующее:

– не имеет значения, измеряется ли расстояние от точки x до точки y или от точки y до точки x, ($d(x,y)=d(y,x)$);

– расстояние от точки до нее самой равно нулю, то есть ($d(x,x)=0$);

– кратчайшее расстояние между двумя точками – это расстояние по прямой линии между ними ($d(x,y)\le d(x,z)+d(z,y)$);

– функция расстояния является вещественной, конечной и положительной для двух различных точек x и y ($0<d(x,y)<\infty$).

Функция расстояния, удовлетворяющая этим свойствам, является метрикой, а множество точек X вместе с метрикой d, определенной на множестве X, – метрическим пространством (X,d).

Графическую информацию можно рассмотреть как множество точек в пространстве R^2, опираясь на базовые определения, касающиеся метрического пространства (X,d), представленные следующими рассуждениями [13]:

1. Последовательность точек $\{x_n\}$ называется сходящейся к точке $x\in X$, если для любого сколь угодно малого $\varepsilon>0$ существует число $N>0$ такое, что $d(x_n,x)<\varepsilon$ для всякого $n>N$. При этом точка x называется пределом последовательности $\{x_n\}$, то есть $x_n\to x$.

2. Последовательность точек $\{x_n\}$ называется последовательностью Коши, если точки x_n и x_m становятся сколь угодно близкими друг к другу для достаточно больших n и m. Следовательно, для любого сколь угодно малого $\varepsilon>0$ существует $N>0$ такое, что $d(x_n,x_m)<\varepsilon$ для всех $m,n>N$.

3. Метрическое пространство, в котором каждая последовательность Коши сходится к точке этого пространства, называется полным метрическим пространством, следовательно, (R^2,d_2) – полное метрическое пространство.

4. Точка x называется предельной точкой, если существует последовательность точек такая, что $x_n\to x$ (за исключением точки x).

5. Множество A в метрическом пространстве (X,d) называется замкнутым, если оно содержит все свои предельные точки. Множество A вместе со всеми его предельными точками называется замыканием множества A и обозначается $\overline{A}$.

6. Множество B в метрическом пространстве (X,d) ограничено, если существует точка $x_0\in X$ и конечное значение R, $0<R<\infty$ такое, что для каждого $x\in B$ выполняется условие

$$d(x_0,x)<R. \qquad (3)$$

Опираясь на вышесказанное, рассмотрим двоичную графическую информацию как ее особый случай в градациях серого цвета, а именно как двумерную матрицу значений градаций серого цвета, где каждый пиксель черный или белый. При этом речь будет идти только о множестве точек в пространстве R^2, представленных черными пикселями. Таким образом, графическая информация – это множество точек, заключенных в ограниченном подмножестве пространства (R^2,d_2). Воспользуемся понятием абстрактного метрического пространства для определения пространства, в котором графическая информация сама является точками [14], что позволит использовать хорошо известный результат из классической теории метрических пространств для получения метода фрактального сжатия [15]. В работе [16] рассмотрена метрика для измерения расстояния между множествами графической информации, при этом сами множества рассматриваются как точки в метрическом пространстве и полагая, что двоичная графическая информация – это замкнутые и ограниченные подмножества в (R^2,d_2). Чтобы считать эти точки в более абстрактном метрическом пространстве, обобщены понятия замкнутости и ограниченности.

Множество C в метрическом пространстве (X,d) называется компактным, если каждая бесконечная последовательность из множества C имеет сходящуюся в C подпоследовательность. Множество (R^2,d_2) не является компактным, так как, например, последовательность $\{(n,0)\}_{0...\infty}$ не имеет сходящейся подпоследовательности. Необходимо заметить, что из определения компактного множества следует, что оно должно содержать все свои предельные точки, то есть быть замкнутым. В евклидовом пространстве, как и в множестве (R^2,d_2), любое замкнутое и ограниченное множество является компактным. Этот факт известен как теорема Больцано–Вейерштрасса [16].

Так, (X,d) – полное метрическое пространство. Пространство $H(X)$ определяется как пространство, состоящее из компактных подмножеств X. Таким образом, каждая точка в $H(X)$ – это компактное подмножество из X. Расстояние между $x \in X$ и $B \in H(X)$ определяется как кратчайшее расстояние между точкой x и произвольной точкой $y \in B$

$$d(x,B) = \min\{d(x,y) : y \in B\}. \qquad (4)$$

Минимум, определенный в выражении (4), существует и является конечным, так как B компактно и, следовательно, замкнуто и ограничено. Расстояние между двумя компактными множествами A и B определяется как

$$d(A,B) = \max\{d(x,B) : x \in A\}. \qquad (5)$$

Компактность множества A обеспечивает существование и конечность максимума (выражение (5)). Рассмотрим ситуацию, показанную на рис. 2.

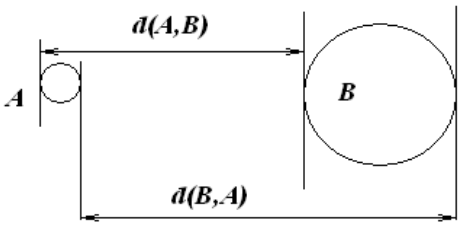


Рис. 2. Метрика расстояния

Из рис. 2 видно, что в общем случае $d(A,B) \neq d(B,A)$ (действительно, равенство бывает крайне редко). Используя преобразования, приведенные в [17], можно определить новую меру расстояния $h(A,B)$

$$h(A,B) = \max\{d(A,B), d(B,A)\}. \qquad (6)$$

Теперь $h(A,B) = h(B,A)$ и h является метрикой в пространстве $H(X)$, где h – метрика Хаусдорфа, а метрическое пространство $H(X,h)$ – метрическое пространство Хаусдорфа [18]. Следовательно, пространство $H(X,h)$ – это полное метрическое пространство.

Учитывая то, что основой построения метода фрактального сжатия являются сжимающие отображения, рассмотрим их более подробно с целью разработки модели преобразования графической информации.

Известно [16], что преобразование сопоставляет точке в одном пространстве точку в другом (возможно, в том же пространстве) согласно некоторому заранее определенному правилу. Иначе, функция $f(x,y)$ определяет такое преобразование, которое переводит одну точку в R^2 в другую точку в R^2. Такое преобразование называют отображением и записывают как

$$f : X_1 \to X_2, \qquad (7)$$

если оно переводит пространство X_1 в пространство X_2. Преобразование $f : X_1 \to X_2$ в метрическом пространстве (X,d) является сжимающим отображением, если существует константа S, $0 \le S < 1$, такая, что

$$d(f(x_1), f(x_2)) \le s d(x_1, x_2) \qquad (8)$$

для всех $x_1, x_2 \in X$. Константа S называется коэффициентом сжатия отображения f. На рис. 3 показан пример сжимающего отображения на множестве (R^2,d_2), примененного к множеству точек в R^2.

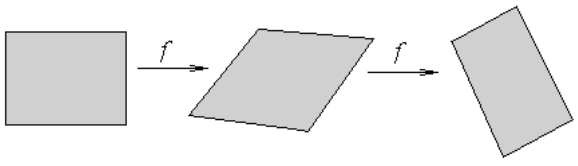


Рис. 3. Сжимающее отображение, преобразующее множество точек

На рис. 3 показано преобразование, примененное более одного раза. Сначала $f(x)$ вычис-

ляется для точки x, затем данная функция применяется к результату и вычисляется $f(f(x))$. Этот процесс может быть продолжен далее: $f(f(f(x)))$, и так сколь угодно долго. Преобразования, получаемые таким многократным применением f, называются итерациями f (n-я итерация f обозначается f^{0_n}, где f применяется n раз). Величины $f^{0_2}(x)$, $f^{0_3}(x)$, … образуют последовательность в множестве X.

Пусть f – сжимающее отображение с коэффициентом сжатия s. Тогда

$$d(f^{0_m}(x), f^{0_{m+n}}(x)) \le sd(f^{0_{(m-1)}}(x), f^{0_{(m+n-1)}}(x)) \le s^n d(x, f^{0_k}(x)),$$

$$d(x, f^{0_k}(x)) \le d(x, f(x)) + d(f(x), f^{0_2}(x)) + ... + d(f^{0_{k-1}}(x), f^{0_k}(x))) \le$$

$$\le (1 + s + s^2 + ... + s^{k-1}) d(x, f(x)) \le \frac{1}{1-s} d(x, f(x)), \quad (9)$$

где последнее неравенство следует из разложения ряда $(1-s)^{-1}$, так как $0 \le s < 1$. Так, например, если $n < m$, то можно записать следующее соотношение:

$$d(f^{0_n}(x), f^{0_m}(x)) \le \frac{s^n}{1-s} d(x, f(x)). \quad (10)$$

Так как $s < 1$, то выражение в правой части стремится к нулю при $n, m \to \infty$. Тогда последовательность $\{f^0(x)\}$ является последовательностью Коши в пространстве (X, d) [23]. Отсюда (X, d) – полное метрическое пространство, эта последовательность сходится к пределу $x_f \in X$, то есть

$$\lim_{n\to\infty} f^{0_n}(x) = x_f. \quad (11)$$

Если применить преобразование f к x_f, то можно записать

$$d(x_f, f(x_f)) \le d((x_f, f^{0_n}(x_f)) +$$

$$+ d(f^{0_n}(x_f), f(x_f)) \le d(x_f, f^{0_n}(x)) +$$

$$+ sd(f^{0_{n-1}}(x), f(x_f)). \quad (12)$$

Так как $f^{0_n}(x) \to x_f$, оба выражения в правой части стремятся к нулю, следовательно, выражение в левой части тоже равно нулю. Другими словами,

$$f(x_f) \to x_f. \quad (13)$$

Иначе точка x_f является неподвижной точкой f. При этом в [19] показано, что сжимающее отображение f на (X, d) имеет одну и только одну неподвижную точку в множестве X. Поскольку имеется только одна неподвижная точка, то $\{f^{0_n}(x)\}$ сходится к этой неподвижной точке независимо от начальной точки x, что подтверждается теоремой о сжимающих отображениях, приведенной в [19].

Рассмотрим фрактальную графическую информацию как точки в пространстве Хаусдорфа $(H(X), h)$ [18], определив специальный тип сжимающих отображений, которые воздействуют на неё, то есть на точки в $(H(X), h)$.

Пусть $\{w_1, w_2, w_3, ..., w_N\}$ – конечный набор сжимающих отображений в (X, d) с коэффициентами сжатия $s_1, s_2, s_3, ..., s_N$, $0 \le s < 1$. Определим отображение W, воздействующее на компактные множества точек из X в пространстве $H(X)$, следующим образом:

$$W(B) = w_1(B) \cup w_2(B) \cup ... w_N(B) = \bigcup_{n=1}^{N} w_N(B) \quad (14)$$

для каждого $B \in H(X)$ (т.е. $B \subset X$).

Таким образом, W отображает $H(X)$ в $H(X)$ и является сжимающим отображением на $(H(X), h)$ с коэффициентом сжатия S, где $s = \max\{s_1, s_2, s_3, ..., s_N\}$. Тогда можно записать следующее выражение:

$$h(W(B), W(C)) \le sh(B, C) \text{ для } B, C \in H(X). \quad (15)$$

Система итерируемых функций состоит из полного метрического пространства (X, d) и конечного множества сжимающих отображений

$w_n : X \to X$ с коэффициентами сжатия s_n [20]. Коэффициент сжатия СИФ определяется как $s = \max\{s_1, s_2, s_3, ..., s_N\}$. Для СИФ введено обозначение $X, w_n : n = 1, 2, ..., N$. Кроме того, $W(B)$ фактически является точкой пространства $H(X)$, когда $B \in H(X)$, то есть $W(B)$ компактно, когда компактно B.

Учитывая то, что основой построения методов фрактального сжатия являются сжимающие отображения, используем теорему о сжимающих отображениях, которая применима к отображениям на пространстве $(H(X), h)$, в частности к системам итерируемых функций [20]. Графическая информация, которая является единственной неподвижной точкой СИФ (согласно теореме о сжимающих отображениях) в $H(X)$ называется аттрактором СИФ. В [19] сформулирована теорема о сжимающих отображениях для систем итерируемых функций на пространстве $(H(X), h)$ (теорема коллажа). При этом точка в пространстве $H(X)$ – это компактное множество точек в R^2, представляющее двоичную графическую информацию.

С целью построения модели обработки графической информации, учитывающей ее фрактальные свойства, и разработки метода фрактального сжатия с возможностью реализации стеганографических функций используем теорему коллажа [5], которая определяет сжимающие отображение в виде (16).

Если имеется двоичная графическая информация $L \subset R^2$ и можно задать сжимающие отображения такие, что

$$\bigcup_{n=1}^{N} w_n(L), \qquad (16)$$

покрывающие пространство L почти точно и не перекрывающие его, то можно считать каждое $w_n(L)$ уменьшенной копией L. Иначе теорема коллажа утверждает, что тогда аттрактор A системы итерируемых функций $\{w_n\}$ близок к L в метрике Хаусдорфа h. Коллажем является набор областей $w_n(L)$. Так как аттрактор A – это результат бесконечного числа итераций СИФ, то он, по сути, является фракталом. Таким образом, теорема коллажа определяет алгоритм представления графической информации как фракталов.

Чтобы применить на практике теорему коллажа для создания фракталов необходимо выбрать преобразования, которые являются сжимающими отображениями. Наиболее используемыми в настоящее время являются аффинные преобразования [21, 22].

Аффинное преобразование $T : R^2 \to R^2$ – это преобразование вида

$$T\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e \\ f \end{pmatrix}, \qquad (17)$$

где a, b, c, d – коэффициенты, задающие параметры преобразований масштабирования и поворота на угол; e, f – коэффициенты, задающие параметры преобразования сдвига ($a, b, c, d, e, f \in R$).

Можно сказать, что аффинные преобразования позволяют осуществлять операции поворота, перемещения и масштабирования. Если определить матрицу A как

$$A = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix}, \qquad (18)$$

как матричную часть T, то площадь преобразований области $T(S)$ (S – множество точек в R^2) в $|\det A|$ раз отличается от площади области S, где $|\det A|$ – это абсолютное значение определителя A. То есть T – это пространственное сжатие, если $|\det A| < 1$.

Для синтеза фрактала выбирается начальная точка, к которой применяется случайным образом выбранное из СИФ преобразование [19]. Эта операция многократно повторяется. Если первоначально результатами аффинных преобразований были случайные точки пространства, то через несколько итераций результаты преобразований станут членами некоторого конечного множества. Это множество называется аттрактором или неподвижной точкой системы итерируемых функций.

Таким образом, если $f : X \to X$ – преобразование в пространстве X, то неподвижной точкой этого преобразования является некоторая точка $x_f \in X$, такая, что $f(x_f) = x_f$. Если же преобразование f является сжимающим, то существует в точности одна неподвижная точка $x_f \in X$ этого преобразования, и для любой точки $x \in X$ последовательность $\{f^n(x) : n = 0, 1, 2...\}$ сходится к значению x_f [5].

После того, как определены точки и преобразования для СИФ, следующим шагом является

вычисление коэффициентов аффинного преобразования (аффинных коэффициентов) [21]. Преобразование (15) определяет выражение для аффинного преобразования с коэффициентами a,b,c,d,e,f. Определение действий этого преобразования на три набора точек $(x_i,y_i)\to(\tilde{x}_i,\tilde{y}_i)$ приводит к следующим уравнениям:

$$\begin{aligned}\tilde{x}_i &= ax_i + by_i + e,\\ \tilde{y}_i &= cx_i + dy_i + f,\end{aligned} \tag{19}$$

где $i=1,2,3...$. Уравнения (19) – это фактически две системы из трех уравнений. Одна система уравнений определяет неизвестные коэффициенты a,b и e через $\tilde{x}_1,\tilde{x}_2$ и $\tilde{x}_3$, а другая определяет c,d и f через $\tilde{y}_1,\tilde{y}_2$ и $\tilde{y}_3$. Значения $\tilde{x}_1,\tilde{x}_2$, $\tilde{x}_3$, $\tilde{y}_1,\tilde{y}_2$, $\tilde{y}_3$ определяют преобразования в трехмерном цветовом пространстве. Решение каждой из этих систем трех уравнений сводится к обращению одной и той же матрицы вида 3×3 [21]:

$$\begin{pmatrix} x_1 & y_1 & 1\\ x_2 & y_2 & 1\\ x_3 & y_3 & 1\end{pmatrix}. \tag{20}$$

Графическая информация представляется функцией S, определяемой на единичном квадрате и принимающей значения от 0 до 1, в виде

$$S(x,y)\in[0...1]\,\forall x,y\in[0...1]. \tag{21}$$

Трехмерное аффинное преобразование $T:R^3\to R^3$ представляется в виде [21]

$$T\begin{pmatrix}x\\y\\z\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}a & b & 0\\ c & d & 0\\ 0 & 0 & 0\end{pmatrix}\times\begin{pmatrix}x\\y\\z\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}e\\f\\q\end{pmatrix} \tag{22}$$

и определяется на компактном подмножестве D_i декартова квадрата $[0...1]\times[0...1]$. Тогда оно переведет часть поверхности S в область R_i, расположенную со сдвигом (e,f) и поворотом, заданным матрицей вида

$$\begin{pmatrix} a & b & 0\\ c & d & 0\\ 0 & 0 & 0\end{pmatrix}. \tag{23}$$

При этом, если интерпретировать значения функции $S(x,y)\in[0...1]$ как яркость соответствующих точек, она уменьшится в p раз и изменится на сдвиг, равный q.

Конечная совокупность W сжимающих трехмерных аффинных преобразований w_i, определенных на областях D_i, таких, что $w_i(D_i)=R_i$ и $R_i\cap R_j\neq\varnothing$ $\forall i\neq j$, называется системой итерируемых функций [20]. Системе итерируемых функций однозначно ставятся в соответствие неподвижная точка – изображение. Таким образом, процесс сжатия графической информации при ее обработке заключается в поиске коэффициентов системы, а процесс восстановления – в проведении итераций системы до стабилизации полученной графической информации (неподвижной точки СИФ). На практике бывает достаточно 7–16 итераций [16, 23]. Области R_i – это ранговые области, а D_i – доменные, их перевод из одного состояния в другое представлен на рис. 4.

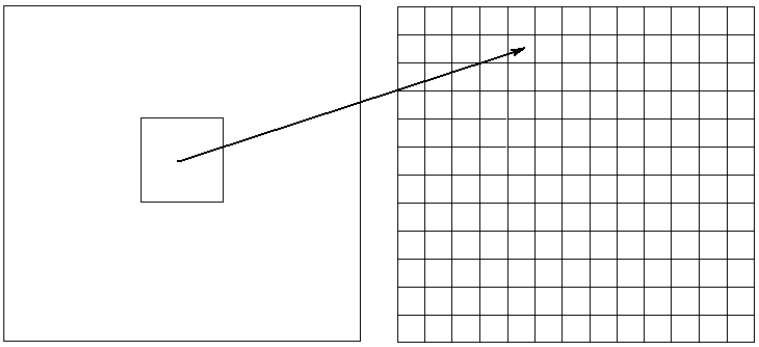


Рис. 4. Перевод доменного блока в ранговый

Проведенные исследования концептуальных основ возможности синтеза графической информации с использованием ее фрактальных свойств позволяют определить следующую последовательность действий для создания фрактальной графической информации на основе использования СИФ:

– определить класс графической информации, которую необходимо воспроизвести с помощью СИФ, при этом она должна быть в каком-то известном графическом формате;

– задать точки на двумерной сетке;

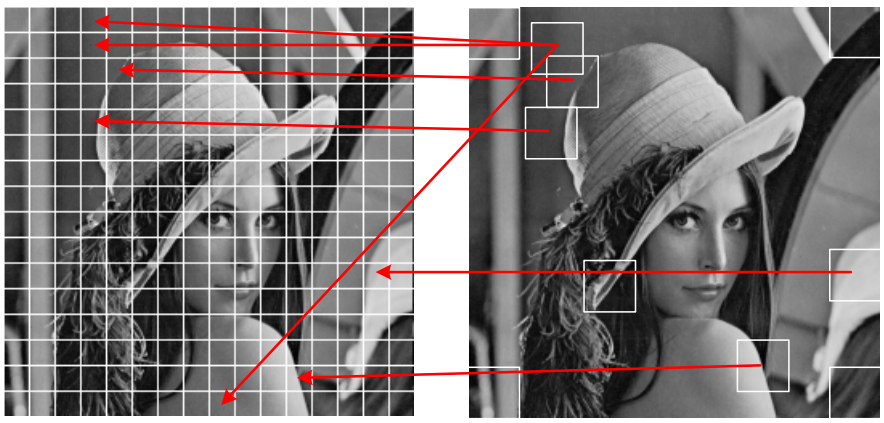
– определить аффинные преобразования путем задания трех исходных и трех результирующих точек, получающихся из исходных на основе данных преобразований;

– провести генерацию коэффициентов аффинного преобразования, решая соответствующие линейные уравнения;

– осуществить итерации СИФ и графически отобразить результаты, приближаясь к фрактальному изображению-аттрактору.

Первопроходцем в области фрактального сжатия на основе СИФ был Майкл Барнсли [24, 25]. Однако исходным толчком к широкой популярности фрактального сжатия среди исследователей следует считать алгоритм Арно Жакана, ученика Барнсли, основанный на системе кусочно-определенных итерируемых функций, который отличается от СИФ тем, что отдельные преобразования оперируют частями изображения, а не всем изображением целиком [26].

Рассмотрим подробно как фрактальное сжатие изображений осуществляется на практике. Изображение разбивается на блоки двух типов. Большие блоки принято называть доменами, а маленькие – рангами [27], но необходимо отметить, что в работах Барнсли [28] и ряда других учёных [29] используется противоположное обозначение этих областей. Ранговые области должны покрывать все изображение целиком и, как правило, не накладываться друг на друга. Домены могут располагаться произвольным образом и могут не покрывать всего изображения целиком. Сторона домена обычно выбирается в два раза больше стороны ранговой области. Для каждого ранга осуществляется подбор оптимального домена (после некоторого сжимающего преобразования, минимизирующего разницу между данным рангом и доменом) путем перебора всех доменов или какой-либо их части (см. рис. 5). Таким образом, минимизируя «ошибку коллажа» для каждого рангового блока, получим преобразование, минимизирующее расстояние между своей неподвижной точкой и оригиналом. Преобразование представляется путем определения для каждого ранга соответствующего ему домена вместе с параметрами преобразования доменного блока в ранговый, минимизирующими «ошибку коллажа» для данного блока. В качестве критерия оптимальности, как правило, используется среднеквадратическая ошибка [30, 31].



Ранговые области Доменные области

Рис. 5. Преобразование блоков при фрактальном сжатии изображения

Преобразование включает в себя уменьшение доменов до размеров ранга, повороты и отражения, изменение контраста и яркости домена. Уменьшение домена, как правило, производится путем усреднения яркости соседних пикселей, так как это дает лучшее качество при восстановлении изображения, чем простое отбрасывание строк и столбцов домена. Для домена, уменьшенного до размеров ранга, преобразование представим в виде

$$T(D) = s\,D + o\,I, \tag{24}$$

где $|s| < 1$ – коэффициент контраста; $o \in [-255, 255]$ – коэффициент яркости (налагаемые ограничения необходимы для того, чтобы гарантировать сходимость преобразований к неподвижной точке при восстановлении изображения); I – матрица, все элементы которой единицы. Вычисление коэффициентов преобразования контраста s и яркости o, при которых среднеквадратическая ошибка для данной пары ранг–домен будет минимальна, производится по формулам [29]

$$s = \frac{N^2 \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} D_{i,j} R_{i,j} - \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} D_{i,j} \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} R_{i,j}}{N^2 \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} D_{i,j}^2 - \left(\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} D_{i,j} \right)^2},$$

$$\text{если } N^2 \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} D_{i,j}^2 - \left(\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} D_{i,j} \right)^2 = 0,$$

$$\text{то } s = 0; \tag{25}$$

$$o = \frac{\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} R_{i,j} - s \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} D_{i,j}}{N^2}, \tag{26}$$

где D и R – матрицы, представляющие собой соответственно домен, уменьшенный до размера ранга, и ранг; N – размер стороны рангового блока. В качестве критерия, оценивающего соответствие домена и ранга, на практике используется величина, вычисляемая по формуле [29]

$$r = \frac{\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} R_{i,j}^2 + s\left(s\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} D_{i,j}^2 - 2\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} D_{i,j} R_{i,j} + 2o\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} D_{i,j} \right) + o\left(oN^2 - 2\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} R_{i,j} \right)}{N^2}. \tag{27}$$

Среднеквадратическая ошибка равна $\sqrt{r}$ [31]. Если рассчитанный r меньше текущего значения, то координаты домена r и все коэффициенты запоминаются, и алгоритм переходит к следующему домену. В противном случае r, коэффициенты s и o сбрасываются, и подсчёт возобновляется для следующего домена, и так до тех пор, пока не будут перебраны все домены. Такая процедура выполняется для каждой ранговой области. В результате для каждого ранга определяются координаты левого верхнего угла наиболее похожего на него домена вместе с коэффициентами преобразования доменного блока в ранговый, минимизирующими разницу между ними. Таким образом, множество доменов образует виртуальный словарь для данного изображения.

Точность и скорость подбора домена для каждого ранга зависят от объема виртуального словаря. С точки зрения качества получаемого изображения желательно увеличить количество доменов, чтобы иметь бóльшую выборку для сравнения с рангом. На практике очень часто используются преобразования подобия – повороты и отражения – доменов, что приводит к увеличению виртуального словаря в 8 раз (путём последовательных поворотов на 90° квадратный блок может быть ориентирован 4-мя способами плюс зеркальные отражения каждой из 4-х ориентаций).

Очевидно, что при полном переборе, когда каждый ранг сравнивается с каждым доменом и его повернутыми и отраженными копиями, получается колоссальное число вычислений, для выполнения которых даже на самых современных компьютерах потребуется значительный объем машинного времени. Во многих работах, опубликованных по данной тематике, предлагается использовать различные способы ограничения доменного пула для того, чтобы сократить время поиска оптимального домена.

Восстановление изображения происходит итеративно. Берется произвольное изображение (назовем его стартовым), размер которого равен размеру оригинала. Это изображение разбивается на домены, и их размер уменьшается до раз-

меров ранга, подобно тому, как это делалось на этапе сжатия. После этого все домены в соответствии с сохраненными координатами и коэффициентами, подобранными при сжатии, преобразуются в ранги по формуле

$$R = sD + oI\,, \qquad (28)$$

и из них формируется промежуточное изображение восстановления. Затем процедура повторяется для полученного промежуточного изображения. На последующих итерациях в качестве стартового изображения используется образ, полученный на предыдущей итерации. Процесс повторяется до тех пор, пока изображение, полученное на текущей итерации, не будет совпадать с изображением, полученным на предыдущем шаге, то есть пока не будет достигнута неподвижная точка преобразований. На практике алгоритм восстановления останавливается, когда повышение качества изображения на соседних итерациях становится пренебрежимо мало. Так, в работе Жакана [26] показано, что для восстановления фрактально сжатого изображения «Lena» из любой стартовой картинки достаточно 8-ми итераций. Увеличение PSNR на 8-й итерации по сравнению с изображением, полученным на 7-й итерации, составило 0,1 дБ. В статье [32], посвященной исследованию сходимости процедуры фрактального восстановления, показано, что количество итераций зависит от стартового изображения. Наименьшее число итераций дает использование в качестве стартовой картинки изображения, составленного из усредненных по яркости ранговых областей, потому что такое изображение ближе к аттрактору, чем любое другое. В зависимости от используемого алгоритма достаточно 5–10 итераций для любого стартового изображения.

Процесс восстановления фрактального изображения в отличие от сжатия происходит быстро. Необходимо добавить, что, строго говоря, размер стартового изображения может быть любым и необязательно должен равняться размеру оригинала. В этом случае размер доменов меняется пропорционально размеру стартового изображения, и восстановленное изображение будет равно по размеру стартовому. Это интересное свойство используется для фрактального масштабирования изображений, при котором не проявляется неприятного для глаз «ступенчатого эффекта», характерного для обычного увеличения цифрового изображения.

Основным недостатком фрактального алгоритма, препятствующим его широкому внедрению, является большой объем времени, затрачиваемый на сжатие изображения.

Для передачи видео по каналам связи БПЛА возможна организация потоковой последовательной обработки и передачи изображений с заданными частотой передачи и временем общей задержки.

Данный алгоритм не только позволяет получать большие коэффициенты сжатия при обработке изображений, но и способен формировать емкий контейнер для внедрения какой-либо (например конфиденциальной) информации [33], что обусловлено отсутствием сжатия по Хаффману на заключительном этапе обработки изображения из-за того, что полученный в результате обработки графического файла поток байтов практически не обладает статистической избыточностью, что является особенностью данного метода сжатия.

Каждая стеганографическая система состоит из алгоритма встраивания и алгоритма извлечения требуемого сообщения (управляющей информации) в состав обрабатываемой информации. При размещении сообщение незначительно изменяет первоначальную графическую информацию алгоритмом встраивания. В результате получается стеганоизображение. Каждый стеганографический метод имеет максимальный предел, свидетельствующий, сколько бит сообщения псевдослучайным образом может быть надежно внедрено в данную графическую информацию без каких-либо статистически обнаруживаемых искажений. Этот предел называют стеганографической вместимостью [34]. Абсолютная стеганографическая вместимость C_A – функция исходной графической информации I и метода встраивания Ф. Абсолютная стеганографическая вместимость $C_A(I,\Ф)$ возвращает максимальное число бит, которые могут быть надежно встроены в исходное изображение I с использованием метода встраивания. Метод встраивания представляет собой математическое ожидание числа модификаций элементов графической информации, определенное по всем равномерно распределенным псевдослучайным образом сообщениям.

В некоторых случаях функцию C_A можно установить точно, в общем случае ее определение – очень трудная и все еще не решенная задача даже для самых простых схем [35]. Однако существует возможность частичного уменьше-

ния зависимости C_A от исходной графической информации путем определения относительной стеганографической вместимости $C_R = C_A/n_{max}$, где n_{max} – наибольший размер сообщения.

В вышеописанном фрактальном методе используется досжатие (увеличение коэффициента сжатия) с помощью стеганографических функций (стегановложения) при сохранении качества восстановления изображения.

Обозначим: $\tilde{V}_v^u$ – относительный объём части изображения № v для порядка досжатия u; если V_0^0 – объём исходного целого изображения, то u, v – целые числа, удовлетворяющие условиям: $u \in [0; k_{\max}]$, $v \in [0; k_{\max}]$, где $k_{\max}$ – максимально возможный порядок досжатия, определяемый стеганографической вместимостью, размером исходного изображения, а также размером минимальной части после деления, обрабатываемой данным фрактальным алгоритмом.

Пусть размер исходного изображения S пикселей, а размер минимальной части после деления s пикселей; соответствующая стеганографической вместимости максимальная пропорция частей после деления – l:1. Тогда максимальный порядок деления, при котором коэффициент сжатия увеличивается максимально, такой, при котором размер минимальной части деления составляет не менее s пикселей:

$$k_{\max} = \arg\min_k V_k^k(S,l); V_k^k(S,l) \ge s$$

$$\text{или } k_{\max} = \arg_k \left\{ \left[\min \tilde{V}_k^k(l) \right] \times S \ge s \right\}.$$

В файл-контейнер сжатых данных изображения без малой части внедряются сжатые данные малой части этого же изображения (или сама часть изображения). На передающей стороне перед сжатием исходное изображение, представленное в формате *BMP*, разделяют на различные по объёму части в пропорции

$$V_0^k : V_1^k : \ldots : V_k^k \quad (V_{k-1}^k > V_k^k,$$

$$V_0^k : V_1^k = V_1^k : V_2^k = \ldots = V_{k-2}^k : V_{k-1}^k = V_{k-1}^k : V_k^k),$$

определяемой стеганографической вместимостью, для порядка досжатия k, затем каждую часть отдельно сжимают упомянутым фрактальным методом, в результате чего получаются сжатые данные частей исходного изображения, представленные в формате *FIC*. Затем производят рекурсивное стегановложение меньших частей в большие (по принципу «матрёшки»: V_k^k вкладывают в V_{k-1}^k, V_{k-1}^k с вложением вкладывают в V_{k-2}^k, … , V_1^k с вложениями вкладывают в V_0^k), после чего данные сжатого изображения со стегановложениями передаются по каналу связи, а на приёмной стороне производят извлечение меньших (вложенных) частей из больших в обратной последовательности, восстанавливают фрактальным методом каждую из частей изображения соответственно из каждой части данных, соединяют восстановленные части изображения, представленные в формате *BMP*, и получают полное изображение.

Пусть объём исходного изображения $V_0^0 = 1$. Тогда объём первой (максимальной) части деления (объём сжатых данных) для «итерации» k+1 записывается следующим образом: $V_0^{k+1} = \dfrac{l \times m_k}{l \times n_k + 1} = F[V_0^k = \dfrac{m_k}{n_k}]$, коэффициент досжатия $C_{k+1} = \dfrac{l \times n_k + 1}{l \times m_k}$. Последовательность $\dfrac{m_k}{n_k}$ объёмов сжатых данных при k+1 итерациях описывается (задаётся) формулами (обладает свойством):

$$\frac{n_{k+1} - n_k}{n_k - n_{k-1}} = \frac{m_{k+1}}{m_k} = const = l,$$

$$n_1 - m_1 = 1,\ m_0 = n_0 = 1,\ m_1 = l, n_1 = l + 1.$$

Таким образом, рассмотрен принцип фрактального сжатия изображений с реализацией стеганографических функций, а также новый способ уменьшения объема сжатых данных (при сохранении качества) с помощью стегановложения.

Литература

1. *Мала С.* Вэйвлеты в обработке сигналов: пер. с англ. М.: Мир, 2005. 671 с.

2. *Бабин А.В., Вишик М.И.* Аттракторы эволюционных уравнений. М.: Наука, 1989. 392 с.

3. *Вишик М.И., Чепыжов В.В.* Аттракторы периодических процессов и оценка их размерности // Математические заметки. 1995. № 57(2). С. 181–202.

4. *Cheban D.N., Kloeden P.E. and Schmalfuss B.* Pullbac Attractors under Discretization // Proceeding EQUADIFF99. Berlin 1999. Vol. 2. (Edited by B. Fiedler, K. Groger and J. Sprekels). World Scientific 2000. Pp. 1024–1029.

5. *Grassberger P.* On the Hausdorf dimension of fractal attractors // J. Statist. Phys. 1981. Vol. 26. Pp. 173–179.

6. *Grassberger P.* Generalized dimension of strange attractors // Phys. Lett. 1983. Vol. 97A. Pp. 227–230.

7. *Grassberger P., Procaccia I.* Characterization of strange attractors // Phys. Rev. Lett. 1983. Vol. 50. Pp. 346–349.

8. *Mandelbrot B.B.* Long-run linearity, locally Gaussian processes, H-spectra and infinite variances // International Economic Review. 1969. № 10. Pp. 82–113.

9. *Дворкович А.В., Дворкович В.П., Зубарев Ю.Б. и др.* Цифровая обработка телевизионных и компьютерных изображений. М.: Радио и связь, 1997. 212 с.

10. *Уэлстид С.* Фракталы и вэйвлеты для сжатия изображений в действии: учебное пособие. Пер. с англ. М.: Триумф, 2003. 320 с.

11. *Wohlberg B., De Jager G.* A review of the fractal image coding literature // IEEE Transactions on Image Processing. 1999. Vol. 8, № 12. P. 1716–1729.

12. *Creutzburg R., Ivanov E.* Fast algorithm for computing fractal dimensions of image segments. In: Cantoni V.S., Levialdi R. Creutzburg, G. Wolf (Eds.): Recent Issues in Pattern Analysis and Recognition. Lecture Notes in Computer Science 399. Springer-Verlag: Berlin-Heidelberg, 1989. Pp. 42–51.

13. *Jacquin A.E.* Image coding based on a fractal theory of iterated contractive image transform // IEEE Transactions on Image Processing. 1992. Vol. 1, №1. Pp. 18–30.

14. *Бурбаки Н.* Алгебра. Алгебраические структуры. Линейная и полилинейная алгебра. М.: Физматгиз, 1962. 516 с.

15. *Falconer K.J.* Fractal Geometry. Mathematical Foundations and Applications. J. Wiley&Sons, 1995. 288 p.

16. *Александров П.С.* Введение в теорию множеств и общую топологию. М.: Наука, 1977. 368 с.

17. *Кудрявцев Л.Д.* Курс математического анализа. 5-е изд. Т. 1. М.: Дрофа, 2003. 704 с.

18. *Хаусдорф Ф.* Теория множеств. М.-Л.: Объединенное научно-техническое издательство НКТП СССР, 1937. 305 с.

19. *Колмогоров А.Н., Фомин С.В.* Элементы теории функций и функционального анализа. М.: Наука, 2004. 564 с.

20. *Woods J.W. and O'Neil S.D.* Sub-band coding of images // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Proc. May 1986. 34(5) Pp. 1278–1288.

21. *Ефимов Н.В.* Высшая геометрия. 4-е изд. М.: Наука, 1961. 280 с.

22. *Мусхелишвили Н.И.* Курс аналитической геометрии. 4-е изд. М.: Наука, 1967. 430 с.

23. Daubechies. Ten Lectures on Wavelets. SIAM, Philadelphia, 1992.

24. *Barnsley M.* Fractals Everywhere. San Diego: Academic Press, 1988. 394 p.

25. *Barnsley M., Demko S.* Iterated function systems and the global construction of fractals // Proceedings of the Royal Society of London. 1985. Vol. A399, № 1817. Pp. 243–275.

26. *Jacquin A.E.* Image coding based on a fractal theory of iterated contractive image transformations // IEEE Transactions on Image Processing. 1992. Vol. 1, № 1. Pp. 18–30.

27. *Wohlberg B., De Jager G.* A review of the fractal image coding literature // IEEE Transactions on Image Processing. 1999. Vol. 8, № 12. Pp. 1716–1729.

28. *Ансон Л., Барнсли М.* Фрактальное сжатие изображений // Мир ПК. 1992. № 4. С. 12–20.

29. *Зубарев Ю.Б., Дворкович В.П.* Цифровая обработка телевизионных и компьютерных изображений. М.: Радио и связь, 1997. 212 с.

30. *Уэлстид С.* Фракталы и вейвлеты для сжатия изображений в действии: Учеб. пособие. М.: Триумф, 2003. 320 с.

31. Fractal image compression: theory and application. Ed. Y. Fisher. New York: Springer-Verlag, 1995. 341 p.

32. *Moon Y.H., Kim H.S., Kim J.H.* A fast fractal decoding algorithm based on the selection of an initial image // IEEE Transactions on Image Processing. 2000. Vol. 9, № 5. Pp. 941–945.

33. *Генне О.В.* Основные положения стеганографии // Конфидент. 2000. № 3. С. 20–24.

34. *Липкин И.А.* Статистическая радиотехника. Теория информации и кодирования. М.: Вузовская книга, 2002. 340 с.

35. *Либых Т.В.* Оптимизация информационно-вычислительных систем. М.: Радио и связь, 1987. 232 с.

Статья поступила в редакцию 22июля 2016 года

УДК 621.396.98

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ КОГЕРЕНТНОГО НАВИГАЦИОННОГО ПРИЁМНИКА *BOC*-СИГНАЛА С РАЗЛИЧНЫМИ АЛГОРИТМАМИ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ФАЗОЙ

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

Предложены алгоритмы слежения за фазой навигационного BOC-сигнала с опорным сигналом на поднесущей частоте. Проведен сравнительный анализ помехоустойчивости предложенных алгоритмов и существующего алгоритма слежения за фазой с опорным сигналом на промежуточной частоте. Приведены результаты оценки расчёта помехоустойчивости предлагаемых и существующих алгоритмов слежения за фазой навигационного BOC-сигнала в условиях гауссовской шумовой помехи.

Ключевые слова: *вероятность срыва слежения, алгоритм слежения за фазой, навигационный BOC-сигнал.*

THE NOISE IMMUNITY OF A *BOC*-SIGNAL COHERENT NAVIGATION RECEIVER WITH DIFFERENT PHASE TRACKING ALGORITHMS

V.V. Nerovniy, Associate Professor, Ph.D. in Engineering Science, Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh), e-mail: val.nerownyj@yandex.ru

The algorithms for reference sub-carrier BOC-signal phase tracking are proposed. The comparative analysis of the noise immunity of the suggested algorithms and the existing algorithm for intermediate carrier phase tracking is carried out. The evaluation results of noise immunity calculation for the suggested and existing navigation BOC-signal phase tracking algorithms under Gaussian interference conditions are shown.

Keywords: *cycle skip probability, phase tracking algorithm, navigation BOC-signal.*

Известны работы [1, 2], в которых проводилась оценка помехоустойчивости когерентной аппаратуры потребителей глобальных навигационных спутниковых систем (АП ГНСС), использующей навигационные сигналы с расширением спектра путем фазовой манипуляции несущей псевдослучайной последовательностью (ПСП) (в англоязычной литературе используется термин «*BPSK*-сигналы») в условиях гауссовской шумовой помехи.

Однако в ГНСС кроме *BPSK*-сигналов планируется использование нового типа навигационных сигналов – сигналов с дополнительной меандровой модуляцией (*BOC*-сигналы) [3]. Навигационные *BOC*-сигналы имеют преимущества перед существующими *BPSK*-сигналами, такие как большая точность измерения расстояния аппаратура потребителя–навигационный спутник, лучшую помехоустойчивость, меньшее влияние многолучевости на приём сигнала. Алгоритмы слежения за параметрами *BOC*-сигналов в когерентной аппаратуре потребителей рассмотрены в [4]. Алгоритмы слежения за параметрами *BOC*-сигналов можно условно разделить на два класса [4]:

– алгоритмы с использованием обработки на единой промежуточной частоте;

– алгоритмы с использованием обработки на поднесущих частотах (относительно промежуточной частоты).

Алгоритмы слежения за параметрами *BOC*-сигналов на единой промежуточной частоте подробно рассмотрены в работе [5].

Необходимо отметить, что вопросы помехоустойчивости когерентной АП ГНСС с различными алгоритмами слежения за параметрами *BOC*-сигналов исследованы недостаточно. Таким образом, анализ помехоустойчивости когерентной АП ГНСС с различными алгоритмами слежения за параметрами *BOC*-сигналов является актуальной задачей.

Цель работы – проведение сравнительного анализа помехоустойчивости когерентной АП ГНСС с различными алгоритмами слежения за параметрами *BOC*-сигналов.

В состав когерентной АП ГНСС входят две следящие системы: за частотой и задержкой навигационного сигнала. Помехоустойчивость когерентной АП ГНСС определяется помехоустойчивостью системы слежения за фазой (ССФ) [1]. Таким образом, для оценки помехо-

устойчивости АП ГНСС достаточно оценить помехоустойчивость ССФ.

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

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

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

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

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

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

где $G_{\text{ДК}}(t)$ – дальномерный код навигационного сигнала; $\mathrm{G}_{\text{НС}}(t-\tau)$ – значения символов передаваемого навигационного сообщения; A – амплитуда навигационного сигнала; ω_0 – несущая частота; φ – начальная фаза навигационного сигнала; $M(t-\tau)$ – дополнительная меандровая модулирующая последовательность; τ – задержка.

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

$$M(t) = sign[\sin 2\pi f_M(t)], \qquad (3)$$

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

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

Оптимальный алгоритм слежения за фазой сигнала с обработкой на поднесущих частотах рассмотрен в [4]. Поднесущими частотами для *BOC*-сигнала являются частоты, отстоящие от несущей частоты на $\pm f_M$. При переносе сигналов на промежуточную частоту $f_{\text{П}}$ поднесущие частоты также будут отстоять на $\pm f_M$ от промежуточной частоты [4].

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

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

где $C_i = \sin c(\frac{\pi}{2} i)$.

Основная часть мощности меандровой последовательности, порядка 95%, приходится на первую гармонику, тогда формула (11) может быть представлена в виде

$$M(t) \approx \sin 2\pi f_M t. \qquad (5)$$

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

$$S(t) \approx AG_{\text{ДК}}(t-\tau)G_{\text{НС}}(t-\tau)\times \\ \times(\cos(2\pi(f_{\text{П}} + f_M)t+\varphi) + \\ +\cos(2\pi(f_{\text{П}} - f_M)t+\varphi)). \qquad (6)$$

Анализ выражения (13) показывает, что навигационный *BOC*-сигнал можно представить как

сумму двух *BPSK*-сигналов смещённых в спектральной области на частоту меандра f_M [4].

Спектральная плотность мощности сигнала *BOC*(1,1) приведена на рис. 1.

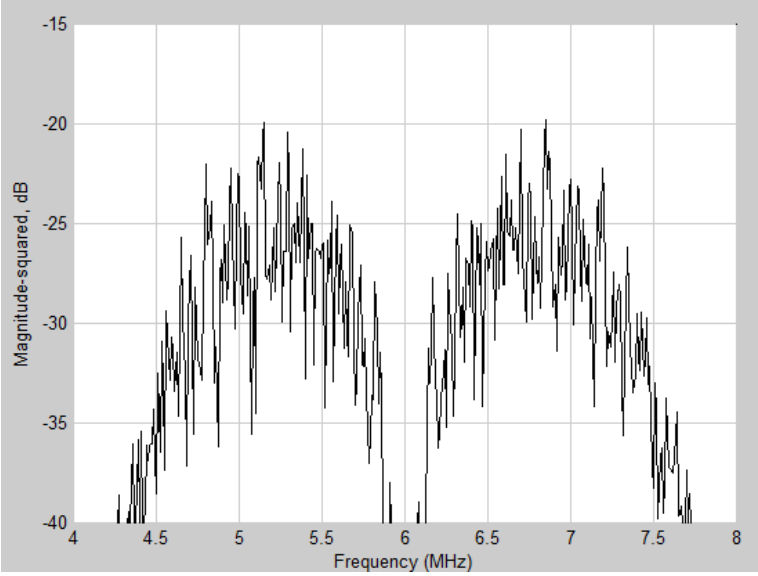


Рис. 1. Спектральная плотность мощности сигнала *BOC*(1,1)

Такое представление *BOC*-сигнала позволяет использовать квазиоптимальные алгоритмы слежения за фазой с использованием обработки на поднесущих частотах.

Квадратурные и синфазные составляющие для *BOC*-сигнала сформированные в корреляторе могут быть представлены как

$$I_{\text{В}} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \cos(\omega_{\text{В}} t_{k-1,i} + \hat{\varphi}), \quad (7)$$

$$Q_{\text{В}} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \sin(\omega_{\text{В}} t_{k-1,i} + \hat{\varphi}), \quad (8)$$

$$I_{\text{Н}} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \cos(\omega_{\text{Н}} t_{k-1,i} + \hat{\varphi}), \quad (9)$$

$$Q_{\text{Н}} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \times \sin(\omega_{\text{Н}} t_{k-1,i} + \hat{\varphi}), \quad (10)$$

где $\omega_{\text{В}} = \omega_{\text{П}} + \omega_{\text{М}}$, $\omega_{\text{Н}} = \omega_{\text{П}} - \omega_{\text{М}}$ – поднесущие частоты; $\omega_{\text{П}} = 2\pi f_{\text{П}}$ – промежуточная частота.

Тогда функция правдоподобия с учётом формы представления BOC-сигнала (6) может быть представлена в виде

$$p(\mathbf{Y} \mid \varphi, G_{\text{НС}}) = c \cdot \exp\{\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) \times G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tau_k) \cos(\omega_{\text{Н}} t_{k-1,i} + \varphi) + \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tau_k) \cos(\omega_{\text{В}} t_{k-1,i} + \varphi)\}, \quad (11)$$

где $\mathbf{Y}$ – вектор отсчётов входного наблюдения (1).

С учётом выражений (7) и (8) функцию правдоподобия можно записать как

$$p(\mathbf{Y} \mid \varphi, G_{\text{НС}}) = c \cdot \exp(I_{\text{Н}} + I_{\text{В}}) = c \cdot \exp(I_{\text{Н}}) \cdot \exp(I_{\text{В}}). \quad (12)$$

После усреднения функции правдоподобия по символам навигационного сообщения получим:

$$p(\mathbf{Y} \mid \varphi) = \frac{1}{4} c \cdot (\exp(I_{\text{Н}}) + \exp(-I_{\text{Н}})) \cdot (\exp(I_{\text{В}}) + \exp(-I_{\text{В}})). \quad (13)$$

В результате усреднения по символам навигационного сообщения (13) получим следующее выражение:

$$p(\mathbf{Y} \mid \varphi) = \tilde{c} \cdot \text{ch}(I_{\text{Н}}) \cdot \text{ch}(I_{\text{В}}). \quad (14)$$

Выражение для напряжения на выходе оптимального фазового дискриминатора можно получить, продифференцировав выражение (14) по фазе

$$U_{\text{Д},\varphi} = \frac{\partial p(\mathbf{Y} \mid \varphi)}{\partial \varphi}\Big|_{\varphi=\tilde{\varphi}} = -\text{ch}(I_{\text{В}}) \cdot \text{th}(I_{\text{Н}}) \cdot Q_{\text{Н}} - \text{ch}(I_{\text{Н}}) \cdot \text{th}(I_{\text{В}}) \cdot Q_{\text{В}}. \quad (15)$$

При малых отношениях сигнал/помеха, что имеет место в реальных условиях приёма навигационных сигналов, функцию гиперболического косинуса можно представить как $\mathrm{ch}(x) \approx x$, тогда выражение можно упростить:

$$U_{\text{Д},\varphi} = -\mathrm{th}(I_{\text{H}}) \cdot Q_{\text{H}} - \mathrm{th}(I_{\text{B}}) \cdot Q_{\text{B}}. \qquad (16)$$

При малых отношениях сигнал/помеха функцию гиперболического тангенса приблизительно можно заменить $\mathrm{th}(x) \approx x$. Тогда выражение для напряжения на выходе фазового дискриминатора (16) можно представить в виде

$$U_{\text{Д},\varphi} = -(I_{\text{B}} Q_{\text{B}} + I_H Q_H). \qquad (17)$$

Если в навигационном сигнале отсутствует модуляция навигационным сообщением, тогда выражение (17) будет иметь вид

$$U_{\text{Д},\varphi} = -(Q_{\text{B}} + Q_{\text{H}}). \qquad (18)$$

Известно выражение для фазового дискриминатора, которое приведено в работе [5]

$$u_{\text{Д}\varphi} = -Q. \qquad (19)$$

Квадратурная составляющая для *BOC* сигнала формируется в соответствии с выражением как

$$Q = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) M(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \times$$

$$\times G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \sin(\omega_{\text{П}} t_{k-1,i} + \hat{\varphi}). \qquad (20)$$

Для проведения сравнительного анализа помехоустойчивости ССФ с различными видами дискриминаторов (16–18), воспользуемся методикой определения статистических характеристик оптимальных дискриминаторов следящих систем, приведенной в работе [3]. В соответствии с данной методикой для оценки помехоустойчивости дискриминаторов необходимо определить их дискриминационные и флуктуационные характеристики.

Для определения дискриминационных и флуктуационных характеристик дискриминаторов (17) и (18) синфазные и квадратурные составляющие I_{B}, Q_{B} и I_{H}, Q_{H} можно представить в виде [7]

$$Q_{\text{B}} \approx \frac{q}{2} \sin(\omega_M T + \varepsilon) + n_1, \qquad (21)$$

$$I_{\text{B}} \approx \frac{q}{2} \cos(\omega_M T + \varepsilon) + n_2, \qquad (22)$$

$$Q_{\text{H}} \approx \frac{q}{2} \sin(-\omega_M T + \varepsilon) + n_3, \qquad (23)$$

$$I_{\text{H}} \approx \frac{q}{2} \cos(-\omega_M T + \varepsilon) + n_4, \qquad (24)$$

где $\varepsilon = \hat{\varphi} - \varphi$ – ошибка оценки фаза; φ – значение фазы принимаемого сигнала, $\hat{\varphi}$ – оценка фазы; n_1, n_2, n_3, n_4 – независимые гауссовские случайные величины с нулевым математическим ожиданием и дисперсией q.

Дискриминационная характеристика фазового дискриминатора определяются как [1, 3]:

$$U(\varepsilon_\varphi) = M[u_{\text{Д}\varphi,k}]. \qquad (25)$$

Тогда дискриминационную характеристику фазового дискриминатора (18) можно представить в виде

$$U(\varepsilon_\varphi) = M[Q_{\text{B}} + Q_{\text{H}}] =$$

$$= M[\frac{q}{2} \sin(\omega_M T + \varepsilon) + n_1 +$$

$$+ \frac{q}{2} \sin(-\omega_M T + \varepsilon) + n_3] = q \sin(\varepsilon) \cos(\omega_M T). \qquad (26)$$

Крутизна дискриминационной характеристики определяется по формуле [1, 3]

$$S_\varphi = \partial U(\varepsilon_\varphi) / \partial \varepsilon_\varphi \,|\, \varepsilon_\varphi = 0. \qquad (27)$$

Тогда крутизну дискриминационной характеристики фазового дискриминатора можно представить в виде

$$S_\varphi = q \cos(\omega_M T). \qquad (28)$$

Дискриминационная характеристика фазового дискриминатора (17) определяется как

$$U(\varepsilon_\varphi) = M[(Q_{\text{B}} I_{\text{B}} + Q_{\text{H}} I_{\text{H}})] =$$

$$= M[(\frac{q^2}{2} \sin(2\omega_M T + 2\varepsilon) + \frac{q^2}{2} \sin(-2\omega_M T + 2\varepsilon)] =$$

$$= -q^2 \sin(2\varepsilon) \cos(2\omega_M T). \qquad (29)$$

Тогда крутизну дискриминационной характеристики фазового дискриминатора можно представить в виде

$$S_\varphi = 2q^2 \cos(2\omega_M T). \qquad (30)$$

Флуктуационная характеристика фазового дискриминатора определяется как [1, 3]

$$D_{\varphi} = M[(u_{Д\varphi,k} - M[u_{Д\varphi,k}])^2] \,|\, \varepsilon_{\varphi} = 0. \quad (31)$$

Для определения дисперсии пересчитанной к входу дискриминатора воспользуемся методикой линеаризации, приведенной в [1, 3]

$$D = D_{\varphi} \big/ S_{\varphi}^2, \quad (32)$$

где D – дисперсия, пересчитанная к входу дискриминатора; S_{φ} – крутизна дискриминационной характеристики.

Дисперсия ошибки фильтрации σ_{φ}^2 определяется как [1, 3]

$$\sigma_{\varphi}^2 = 2 \cdot D \cdot T \cdot \Delta f_{ССФ}, \quad (33)$$

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

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

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

В общем случае задача вычисления вероятности срыва слежения связана с решением уравнения Фоккера–Планка. Необходимо отметить, что аналитический метод исследования системы ССФ с использованием уравнения Фоккера–Планка достаточно трудоёмок и сложен. Трудности его применения резко возрастают при исследовании системы ССФ, описываемой уравнениями высоких порядков [7]. Таким образом, наиболее простым методом решения третьей задачи является использование метода статистических испытаний (метод Монте–Карло).

Тогда вероятность срыва слежения можно определить как [8]

$$P_{с} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} \delta_k(\sigma_{\varphi k}), \quad (34)$$

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

При проведении оценки помехоустойчивости ССФ с различными алгоритмами в качестве навигационного сигнала рассмотрен сигнал *BOC*(1,1), характеристики которого приведены в [9].

На рис. 2 приведены зависимости вероятности $P_{с}$ для автономной ССФ от отношения *j/s*. На рис. 3 приведены зависимости вероятности $P_{с}$ для комплексированной ССФ от отношения *j/s*.

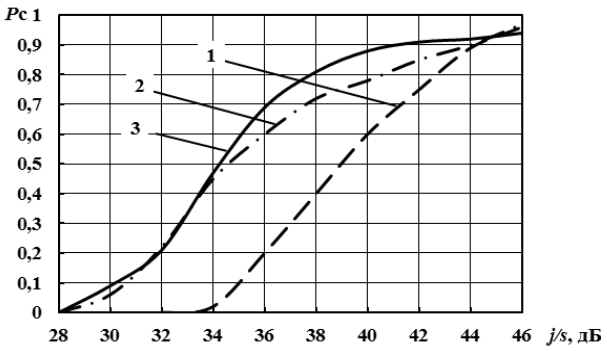


Рис. 2. Зависимости вероятности $P_{с}$ от отношения *j/s* для автономной ССФ
1) алгоритм с дискриминатором (17);
2) алгоритм с дискриминатором (18);
3) алгоритм с дискриминатором (19)

Анализ графиков, приведенных на рис. 2, показывает, что автономные ССФ с дискриминаторами (19) и (18) имеют практически одинаковые вероятности срыва слежения. Система слежения за фазой с дискриминатором (17) имеет на 4...5 дБ лучшую помехоустойчивость.

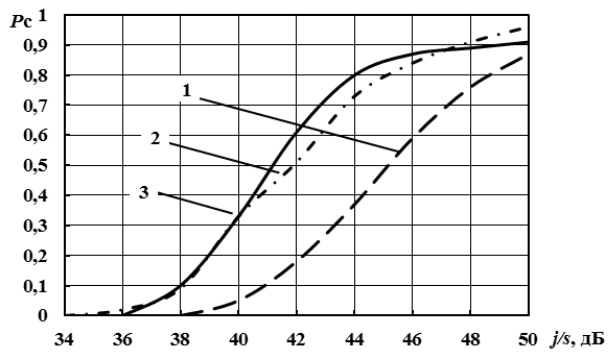


Рис. 3. Зависимости вероятности P_c
от отношения *j/s* для комплексированной ССФ
1) алгоритм с дискриминатором (17);
2) алгоритм с дискриминатором (18);
3) алгоритм с дискриминатором (19)

Анализ графиков, приведенных на рис. 3, показывает, что комплексированные ССФ с дискриминаторами (19) и (18) имеют практически одинаковые вероятности срыва слежения. Помехоустойчивость комплексированной ССФ с дискриминатором (17) лучше на 3…4 дБ, чем помехоустойчивость ССФ с дискриминатором (19) и (18).

По результатам анализа графиков, приведенных на рис. 2 и 3, можно сделать вывод о том, что комплексирование ССФ с инерциальной навигационной системой повышает её помехоустойчивость ССФ со всеми рассматриваемыми дискриминаторами на 6…7 дБ.

Результаты оценки помехоустойчивости ССФ с различными дискриминаторами могут использоваться при разработке мер защиты от помех в аппаратуре потребителей ГНСС.

Литература

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

2. *Неровный В.В., Коровин А.В., Новиков А.А.* Математическая модель оценки помехоустойчивости системы ФАПЧ аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем, использующей *BPSK*-сигналы // Теория и техника радиосвязи. Вып. 2. 2013. С. 51–55.

3. *Перов А.И., Харисов В.Н.* ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

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

5. *Hodgart M.S., Blant P., Unwin M.* A New reciever principle for tracking *BOC*-signals. http:// www.insidegnss.com (дата обращения: 20.05.2016).

6. *Ефименко В.С., Харисов В.Н.* Влияние цифровой информации в навигационных сигналах на их помехоустойчивость // Радиотехника. №2. 2011. С. 17–20.

7. *Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А.* Фазовая подстройка частоты. М.: Связь, 1966. 335 с.

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

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

Статья поступила в редакцию 13 июля 2016 года.

УДК 621.396.98

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ НЕКОГЕРЕНТНОГО НАВИГАЦИОННОГО ПРИЁМНИКА *BOC*-СИГНАЛА С РАЗЛИЧНЫМИ АЛГОРИТМАМИ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ЧАСТОТОЙ

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

Предложен алгоритм слежения за частотой навигационного BOC-сигнала с опорным сигналом на поднесущей частоте. Приведены результаты оценки помехоустойчивости предлагаемого и существующего алгоритмов слежения за частотой навигационного BOC-сигнала в условиях гауссовской шумовой помехи.

Ключевые слова: *вероятность срыва слежения, алгоритм слежения за частотой, навигационный BOC-сигнал.*

THE NOISE IMMUNITY OF A *BOC*-SIGNAL NONCOHERENT NAVIGATION RECEIVER WITH DIFFERENT PHASE TRACKING ALGORITHMS

V.V. Nerovniy, Associate Professor, Ph.D. in Engineering Science, Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh), e-mail: val.nerownyj@yandex.ru

The algorithm for reference sub-carrier BOC-signal frequency tracking is proposed. The evaluation results of noise immunity calculation for the suggested and existing navigation BOC-signal frequency tracking algorithms under Gaussian interference conditions are shown.

Keywords: *cycle skip probability, frequency tracking algorithm, navigation BOC-signal.*

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

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

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

Цель работы – оценка помехоустойчивости по единому показателю некогерентной аппаратуры потребителей ГНСС с различными алгоритмами слежения за частотой, использующей *BOC*-сигналы, в условиях помех.

Для определения помехоустойчивости ССЧ в условиях помех воспользуемся методом, приведены в работе [3]. Сущность данного метода заключается в определении статистических характеристик частотного дискриминатора с использованием метода математического моделирования. В качестве показателя эффективности функционирования ССЧ в условиях помех используется вероятность срыва слежения за заданное время (время длительности навигационного сигнала) [3]. Под срывом слежения в данном случае понимается выход мгновенного значения ошибки слежения за частотой за пределы апертуры дискриминационной характеристики дискриминатора ССЧ. Вероятность срыва слежения вычисляется как отношение числа опытов, в которых произошел выход мгновенного значения ошибки слежения за апертуру дискриминационной характеристики, к общему числу опытов.

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

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

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

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

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

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

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

$$M(t) = sign[\sin 2\pi f_M(t)], \qquad (3)$$

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

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

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

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

где $C_i = \text{sinc}\left(\frac{\pi}{2} i\right)$.

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

$$M(t) \approx \sin 2\pi f_M t. \qquad (5)$$

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

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

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

Спектральная плотность мощности сигнала *BOC*(1,1) приведена на рис. 1.

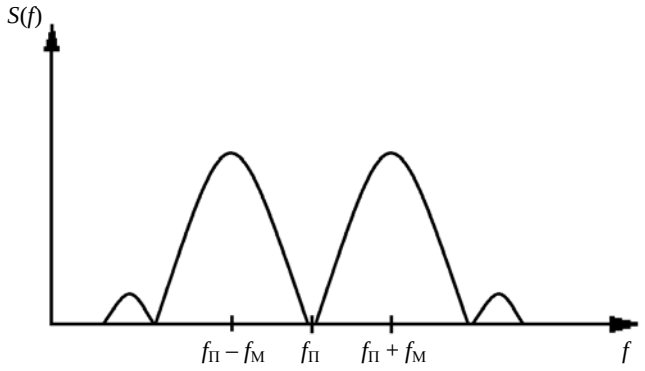


Рис.1. Спектральная плотность мощности сигнала *BOC*(1,1)

Такое представление *BOC*-сигнала позволяет предложить квазиоптимальный алгоритм слежения за частотой с использованием обработки на поднесущих частотах. Поднесущими частотами для *BOC*-сигнала являются частоты, отстоящие от несущей частоты на $\pm f_M$. При переносе сигналов на промежуточную частоту $f_{\text{П}}$ поднесущие частоты также будут отстоять на $\pm f_M$ от промежуточной частоты.

Частотный дискриминатор BOC-сигнала с обработкой на двух поднесущих частотах

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

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

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

Огибающую навигационного *BOC*-сигнала $X_{BOC}(T, \omega_{\text{Д}})$ можно представить как сумму квадратов синфазных и квадратурных составляющих:

$$X_{BOC}(T, \omega_{\text{Д}}) = \sqrt{I_{\text{Н}}^2 + I_{\text{В}}^2 + Q_{\text{Н}}^2 + Q_{\text{В}}^2}. \qquad (8)$$

Синфазные и квадратурные составляющие в выражении (8) определяются как

$$I_{\text{Н}} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \cdot$$

$$\cdot \cos((\omega_{\text{П}} - \omega_M) t_{k,i} + \hat{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d), \qquad (9)$$

$$Q_{\text{Н}} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \cdot$$

$$\cdot \sin((\omega_{\text{П}} - \omega_M) t_{k,i} + \hat{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d), \qquad (10)$$

$$I_{\text{В}} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \cdot$$

$$\cdot \cos((\omega_{\text{П}} + \omega_M) t_{k,i} + \hat{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d), \qquad (11)$$

$$Q_{\text{В}} = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \cdot$$

$$\cdot \sin((\omega_{\text{П}} + \omega_M) t_{k,i} + \hat{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d). \qquad (12)$$

Математическое выражение для частотного дискриминатора можно получить, продифференцировав выражение (8) по доплеровской частоте $\omega_{\text{Д}}$:

$$U_{\text{Д},\omega} = \frac{I_1 X_{BOC}(T, \omega_{\text{Д}})}{I_0 X_{BOC}(T, \omega_{\text{Д}})} \frac{\partial X_{BOC}(T, \omega_{\text{Д}})}{\partial \omega_{\text{Д}}}, \qquad (13)$$

где $I_1(x)$ – функция Бесселя первого порядка.

При малых значениях отношения сигнал/помеха выражение (13) преобразуется к виду [1]

$$U_{\text{Д},\omega} \approx \frac{X_{BOC}(T, \omega_{\text{Д}})}{2} \frac{\partial X_{BOC}(T, \omega_{\text{Д}})}{\partial \omega_{\text{Д}}} = \frac{1}{2} \left[(\text{I}_H + \text{I}_B) \frac{\partial (\text{I}_H + \text{I}_B)}{\partial \omega_Д} + (\text{Q}_H + \text{Q}_B) \frac{\partial (\text{Q}_H + \text{Q}_B)}{\partial \omega_Д} \right]. \qquad (14)$$

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

$$u_{\text{Д}\omega} = (I_{\text{Н}}(k) + I_{\text{В}}(k))(Q_{\text{Н}}(k-1) + Q_{\text{В}}(k-1)) -$$

$$-(I_{\text{Н}}(k-1) + I_{\text{В}}(k-1))(Q_{\text{Н}}(k-1) + Q_{\text{В}}(k-1)). \qquad (15)$$

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

$$I_{\text{В}}(k-1) = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \cdot$$

$$\cdot \cos((\omega_{\text{П}} + \omega_M) t_{k,i} + \hat{\omega}_{\text{Д},k-1}(i-1)T_d), \qquad (16)$$

$$Q_{\text{В}}(k-1) = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) \cdot$$

$$\cdot \sin((\omega_{\text{П}} + \omega_M) t_{k,i} + \hat{\omega}_{\text{Д},k-1}(i-1)T_d), \qquad (17)$$

$$I_{\text{В}}(k) = \sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) \cdot$$

$$\cdot\cos((\omega_{\Pi}+\omega_M)t_{k,i}+\hat{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d), \quad (18)$$

$$Q_{\text{В}}(k)=\sum_{i=1}^{N}\text{y}(t_{k,i})G_{\text{ДК}}(t_{k,i}-\tilde{\tau}_k)\cdot$$

$$\cdot\sin((\omega_{\Pi}+\omega_M)t_{k,i}+\hat{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d), \quad (19)$$

$$I_{\text{Н}}(k-1)=\sum_{i=1}^{N}\text{y}(t_{k-1,i})G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\cdot$$

$$\cdot\cos((\omega_{\Pi}-\omega_M)t_{k,i}+\hat{\omega}_{\text{Д},k-1}(i-1)T_d), \quad (20)$$

$$Q_{\text{Н}}(k-1)=\sum_{i=1}^{N}\text{y}(t_{k-1,i})G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\cdot$$

$$\cdot\sin((\omega_{\Pi}-\omega_M)t_{k,i}+\hat{\omega}_{\text{Д},k-1}(i-1)T_d), \quad (21)$$

$$I_{\text{Н}}(k)=\sum_{i=1}^{N}\text{y}(t_{k,i})G_{\text{ДК}}(t_{k,i}-\tilde{\tau}_k)\cdot$$

$$\cdot\cos((\omega_{\Pi}-\omega_M)t_{k,i}+\hat{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d), \quad (22)$$

$$Q_{\text{Н}}(k)=\sum_{i=1}^{N}\text{y}(t_{k,i})G_{\text{ДК}}(t_{k,i}-\tilde{\tau}_k)\cdot$$

$$\cdot\sin((\omega_{\Pi}-\omega_M)t_{k,i}+\hat{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d). \quad (23)$$

Представим синфазные и квадратурные составляющие в виде

$$Q_{\text{В}}(k-1)\approx q\sin(\varphi_{k-1}+\varepsilon_{\omega}T+\omega_M T)+n_1, \quad (24)$$

$$I_{\text{В}}(k-1)\approx q\cos(\varphi_{k-1}+\varepsilon_{\omega}T+\omega_M T)+n_2, \quad (25)$$

$$Q_{\text{В}}(k)\approx q\sin(\varphi_k+\varepsilon_{\omega}T+\omega_M T)+n_3, \quad (26)$$

$$I_{\text{В}}(k)\approx q\cos(\varphi_k+\varepsilon_{\omega}T+\omega_M T)+n_4, \quad (27)$$

$$Q_{\text{Н}}(k-1)\approx q\sin(\varphi_{k-1}+\varepsilon_{\omega}T-\omega_M T)+n_5, \quad (28)$$

$$I_{\text{Н}}(k-1)\approx q\cos(\varphi_{k-1}+\varepsilon_{\omega}T-\omega_M T)+n_6, \quad (29)$$

$$Q_{\text{Н}}(k)\approx q\sin(\varphi_k+\varepsilon_{\omega}T-\omega_M T)+n_7, \quad (30)$$

$$I_{\text{Н}}(k)\approx q\cos(\varphi_k+\varepsilon_{\omega}T-\omega_M T)+n_8, \quad (31)$$

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

Дискриминационная характеристика частотного дискриминатора определяются как [1, 3]

$$U(\varepsilon_{\omega})=M[u_{\text{Д}\omega}]. \quad (32)$$

Крутизна дискриминационной характеристики определяется по формуле [1]:

$$S_{\omega}=\partial U(\varepsilon_{\omega})/\partial\varepsilon_{\omega}\big|_{\varepsilon_{\omega}=0}. \quad (33)$$

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

$$M[I_{\text{Н}}(k)+I_{\text{В}}(k)]=q(\cos(\varphi_k+\varepsilon_{\omega}T+\omega_M T)+$$
$$+\cos(\varphi_k+\varepsilon_{\omega}T-\omega_M T))=$$
$$=2q\cos(\varphi_k+\varepsilon_{\omega}T)\cos(\omega_M T), \quad (34)$$

$$M[I_{\text{Н}}(k-1)+I_{\text{В}}(k-1)]=$$
$$=q(\cos(\varphi_{k-1}+\varepsilon_{\omega}T+\omega_M T)+$$
$$+\cos(\varphi_{k-1}+\varepsilon_{\omega}T-\omega_M T))=$$
$$=2q\cos(\varphi_{k-1}+\varepsilon_{\omega}T)\cos(\omega_M T), \quad (35)$$

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

$$M[Q_{\text{Н}}(k-1)+Q_{\text{В}}(k-1)]=$$
$$=q(\sin(\varphi_{k-1}+\varepsilon_{\omega}T+\omega_M T)+$$
$$+\sin(\varphi_{k-1}+\varepsilon_{\omega}T-\omega_M T))=$$
$$=2q\sin(\varphi_{k-1}+\varepsilon_{\omega}T)\cos(\omega_M T). \quad (37)$$

Тогда после математических преобразований выражение для дискриминационной характеристики принимает окончательный вид

$$U(\varepsilon_{\omega})=-4q^2\cos^2(\omega_M T)\sin\varepsilon_{\omega}T. \quad (38)$$

Крутизну дискриминационной характеристики частотного дискриминатора можно представить в виде

$$S_{\omega}=4q^2\cos^2(\omega_M T). \quad (39)$$

Частотный дискриминатор BOC-сигнала с обработкой на одной поднесущей частоте

Анализ выражения (6) показывает, что для слежения за доплеровской частотой *BOC*-сигнала можно использовать «верхнюю» или «нижнюю» поднесущую частоту. Соответственно информационным параметром является доплеровское смещение частоты $f_{\text{Д}}$, а неинформационным параметром – начальная фаза φ, при этом предпо-

лагается, что время задержки сигнала известно. После усреднения по фазе получим следующее выражение для функции правдоподобия:

$$p(\mathbf{Y}|\omega) = c_2 \cdot I_0(X_{\text{В(Н)}}(T,\omega_{\text{Д}})), \qquad (40)$$

где c_2 – нормировочная константа.

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

$$X_{\text{В}}(T,\omega_{\text{Д}}) = \sqrt{I_{\text{В}}^2 + Q_{\text{В}}^2}\,. \qquad (41)$$

Синфазная и квадратурная составляющие вычисляются по формулам (11) и (12). Математическое выражение для частотного дискриминатора можно получить, продифференцировав выражение (40) по доплеровской частоте $\omega_{\text{Д}}$:

$$U_{\text{Д},\omega} = \frac{I_1 X_{\text{В}}(T,\omega_{\text{Д}})}{I_0 X_{\text{В}}(T,\omega_{\text{Д}})} \frac{\partial X_{\text{В}}(T,\omega_{\text{Д}})}{\partial \omega_{\text{Д}}}. \qquad (42)$$

После математических преобразований получим окончательную формулу для частотного дискриминатора:

$$u_{\text{Д}\omega} = I_{\text{В}}(k)Q_{\text{В}}(k-1) - I_{\text{В}}(k-1)Q_{\text{В}}(k). \quad (43)$$

Синфазные и квадратурные составляющие $I_{\text{В}}(k)$, $Q_{\text{В}}(k)$, $I_{\text{В}}(k-1)$ и $Q_{\text{В}}(k-1)$ определяются выражениями (16–19). Для определения дискриминационной характеристики воспользуемся выражением (32). Представим синфазные и квадратурные составляющие $I_{\text{В}}(k)$, $Q_{\text{В}}(k)$, $I_{\text{В}}(k-1)$ и $Q_{\text{В}}(k-1)$ в соответствии с выражениями (24)–(27). Вычислим значения $M[I_{\text{В}}(k)Q_{\text{В}}(k-1)]$, $M[I_{\text{В}}(k-1)Q_{\text{В}}(k)]$:

$$M[I_{\text{В}}(k)Q_{\text{В}}(k-1)] = q^2(\sin(\varphi_{k-1} + \varepsilon_\omega T + \omega_M T)\cdot$$

$$\cdot\cos(\varphi_k + \varepsilon_\omega T + \omega_M T)) = \frac{q^2}{2}(-\sin(\varphi_k - \varphi_{k-1}) +$$

$$+\sin(\varphi_k + \varphi_{k-1} + 2\omega_M T + 2\varepsilon_\omega T)), \qquad (44)$$

$$M[I_{\text{В}}(k-1)Q_{\text{В}}(k)] = q^2(\sin(\varphi_k + \varepsilon_\omega T + \omega_M T)\cdot$$

$$\cdot\cos(\varphi_{k-1} + \varepsilon_\omega T + \omega_M T)) = \frac{q^2}{2}(\sin(\varphi_k - \varphi_{k-1}) +$$

$$+\sin(\varphi_k + \varphi_{k-1} + 2\omega_M T + 2\varepsilon_\omega T)). \qquad (45)$$

После математических преобразований получим окончательное выражение для дискриминационной характеристики:

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

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

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

Частотный дискриминатор BOC-сигнала с обработкой на промежуточной частоте

После усреднения по фазе математическое выражение для функции правдоподобия при обработке *BOC*-сигнала на промежуточной частоте можно представить в виде

$$p(\mathbf{Y}|\omega) = c_3 \cdot I_0(X(T,\omega_{\text{Д}})), \qquad (48)$$

где c_3 – нормировочная константа.

Значение огибающей *BOC*-сигнала в данном случае определяется в соответствии с выражением:

$$X(T,\omega_{\text{Д}}) = \sqrt{I^2 + Q^2}\,. \qquad (49)$$

Синфазные и квадратурные составляющие определяются как

$$I = \sum_{i=1}^{N} \text{y}(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) M(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k)\cdot$$

$$\cdot\cos(\omega_{\text{П}} t_{k,i} + \hat{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d), \qquad (50)$$

$$Q = \sum_{i=1}^{N} \text{y}(t_{k,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k,i} - \tilde{\tau}_k) M(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k)\cdot$$

$$\cdot\sin(\omega_{\text{П}} t_{k,i} + \hat{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d). \qquad (51)$$

Окончательное выражение для частотного дискриминатора с обработкой на единой поднесущей имеет вид

$$u_{\text{Д}\omega} = I(k)Q(k-1) - I(k-1)Q(k). \qquad (52)$$

Синфазные и квадратурные составляющие определяются как

$$I(k-1) = \sum_{i=1}^{N} \text{y}(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k) M(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k)\cdot$$

$$\cdot\cos(\omega_{\text{П}} t_{k-1,i} + \hat{\omega}_{\text{Д},k-1}(i-1)T_d), \qquad (53)$$

$$Q(k-1)=\sum_{i=1}^{N} y(t_{k-1,i})G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)M(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\cdot$$
$$\cdot\sin(\omega_{\text{П}}t_{k-1,i}+\hat{\omega}_{\text{Д},k-1}(i-1)T_d), \quad (54)$$

$$I(k)=\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})G_{\text{ДК}}(t_{k,i}-\tilde{\tau}_k)M(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\cdot$$
$$\cdot\cos(\omega_{\text{П}}t_{k,i}+\hat{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d), \quad (55)$$

$$Q(k)=\sum_{i=1}^{N} y(t_{k,i})G_{\text{ДК}}(t_{k,i}-\tilde{\tau}_k)M(t_{k-1,i}-\tilde{\tau}_k)\cdot$$
$$\cdot\sin(\omega_{\text{П}}t_{k,i}+\hat{\omega}_{\text{Д},k}(i-1)T_d). \quad (56)$$

Для определения дискриминационной характеристики представим синфазные и квадратурные составляющие (53–56) в виде

$$Q(k-1)\approx q\sin(\varphi_{k-1}+\varepsilon_\omega T)+n_9, \quad (57)$$

$$I_{\text{В}}(k-1)\approx q\cos(\varphi_{k-1}+\varepsilon_\omega T)+n_{10}, \quad (58)$$

$$Q_{\text{В}}(k)\approx q\sin(\varphi_k+\varepsilon_\omega T)+n_{11}, \quad (59)$$

$$I_{\text{В}}(k)\approx q\cos(\varphi_k+\varepsilon_\omega T)+n_{12}, \quad (60)$$

где $n_9, n_{10}, n_{11}, n_{12}$ – независимые гауссовские случайные величины с нулевым математическим ожиданием и дисперсией q.

Вычислим значения $M[I(k)Q(k-1)]$, $M[I(k-1)Q(k)]$:

$$M[I(k)Q(k-1)]=q^2(\sin(\varphi_{k-1}+\varepsilon_\omega T)\cdot$$
$$\cdot\cos(\varphi_k+\varepsilon_\omega T))=\frac{q^2}{2}(-\sin(\varphi_k-\varphi_{k-1})+$$
$$+\sin(\varphi_k+\varphi_{k-1}+2\varepsilon_\omega T)), \quad (61)$$

$$M[I(k-1)Q(k)]=q^2(\sin(\varphi_k+\varepsilon_\omega T)\cdot$$
$$\cdot\cos(\varphi_{k-1}+2\varepsilon_\omega T))=\frac{q^2}{2}(\sin(\varphi_k-\varphi_{k-1})+$$
$$+\sin(\varphi_k+\varphi_{k-1}+2\varepsilon_\omega T)). \quad (62)$$

После преобразований получим окончательное выражение для дискриминационной характеристики:

$$U(\varepsilon_\omega)=-q^2\sin\varepsilon_\omega T. \quad (63)$$

Крутизну дискриминационной характеристики частотного дискриминатора можно определить как

$$S_\omega=q^2. \quad (64)$$

Для наиболее полного описания алгоритма функционирования ССЧ необходимо определить кроме дискриминационной характеристики также и флуктуационную характеристику [1]. Флуктуационная характеристика дискриминатора определяется как

$$D_\omega=M[(u_{\text{Дω}}-M[u_{\text{Дω}}])^2]\,|\,\varepsilon_\omega=0. \quad (65)$$

Для определения дисперсии, пересчитанной к входу дискриминатора, воспользуемся методикой линеаризации, приведенной в [1]:

$$D=D_\omega/S_\omega^2. \quad (66)$$

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

Дисперсия ошибки фильтрации σ_ω^2 определяется как [1]

$$\sigma_\omega^2=2\cdot D\cdot T\cdot\Delta f_{\text{ССЧ}}, \quad (67)$$

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

В качестве показателя эффективности функционирования ССЧ в условиях помех используется вероятность срыва слежения за заданное время T (время длительности навигационного сигнала) [3]. Под срывом слежения в данном случае понимается выход мгновенного значения ошибки слежения за частотой σ_ω за пределы апертуры дискриминационной характеристики дискриминатора ССЧ.

Для дискриминаторов ССЧ, которые описываются соотношениями (16) и (41), ширина апертуры дискриминационной характеристики $A_{\text{ДХ}}$ лежит в пределах от $-1/T$ до $1/T$ [1]. Тогда вероятность срыва слежения можно определить как [5]

$$P_{\text{с}}=\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\delta_k(\sigma_\omega), \quad (68)$$

где $P_{\text{с}}$ – вероятность срыва слежения; N – общее количество опытов; σ_ω – значение статистики, пересчитанной ко входу частотного дискриминатора в k-м испытании; δ_k – индикаторная переменная, причём $\delta_k(\sigma_\omega)=1$, если $\sigma_\omega\ge A_{\text{ДХ}}$, и $\delta_k(\sigma_\omega)=0$, если $\sigma_\omega<A_{\text{ДХ}}$.

При проведении оценки помехоустойчивости ССЧ с различными алгоритмами в качестве навигационного сигнала рассмотрен сигнал *BOC*(1,1), характеристики которого приведены в [6].

На рис. 2 приведены зависимости вероятности P_c от отношения *j/s* для автономной ССЧ с различными частотными дискриминаторами. На рис. 3 приведены зависимости вероятности P_c от отношения *j/s* для комплексированной ССЧ с различными частотными дискриминаторами.

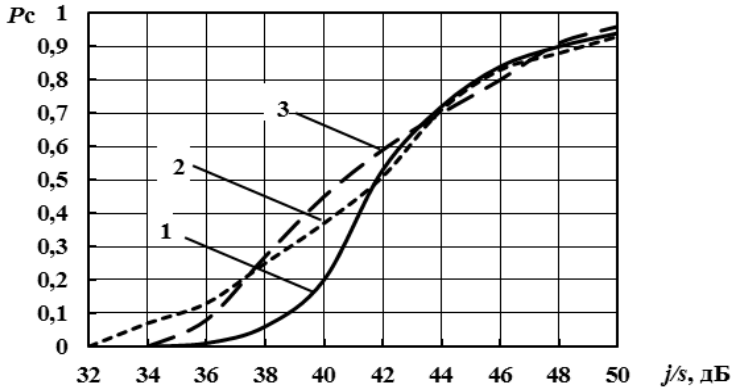


Рис. 2. Зависимости вероятности P_c от отношения *j/s* для автономной ССЧ:
1 – с дискриминатором (52); 2 – с дискриминатором (43); 3 – с дискриминатором (15)

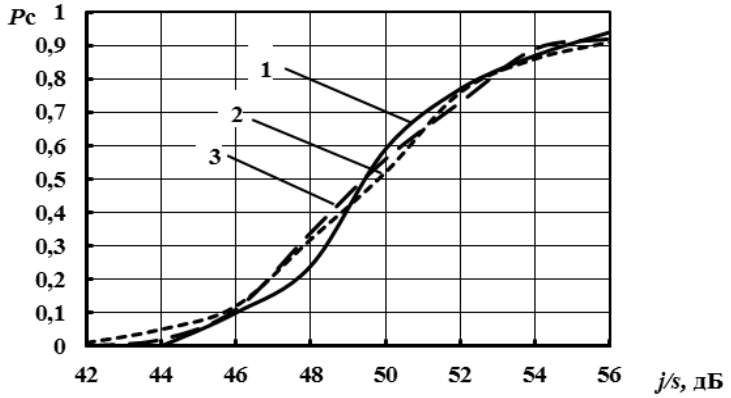


Рис. 3 Зависимости вероятности P_c от отношения *j/s* для комплексированной ССЧ:
1 – с дискриминатором (52); 2 – с дискриминатором (43); 3 – с дискриминатором (15)

Анализ графиков, приведенных на рис. 2, показывает, что автономная ССЧ с дискриминатором, использующим обработку на промежуточной частоте (52), при малом отношении помеха/сигнал имеет на 2–3 дБ лучшую помехоустойчивость, чем аналогичные ССЧ, использующие обработку на одной поднесущей частоте (43) и на двух поднесущих частотах (15).

При больших отношения помеха/сигнал помехоустойчивость ССЧ с дискриминаторами (15), (43) и (52) практически одинаковая. Ухудшение помехоустойчивости дискриминаторов (43) и (45) можно объяснить отбрасыванием старших гармоник в ряде разложения меандрового поднесущего колебания (4).

Анализ графиков, приведенных на рис. 3, показывает, что помехоустойчивость комплексированной ССЧ с дискриминатором, использующим обработку на промежуточной частоте (52), а также использующим обработку на одной поднесущей частоте (43) и на двух поднесущих частотах (15), практически одинакова при любых отношениях помеха/сигнал.

Анализ графиков, приведенных на рис. 2 и 3, показывает, что комплексирование ССЧ с инерциальной навигационной системой повышает её помехоустойчивость на 7–8 дБ для всех приведенных дискриминаторов (15), (43) и (52).

Таким образом, полученные результаты оценки помехоустойчивости ССЧ *BOC*(1,1) сигнала с различными дискриминаторами могут

быть использованы при разработке мер защиты от помех в отечественной аппаратуре потребителей ГНСС.

Литература

1. *Перов А.И.., Харисов В.Н.* ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

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

3. *Неровный В.В.* Математическая модель оценки помехоустойчивости системы слежения за частотой аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем, использующей *BPSK*-сигналы // Теория и техника радиосвязи. 2013. № 2. С.46–50.

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

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

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

Статья поступила в редакцию 27 июля 2016 года

УДК 621.396.67

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЭФФЕКТИВНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ МНОГОСЛОЙНОЙ СРЕДЫ

В.И. Николаев, д.т.н., профессор, научный референт, АО «Концерн «Созвездие»,
e-mail: vinikolaev@sozvezdie.su

Б.В. Сосунов, д.т.н., профессор, e-mail: bsosunov@mail.wplus.net
Р.Ю. Бородулин, к.т.н., докторант
А.С. Леонюк, адъюнкт

Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного

Решена задача анализа распространения поверхностных электромагнитных волн в слоистых средах. Введено понятие эффективной диэлектрической проницаемости и представлена методика ее расчета методом конечных разностей во временной области. Приведены результаты вычислений эффективной диэлектрической проницаемости трехслойной слабопроводящей среды, характерной для островной Арктики.

***Ключевые слова**: подстилающая поверхность, слоистые среды, эффективная диэлектрическая проницаемость, электромагнитная волна, метод конечных разностей во временной области.*

THE METHODOLOGY FOR CALCULATING THE MULTILAYERED MEDIUM PERMITTIVITY

V.I. Nikolaev, Doctor of Engineering Sciences, Professor, Scientific assistant, JSC «Concern «Sozvezdie»,
e-mail: vinikolaev@sozvezdie.su

B.V. Sosunov, Doctor of Engineering Sciences, Professor, e-mail: bsosunov@mail.wplus.net
R.Yu. Borodulin, Ph.D. in Engineering Sciences, Doctoral Candidate
A.S. Leonyuk, Postgraduate

S.M. Budjonny Military Academy of the Signal Corps

The problem of surface electromagnetic wave propagation analysis in layered media is solved. The concept of effective permittivity is introduced along with the FDTD (finite-difference time domain) methods for its calculation. The results of calculation of the effective permittivity for a three-layer low-conductivity medium specific to the island Arctic Regions are shown.

***Keywords**: underlying surface, layered media, effective permittivity, electromagnetic wave, finite-difference time domain method.*

В свете непрерывного процесса формирования арктических подразделений, сферой влияния которых являются в том числе и острова Северного Ледовитого океана, возникает необходимость обеспечения надежной радиосвязи в данной местности. Анализ физико-географических условий, а в частности подстилающей поверхности островной Арктики, показал целесообразность использования стелющихся (безмачтовых) антенн, удовлетворяющих требованиям по развертыванию и эксплуатации в суровых климатических условиях [1]. Следующим этапом стало решение задачи определения напряженности поля в слоистой среде прямым аналитическим методом, что позволило, используя теорему взаимности, разработать методику расчета коэффициента усиления стелющейся антенны при радиосвязи, в том числе ионосферной волной [2].

Вместе с тем связь земной (поверхностной) волной не менее часто применяется на практике. Поэтому задача анализа распространения электромагнитных волн (ЭМВ) у границ раздела сред с различными параметрами, характерных для островной Арктики, также остается актуальной. При распространении вертикально поляризованной волны вдоль границы раздела сред наряду с вертикальной появляется горизонтальная продольная составляющая поля, что дает возможность использования для радиосвязи поверхностной волной горизонтальных антенн. В случае двух полупространств справедливы граничные условия Щукина–Леонтовича, согласно которым $E_{\text{г}} = E_{\text{в}} \big/ \sqrt{\varepsilon_{\text{к}}}$, где $E_{\text{г}}$ и $E_{\text{в}}$ – горизонтальная продольная и вертикальная составляющие вектора напряженности электрического по-

ля; $\varepsilon_К$ – комплексная диэлектрическая проницаемость. Однако в случае слоистой среды требуется запись уравнений Максвелла для первой среды (слоя) с учетом сторонних источников и для остальных сред, не имеющих источников. Получаемые сложные интегральные выражения малопригодны для инженерной практики.

Решение такого рода задач упрощается при использовании современных средств вычислительной техники, дающих возможность производить компьютерное моделирование распространения плоских электромагнитных волн вдоль границы раздела слоев. Такой подход позволяет ввести новый параметр – эффективную диэлектрическую проницаемость многослойной среды, вычисляемую по формуле

$$\varepsilon_{эфф} = \left(E_в / E_г\right)^2. \qquad (1)$$

Для расчета составляющих поля необходимо решить задачу анализа распространения ЭМВ в слоистых средах.

В настоящее время не существует методик, позволяющих рассчитывать эффективную диэлектрическую проницаемость. Для разработки такой методики воспользуемся одним из численных методов решения задач электродинамики – методом конечных разностей во временной области (КРВО) [3]. Метод КРВО представляет собой развертывающуюся во времени процедуру, в ходе которой реальные непрерывные волны имитируются дискретными числовыми аналогами, распространяющимися в пространстве и хранящимися в памяти ЭВМ.

В качестве объекта исследования выбрана модель трехслойной среды с параметрами $\varepsilon_1, \sigma_1; \varepsilon_2, \sigma_2; \varepsilon_3, \sigma_3$ (рис. 1). Второй слой имеет фиксированную толщину, первый и третий являются бесконечными полупространствами.

ε_1, σ_1	1 слой	
ε_2, σ_2	2 слой	h_2
ε_3, σ_3	3 слой	

Рис. 1. Физическая модель трехслойной среды

Данная модель реализована в пакете прикладных программ Matlab. Для этого в декартовой системе координат создается трехмерная расчетная область V (рис. 2), состоящая из элементарных ячеек КРВО, размеры которых δ вычисляются согласно условию Куранта–Фридрихса–Леви: $\delta = \Delta y = \Delta x = \Delta z = \Delta t \cdot \sqrt{3} \cdot c$, где c – скорость света в вакууме, Δt – величина временного шага.

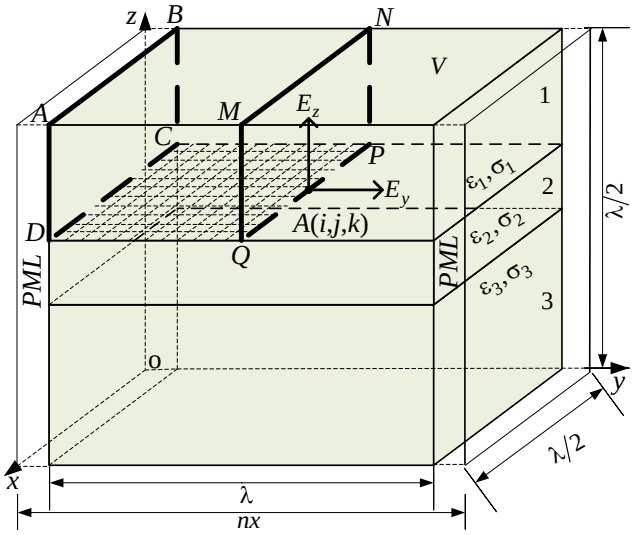


Рис. 2. Математическая модель плоской волны в трехслойной среде

Расчетная область окружается поглощающими слоями PML [4], которые имитируют область бесконечной протяженности с экспоненциальным убыванием амплитуды нормально падающей волны. Минимальная толщина поглощающего слоя составляет $\lambda/10$. Оптимальные размеры расчетной области получены экспериментально при использовании PML и составляют: ось ординат (ось, совпадающая с направлением распространения волны) – не менее одной длины волны λ, оси абсцисс и аппликат – вдвое меньше оси ординат. В узлах ячеек расчетной

области с номерами *i, j, k*, соответствующими осям координат *x, y, z*, задаются различные параметры моделируемых сред, количество которых может быть произвольным. Рассмотрим случай трехслойной среды.

В качестве модели возбуждения используется следующая схема: плоскость ABCD (рис. 2) возбуждается вертикальной составляющей вектора напряженности электрического поля E_z (рис. 2). Параметрами модели возбуждения являются:

f – частота;

U_0 – амплитуда гармонического сигнала;

N_{step} – число временных шагов в периоде колебания;

$N_{\sin}$ – число синусоид за время наблюдения;

$\max(T_{step}) = N_{step} \cdot N_{\sin}$ – максимальное число временных шагов;

$f_Д = f \cdot N_{step}$ – частота дискретизации сигнала;

$\Delta t = 1/f_д$ – величина временного шага.

Число синусоид за время воздействия $N_{\sin}$ определяется в зависимости от времени, необходимого для достижения установившегося режима, означающего синусоидальную повторяемость всех полей дискретизируемой области. Число временных шагов в периоде колебания N_{step} выбирается исходя из заданной точности и устойчивости алгоритма. При $N_{step} = 300$ и $N_{\sin} = 50$ требуемый задержанный импульсный отклик сформирован (переходные процессы закончены), шаг дискретизации составляет $d = \lambda/170$, что обеспечивает погрешность в десятые доли процентов [3].

Синусоидальный источник возбуждения описывается следующим выражением:

$$U = U_0 \sin(2\pi f n \Delta t), \qquad (2)$$

где n – номер временного шага, f – частота.

Так как метод КРВО использует значения векторов поля $\bar{E}$ и $\bar{H}$, то напряжение задается через напряженность электрического поля:

$$U = -E_z^n((BC):(AD),(PML),(CD):(AB)), \qquad (3)$$

где E_z^n – составляющая вектора напряженности электрического поля; *BC, AD, CD, AB* – ребра плоскости *ABCD*. Данным выражением описывается плоскость *ABCD*, возбуждаемая вертикальной составляющей поля E_z.

В нулевой момент времени значения векторов поля $\bar{E}$ и $\bar{H}$ в пределах области численной дискретизации равны нулю. Определенным точкам пространства задается функция возбуждения. Этим обеспечивается дискретное представление непрерывного электромагнитного поля в возбуждаемой плоскости *ABCD* на каждом временном шаге. Уравнения Максвелла записываются в конечноразностной форме [3]. Сначала вычисляются значения магнитных составляющих электромагнитного поля (ЭМП) $\left(H_x, H_y, H_z\right)$ на временном отсчете $n = n + 0{,}5$ во всей расчетной области. Далее методом КРВО вычисляются значения электрических составляющих ЭМП $\left(E_x, E_y, E_z\right)$ во всей расчетной области на временном шаге $n = n + 1$ с использованием обновленных значений H_x, H_y, H_z. Данный алгоритм позволяет сформированной плоской волне распространяться вдоль оси ординат.

В течение всего времени наблюдения на каждом временном шаге производится запись вертикальных и продольных составляющих поля в узле *A* (рис. 2), который является серединой расчетной области и лежит в плоскости, являющейся границей раздела первой и второй сред. Для расчета эффективной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_{эфф}$ воспользуемся графиками, представленными на рис. 3, и определим амплитудные значения вертикальной и продольной составляющих поля. Значение $E_{z\max}$ соответствует амплитудному значению вертикальной составляющей поля в узле *A* в момент времени T_1. Значение $E_{y\max}$ соответствует амплитудному значению продольной составляющей поля в узле *A* в момент времени T_2. Разность фаз ϕ и эффективная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_{эфф}$ определяются следующими выражениями:

$$\varphi = 2 \cdot \pi/(T_1 - T_2), \qquad (3)$$

$$\varepsilon_{эфф} = \left(\left(E_{z\max}/E_{y\max}\right) \cdot e^{j\varphi}\right)^2. \qquad (4)$$

При использовании данной методики была рассчитана эффективная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_{эфф}$ трехслойной среды, параметры которой соответствуют физико-географическим

условиям островной Арктики в зимний период. Параметры первого слоя – $\varepsilon_1 = 1;\ \mu_1 = 1;\ \sigma_1 = 0$ См/м (свободное пространство), параметры второго слоя – $\varepsilon_2 = 1,2;\ \mu_1 = 1;\ \sigma_1 = 10^{-6}$ См/м (снежный покров), параметры третьего слоя – $\varepsilon_1 = 4,2;\ \mu_1 = 1;\ \sigma_1 = 10^{-4}$ См/м (мерзлый грунт). Толщина второго слоя h = 1м, первый и третий слои являются бесконечными полупространствами за счет использования поглощающих граничных условий (PML). Расчеты проводились для диапазонов 2–5 МГц и 30–80 МГц. Полученные результаты представлены на графиках (рис. 4).

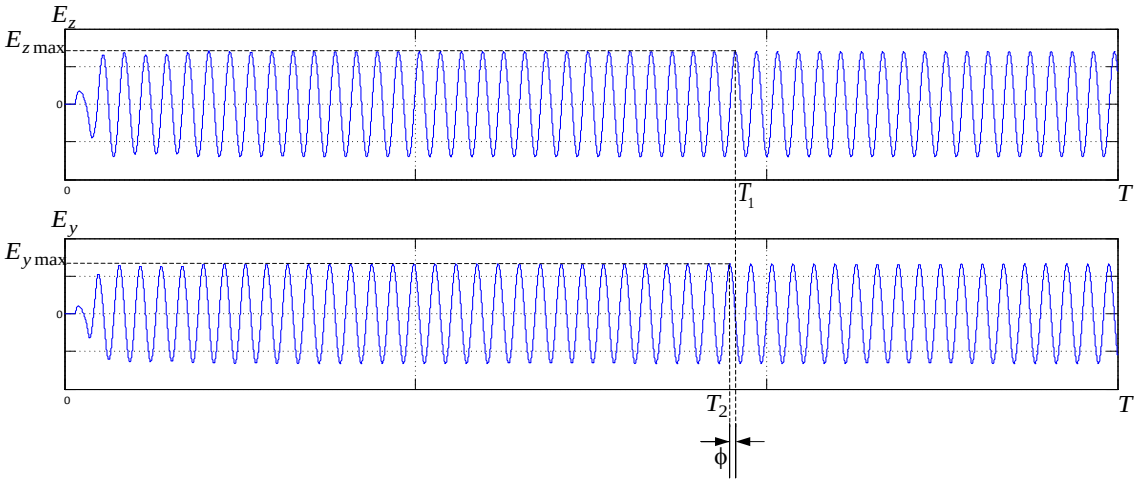
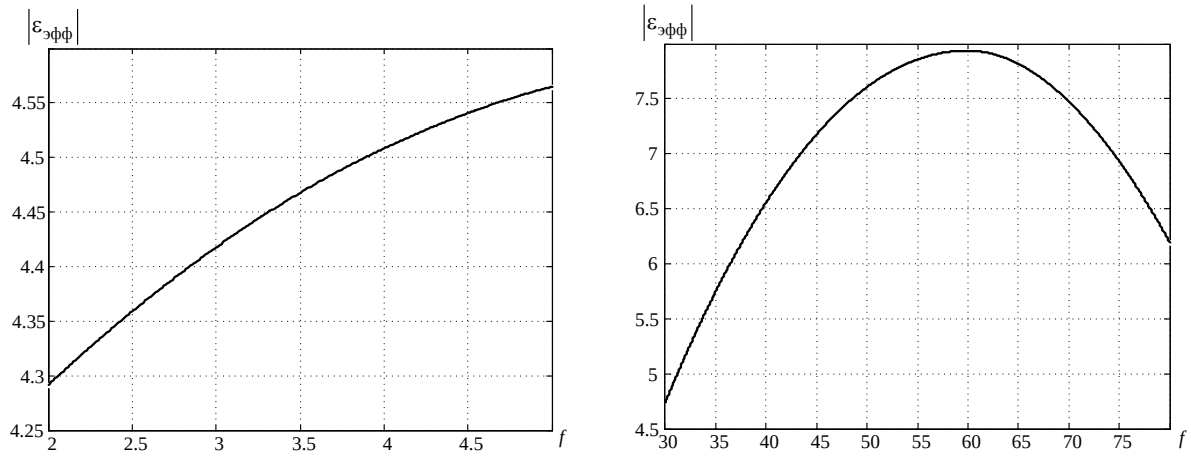


Рис. 3. Графики зависимости значений составляющих ЭМП от времени



а) б)

Рис. 4. Графики зависимости модуля эффективной диэлектрической проницаемости от частоты

В обоих рассмотренных диапазонах частот прослеживается зависимость значений эффективной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_{эфф}$ от частоты f. На рис. 4 а видно плавное незначительное увеличение $\varepsilon_{эфф}$; в диапазоне частот от 30 до 80 МГц (рис. 4 б) $\varepsilon_{эфф}$, увеличиваясь, достигает пика при f = 60 МГц, после чего уменьшается.

Разработанная методика позволяет производить энергетический расчет радиолиний по поверхностной волне, включая слоистые среды, а также решать задачу дифракции на неоднородностях рельефа, имеющего слоистую структуру.

Литература

1.*Николаев В.И., Сосунов Б.В., Леонюк А.С.* Анализ арктической подстилающей поверхности. Предложения по использованию безмачтовых антенн // Теория и техника радиосвязи. 2016. № 1. С. 91–95.

2. *Леонюк А.С.* Коэффициент усиления антенны, размещенной в слоистой среде, при радиосвязи ионосферной волной // Сборник трудов 71-й Всероссийской научно-технической конференции, посвященной Дню радио. СПб.: СПБНТОРЭС, 2016.

3. *Yee K.S.* Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell' equations in isotropic media // IEEE Trans. Antenna's Propagate. May 1966. Vol. AP-14. Pp. 302–307.

4. *Berenger P.* A perfectly matched layer for the absorption of electro-magnetic edtools waves // J. Comput. Phys. 1994. Vol. 114. Pp. 185–200.

Статья поступила в редакцию 2 июня 2016 года

УДК 338.45

ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ПОТЕНЦИАЛА АО «КОНЦЕРН «СОЗВЕЗДИЕ» НА ОСНОВЕ ПРОЕКТОВ ДВОЙНОГО ПРИМЕНЕНИЯ

Е.И. Макаров, д.э.н., профессор, экономист по планированию, АО «ВЦКБ «Полюс»
В.Н. Поветко, д.т.н., профессор, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: office@sozvezdie.su
Т.И. Овчинникова, д.э.н., профессор, Воронежский государственный университет инженерных технологий

В условиях уменьшения военного рынка радиоэлектроники и ужесточения конкуренции поступательное развитие профильных предприятий оборонно-промышленного комплекса страны требует не только повышения качества продукции, но и доведения объемов выполняемых работ по спецтехнике, экспортоориентированной и народнохозяйственной продукции до оптимального соотношения.

Одним из перспективных направлений повышения конкурентоспособности продукции Концерна «Созвездие» является реализация предусмотренных в Программе инновационного развития проектов в рамках его шести технологических платформ.

В интересах разработки и производства конкурентоспособной продукции военного назначения предлагается использовать научно-технический задел, созданный в рамках этих технологических платформ Концерна на основе проектов двойного применения.

В статье выявлены технологические платформы, на которых разрабатываются и внедряются новые проекты двойного применения, проанализированы прорывные технологии, способствующие повышению конкурентоспособности продукции и увеличению доли рынка Концерна.

Ключевые слова: *оборонно-промышленный потенциал, проекты двойного применения, конкурентоспособность, импортозамещение.*

THE POSIBILITIES FOR DEVELOPING THE SCIENTIFIC AND TECHNOLOGICAL POTENTIAL OF JSC «CONCERN «SOZVEZDIE» BASED ON DUAL-USE PROJECTS

E.I. Makarov, Doctor of Science Economics, Professor, Planning economist, JSC «Voronezh Central Design Office «Polus»
V.N. Povetko, Doctor of Engineering Sciences, Professor, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: office@sozvezdie.su
T.I. Ovchinnikova, Doctor of Science Economics, Professor, Voronezh State University of Engineering Technologies

Amid defense radio electronics market decrease and intensification of competition, the progressive advance of specialized industries of the defense-industrial complex requires not only to improve the product quality but also to optimize the volume of work performed for special-purpose equipment, export-oriented and economic products.

One of the most promising directions of competitive growth of the products developed by «Concern «Sozvezdie» is an implementation of the projects specified in the Program of Innovative Development using its six technology platforms.

For the development and production of rival military products we suggest using the technological groundwork laid as part of these six technological platforms of the Concern based on dual-use projects.

In this paper, we consider the projects used for the development and introduction of new dual-use projects and analyze breakthrough technologies that are used to recover the product competitiveness and enable JSC «Concern «Sozvezdie» to grow its market share.

Keywords: *defense-industrial potential, dual-use projects, competitiveness, import substitution.*

АО «Концерн «Созвездие» (далее – Концерн) входит в десятку ведущих компаний оборонно-промышленного комплекса страны. Обусловлено это диверсификацией направлений деятельности Концерна по технике военного назначения (спецтехнике). По ряду направлений продукция Концерна вполне конкурентоспособна. Вместе с тем в современных условиях устойчивое развитие направлений Концерна требует увеличения объемов выполняемых работ по спецтехнике, экспортоориентированной и народнохозяйственной продукции до соотношения 40% : 30% : 30%. Эта насущная необходимость осознавалась менеджментом еще в 2010 году, когда военный рынок радиоэлектроники неуклонно начал снижаться, что было связано с сокращением численности армии. Предприятиям, выпускающим радиоэлектронную продукцию, стало «тесно» на рынке военной электроники, многие из них были «вытеснены» с рынка. Поэтому в разработанной в 2011 году Программе инновационного развития Концерна [1]

 ISSN 1995-7009

предусматривалось увеличение доли НИОКР, в том числе в интересах выпуска народнохозяйственной продукции. Однако за прошедшие 5 лет показатели деятельности Концерна в этой части существенно не изменились. Вместе с тем актуальность проблемы сохранилась. Так, недавно президент поставил задачу по существенному снижению объемов Гособоронзаказа на 2016–2017 годы. Как следствие, под сокращение могут попасть и заказы на некоторую не вполне конкурентоспособную в настоящее время продукцию Концерна. Ее конкурентоспособность была бы выше в случае реализации предусмотренных в Программе инновационного развития проектов в рамках 6 технологических платформ Концерна[1].

Таблица

Технологические платформы как инструмент внедрения инновационных проектов в АО «Концерн «Созвездие»
Платформа №1 – автоматизированное сетецентрическое управление в глобальной конфликтной среде. Платформа №2 – когнитивные высокопроизводительные телекоммуникационные системы радиосвязи ДКМВ и МВ по технологии SDR-радио. Платформа №3 – построение систем широкополосного доступа IV и V поколений. Платформа №4 – обеспечение информационной безопасности и технологической независимости при построении инфокоммуникационных систем. Платформа №5 – интеллектуализация процессов радиоэлектронного мониторинга и противодействия, в том числе при проведении антитеррористических операций. Платформа №6 – энергосберегающие технологии и автономные возобновляемые энергоисточники широкого спектра применения.

В этом случае в интересах разработки и производства конкурентоспособной продукции военного назначения мог бы быть использован научно-технический задел, созданный в рамках этих технологических платформ Концерна. Однако по ряду причин их деятельность оказалась неэффективной.

Целью настоящей статьи является анализ возможностей реализации проектов АО «Концерн «Созвездие» на основе техники двойного применения в современных условиях с целью упрочнения его позиций на рынке высокотехнологичной продукции.

[1] Не путать с технологическими платформами, список которых утвержден Правительством РФ. Технологические платформы в определении Комиссии по модернизации и технологическому развитию экономики РФ – это коммуникационный инструмент, направленный на «активизацию усилий по созданию перспективных коммерческих технологий, новых продуктов (услуг), на привлечение дополнительных ресурсов для проведения исследований и разработок на основе участия всех заинтересованных сторон (бизнеса, науки, государства, гражданского общества), совершенствование нормативно-правовой базы в области научно-технологического, инновационного развития».

Основная часть

Считаем, что решение проблемы развития технологий двойного применения лежит в рациональном стратегическом планировании, которое отвечает на вопрос «что делать?». Существует ряд субъективных и объективных причин, объясняющих неспособность предприятий Концерна выпускать конкурентоспособную народнохозяйственную продукцию. Это и слабая научно-техническая отработка, и низкое качество производимой продукции, и, как следствие, ее низкая рентабельность, плохой маркетинг рынка, отсутствие необходимой государственной поддержки отечественного производителя в выпуске народнохозяйственной продукции и др., однако корневая причина кроется в сложившейся политической и экономической ситуации. Нестабильное развитие экономики страны в последние 25 лет (скачкообразный переход с плановой экономики на рыночные отношения) повлияло на то, что промышленная политика Российской Федерации «пропустила» в своем развитии пятый экономический уклад (по Кондра-

тьеву[2]) [2]. Вследствие этого сегодняшний технологический уровень не позволяет выпускать конкурентоспособную продукцию. С учетом этой причины руководством страны была поставлена задача – переход на инновационную экономику, сочетающую в себе элементы пятого и шестого укладов.

В 2009 году указом президента создана Комиссия по модернизации и технологическому развитию экономики РФ (далее – Комиссия), главнейшей задачей которой является перевод экономики России на инновационный путь развития по 5 важнейшим направлениям:

– первое – внедрение новых энергоэффективных технологий, в том числе экологически чистых возобновляемых источников энергии;

– второе – информационные технологии, включая суперкомпьютеры и программное обеспечение, и их внедрение во все отрасли народного хозяйства;

– третье – телекоммуникационные технологии, включая технологии мобильного широкополосного доступа к сети Internet;

– четвертое – ядерные технологии, в том числе используемые в энергетике, медицине, космической сфере и др.

– пятое – медицинские технологии, включая создание нового оборудования и лекарственных средств.

Упомянутые выше технологические платформы Концерна соответствуют первым трем важнейшим направлениям технологического развития экономики РФ.

В настоящее время (с апреля 2014 г.) поэтапно реализуется государственная программа «Социально-экономическое развитие Арктической зоны России». В интересах этой программы Концерном разработаны предложения более чем по 20 конкретным проектам по приоритетным направлениям его деятельности. Они в той или иной мере отражают все 6 указанных выше технологических платформ Концерна и в настоящее время находятся на рассмотрении в рабочей группе экспертов.

Среди этих проектов:

– разработка комплекса технических средств когнитивной программно-определяемой системы сбора и передачи информации на основе разветвленных сетевых структур для применения в Арктической зоне России;

– разработка комплекса адаптивных программно-определяемых средств радиосвязи различных диапазонов излучений для организации единого информационного пространства в труднодоступных районах Арктической зоны России;

– разработка систем комплексной безопасности арктического применения на основе интеллектуальных сенсорных радиосетей и технологий межмашинного взаимодействия и другие проекты.

Необходимо отметить, что эти проекты Концерна могут быть востребованы не только в рамках государственной программы «Социально-экономическое развитие Арктической зоны России». Особенности нашей страны состоят в том, что ее территория больше, чем, например, территория США, в 2 раза, а население в 2 раза меньше. То есть средняя плотность населения меньше в 4 раза. В этих условиях создание систем широкополосного беспроводного доступа, в том числе в сети Internet, как это предусмотрено утвержденной В.В. Путиным 7.02.2008 «Стратегией развития информационного общества в Российской Федерации», требует особых технических решений. Эти решения могут быть предложены Концерном на основе научно-технического задела, созданного в ходе выполнения Гособоронзаказа.

Необходимо отметить также то обстоятельство, что к современным телекоммуникационным системам предъявляется комплекс противоречивых требований. Учитывая протяженность страны и недостаточно развитую инфраструктуру оптоволоконных каналов, для нас актуальны технологии дальней радиосвязи. Концерн имеет такие технологии. Причем их внедрение открывает новые возможности построения когнитивных радиотелекоммуникационных систем с недостижимыми ранее вероятностно-временными характеристиками. Для того, чтобы их достичь, потребовалась разработка принципиально новых сигнально-кодовых конструкций, наилучшим образом согласованных с особенностями ионосферного канала распространения радиоволн в виде многолучевости, допплеровского размытия

[2] Российский экономист Н.Д. Кондратьев (1892–1938) ввел понятие длинных (≈ 50 лет) экономических циклов (укладов). Четвертый уклад – это индустриализация: металлургия, машиностроение, химия, самолето- и ракетостроение, ядерная энергетика – пришелся на 10–60-е годы XX столетия и был успешно выполнен. Пятый уклад (1965–2015) – высокие технологии: информатика, радио- и микроэлектроника, телекоммуникации и интернет. В шестом укладе предполагается бурное развитие био- и нанотехнологий, ядерных технологий, инфокоммуникационных технологий, медицины, экологически чистых энергоносителей, технологий новых материалов и др.

и смещения, быстрых и медленных замираний, магнитно-ионного расщепления и др. Сочетание новых сигнально-кодовых конструкций с быстрой частотной адаптацией и параллельно-разнесенным приемом позволило реализовать связь без мертвых зон, по аналогии с зарубежной технологией NVIS (Near Vertical Incidence Skywave), решив тем самым одну из основных проблем связи в ДКМВ диапазоне. А внедрение гибридных сигнально-кодовых конструкций, аналогичных сигналам CHESS (Correlated Hopping Enhanced Spread Spectrum), позволило при мощности 10 Вт обеспечить круглосуточный обмен телеграфной и файловой информацией на дальность от 0 до 600 км с вероятностью приема до уровня 0,99. На предлагаемых технологических решениях возможно создание высоконадежной сети диапазона ДКМВ с распределенной многосвязной структурой и пакетной передачей информации в масштабах страны. Такая сеть может быть недорогой альтернативой спутниковым системам связи и может предоставлять телекоммуникационные услуги МЧС, региональным администрациям, силовым и транспортным ведомствам (включая РЖД) и др., при этом возможно создание ведомственных подсетей в рамках единой сети и шлюзов для обеспечения взаимодействия потребителей различной ведомственной принадлежности.

В Концерне активно работает научная школа, одним из направлений которой является интеллектуализация процессов радиоэлектронного мониторинга и противодействия, в том числе при проведении антитеррористических операций. Проекты по этому направлению имеют существенное значение для расширения номенклатуры продукции гражданского назначения. Обусловлено это тем, что современные информационные и радиоэлектронные технологии широко используются как в системах управления (государством, корпорацией, предприятием и т.д.), так и сторонами, конфликтующими (в широком смысле этого слова) с этими системами управления (террористы, конкурирующие предприятия, преступные группы и т.п.). Эти конфликтующие стороны используют современные информационные и радиоэлектронные технологии для несанкционированного доступа к конфиденциальной информации, самостоятельного сбора данных об объектах управления, а в случаях терроризма или действий преступных групп – управления силами и средствами, представляющими угрозу общественной безопасности.

Для вскрытия и предотвращения действий конфликтующей стороны необходимы системы в том числе радиоэлектронного мониторинга и противодействия, а для существенного повышения их эффективности – интеллектуализация. Под интеллектуализацией понимается разработка и внедрение технологий, обеспечивающих:

– совершенствование средств (сенсоров) и систем мониторинга для обнаружения, сбора и обработки разнородных данных об обстановке (о наличии и состоянии объектов и/или процессов, требующих противодействия);

– информационные технологии для основанного на знаниях автоматизированного анализа разнородных данных обстановки (распознавание образов, экспертные системы, искусственные нейронные сети и т.д.);

– технологии поддержки принятия решений по противодействию, основанные на знаниях;

– технологии автоматизированного формирования воздействий (в том числе программных и информационных) на объекты, требующие противодействия, включая применение роботов;

– технологии автоматизированного проектирования специального программного обеспечения, реализующего алгоритмы обнаружения, сбора и обработки разнородных данных об обстановке, автоматизированного анализа данных обстановки, их визуализации, поддержки принятия решений и формирования воздействий для различных операционных систем ЭВМ.

Таким образом, АО «Концерн «Созвездие» имеет возможности повышения своего научно-технического потенциала на основе проектов двойного применения. В этих проектах может быть использован научно-технический задел, созданный в ходе выполнения Гособоронзаказа и федеральных целевых программ. С другой стороны, реализация проектов двойного применения повысит качество продукции оборонного назначения.

Литература

1. Программа инновационного развития интегрированной структуры ОАО «Концерн «Созвездие». 2014 г. http://www.sozvezdie.su.

2. *Садовничий В.А., Акаев А.А., Коротаев А.В., Малков С.Ю.* Доминирование и прогнозирование мировой динамики. М.: ИСПИ РАН, 2012. 359 с.

Статья поступила в редакцию 2 июня 2016 года

УДК 338.335.424

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЭКОНОМИЧЕСКИХ ЗАТРАТ НА ПОДАВЛЕНИЕ СВЯЗИ В ТАКТИЧЕСКОМ ЗВЕНЕ

В.А. Маковий, д.т.н., с.н.с., начальник НТУ, e-mail: Makovij@mail.ru
В.И. Николаев, д.т.н., профессор, научный референт, e-mail: nikolaev@sozvezdie.su
В.Н. Поветко, д.т.н., профессор, в.н.с., e-mail: office@sozvezdie.su
АО «Концерн «Созвездие»

Предложена методика сравнительной оценки эффективности систем радиосвязи в условиях воздействия средств радиоэлектронного противодействия, основанная на стоимостном подходе. Сформулированы методы, вынуждающие противника увеличивать стоимость группировки сил и средств радиоэлектронной борьбы для достижения эффекта подавления.

Ключевые слова: *система радиосвязи, средства РЭБ, экономическая эффективность, программно-определяемые радиостанции.*

THE COMPARATIVE ESTIMATION OF COSTS FOR TACTICAL COMMUNICATION COUNTERMEASURES

V.A. Makoviy, Doctor of Engineering Sciences, Senior research fellow, Head of Scientific and Technical Directorate, e-mail: Makovij@mail.ru
V.I. Nikolaev, Doctor of Engineering Sciences, Professor, Scientific assistant, e-mail: nikolaev@sozvezdie.su
V.N. Povetko, Doctor of Engineering Sciences, Professor, Leading researcher, e-mail: office@sozvezdie.su
JSC «Concern «Sozvezdie»

The method for comparative evaluation of the efficiency of radio communication systems exposed to electronic countermeasures, based on the cost approach, is presented. The methods of forcing the enemy to increase the cost of EW forces alignment in order to achieve the noise-reduction effect are formulated.

Keywords: *radio communication system, electronic countermeasures, cost efficiency, software-defined radios.*

Известен лозунг разработчиков средств РЭБ – максимальный ущерб минимальными средствами. Однако в условиях ведения современных боевых действий при постоянном совершенствовании систем и средств связи этот лозунг не всегда реализуем, особенно в условиях применения противоборствующей стороной программно-определяемого радио. От скорости и пропускной способности каналов радиосвязи зависит время реакции различных подсистем единой системы управления, без которой ведение боя с высокотехничным противником крайне затруднительно.

Вместе с тем опыт ведения локальных войн прошлых десятилетий указывает на эффективность применения средств РЭБ. При этом следует отметить, что совсем неподавляемых систем связи и управления не существует и, по-видимому, не может существовать, но поскольку априори системы РЭБ находятся в роли «догоняющих» по временным показателям, то при правильном выборе сигнально-кодовых конструкций в системах связи и управления последние будут находиться в более выигрышном положении [1].

В значительной степени на результат работы средств РЭБ также влияют свойства системы управления, в интересах которой работает система радиосвязи. Современная система управления должна обеспечивать управляемую деградацию своих возможностей в соответствии с уменьшением пропускной способности системы связи при воздействии средств РЭБ. Деградация должна быть управляемой. В первую очередь, должны отключаться или выполняться медленнее функции, менее приоритетные и не оказывающие решающего влияния на выполнение основной задачи. Как показывает практика, нижней границей пропускной способности системы радиосвязи, при которой ещё должно обеспечиваться функционирование системы управления, можно принять 1% от номинальной пропускной способности системы, или должна быть определена минимальная пропускная способность ра-

 ISSN 1995-7009

диоканала, при которой возможно предоставление минимального набора услуг потребителям.

В настоящее время отсутствует единый критерий, руководствуясь которым, заказчики, разработчики и эксплуатирующая организация могут оценить степень защищённости системы радиосвязи от средств РЭБ. В качестве такого критерия авторы предлагают использовать относительную стоимость системы РЭП, уменьшающую интегральную пропускную способность системы радиосвязи на заранее заданную величину, например 50, 90 и 99%. Например, если средство РЭБ стоимостью Б при воздействии на систему радиосвязи стоимостью А уменьшает его пропускную способность на 90%, то степень защищённости системы определим как $З_{90\%}$:

$$З_{90\%} = Б/А. \quad (1)$$

Рассмотрим процесс подавления простейшей системы радиосвязи из N радиолиний типа точка–точка, работающих на различных несовпадающих частотах, при помощи прицельной помехи, согласованной по спектру с полосой информационного канала. Большинство существующих каналов радиосвязи обеспечивают передачу информации, как речевой, так и телекодовой, при коэффициенте ошибок в канале не более 5%. Оптимальная по критерию максимального количества одновременно подавляемых радиолиний стратегия средств РЭБ в этих условиях – последовательно по времени ставить кратковременные помехи на частотах разведанных радиолиний. Длительность цикла постановки должна быть значительно меньше длительности информационного пакета (кодового блока) для того, чтобы ни один кодовый блок (пакет) не избежал воздействия подавляющего сигнала. Примем, что для гарантированного прекращения радиообмена вероятность ошибки в подавляемых радиолиниях должна составлять 10%. Также примем, что мощность постановщика помех достаточна для подавления любой из разведанных радиолиний ТЗУ. При этих условиях один достаточно мощный постановщик помех будет способен подавить до 10 радиолиний точка–точка, входящих в состав системы радиосвязи. Соответствующая диаграмма работы постановщика помех приведена на рис. 1.

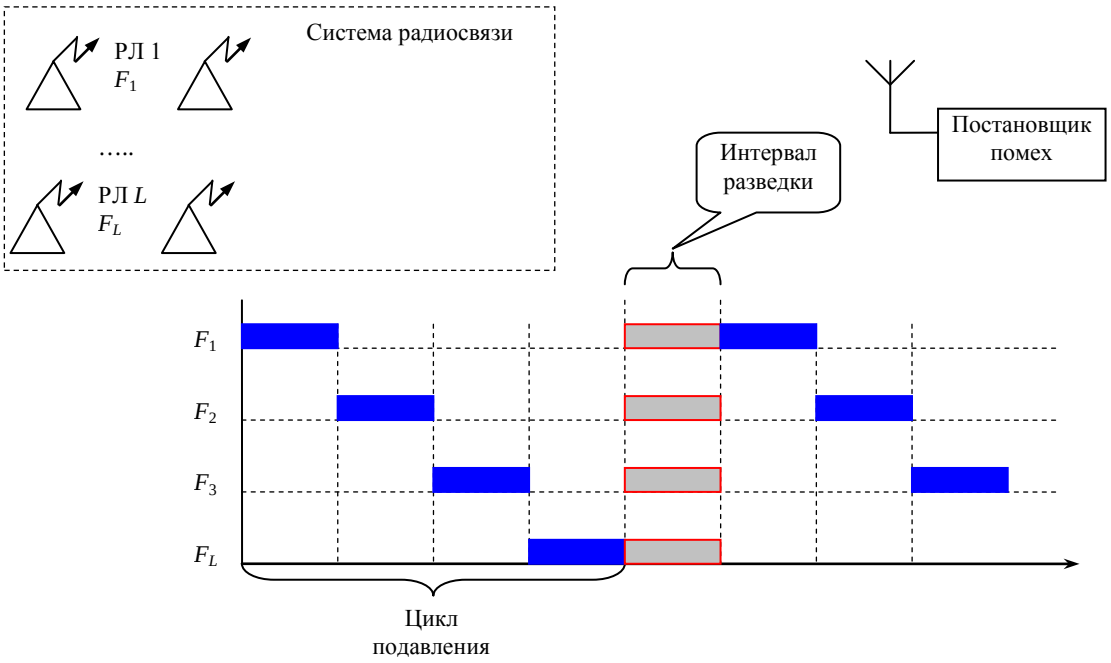


Рис. 1. Подавление группы неадаптивных радиолиний прицельной помехой

На рис. 1 показан интервал первичной разведки/доразведки подавляемых радиолиний. Примем, что длительность этого интервала с учётом параллельного анализа электромагнитной обстановки равна длительности одного интервала подавления. Стоимости такой системы радиосвязи $Ц_{рс\text{-}н}$ и системы РЭБ $Ц_{рэб\text{-}н}$ примем как начальные. Соответственно, начальная степень защищённости системы

$$З_{90\%} = Ц_{рэб\text{-}н}/ Ц_{рс\text{-}н}. \quad (2)$$

Существующие системы радиосвязи для противодействия средствам РЭБ используют технологию псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ) [1]. В современных системах связи скорость прыжков по частоте такова, что исключает постановку помех во время передачи на конкретной частоте появления [2]. Для подавления такой радиолинии с количеством частот k, используемых для передачи, постановщик помех вынужден устанавливать непрерывную во времени помеху не менее чем на $N_{\text{ппрч}} = \lfloor 0.1 * k + 1 \rfloor$ используемых радиолинией частот. Например, при 256 частотах необходимо подавить не менее 26 частот. Соответственно, в 26 раз по сравнению с системой радиосвязи без ППРЧ увеличивается необходимая мощность постановщика помех или количество постановщиков помех. С энергетической точки зрения выигрыш от применения ППРЧ пропорционален увеличению количества используемых частот. Для реализации этого выигрыша необходимо избегать коллективного использования одних и тех же частот в режиме ППРЧ разными радиолиниями.

Предположим, что цена системы РЭП пропорциональна количеству постановщиков помех. Тогда для системы радиосвязи с ППРЧ по k частотам степень защищённости может быть найдена по формуле

$$З_{90\%\text{ППРЧ}} = \frac{Ц_{\text{рэб-н}} * \lfloor 0.1 * k + 1 \rfloor}{Ц_{\text{рс-н}}}. \qquad (3)$$

Из формулы (3) следует, что стоимость подавления системы радиосвязи с ППРЧ больше, чем системы радиосвязи без ППРЧ, и пропорциональна количеству частот, используемых в процессе работы.

Режим ППРЧ позволяет увеличить стоимость подавления системы радиосвязи (3) или одиночной радиолинии. В силу этого он получил широкое распространение в существующих системах связи. Однако при рассмотрении конфликта между системой радиосвязи как единым объектом и средствами РЭБ возможны и другие решения.

Все возможные методы увеличения стоимости подавления системы радиосвязи можно разделить на две основные категории: пассивные и активные.

Пассивные методы увеличения стоимости подавления не используют излучение сигналов с целью воздействия на противостоящую систему РЭБ при помощи специализированных передающих радиосредств. Они реализуются в рамках существующих радиосредств. Основные пассивные методы увеличения стоимости подавления функционально можно разделить на следующие группы:

– уменьшение вероятности обнаружения факта радиосвязи;

– обеспечение устойчивости каналов радиосвязи к навязыванию информации;

– предотвращение идентификации радиосети и радионаправления;

– уменьшение влияния средств РЭБ обеспечением пространственной избирательности приёмников;

– определение координат источников помех, передача их другим средствам противодействия или в службу радиоконтроля;

– быстрая адаптация к изменяющейся электромагнитной обстановке путём применения протоколов передачи данных с большим диапазоном адаптации.

Активные методы увеличения стоимости подавления основаны на специализированных радиосредствах, осуществляющих излучение радиосигналов, препятствующих работе средств РЭБ или уменьшающих последствия работы РЭБ. Эти радиосредства должны входить в состав системы радиосвязи. Увеличение стоимости системы радиосвязи при этом сопровождается опережающим увеличением стоимости средств подавления. Активные методы радиопротиводействия функционально можно разделить на следующие группы:

– формирование ложных целей для средств РЭБ при помощи радиосредств-имитаторов;

– принуждение средств РЭБ к постановке заградительных помех на весь используемый частотный диапазон;

– синхронизация в рамках системы радиосвязи частот и видов сигналов информационных и ложных каналов;

– обеспечение независимости от спутниковых систем навигации и единого времени;

– постановка помех средствам разведки противника;

– имитационный (выравнивающий) трафик, скрывающий факт активизации обмена между абонентами системы радиосвязи.

В отдельную группу стоит отнести методы, основанные на противодействии выявленным источникам помех другими (не радиотехническими) методами. В качестве примеров методов, относящихся к этой группе, могут служить:

– огневое подавление средств РЭБ;

– демонстративная (провокационная) активность системы радиосвязи с вскрытием сил и средств противостоящей группировки РЭБ;

– выявление диапазонов частот, на которых воздействие средств РЭБ при текущей топологической конфигурации системы радиосвязи минимально или в которых средства РЭБ не представлены, и перевод действующих информационных каналов в эти диапазоны частот.

Рассмотрим подробнее возможные реализации некоторых из методов.

Уменьшение вероятности обнаружения факта радиосвязи достигается при помощи применения сигналов с расширением спектра [3]. При большой базе этих сигналов возможно осуществлять приём при многочисленных помехах в полосе сигнала. В то же время, не зная конкретную форму последовательности, расширяющей спектр, осуществить приём невозможно. Для дальнейшего увеличения скрытности каналов с расширением спектра может применяться автоматическая регулировка мощности передатчика в широких пределах (до 40 дБ). Такая радиолиния при передаче информации будет использовать минимально необходимую мощность излучения. Недостаток подобных радиолиний – сравнительно низкая удельная скорость передачи, менее 10^{-3} бит/с/Гц.

Предотвращение идентификации радиосети и радионаправления может обеспечиваться применением в качестве адресного признака коротких повторяющихся в рамках системы связи адресов. Полный адрес, известный корреспонденту-получателю и корреспонденту-отправителю, в этом случае образуется из короткого адреса и пары время/частота. Не зная принятые в радиолинии (радиосети) допустимые значения пар время/частота, по короткому адресу идентифицировать радиолинию затруднительно.

Быстрая адаптация к изменяющейся электромагнитной обстановке путём применения протоколов передачи данных с большим диапазоном адаптации позволяет вести энергетическую борьбу после постановки широкополосной заградительной помехи.

Формирование ложных целей для средств РЭБ при помощи радиосредств-имитаторов должно осуществляться при помощи источников радиоизлучений, выполненных в виде отдельно размещаемых радиоэлектронных устройств. Такие устройства могут быть полностью автономными или адаптивным (управляемыми). Радиосредства-имитаторы должны создавать у средств радиоразведки достоверное изображение работающей в радиосети или радионаправлении радиостанции и не иметь отличительных признаков. При разработке таких устройств целевой функцией является обеспечение низкой стоимости производства. Вариант структурной схемы радиосредства-имитатора представлен на рис. 2.

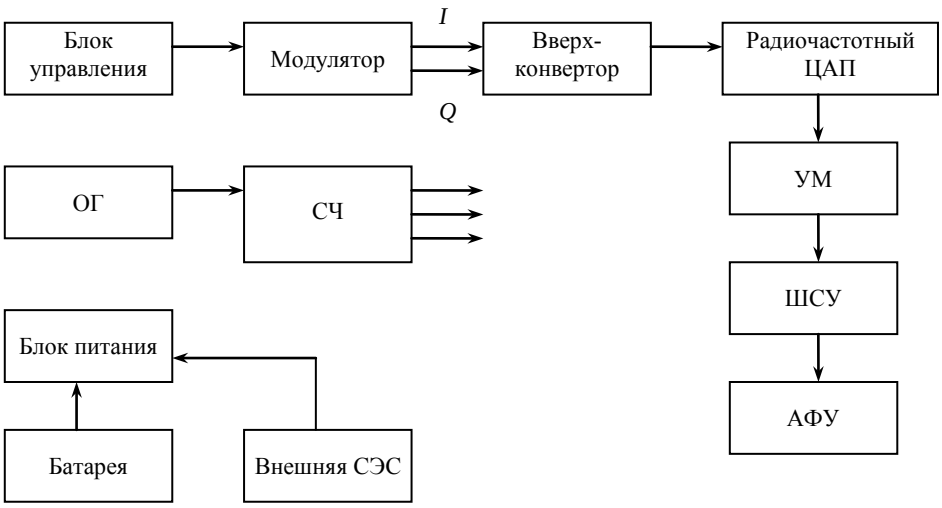


Рис. 2. Структурная схема радиосредства-имитатора диапазона 1,5–2500 МГц

Формируемый блоком управления информационный сигнал в модуляторе преобразуется в квадратурные отсчёты радиочастотного колебания, которые поступают на вход вверх-конвертора. С выхода вверх-конвертора отсчёты сигнала на радиочастоте поступают на радиочастотный ЦАП. Аналоговый сигнал с его выхода усиливается в усилителе мощности (УМ) и по-

ступает на вход широкополосного согласующего устройства (ШСУ). К выходу ШСУ подключается широкополосное антенно-фидерное устройство (АФУ), излучающее в необходимом диапазоне частот. В качестве источников опорного колебания должен использоваться недорогой опорный генератор на одну из стандартных частот. Далее необходимые частоты получают в неперестраиваемом синтезаторе частот СЧ. Блок питания обеспечивает возможность работы от внешней батареи и от внешней системы электрического снабжения СЭС.

Уменьшение стоимости радиосредства-имитатора по сравнению с полноценной радиостанцией системы радиосвязи обеспечивается за счёт следующих отличий:

1. Отсутствует приёмная часть.

2. Вместо связки высококачественных опорных генераторов с заказными частотами используется недорогой генератор с получением необходимого набора частот стандартными микросхемами ФАП.

3. Используется прямой синтез радиосигналов на частотах до 2500 МГц, вследствие чего в передающем тракте отсутствуют синтезаторы частоты, смесители и фильтры.

4. В передающем тракте отсутствует постселектор для обеспечения низкого уровня шумов при 10% отстройке по частоте.

5. Используется усилитель мощности с малой линейностью, реализуемый на недорогих отечественных транзисторах.

6. Отсутствует радиочастотный переключатель приём–передача.

7. Применяется радиочастотный ЦАП с малой разрядностью (10–12 бит) и, соответственно, более низкой стоимостью, чем в радиостанции.

8. Отсутствует передняя панель с графическим индикатором и клавиатурой – устройство программируется по интерфейсу типа Ethernet.

9. Отсутствуют устройства защиты информации и сопутствующие им производственные расходы.

10. В качестве батареи могут применяться стандартные недорогие аккумуляторы, например свинцово-кислотные.

По нашим оценкам, стоимость радиосредства-имитатора может составить около 30% от стоимости полноценной радиостанции такой же мощности. Увеличение стоимости системы радиосвязи в 2 раза позволит иметь в её составе 3 радиосредства-имитатора на каждую радиостанцию. При этом для достижения того же самого уровня подавления количество средств РЭБ необходимо увеличить в 4 раза. В соответствии с (2) получаем, что степень защищённости такой системы радиосвязи составит

$$4*Ц_{\text{рэб-н}}/\ 2*Ц_{\text{рс-н}} = 2*З_{90\%}. \qquad (4)$$

Данная величина в два раза превосходит степень защищённости исходной системы (2).

Влияние радиосредств-имитаторов на стоимость подавления базируется на следующих главных механизмах, в основе большинства которых – переключение воздействий противника с информационных каналов системы радиосвязи на ложные:

1. Затруднение идентификации ложных и боевых источников излучения. Достигается использованием существующих в реальной системе волновых форм, форматов пакетов, имитацией работы протоколов передачи данных различных типов с мнимым корреспондентом, являющимся для противника «скрытым терминалом» системы.

2. Перегрузка противодействующих средств РЭБ целями. Достигается имитацией работы нескольких корреспондентов системы на каждом радиосредстве-имитаторе. Уменьшает вероятность подавления реальных целей.

3. Перегрузка средств анализа сетевого трафика и средств дешифрования противника.

4. Перегрузка средств анализа перехваченных сообщений. Достигается рассылкой через радиосредства-имитаторы дезинформирующих сообщений, не отличимых противником от настоящих.

5. Предотвращение идентификации пунктов управления по территориальной концентрации радиосредств.

С энергетической точки зрения самой выгодной стратегией борьбы средств подавления и радиосвязи с позиции системы радиосвязи является вынуждение средств подавления перейти к постановке диапазонных заградительных помех. Действительно, при ширине полосы частот информационного канала ΔF_i и ширине диапазона частот заградительной помехи ΔF_n для подавления 10% информационных посылок стоимость системы РЭБ может быть найдена по модифицированному выражению (4):

$$З_{90\%ЗП} = \frac{Ц_{\text{рэб-н}}}{Ц_{\text{рс-н}}} \cdot \frac{0.1 \cdot \Delta F_n}{\Delta F_i}. \qquad (5)$$

Например, сведение дуэльного противодействия к постановке широкополосной помехи в диапазоне от 100 до 500 МГц при полосе информационного канала 25 кГц увеличит степень защищённости системы более чем в 1600 раз. Для достижения этой цели необходимо отказаться от ППРЧ по заранее задаваемому количеству частот и перейти к ППРЧ по непрерывному множеству частот (диапазонной ППРЧ).

Ещё одной особенностью современных систем радиосвязи является использование различного рода синхронных протоколов и процедур, требующих для своего наличия точного времени для всех радиостанций [4]. Существующие средства РЭБ, описания которых опубликованы в открытой печати, способны различными способами исключить использование спутниковых навигационных систем радиостанциями системы связи. Поэтому считаем полезным включить в состав системы радиосвязи специализированные радиосредства, позволяющие обеспечить независимость от спутниковых систем навигации и единого времени.

Рассмотренные в настоящей работе методика оценки стоимости подавления системы радиосвязи тактического звена управления и методы увеличения стоимости подавления позволяют по-новому оценить текущее состояние систем радиосвязи. При правильном построении система радиосвязи находится в более выигрышном положении, чем средства РЭБ, поскольку она обладает большей информацией о своем состоянии в любой момент времени. Придание новых системных свойств перспективным системам радиосвязи вызовет определённое увеличение сроков их разработки и потребует более детальной проработки многочисленных вопросов, однако российский военно-промышленный комплекс способен справиться с этой задачей [5]. Перспективные системы радиосвязи должны быть основаны на программно-аппаратных платформах отечественного производства. Программно-определяемые радиостанции, допускающие непрерывную плановую модернизацию путём обновления программного кода, позволяют в течение всего срока службы обеспечивать эффективность систем радиосвязи в условиях воздействия средств радиоэлектронного противодействия.

Выводы

Пассивные методы увеличения стоимости подавления должны по возможности внедряться в основные (информационные) радиостанции системы радиосвязи.

На стадии формирования технического задания на систему радиосвязи тактического звена управления экономически целесообразно включать в её состав выделенные радиосредства, предназначенные для увеличения стоимости подавления. Эти радиосредства активного противодействия не должны участвовать в процессе передачи полезной информации внутри системы. Их стоимость может быть в разы меньше, чем стоимость основных радиостанций системы.

В состав современных систем радиосвязи тактического звена управления целесообразно включать наземные функциональные аналоги спутников глобальных навигационных систем, а в состав аппаратных – автономные хранители единого времени, обеспечивающие поддержание синхронизма в системе связи на время отсутствия (подавления или искажения) сигналов глобальных спутниковых навигационных систем.

Внедрение предложенных и рассмотренных в настоящей работе методов позволяет значительно увеличить стоимость подавления систем радиосвязи.

Литература

1. *Белицкий А.М., Николаев В.И., Штефан В.И.* Радиотехнологии для критических приложений // Радиотехника. 2013. № 12. С. 39–43.

2. *Борисов В.И., Зинчук В.М.* Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход. 2-е изд., испр. М.: РадиоСофт, 2008. 260 с.

3. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Шестопалов В.И.* Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью / Под ред. В.И. Борисова. 2-е изд., перераб. и доп. М.: РадиоСофт, 2011. 550 с.

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

5. *Шатовкин Р.Р., Маковий В.А., Якименко В.С.* Основные этапы и проблемы конверсии российского военно-промышленного комплекса // Теория и техника радиосвязи. 2015. № 1. С. 78–82.

Статья поступила в редакцию 26 апреля 2016 года

УДК 001.89

ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ОБОРОННОГО ПРЕДПРИЯТИЯ С УЧЕБНЫМИ И НАУЧНЫМИ ОРГАНИЗАЦИЯМИ КАК ФУНКЦИЯ БИЗНЕСА

А.Н. Борисов, д.э.н., профессор, зав. кафедрой, Воронежский ГАСУ
Ю.Б. Нечаев, д.ф.-м.н., профессор, Воронежский ГУ, e-mail: nechaev_ub@mail.ru
В.И. Николаев, д.т.н., профессор, научный референт, АО «Концерн «Созвездие»

Рассмотрены вопросы взаимосвязи оборонного предприятия с вузами и научными организациями, показаны мероприятия научно-исследовательской и опытно-конструкторской деятельности Концерна совместно с научными и образовательными учреждениями; их количество и качество работ доказывает общественную значимость совместной деятельности.

Ключевые слова: *эффективность взаимодействия предприятия с вузами, организация взаимодействия с вузами, совершенствование механизмов взаимодействия с вузами.*

THE COOPERATION BETWEEN THE DEFENSE ENTERPRISE AND EDUCATIONAL AND SCIENTIFIC ORGANIZATIONS AS A BUSINESS FUNCTION

A.N. Borisov, Doctor of Science Economics, Professor, Head of Department, Voronezh State University of Architecture and Civil Engineering
Yu.B. Nechayev, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Voronezh State University, e-mail: nechaev_ub@mail.ru
V.I. Nikolaev, Doctor of Engineering Sciences, Professor**,** Scientific assistant, JSC «Concern «Sozvezdie»

The paper studies the matters of cooperation between the defense enterprise and scientific organizations as well as institutions of higher education and shows the research and development joint activities of JSC «Concern «Sozvezdie» with research and educational institutes, demonstrating the high social significance of such collaboration.

Keywords: *efficiency of collaboration between the enterprise and institutes of higher education, organization of collaboration with educational institutes, collaboration mechanism development*

Бизнес оборонного предприятия выступает как институт, которому свойственны рыночные и общественные тенденции, т.е. не только получение прибыли, но и социализация, включающие взаимодействие топ-менеджмента с вузами и научными учреждениями как целесообразными элементами общественной жизни.

Важная роль научных учреждений и вузов региона и страны в целом в инновационной деятельности Концерна отмечена в ряде исследований [1, 2] и отражена в Программе инновационного развития Концерна [3].

Мероприятия Программы инновационного развития Концерна на период до 2020 года в части развития кооперации с высшими учебными заведениями и научными организациями планируется осуществлять по следующим основным направлениям:

1. Подготовка специалистов для организаций Концерна.

2. Выполнение вузами и научными организациями поисковых научно-исследовательских работ и опытно-конструкторских работ по договорам с предприятиями Концерна.

3. Участие вузов и научных организаций в выполнении Концерном НИОКР по внешним заказам в качестве соисполнителей.

4. Привлечение вузов и научных организаций по заказам Концерна для проведения научно-технических или научно-технологических экспертиз предложений, поступающих от организаций производственной кооперации.

5. Активное использование научного потенциала вузов и научных организаций в части формирования баз данных и баз знаний по перспективным инновационным технологиям, новым продуктам, потенциальным рынкам производственных ресурсов и новым рыночным нишам в части разрабатываемой и производимой предприятиями Концерна продукции.

В интересах достижения целей взаимодействия Концерна с ведущими вузами и научными организациями, оперативной координации усилий, уточнения текущих и стратегических целей

 ISSN 1995-7009

и задач такого взаимодействия реализуются следующие мероприятия:

– выбор опорных вузов и определение предметных (научных, технологических) направлений и объемов проведения совместных исследовательских (конструкторских, технологических) работ;

– формирование совместно с вузами исследовательских программ, предусматривающих механизмы обмена научно-технической, IT и маркетинговой информацией, развитие совместных работ в сфере прогнозирования научно-технического развития, создание системы управления исследовательскими (конструкторскими, технологическими) работами в вузе с учетом перспективных потребностей компаний и отраслей промышленности;

– реализация согласованных с вузами программ повышения качества образования и подготовки кадров для работы в высокотехнологичных отраслях промышленности, предусматривающих участие компаний в совершенствовании учебных программ и планов, участие сотрудников компаний в преподавательской работе, развитие системы практик и стажировок студентов, аспирантов и научно-преподавательского состава вузов в компаниях, развитие системы непрерывного образования персонала компаний;

– формирование организационных механизмов взаимодействия с вузами, включая взаимное участие сотрудников компаний и организаций науки и высшего образования в коллегиальных органах управления и консультативных органах указанных организаций;

– включение представителей вузов как в составы научно-технических советов предприятий, входящих в состав Концерна, так и в состав научно-технического совета Концерна (головного предприятия). Концерном предусматривается также реализация мероприятий по включению его представителей в состав ученых советов вузов, что позволит более активно влиять на содержательную часть образовательной и научной деятельности вузов.

Взаимодействие с вузами осуществляется посредством следующих механизмов:

– заключение соглашений и договоров о сотрудничестве с вузами;

– взаимное пользование движимым и недвижимым имуществом вузов и организаций Концерна на безвозмездной основе;

– участие в придании ведущим инженерно-техническим вузам статуса национальных исследовательских университетов;

– участие в экспертизе проектов федеральных государственных стандартов высшего, среднего и начального профессионального образования;

– создание на базе организаций Концерна кафедр, осуществляющих учебный процесс (т.е. базовых кафедр);

– создание организациями Концерна на базе вузов научно-исследовательских лабораторий;

– создание в организациях Концерна совместно с вузами научно-технических лабораторий;

– содействие в проведении исследований и мониторинга рынка труда для определения потребности отрасли и смежных отраслей в квалифицированных кадрах, профессиональной ориентации студентов путем развития системы ознакомительной, производственной и преддипломной практики и трудоустройстве молодых специалистов.

Совместная работа с вузами по подготовке квалифицированных специалистов рассматривается на ближайшие годы как одно из стратегических направлений практической деятельности Концерна в целях обеспечения интеграции возможностей образования, науки и производства в интересах предприятий и организаций оборонно-промышленного комплекса.

Создается система дополнительной профессиональной подготовки кадров, переподготовки и повышения квалификации работников Концерна – это обусловлено стратегией создания в оборонно-промышленном комплексе системы многоуровневого непрерывного образования, включающей:

– профессиональную подготовку и обучение работников;

– дополнительную подготовку кадров и целевую контрактную подготовку молодых специалистов;

– подготовку квалифицированных рабочих кадров для организаций и предприятий.

АО «Концерн «Созвездие» уже имеет многолетний опыт взаимодействия с высшими учебными заведениями по следующим направлениям:

1. Участие ведущих ученых и специалистов АО «Концерн «Созвездие» в обучении студентов.

При АО «Концерн «Созвездие» созданы филиалы 11 кафедр различных вузов г. Воронежа и 1 филиал факультета:

– филиал кафедры «Техническая кибернетика и автоматическое регулирование» Воронежского государственного университета (ВГУ);

– филиал кафедры «Информационные системы» ВГУ;

– филиал кафедры «Математическое моделирование» ВГУ;

– филиал кафедры «Радиоэлектронные устройства и системы» Воронежского государственного технологического университета (ВГТУ);

– филиал кафедры «Системы информационной безопасности» ВГТУ;

– филиал кафедры «Полупроводниковая электроника» ВГТУ;

– филиал кафедры «Радиотехника» ВГТУ;

– филиал кафедры «Системы автоматизированного проектирования и информационные системы» ВГТУ;

– филиал кафедры «Конструирование и производство радиоаппаратуры» ВГТУ;

– филиал кафедры «Информационные системы» Воронежского института высоких технологий (ВИВТ);

– филиал кафедры «Бухучета, консалтинга и финансов» Воронежской государственной технологической академии (ВГТА);

– филиал кафедры «Информационные системы» Международного института компьютерных технологий (МИКТ).

В этих филиалах преподают ведущие ученые и специалисты АО «Концерн «Созвездие». Всего в филиалах в настоящее время обучается 530 студентов (3–5 курсы).

Ежегодно в АО «Концерн «Созвездие» проходят производственную практику не только студенты филиалов кафедр и факультетов, но и студенты других вузов г. Воронежа.

2. Привлечение студентов к НИОКР, выполняемым АО «Концерн «Созвездие» научным разработкам.

Студенты, обучающиеся на 4–5 курсах принимаются на работу в АО «Концерн «Созвездие» на 0,25–0,5 ставки. Они участвуют в выполнении плановых НИОКР. Кроме того, студенты выпускных курсов (преимущественно филиалов кафедр и факультетов) выполняют дипломные работы, тематика которых согласована с планами НИОКР АО «Концерн «Созвездие».

3. Целевая подготовка вузами специалистов для АО «Концерн «Созвездие».

В филиалах кафедр на целевой основе по договорам с АО «Концерн «Созвездие» обучается 40–60 человек ежегодно. 172 сотрудника АО «Концерн «Созвездие» проходят обучение в вузах по очно-заочной и заочной формам.

4. Участие вузов в подготовке для АО «Концерн «Созвездие» специалистов высшей квалификации.

В составе Совета по защите докторских и кандидатских диссертаций при АО «Концерн «Созвездие» по трем специальностям работает 6 докторов наук, представляющих вузы. Кроме того, Советы по защите докторских и кандидатских диссертаций сотрудников АО «Концерн «Созвездие» по специальностям, не входящим в компетенцию совета.

5. Участие вузов в НИОКР при создании высокотехнологичных производств по планам АО «Концерн «Созвездие».

Количество и финансирование инновационных проектов приведены в табл. 1.

Таблица 1

Показатели выполненных и планируемых мероприятий по сотрудничеству с вузами и научными организациями

Показатели взаимодействия	2011 г.	2012 г.	2013 г.	2015 г.	2020 г.
Количество инновационных проектов/совместно с вузами/совместно с научными организациями	68 8 5	72 9 6	77 10 9	85 15 12	95 25 15
Количество магистерских программ, реализуемых вузами по заказам компании	18	18	19	20	23
Объем финансирования целевой подготовки кадров в рамках магистерских программ вузов (тыс. руб.)	2650,0	2750,0	2850,0	3250,0	4000,0
Количество подготовленных вузами кадров в рамках магистерских программ, финансируемых компанией	53	57	59	65	70
Численность сотрудников, принимающих участие в подготовке кадров в вузах (ведущих преподавательскую деятельность в вузах)	32	34	36	38	40

Таблица 1 (продолжение)

Количество опорных вузов, закрепленных за ведущими предприятиями компании соответствующими соглашениями	10	11	12	13	15
Количество базовых кафедр компании в вузах	11	12	13	15	17

В настоящее время АО «Концерн «Созвездие» за счет собственных средств выполняет с вузами 7 НИР и по субсидии Минобрнауки 1 ОКР по созданию высокотехнологичного производства (с Государственным образовательным учреждением высшего профессионального образования Балтийский государственный технический университет «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова, объем финансирования проекта в 2011 году составляет 9,35 млн. руб.).

Выполняется 2 НИР с ВГУ общей стоимостью работ 1680 тыс. руб., 2 НИР с ВГТУ – 4400 тыс. руб., 1 НИР с Московским техническим университетом связи и информатики (МТУСИ) – 2400 тыс. руб., 1 НИР с Воронежским институтом высоких технологий (ВИВТ) – 500 тыс. руб., 1 НИР с Поволжской государственной академией телекоммуникаций и информатики (ПГАТИ) – 150 тыс. руб.

Вместе с тем решения Правительственной комиссии РФ по высоким технологиям и инновациям создали условия для дальнейшего повышения эффективности взаимодействия с высшими учебными заведениями (табл. 1). Все поступившие от вузов и научных организаций материалы представлены в Центр компетенции Концерна как исходные данные для реализации мероприятий Программы инновационного развития.

В результате предварительного анализа поступивших предложений экспертами Центра развития и Центров компетенции по основным направлениям АО «Концерн «Созвездие» выделены опорные вузы и предметные направления проведения совместных исследовательских (конструкторских, технологических) работ (поскольку термин «опорные» неоднозначен, то ниже под опорными понимаются вузы, взаимодействие с которыми возможно хотя бы по одному из направлений). Список вузов и направлений работ приведен в табл. 2.

Таблица 2

Список вузов и направлений работ

№ п/п	Вуз	Направления работ
1.	МФТИ	– информационные, телекоммуникационные технологии, суперкомпьютеры, прикладное математическое моделирование; – физика и технологии наноструктур, наносистем, наноматериалов и нанобиофизики; – физика и технологии приборов, систем и устройств на новых физических принципах; – интеллектуальные встроенные системы; – радиотехнические и микропроцессорные (интеллектуальные) средства и системы бортового (космического, воздушного и т.д.) и наземного базирования для передачи, сбора, хранения и обработки информации в целях мониторинга, поиска, обнаружения, навигации и других задач в составе управляемых беспилотных комплексов; – разработка алгоритмического обеспечения аппаратно-программных систем, проектирование «схем-на-кристалле», программируемых микроконтроллеров и их программного обеспечения для бортовых радиотехнических и информационных систем; – средства связи и телекоммуникаций, в том числе защищенные; – сетецентрические системы управления, связи и обработки информации; – моделирование и высокопроизводительная обработка данных; – стратегические компьютерные технологии и программное обеспечение; – космические технологии, связанные с телекоммуникациями; – энергоэффективность и энергосбережение; – распределенная радиолокация, пассивные распределенные системы.

Таблица 2 (продолжение)

2.	МАИ	– участие в создании (разработке) технологической платформы «Авиационные системы».
3.	БФУ им. И. Канта	– новые технологии обработки сигналов в системах спектроскопии, пеленгации и системах связи; – новые технологии обработки сигналов в системах локации.
4.	НовГУ им. Ярослава Мудрого	– разработка и производство аппаратуры формирования сигналов для РЛС различного назначения: • разработка и производство аппаратуры формирования помехозащищенных скрытых каналов связи; • разработка и производство универсальных устройств цифровой обработки сигналов.
5.	Воронежский ГТУ	– технологии автоматизированного сетецентрического управления в глобальной конфликтной среде; – интеллектуализация процессов управления комплексами и средствами радиоэлектронной борьбы с системами управления войсками; – технология отечественных беспроводных и мобильных систем связи 4 и 5 поколений; – разработка ультрабольших интегральных микросистем (чип-сетов) по методам «система-на-кристалле» и «система в корпусе» (3D сборка) с топологическими нормами 45–90 нм; – разработка аппаратуры контроля концентрации токсичных и взрывоопасных газов методами лазерной спектроскопии; – разработка аппаратуры лазерной связи.
6.	Иркутский ГТУ	– наноматериалы, нанотехнологии, лазерные технологии; – радиофизика, геомагнетизм и высокие слои атмосферы; – космические методы в геодезии и картографии; – возобновляемые источники энергии.
7.	РГГМУ	– методы учета метеорологических факторов в системах связи и управления.
8.	Тамбовский ГТУ	– радиотехнические системы и средства радиосвязи, радиоэлектронной борьбы, радиолокации и радионавигации нового поколения; – информационно-измерительные и управляющие системы различного назначения; – средства химической защиты, очистки и регенерации воздуха радиотехнических комплексов; – подготовка и переподготовка кадров для Тамбовского кластера Концерна.
9.	Тольяттинский ГУ	– технологии искусственного интеллекта для организационного управления; – интеллектуальные системы контроля и управления объектами; – энергосберегающие технологии и оборудование для их реализации; – компьютерные технологии проектирования.
10.	Томский УСУР	– средства и системы разведки источников радиоизлучений; – системы единого времени для радиосредств; – системы передачи данных с использованием технологии MIMO; – системы беспроводного широкополосного доступа; – средства приема и пространственно-временной обработки сигналов на основе акустооптоэлектронных методов; – новые кодеки для речевых сигналов с использованием металингвистической информации речи; – патентно-информационное обеспечение анализа и прогнозирования научно-технического развития.
11.	Южный ФУ	– системы радиочастотной идентификации; – акустооптическая элементная и компонентная база.
12.	Кабардино-Балкарский ГУ им. Х.М. Бербекова	– технологии подложек различного назначения и нанесения покрытий; – технологии особо мощных твердотельных генераторов миллиметрового диапазона.

Таблица 2 (продолжение)

13.	МИЭТ	– проектирование специализированных СБИС; – информационно-телекоммуникационные системы, скрытная радиосвязь; – электромагнитная совместимость средств.
14.	Воронежский ГУ	– новые информационные технологии в области высокопроизводительной обработки интенсивных потоков данных и искусственного интеллекта, в том числе средства и технологии распределенных и параллельных вычислений, нейросетевые технологии обработки информации; – методы и средства связи нового поколения на основе сверхкоротких (наносекундных, субнаносекундных и пикосекундных) импульсов, обеспечивающих высокоскоростную передачу данных; – приложения теории функций и методов математического моделирования при проектировании перспективных средств и систем связи и управления (с участием МГУ им. М.В. Ломоносова и Математического института им. В.А. Стеклова РАН).
15.	МИКТ	– адаптивные электрические следящие приводы для опорно-поворотных устройств антенных систем с повышенными энергетическими и ресурсными показателями; – технологическое оборудование для производства электронной техники.
16.	Южно-Российский государственный технический университет	– разработка системы пассивной идентификации на основе радиочастотных идентификационных меток на поверхностных акустических волнах; – разработка частотных фильтров на ПАВ СВЧ диапазона с малыми вносимыми потерями для систем космической связи; – разработка специализированного акустооптического процессора для целей радиоэлектронной борьбы; – обмен научно-технической и маркетинговой информацией.
17.	РосНОУ	– системы защищенной видеоконференцсвязи; – технология компьютерной шумоочистки фонограмм; – способ контактно-разностной голосовой аудиоидентификации; – интеллектуальный автономный сервер безопасности и управления (ИСБУ); – технология «речевой подписи»; – возобновляемые источники энергии.
18.	Воронежский институт высоких технологий	– системы автоматизированного проектирования.
19.	Ярославский ГУ им. П.Г. Демидова	– по научным направлениям кафедры радиотехнических систем и лаборатории информационно- телекоммуникационных технологий.
20.	МИРЭА	– бесплатформенная навигационная система; – УМБСУ.
21.	Санкт-Петербургский государственный политехнический университет	– модемы OFDM-сигналов, используемых для передачи информации в телекоммуникационных системах стандартов WiMAX и LTE; – мультисенсорная беспроводная телекоммуникационная система для мониторинга состояния объектов; – метеорные системы связи и передачи данных; – стеганография; – цифровые широкополосные сигналы с пониженным пик-фактором колебаний; – разработка методов позиционирования мобильных абонентов в сетях беспроводного доступа; – передача кадров изображения с видеокамеры по сетям мобильной связи на персональный компьютер.
22.	Казанский (Приволжский) Федеральный университет	– исследования распространения широкополосных сигналов в диспергирующих средах; – создание физических способов защиты информации с помощью радиоканалов; – разработка средств связи для систем спутникового мониторинга крупных инженерных сооружений.

С указанными в табл. 2 вузами ведутся работы по формированию конкретных исследовательских программ, предусматривающих механизмы обмена научно-технической и маркетинговой информацией, прогнозирования научно-технического развития, совершенствования организационных механизмов взаимодействия и системы управления работами. По мере выполнения программ и планируемого уточнения состава дочерних предприятий АО «Концерн «Созвездие» состав опорных вузов и направления взаимодействия с ними планируется уточнять установленным порядком.

Выводы

Программные мероприятия Концерна с вузами, проводимые в области инноваций, свидетельствуют о наличии научного потенциала в вузах и создании конкурентоспособной продукции на предприятиях Концерна. Научно-технологический потенциал вузов и самого Концерна и используемые им механизмы взаимодействия указывают на большую значимость научно-инновационного сотрудничества.

Литература

1. *Овчинникова Т.И., Журавлев Ю.В., Серяков А.В.* Методы оценки и определение перспектив инновационной деятельности высокотехнологичных комплексов

2. *Падалкин В.Ю., Воронцова Е.* Механизмы диагностики соцально-экономического устойчивого развития промышленных комплексов // Вестник ВГУИТ. 2014. С. 21–25.

3. Программа инновационного развития интегрированной структуры ОАО «Концерн «Созвездие». 2014 г. http://www.sozvezdie.su.

Статья поступила в редакцию 11 июля 2016 года

Правила оформления рукописей, представляемых к публикации в научно-техническом журнале «Теория и техника радиосвязи»

1. Рукопись представляется в напечатанном (2 экземпляра на листах формата А4) и электронном виде (файл, созданный в редакторе Microsoft Word). Оптимальный объём статьи – 0,5–0,7 авторских листа.

2. К рукописи прилагаются экспертное заключение о возможности опубликования статьи в открытой печати, рецензия, а также на отдельном листе – сведения об авторах, включающие **фамилию, имя, отчество полностью**, ученую степень, ученое звание, область научных интересов, занимаемую должность, полное официальное наименование места работы, контактный телефон и адрес электронной почты.

3. **Плата с аспирантов за публикацию статей не взимается.**

4. На первой странице рукописи располагаются:

– индекс УДК;

– заголовок статьи, инициалы и фамилия автора, аннотация, ключевые слова **на русском и английском языках**.

5. Для текста используется шрифт Times New Roman №12 без стилевого оформления, междустрочный интервал – полуторный, абзацный отступ – 0,75 см от левого края, выравнивание текста – по ширине страницы. Задается автоматический перенос слов. Латинские обозначения в тексте должны быть набраны курсивом, русские, греческие обозначения и цифры – прямым шрифтом.

6. Формулы должны быть созданы в редакторе **MathType**. При наборе формул используются следующие параметры:

Size (Размер)		**Написание обозначений**
Full (обычный)	11 pt	латинские – *курсив*
Subscript/Superscript (индекс)	8 pt	греческие – прямой шрифт
Sub-Subscript/Superscript (малый индекс)	7 pt	матрицы, векторы – **прямой, жирный**
Symbol (символ)	15,5 pt	сокращения от русских слов в индексах –
Sub-Symbol (малый символ)	13 pt	прямой шрифт, от английских – *курсив*

Формулы, на которые в тексте есть ссылки, должны быть набраны отдельной строкой и пронумерованы в круглых скобках. Расположение формул – по центру, номер располагается по правому краю.

7. Иллюстрации должны быть чёткими, контрастными и включены в текст статьи; все надписи в иллюстрациях должны быть читаемыми. Обозначения в рисунках, созданных в Microsoft Word или Microsoft Visio, должны быть набраны шрифтом Times New Roman №9. Каждый рисунок должен сопровождаться подрисуночной надписью, набранной 10-м шрифтом и включающей номер рисунка (например, Рис. 1) и краткое название.

8. Таблицы должны быть набраны 10-м шрифтом, пронумерованы (например, Таблица 1) и иметь тематический заголовок.

Таблицам и рисункам должны предшествовать ссылки на них в тексте статьи.

9. Библиографические ссылки нумеруются в квадратных скобках. Библиографический список оформляется в соответствии с ГОСТ Р 7.0.5–2008.

Адрес редакции:

394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14
АО «Концерн «Созвездие»,
редакция журнала «Теория и техника радиосвязи»
Тел.: (473) 259-37-05
Факс: (473) 235-50-88
E-mail: tnn@sozvezdie.su