

---

# ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический  
журнал

№ 3/2019

---

Воронеж 2019

---

**Главный редактор**

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

**РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:**

**Председатель**

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

**Зам. председателя**

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

докт. физ.-мат. наук, проф.

Э.К. АЛГАЗИНОВ (г. Воронеж)

докт. техн. наук, проф., академик НАН РА

А.С. БАГДАСАРЯН (г. Москва)

докт. техн. наук, проф., академик РАН

А.С. БУГАЕВ (г. Москва)

докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН

Ю.В. ГУЛЯЕВ (г. Москва)

докт. техн. наук, проф.

Ю.Л. КОЗИРАЦКИЙ (г. Воронеж)

докт. техн. наук, проф., академик РАН

Н.А. КУЗНЕЦОВ (г. Москва)

докт. техн. наук, с.н.с.

И.И. МАЛЫШЕВ (г. Воронеж)

докт. физ.-мат. наук, проф.

Ю.Б. НЕЧАЕВ (г. Воронеж)

докт. техн. наук, проф.

В.Н. ПОВЕТКО (г. Воронеж)

докт. техн. наук, доцент

А.Ю. САВИНКОВ (г. Воронеж)

докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН

А.С. СИГОВ (г. Москва)

докт. техн. наук, проф.

Н.М. ТИХОМИРОВ (г. Воронеж)

докт. техн. наук, проф.

Н.Н. ТОЛСТЫХ (г. Воронеж)

докт. техн. наук, проф.

В.А. ЦИМБАЛ (г. Серпухов)

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

Выходит 4 раза в год.

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

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

**Учредитель и издатель:**

**АО «Концерн «Созвездие»**

Издание зарегистрировано  
в Федеральной службе по надзору в сфере связи,  
информационных технологий и массовых коммуникаций.

Свидетельство о регистрации  
ПИ № ФС77-36740 от 1 июля 2009 г.

Подписной индекс  
в Объединенном каталоге «Пресса России»  
№ 72972

Сайт в Интернете:  
[www.sozvezdie.su](http://www.sozvezdie.su)

Набор и верстка компьютерные  
Формат 60×88  $\frac{1}{8}$ . Уч.-изд. л. 10,5  
Тираж 200 экз. Заказ № 236  
Подписано в печать 12.09.2019 г.

© АО «Концерн «Созвездие», 2019

## СОДЕРЖАНИЕ

№ 3, 2019

### ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Влияние характеристик многоканального энергетического приемника на качество радиомониторинга

*Е.С. Абрамова, М.А. Белицкий, В.Н. Поветко, Д.А. Червань* ..... 5

Исследование процесса передачи информации по виртуальным маршрутам в радиосети системы связи с подвижными объектами

*С.Е. Потапов* ..... 11

Уточнение оценки канала с использованием решающей обратной связи и фильтра Калмана

*А.Ю. Савинков* ..... 24

### ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Выделение речи целевого диктора в помеховой обстановке за счет амплитудно-фазового синтеза линейной микрофонной решетки

*Л.И. Аверина, Д.С. Кузнецов* ..... 30

Обзор и анализ протоколов управления доступом к среде децентрализованных сетей. Часть 1. Эволюция протоколов

*Е.В. Григорьев* ..... 37

Одношаговые и многошаговые решения при управлении инфокоммуникационной системой

*М.П. Иванкин, Н.Н. Толстых, В.В. Сафронов, В.Ф. Свердел* ..... 48

Организация сбора информации по запросному каналу S-Aloha с контролем уровня деградации выполнения целевых задач и без контроля

*А.И. Косяк, Д.В. Донцов* ..... 52

Формализованное представление кибервоздействий и методы обнаружения и идентификации информационных воздействий в корпоративных сетях в условиях информационного конфликта

*Н.Н. Толстых, Ю.Н. Махинов, А.В. Веденеев* ..... 61

### РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Комплексная одометрическая навигационная аппаратура геомагнитного типа с элементами MEMS технологий для наземных подвижных объектов

*Д.В. Костин, Д.В. Ананьев, К.В. Белокриницкий, А.Ю. Востров* ..... 70

## РАЗНОЕ

От «Брусчатки» до «Брони-НВ» <i>В.И. Николаев</i> .....	78
Максимально правдоподобный алгоритм оценивания калибровочных коэффициентов радиоприемного тракта многоканального обнаружителя-пеленгатора по всем взаимным спектрам калибровочного сигнала с произвольным распределением энергии в частотно-временной области <i>М.Л. Артемов, О.В. Афанасьев, О.А. Машарова, М.П. Сличенко</i> .....	82
К вопросу обеспечения целостности программных продуктов в критических приложениях <i>И.Н. Малышева, Н.Н. Толстых</i> .....	90
Новый способ решения уравнения Поклингтона методом возмущения <i>П.А. Мозговой</i> .....	96
Синтез алгоритмов фильтрации навигационных параметров ВОС-сигналов, содержащих навигационную информацию <i>В.В. Цитиридис, В.В. Неровный, И.И. Малышев</i> .....	103

УДК 537.86:519.2

**ВЛИЯНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МНОГОКАНАЛЬНОГО ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПРИЕМНИКА НА КАЧЕСТВО РАДИОМОНИТОРИНГА**

© Авторы, 2019

**Е.С. Абрамова**, инженер-конструктор, АО «ВНИИ «Вега», e-mail: abramovae\_s@mail.ru**М.А. Белицкий**, соискатель, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: coobox@inbox.ru**В.Н. Поветко**, д.т.н., профессор, главный специалист, АО «ВНИИ «Вега», e-mail: vega@vniivega.ru**Д.А. Червань**, к.т.н., доцент, ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

*Разработана математическая модель влияния характеристик многоканального энергетического приемника на характеристики обнаружения и оценивания параметров радиоизлучений. Представлены оценки влияния характеристик многоканального приемника. Сформулированы направления дальнейших исследований.*

**Ключевые слова:** когнитивное радио, радиомониторинг, обнаружение, оценка рабочей частоты, многоканальный энергетический приемник.

**IMPACT OF THE FEATURES OF MULTI-CHANNEL ENERGY DETECTOR ON THE RADIO MONITORING QUALITY**

© Authors, 2019

**E.S. Abramova**, Design Engineer, JSC «VSRI «Vega», e-mail: abramovae\_s@mail.ru**M.A. Belitsky**, Science Degree Candidate, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: coobox@inbox.ru**V.N. Povetko**, D.Sc. in Engineering Science, Professor, Main Specialist, JSC «VSRI «Vega»**D.A. Chervan**, Ph.D. in Engineering Science, Associate Professor, Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh), e-mail: Chervan47@mail.ru

*Mathematical model for the impact of the features of multi-channel energy detector on the characteristics of detection and estimation of radio frequency emission parameters is developed. Estimations for the impact of multi-channel detector characteristics are presented. Further directions of research are provided.*

**Keywords:** cognitive radio, radio monitoring, detection, estimation of the operating frequency, multi-channel energy detector.

В настоящее время и в обозримой перспективе имеет место дефицит радиочастотного спектра. Для повышения эффективности его использования имеется способ, заключающийся в контроле занятости полос частот и разрешении их использовать в случае отсутствия в них источников радиоизлучений (когнитивное радио). Для его реализации необходимы средства радиомониторинга. Однако известные средства радио мониторинга обладают рядом недостатков, не позволяющих их эффективно использовать для задач когнитивного радио. Поэтому в работе [1] предложена технология оценки рабочей частоты и спектра радиосигналов методом сжатых измерений, потенциально позволяющая существенно снизить требования к элементной базе для технической реализации. Она предполагает использование многоканального энергетического приемника и может быть использована для многих приложений (не только для когнитивного радио). Однако

среди ряда задач, подлежащих решению, в [1] указана задача выбора числа каналов, их амплитудно-частотных характеристик и времени накопления сигнала, обеспечивающих требуемое качество радиомониторинга. Предметом настоящей статьи является исследование влияния характеристик многоканального энергетического приемника на качество радиомониторинга.

Математическая модель влияния характеристик многоканального энергетического приемника на характеристики обнаружения и оценивания параметров радиоизлучений основана на работе [2] с учетом [1].

В соответствии с [1] многоканальный приемник (рис. 1) содержит  $N$  спектральных фильтров (СЗФ), амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) которых различаются (они имеют смещенные по частоте максимумы, но при этом полосы частот фильтров в значительной мере пересекаются),  $N$  энергетических приемников (ЭП) и аналого-цифровых преобразователей (АЦП).

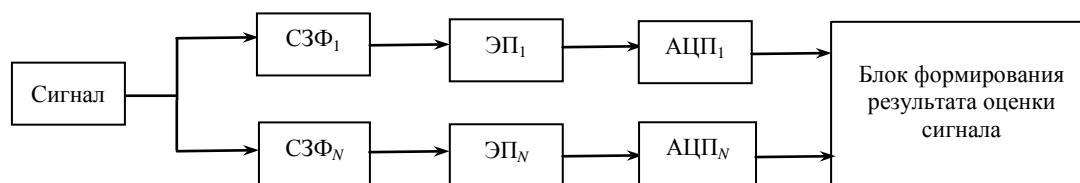


Рис. 1. Увеличенная структурная схема устройства для оценки рабочей частоты и спектра радиосигнала

Энергетические приемники содержат квадратичное устройство и интегратор в течение времени  $\Delta$ . Причем можно использовать любую величину выходного сигнала, монотонно связанную с ним. Поэтому в работе Урковица [2] для одноканального приемника используется статистика (выходной сигнал) ЭП вида

$$V' = (1 / N_{02}) \int_0^{\Delta} y^2(t) dt, \quad (1)$$

где  $y(t)$  – входной сигнал ЭП,  $N_{02}$  – двусторонняя спектральная плотность шума. Это сделано для того, чтобы описать результаты наблюдения сигнала энергетическим приемником из-

вестными распределениями вероятностей: в случае наличия только шума – центральным  $\chi^2$ -распределением с  $\nu = 2\Delta W$  степенями свободы, где  $W$  – полоса частот полосового фильтра, а в случае наличия суммы сигнала и шума – нецентральным  $\chi^2$ -распределением с тем же числом степеней свободы и параметром нецентральности  $\lambda = E / N_{02}$ , где  $E$  – энергия сигнала.

Вследствие наличия в многоканальном ЭП (рис. 1) СЗФ, АЧХ которых отличаются от рассмотренного в [2] полосового фильтра, функции правдоподобия результатов наблюдения можно представить в виде

$$\omega(\chi^2, G0) = \prod_1^N \frac{1}{\sqrt{4\pi\nu_n}} e^{-(\sqrt{2V'_n} - \sqrt{2\nu_n - 1})^2 / 2}, \quad (2)$$

$$\omega(\chi^2, G1) = \prod_1^N \frac{1}{\sqrt{4\pi \left( \nu_n + \frac{E_i A_{in}^2}{N_{02n}} \right) \left( 1 + \frac{E_i A_{in}^2}{N_{02n} \left( \nu_n + \frac{E_i A_{in}^2}{N_{02n}} \right)} \right)}} e^{-\frac{2 \left( \sqrt{\frac{2V'_n}{1 + \frac{E_i A_{in}^2}{N_{02n} \left( \nu_n + \frac{E_i A_{in}^2}{N_{02n}} \right)}}} - \sqrt{\frac{2 \left( \nu_n + \frac{E_i A_{in}^2}{N_{02n}} \right)}{1 + \frac{E_i A_{in}^2}{N_{02n} \left( \nu_n + \frac{E_i A_{in}^2}{N_{02n}} \right)}}} \right)^2}{2}}, \quad (3)$$

где  $G0$  и  $G1$  обозначают случаи отсутствия и наличия сигнала соответственно,  $\nu_n$  – число степеней свободы в  $n$ -м канале,  $N_{02n}$  – эквивалентная двухсторонняя спектральная плотность шума для  $n$ -го СЗФ (канала),  $A_{in}^2$  – усредненный по спектру сигнала на  $i$ -й несущей частоте квадрат АЧХ для  $n$ -го СЗФ,  $E_i$  – энергия сигнала. Число степеней свободы в канале рассчитывается как  $\nu_n = 2W_n\Delta$ , где  $\Delta$  – время интегрирования (накопления) сигнала,  $W_n$  – эквивалентная полоса частот  $n$ -го СЗФ. В выражениях (2) и (3) с

целью их упрощения использованы аппроксимации (26.4.13) и (26.4.29) для  $\chi^2$ -распределений из [3] при больших значениях  $\nu_n$  нормальными распределениями [5].

Таким образом, выражения (2) и (3) учитывают влияние характеристик многоканального ЭП на возможности обнаружения и оценивания параметров радиоизлучений – числа каналов  $N$ , эквивалентной полосы частот  $W_n$ , их амплитудно-частотных характеристик и времени накопления сигнала. Характеристики обнаружения и оценивания параметров радиоизлучений много-

канальным ЭП можно оценить на основе логарифма отношения правдоподобия. Однако в рассматриваемом случае эта задача несколько усложнена вследствие особенностей выражений (2) и (3) – наличия в них достаточно сложного влияния параметров. Для более простого решения воспользуемся еще одним приближением – приближением для характеристик качества обнаружения и различения сигналов на основе первых моментов логарифма отношения правдоподобия [4]. В соответствии с [4] оно использует только разность математических ожиданий

логарифма отношения правдоподобия для проверяемых гипотез и обеспечивает достаточно высокую точность оценок. В соответствии с [4] если квадрат параметра обнаружения сигнала больше 10, то сигнал обнаруживается при уровне вероятности ложной тревоги  $10^{-3}$  и менее с вероятностью не менее 0.5 (с увеличением параметра обнаружения вероятность обнаружения растет). То же относится и к параметру различения сигналов по рабочей частоте.

Опуская промежуточные выкладки, представим параметры обнаружения и различения сигналов в виде

$$\rho_0^2 \approx \left\{ \nu_n \gamma_n \left[ 1 - \frac{1 + \gamma_n}{1 + 2\gamma_n} \right] + \left( \sqrt{2\nu_n - 1 - \frac{\gamma_n}{1 + \gamma_n}} - \sqrt{(2\nu_n - 1) \left[ 1 + \frac{1}{16\nu_n(\nu_n - 1)} \right]} \right) \times \right. \\ \left. \times \left[ \frac{\sqrt{1 + \gamma_n}}{\sqrt{1 + 2\gamma_n}} \sqrt{\frac{2\nu_n(1 + \gamma_n)^2}{1 + 2\gamma_n}} - 1 - \sqrt{2\nu_n - 1} \right] \right\}, \quad (4)$$

$$\rho_i^2 \approx \sum_1^N \left\{ \frac{\nu_n(1 + \gamma_n)}{1 + \frac{\gamma_n}{1 + \gamma_n}} - \frac{\sqrt{2\nu_n(1 + \gamma_n) - 1 - \frac{\gamma_n}{1 + \gamma_n}} \sqrt{2\nu_n(1 + \gamma_n')}}{1 + \frac{\gamma_n'}{1 + \gamma_n'}} - \frac{\nu_n(1 + \gamma_n)}{1 + \frac{\gamma_n}{1 + \gamma_n}} + \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{2\nu_n(1 + \gamma_n) - 1 - \frac{\gamma_n}{1 + \gamma_n}} \sqrt{2\nu_n(1 + \gamma_n)}}{1 + \frac{\gamma_n}{1 + \gamma_n}} - \frac{\nu_n(1 + \gamma_n')}{1 + \frac{\gamma_n'}{1 + \gamma_n'}} + \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{2\nu_n(1 + \gamma_n') - 1 - \frac{\gamma_n'}{1 + \gamma_n'}} \sqrt{2\nu_n(1 + \gamma_n)}}{1 + \frac{\gamma_n'}{1 + \gamma_n'}} + \frac{\nu_n(1 + \gamma_n')}{1 + \frac{\gamma_n}{1 + \gamma_n}} - \frac{\sqrt{2\nu_n(1 + \gamma_n') - 1 - \frac{\gamma_n'}{1 + \gamma_n'}} \sqrt{2\nu_n(1 + \gamma_n)}}{1 + \frac{\gamma_n}{1 + \gamma_n}} \right\}, \quad (5)$$

где  $\rho_0$  – параметр обнаружения сигнала многоканальным ЭП;  $\rho_i$  – параметр различения сигналов по несущей частоте  $i$ ;  $\gamma_n = \frac{E_i A_{in}^2}{\nu_n N_{02n}}$ ,  $\gamma_n'$  – значение этого параметра при расстройке сигнала по несущей частоте на  $\delta f$ . Энергия сигнала известным образом зависит от его мощности  $P_i$  и времени интегрирования (накопления) сигнала  $\Delta$ .

Как следует из (4), параметр обнаружения сигнала многоканальным ЭП зависит только от

тех каналов, для которых  $A_{in}^2$  не настолько мал, чтобы им можно было пренебречь. То есть чем шире СЗФ, тем больше параметр обнаружения сигнала. Однако не очевидно, что с расширением эквивалентной полосы частот СЗФ  $W_n$ , изменением положения максимума АЧХ и времени интегрирования возможности обнаружения и, тем более, оценки несущей частоты сигнала будут повышаться или снижаться. Для этого необходимы соответствующие оценки, которые представлены ниже.

Оценка влияния характеристик многоканального ЭП на характеристики обнаружения и оценивания параметров радиоизлучений представлена результатами расчетов параметров  $\rho_0$  и  $\rho_i$  при различных АЧХ, эквивалентной полосе частот  $W_n$  и времени накопления сигнала. При проведении расчетов принят ряд допущений. Во-первых, каналы приняты одинаковыми в части эквивалентных полос частот  $W_n$  (АЧХ СЗФ отличаются – они имеют смещенные по частоте максимумы) и спектральных плотностей шума  $N_{02}$ . Во-вторых, максимальные значения АЧХ у всех СЗФ равны единице. В-третьих, СЗФ таковы, что в случае наличия сигнала значение параметра  $\gamma_n$  (при влияющих на него параметрах)

было бы достаточно велико хотя бы в двух соседних каналах. Для этого и для простоты вычислений АЧХ СЗФ задавались симметричными и имеющими вид функции Гаусса со смещением максимума  $\Omega$ , соизмеримым с эквивалентной полосой частот  $W_n$  (рис. 2). В-четвертых, полоса частот сигнала много меньше полосы частот СЗФ. Поскольку задача является многопараметрической, то результаты расчетов и выводы по ним представлены последовательно. При этом сформулированные выводы использованы при проведении последующих расчетов. Для проведения расчетов выбран диапазон частот 850...1000 МГц, имеющий среднее для излучений радиодиапазона значение спектральной плотности шума.

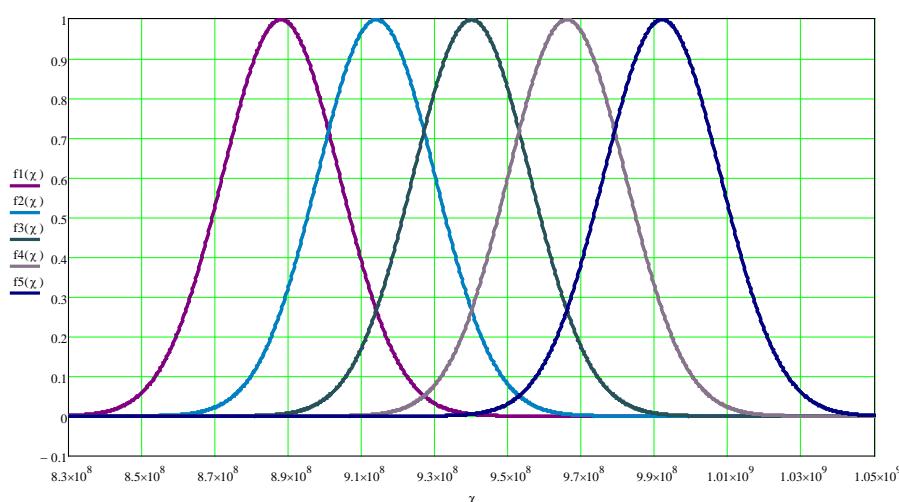


Рис. 2. АЧХ СЗФ (по оси абсцисс отложена частота в Гц)

На рис. 3 и 4 представлены зависимости квадрата параметра обнаружения сигнала (4) от времени интегрирования (накопления сигнала) на несущей частоте, совпадающей с максимумом

мом центрального СЗФ, при значениях других учитываемых выражением (4) параметров  $N_{02} = 10^{-12}$  Вт/Гц,  $P_i = 5 \cdot 10^{-6}$  Вт,  $N = 5$  для различных  $W_n$ .

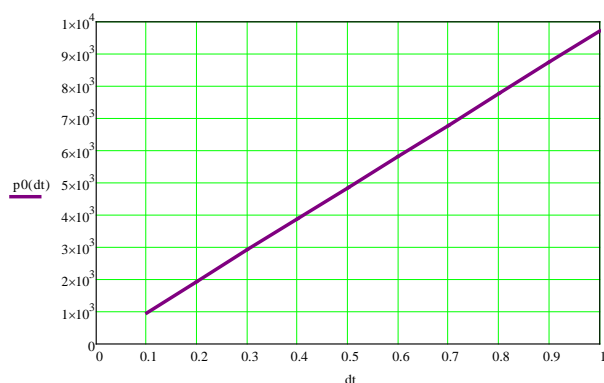


Рис. 3. Зависимость для  $W_n = 25$  МГц

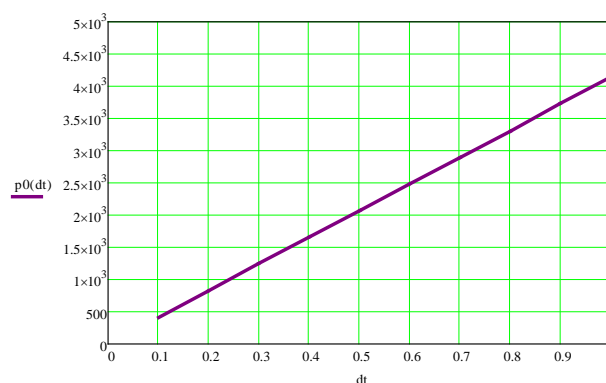
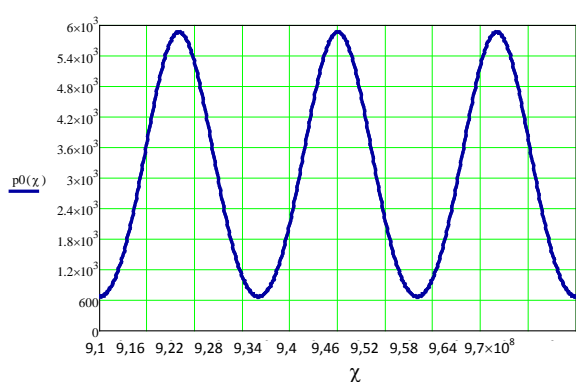
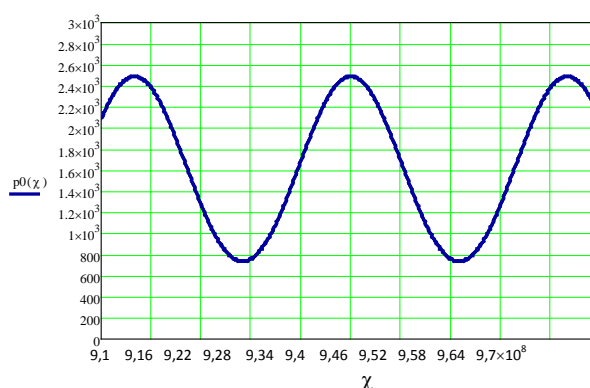


Рис. 4. Зависимость для  $W_n = 40$  МГц



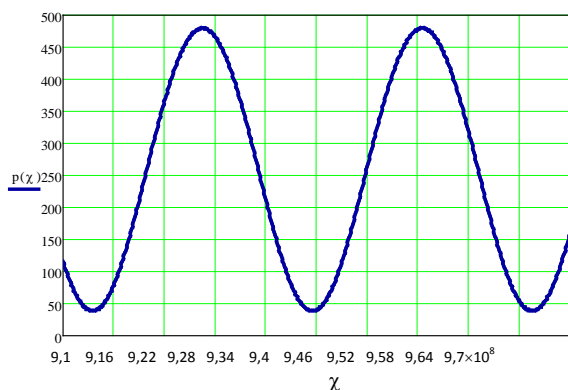
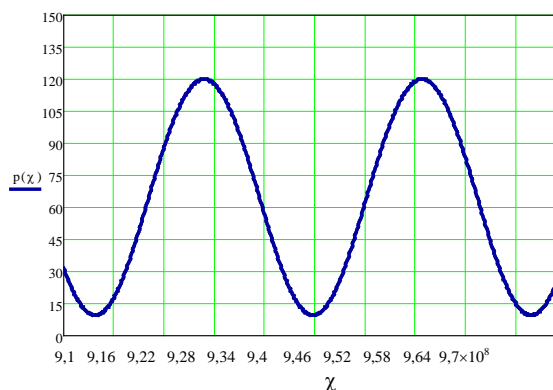
Из них следует, что с увеличением времени накопления параметр  $p_0$  возрастает прямо пропорционально корню квадратному из времени накопления сигнала. Сигнал достаточно эффективно обнаруживается, если время накопления сигнала при заданных параметрах больше 0.1 с. С увеличением  $W_n$  с 25 МГц до 40 МГц квадрат параметра обнаружения сигнала уменьшается примерно в два раза, однако при тех же значениях остальных параметров он остается достаточно большим для эффективного обнаружения сигнала. Из результатов расчетов, представленных на рис. 3 и 4, следует также, что при достаточно широких СЗФ (десятки МГц) и мощности сигнала, соизмеримой с мощностью шума в канале,

сигнал достаточно эффективно обнаруживается многоканальным ЭП, если несущая частота сигнала находится вблизи максимума одного из СЗФ. Однако для этого многоканальный ЭП должен эффективно обнаруживать и позволять определять несущую частоту сигналов на любой частоте, то есть СЗФ должны иметь удовлетворяющие этому требованию характеристики. Для оценки возможности нахождения таких СЗФ проведены расчеты, результаты которых представлены на рис. 5 и 6 в виде зависимостей квадрата параметра обнаружения от несущей частоты сигнала для разных  $W_n$ . Расчеты выполнены при тех же значениях параметров  $N_{02}$ ,  $P_i$  и  $N$ .

Рис. 5. Зависимость для  $W_n = 25$  МГцРис. 6. Зависимость для  $W_n = 40$  МГц

Из них следует, что с расширением СЗФ зависимость параметра обнаружения от несущей частоты сигнала уменьшается. При некоторой ширине СЗФ сигнал будет обнаруживаться на любой частоте с примерно одинаковой эффективностью. Однако остается открытым вопрос о возможности определения многоканальным ЭП

несущей частоты сигнала. Поэтому проведены расчеты квадрата параметра различения сигналов по несущей частоте (5). Расчеты также выполнялись при тех же значениях параметров  $N_{02}$ ,  $P_i$  и  $N$ . Результаты расчетов представлены на рис. 7 и 8 для  $W_n = 40$  МГц и разных разнесениях несущих частот  $\delta f$ .

Рис. 7. Зависимость для  $\delta f = 1$  МГцРис. 8. Зависимость для  $\delta f = 0,5$  МГц

Из них следует, что при сближении несущих частот сигналов возможности их различения снижаются. Причем в районе максимумов СЗФ возможности различения минимальны, а максимальны – в районе пересечения АЧХ СЗФ. Таким образом, наиболее высокие требования к виду и характеристикам СЗФ предъявляет задача определения несущей частоты сигнала. При этом, судя по характеру изменения параметра обнаружения, СЗФ и в случае различения сигналов необходимо выбирать максимально широкими. Однако увеличение эквивалентных полос частот  $W_n$  приводит к увеличению шума в каналах, и его влияние может быть лишь частично компенсировано увеличением уровней сигнала в соседних каналах при различении сигналов по несущей частоте. Для примера на рис. 9 представлены результаты расчетов квадрата параметра различения сигналов по несущей частоте для  $W_n = 60$  МГц.

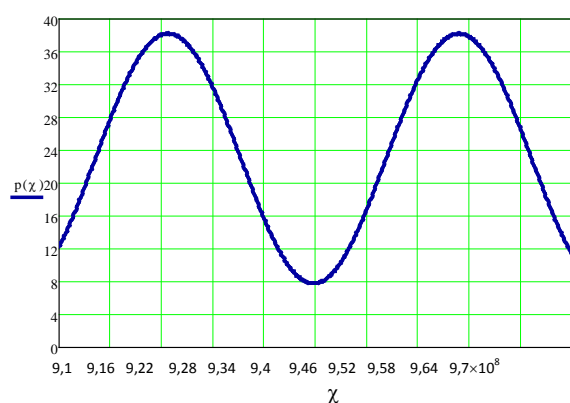


Рис. 9. Зависимость для  $\delta f = 0.5$  МГц

Из вида зависимости на рис. 9 следует, что для обеспечения возможности различения сигналов время накопления сигнала должно быть увеличено примерно в 1.5 раза. Однако можно предположить, что для обеспечения возможности различения сигналов можно найти АЧХ СЗФ более эффективные, чем использованные при расчетах. Такими возможными АЧХ СЗФ могут быть отличающиеся от функции Гаусса АЧХ – имеющие более узкие зоны максимумов и более широкие в остальных зонах. Кроме того, АЧХ СЗФ могут быть асимметричными, что характерно для спектрозональных каналов зрения [6].

## Выводы

Таким образом, в работе представлены первые результаты исследования влияния характеристик многоканального ЭП на качество радиомониторинга. Сигналы достаточно эффективно обнаруживаются многоканальным ЭП при достаточно широких СЗФ (десятки МГц в диапазоне частот 850...1000 МГц) и мощности сигнала, соизмеримой с мощностью шума в канале. С расширением СЗФ зависимость параметра обнаружения от несущей частоты сигнала уменьшается. При некоторой ширине СЗФ сигнал будет обнаруживаться на любой частоте с примерно одинаковой эффективностью. Снижение возможностей обнаружения при расширении СЗФ может быть компенсировано увеличением времени накопления сигнала.

При различении сигналов по несущей частоте возможности многоканального ЭП при использовании рассмотренных СЗФ (АЧХ которых имеют вид функции Гаусса) существенно ниже. Для обеспечения приемлемых характеристик различения необходимо значительное время накопления сигнала (до единиц секунд). Поэтому необходимо найти более эффективные СЗФ.

## Литература

1. Кашкаров В.М., Пеленков И.И., Поветко В.Н. О природоподобной оценке рабочей частоты и спектра радиосигналов методом сжатых измерений // Теория и техника радиосвязи. 2018. № 4. С. 49–53.
2. Урковиц Х. Обнаружение неизвестных детерминированных сигналов по энергии // ТИИЭР. 1967. Т. 55, № 4. С. 50–59.
3. Справочник по специальным функциям / Под ред. М. Абрамовица и И. Стиган. М.: Наука, 1979.
4. Поветко В.Н. Приближение для характеристик качества обнаружения и различения сигналов на основе первых моментов логарифма отношения правдоподобия // Радиотехника (Радиосистемы). 2000. № 10. С. 86–90.
5. Лесников В.А., Частиков А.В., Наумович Т.В., Дубовцев Д.В. Аппроксимация центрального распределения хи-квадрат для оперативного расчета вероятности ложной тревоги энергетического обнаружителя [Электронный ресурс]. Режим доступа: [www.mes-conference.ru/data/year2016/pdf/D177.pdf](http://www.mes-conference.ru/data/year2016/pdf/D177.pdf).
6. Джадд Д., Вышецки Г. Цвет в науке и технике. М.: Мир, 1978.

Статья поступила в редакцию 17 июля 2019 года

УДК 621.391

**ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПО ВИРТУАЛЬНЫМ МАРШРУТАМ В РАДИОСЕТИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ**

© Автор, 2019

**С.Е. Потапов**, к.т.н., докторант, e-mail: 41kaf\_rabota@mail.ru  
Филиал ВА РВСН им. Петра Великого в г. Серпухове

*Проведен анализ основных методов математического моделирования процесса доведения сообщений по низкоскоростным каналам связи с протоколами семейства X.25. На основе выявленных закономерностей процессов передачи информации сформирован обобщенный подход к определению вероятностно-временных характеристик (ВВХ) информационного обмена в сети радиосвязи между смежными узлами коммутации, а также предложен способ определения ВВХ передачи информации по виртуальным маршрутам.*

**Ключевые слова:** вероятностно-временные характеристики, сеть радиосвязи, производящие функции, многопакетные сообщения.

**RESEARCH OF PROCESS OF INFORMATION TRANSFER ON VIRTUAL ROUTES IN THE RADIO NETWORK OF THE COMMUNICATION SYSTEM WITH MOBILE OBJECTS**

© Author, 2019

**S.E. Potapov**, Ph.D. in Engineering Science, doctoral candidate, MA of SRF named after Peter the Great, Serpukhov

*The analysis of the main methods of mathematical modeling of process of finishing messages on low-speed communication channels with protocols of the X.25 family is carried out. The generalized approach to definition of the probabilistic and time characteristics (PTC) of information exchange in a radio communication network between adjacent knots of switching is created on the basis of the revealed regularities of information transfer processes and also the way of PTC definition of information transfer along virtual routes is offered.*

**Keywords:** probabilistic and time characteristics, radio communication network, making functions, multipackage messages.

При развертывании сети радиосвязи с подвижными объектами в труднодоступных районах с неразвитой сетевой инфраструктурой зачастую возникает задача выбора наиболее подходящего частотного диапазона работы радиоканалов и оптимизации архитектуры таких сетей для обеспечения максимальной их производительности. Если районы дислокации подвижных объектов расположены на значительном удалении друг от друга (порядка сотен километров) и отсутствует возможность организации радиорелейных или спутниковых каналов связи, то связь между ними организуется на базе низкоскоростных каналов в диапазоне дека- и гектометровых волн. При этом относительно низкие скорости передачи информации обусловлены применением помехоустойчивых кодовых конструкций с большой избыточностью, а также квити́рованием передаваемых пакетов данных для компенсации негативных особенностей распространения радиоволн этих диапазонов [1].

Формирование логического соединения типа «точка-точка» в системах передачи данных

(СПД), реализованных на таких каналах, зачастую осуществляется с помощью протокола типа X.25 [2], который сравнительно давно стандартизирован и широко применяется на практике. Особенностью этого протокола является использование решающей обратной связи (РОС) для обеспечения требуемой достоверности доставки сообщений, что реализуется в СПД способом квити́рования переданного пакета (пакетов) [2].

На практике по указанным каналам приходится доставлять значительные объемы информации, что требует передачи такой информации в виде многопакетного сообщения (МПС). Вопросам оценки характеристик доставки однопакетных сообщений по протоколу с РОС уделено достаточное внимание в различных работах [3, 4, 5]. Однако вопросы оценки оперативности передачи МПС в данном протоколе рассмотрены недостаточно полно.

При анализе передачи МПС по протоколу с РОС возникает задача корректного описания данного процесса в виде адекватной математической модели с целью нахождения вероятност-

но-временных характеристик (BBX) оперативности доставки МПС. Наиболее приемлемым математическим аппаратом для получения соответствующих моделей является теория поглощающих конечных марковских цепей (ПКМЦ) [3, 4, 5]. Важной характеристикой КМЦ является поведение (изменение во времени) вероятностей всех или некоторых состояний цепи. Такое изменение описывается известным уравнением Колмогорова – Чепмена (УКЧ) [6, 7]. Важными временными характеристиками КМЦ является среднее время и дисперсия времени перехода процесса из одного состояния в другое. Данные характеристики можно определить по так называемой фундаментальной и дисперсионной матрице, получаемой из МПВ путем определенных преобразований [7].

Однако многие реальные процессы, описываемые КМЦ, имеют разные шаги переходов из одного состояния в другое. В СПД это обусловлено, например, разной длиной сообщений и квитанций. Тогда переход к реальному времени при нахождении BBX можно осуществлять по среднему шагу переходов, предложенному в [8], который получается при усреднении всех шагов по всей КМЦ. Из анализа результатов расчетов BBX доведения МПС методом усреднения шага переходов следует, что, во-первых, получаемые значения времени доведения МПС отличаются от реальных, обусловленных физикой процесса; во-вторых, в результатах расчета вероятности доведения за определенное количество шагов процесса получается значительно меньшее, чем в действительности, количество отличных от нуля значений вероятности доведения. Данные обстоятельства обусловлены усреднением времени перехода процесса на каждом шаге, а также комплексированием вероятностей различных путей попадания процесса в поглощающее состояние в одну величину на каждом шаге моделирования. Причем данные методические погрешности расчета BBX тем сильнее, чем больше разница времени доведения пакета и квитанции.

Получить точные BBX процесса с различными значениями времен перехода можно с помощью метода введения фиктивных состояний, подробно изложенного в [9], когда в исходном графе состояний переходы, время которых больше минимального, дополняются цепочкой фиктивных состояний с тем, чтобы время переходов между соседними состояниями было одинаково. Однако данный подход приводит к многократному увеличению размера графа состоя-

ний и, соответственно, матрицы переходных вероятностей (МПВ).

Получить точные BBX процесса доведения сообщений и при этом не прибегать к изменению структуры графа состояний и переходов (ГСП) можно с помощью операторного метода анализа процессов доведения МПС по каналу связи с РОС, изложенному в [10]. В качестве примера: доставка однопакетного сообщения в соединении «точка-точка» моделируется ПКМЦ [4, 5], ГСП которой представлен на рис. 1. В информационном обмене участвуют звено передачи данных *отправитель* (ЗПД-1) и звено передачи данных *получатель сообщения* (ЗПД-2).

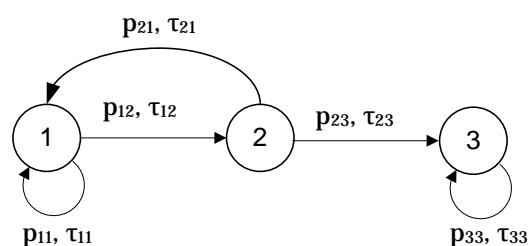


Рис. 1. ГСП доставки однопакетного сообщения по протоколу с РОС

Семантика представленного ГСП такова:

$C_1$  – ЗПД-1 выдал очередной повтор пакета, но пакет на ЗПД-2 не принят;

$C_2$  – ЗПД-2 принял повтор пакета и выдал в ответ квитанцию;

$C_3$  – ЗПД-1 квитанцию получил.

МПВ и аналогичная МПВ матрица шагов-переходов (МШП) будут иметь вид

$$P_{[3,3]} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & 0 \\ p_{21} & 0 & p_{23} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad T_{[3,3]} = \begin{bmatrix} \tau_{11} & \tau_{12} & 0 \\ \tau_{21} & 0 & \tau_{23} \\ 0 & 0 & z \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где  $p_{ij}$  и  $\tau_{ij}$  – вероятность и время перехода из состояния  $C_i$  в состояние  $C_j$ .

Для объединения вероятности и времени переходов применим следующее преобразование к матрицам переходных вероятностей и шагов переходов:

$$G(s) = \Theta(P, T): \quad g_{ij}(s) = p_{ij} e^{s\tau_{ij}}, \quad (2)$$

где  $s$  – произвольная переменная. Такое преобразование можно назвать производящей функцией константы [11]. Если необходимо определить вероятности попадания исследуемого процесса из начального состояния  $C_i$  в состояние  $C_j$

за конечное число шагов  $k$ , то с введением векторов  $A$  и  $B$  размерности  $n$ , элементы которых определяются по правилам  $a_m = 0 | m \neq i$ ,  $b_m = 0 | m \neq j$ ,  $m = \overline{1, n}$ , интересующие вероятности будут содержаться в элементе  $h = A \cdot G^k(s) \cdot B^T = g_{ij}(s)$ . Следовательно, для получения ВВХ доведения пакета за  $k$  шагов моделирования необходимо получить вероятности перехода процесса из состояния  $C_1$  в состояние  $C_n$ . Тогда после возведения матрицы  $G(s)$  в степень  $k$  элемент  $g_{1,n}$  матрицы  $G^k(s)$  будет состоять из суммы вида

$$g_{1n} = P_1 e^{st_1} + P_2 e^{st_2} + \dots + P_l e^{st_l} + \dots + P_L e^{st_L} = \sum_{l=1}^L P_l e^{st_l} = \sum_{l=1}^L g_{1n}^{(l)}(s), \quad (3)$$

где  $P_l = g_{1n}^{(l)}(0)$  – вероятность попадания из  $C_1$  в  $C_n$  за время  $t_l = (1/P_l) \cdot \left. \frac{d(g_{1n}^{(l)}(s))}{ds} \right|_{s=0}$  за число

шагов процесса  $\leq k$ . Таким образом, получается ряд распределения вероятностей доведения сообщения вида  $P_{\text{дов}} = f(t = t_l)$ , из которого найдется интересующая вероятность доведения за время, не превышающее заданное:

$$P_{\text{дов}}(t \leq t_{\text{зад}}) = F(t_{\text{зад}}) = \sum_{t_l \leq t_{\text{зад}}} P_{\text{дов}}. \quad (4)$$

При этом  $k$  необходимо выбирать с тем расчетом, чтобы интересующее заданное время  $t_{\text{зад}} \leq \max\{t_l\}$ . Это можно обеспечить, выбирая  $k = \lceil t_{\text{зад}} / \min(\tau_{ij}) \rceil$ .

Более общее решение можно получить, применяя к элементам МПВ и МШП оператор дискретного преобразования Фурье [12]. Тогда элементы получаемой таким образом матрицы  $G(s)$  будут выглядеть следующим образом:

$$g_{ij}(s) = p_{ij} e^{js\tau_{ij}}, \quad (5)$$

где  $j = \sqrt{-1}$  – так называемая мнимая единица. Такая форма записи напоминает характеристическую функцию константы [12]. В этом случае вероятности доведения сообщения  $P_{\text{дов}}(t = t_i)$  определяются с помощью обратного преобразования Фурье (ОПФ) [12]:

$$P(t_i) = (1/2\pi) \int_{-\pi}^{\pi} g_{1n}(s) \cdot e^{-jst_i} ds, \quad (6)$$

а вероятность доведения за время, не превышающее заданное, определяется выражением

$$P_{\text{дов}}(t \leq t_{\text{зад}}) = \sum_{i=1}^{t_{\text{зад}}} P(i). \quad (7)$$

Данный метод определения ВВХ обладает большей вычислительной трудоемкостью и подходит только в случае целочисленного значения всех времен переходов [11, 12]. Для его применения к процессам, где времена переходов не являются целочисленными, необходимо сперва умножить все элементы МШП и  $t_{\text{зад}}$  на  $10^r$ , где  $r$  – наибольшее число знаков после запятой среди всех времен переходов МШП, а после выполнения ОПФ – разделить времена доведения на то же самое число. В отдельных случаях можно воспользоваться округлением значений времен переходов в пределах заданной точности моделирования.

В практике исследования процессов доведения сообщений зачастую приходится сталкиваться со случаями, когда доведение очередного повтора передаваемого пакета отличается по вероятности от доведения предыдущего повтора. Кроме того, зачастую в СПД допускается передача ограниченного числа повторов одного и того же пакета. Поэтому моделирование таких процессов некорректно осуществлять с помощью эргодических цепей Маркова. Одним из известных способов математического моделирования таких процессов является применение ситуационных двудольных графов с фиктивными состояниями, подробно рассмотренное в [13]. Однако если вероятности доведения пакета и квитанции не зависят от номера повтора передачи, то процесс доведения сообщения можно представить более простым способом, приведенным в [10]. При этом для случая, когда время передачи пакета отличается от времени передачи квитанции, необходимо воспользоваться операторным методом определения ВВХ, получая точное распределение вероятностей времени доведения однопакетного сообщения за интересующее число повторов передачи.

Из анализа процедуры моделирования доведения сообщений при разной длительности времени передачи пакетов и квитанций следует, что операторный метод определения ВВХ применим для более широкого круга процессов доставки сообщений, в частности для случая, когда время передачи сообщений и квитанции

является дискретной случайной величиной с известным рядом распределения вероятностей  $P(t = \tau_i) = \{p_i, \tau_i\}$  или даже непрерывной величиной с известной плотностью распределения  $P(t = \tau) = f(\tau)$ . В последнем случае желательно пользоваться оператором преобразования для характеристической функции, так как производящая функция существует только при наличии моментов распределения. Применение аппарата производящих (характеристических) функций позволяет производить определение ВВХ процессов доведения сообщений и в более общем случае, когда некоторые времена переходов процесса заданы величинами с непрерывным распределением, а другие – с дискретным или константой. При этом произведение элементов  $G(s): g_{kl}(s)$  – с дискретным распределением вида  $\sum_{i=1}^n p_i e^{js\tau_i}$  и  $g_{l_z}(s)$  – с непрерывной плотностью вероятности вида  $\int_0^{+\infty} f(\tau) \cdot e^{js\tau} d\tau$  получается в виде

$$\begin{aligned} g_{kl}(s) \cdot g_{l_z}(s) &= \sum_{i=1}^n p_i e^{js\tau_i} \cdot \int_0^{+\infty} f(\tau) \cdot e^{js\tau} d\tau = \\ &= \sum_{i=1}^n p_i \int_0^{+\infty} f(\tau) \cdot e^{js(\tau_i + \tau)} d\tau. \end{aligned} \quad (8)$$

В [10] также приведено доказательство справедливости данных выражений для времени переходов, подчиняющихся классическим законам распределения.

Рассматривая процесс передачи МПС по каналу связи на примере двухпакетного сообщения, построим граф состояний и переходов в виде, представленном на рис. 2:

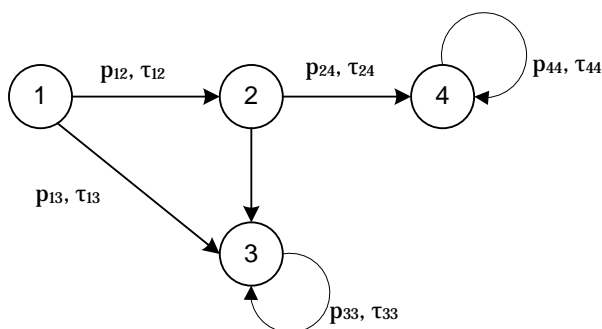


Рис. 2. ГСП, описывающий процесс доведения двухпакетного сообщения по КС за 2 повтора

Здесь переходы  $C_1 - C_2$  и  $C_2 - C_4$  соответствуют успешной передаче, соответственно, первого и второго пакетов на более чем за два повтора каждый; переходы  $C_1 - C_3$  и  $C_2 - C_3$  соответствуют недоставке соответственно первого и второго пакета за два повтора. Таким образом, вероятность доставки двух пакетов будет определяться произведением  $P_{\text{дов}} = P_4 = p_{1,2} \cdot p_{2,4}$  за время  $T_{\text{дов}} = \tau_{1,2} + \tau_{2,4}$ . Учитывая то, что

$p_{1,2} = p_{2,4} = p_n \cdot p_{\text{KB}} + p_n^2 \cdot q_{\text{KB}} \cdot p_{\text{KB}} + q_n p_n \cdot p_{\text{KB}}$  и каждому члену этой суммы соответствует свое время доставки пакета  $\tau_{1,2} = \tau_{2,4} \langle (\tau_n + \tau_{\text{KB}}); (2\tau_n + 2\tau_{\text{KB}}); (2\tau_n + \tau_{\text{KB}}) \rangle$ , определить общие ВВХ доведения двухпакетного сообщения можно, прибегнув к помощи производящей функции доведения одного пакета вида

$$\begin{aligned} g(s)_{1,2} = g(s)_{2,4} &= p_n \cdot p_{\text{KB}} \cdot e^{\tau_n + \tau_{\text{KB}}} + \\ &+ p_n^2 \cdot q_{\text{KB}} \cdot p_{\text{KB}} \cdot e^{2\tau_n + 2\tau_{\text{KB}}} + \\ &+ q_n p_n \cdot p_{\text{KB}} \cdot e^{2\tau_n + \tau_{\text{KB}}}. \end{aligned} \quad (9)$$

То есть  $g(s)_{1,3} = g(s)_{1,2} \cdot g(s)_{2,4} = (g^{1n}(s))^2$ , а вероятность доведения за время, не превышающее заданное, определяется по вышеуказанному алгоритму (6)–(7). Таким образом, при заданном максимальном количестве повторов при передаче пакета можно произвести математическое моделирование доставки  $n$ -пакетного сообщения, не прибегая к увеличению размеров исходного графа состояний и переходов, с требуемой точностью. В [10] показано, что с увеличением количества передаваемых по КС пакетов сообщения распределение времени его доведения стремится к нормальному с параметрами  $m_{\Sigma\tau}(t) = \sum m_{\tau}$ ;  $D_{\Sigma\tau}(t) = \sum D_{\tau}(t)$ . Отсюда следует, что для анализа ВВХ доставки  $n$ -пакетного ( $n > 15$ ) сообщения по КС можно воспользоваться плотностью нормального закона распределения случайной величины с моментами  $m_t(T) = n \cdot m_{\tau}(t)$  и  $D_t(T) = n \cdot D_{\tau}(t)$ .

Процесс доставки многопакетных сообщений по проключенному виртуальному маршруту (ВМ) связан с тем, что все пакеты передаваемого сообщения должны быть последовательно переданы по всем каналам связи (КС), составляющим виртуальный маршрут. При этом характеристики транзитных каналов связи обуславливают ВВХ передачи пакетов на каждом из КС маршрута.

Поэтому при определении ВВХ доставки всего сообщения от источника к получателю необходимо учитывать параллельно протекающие процессы в КС, где передаются пакеты сообщения.

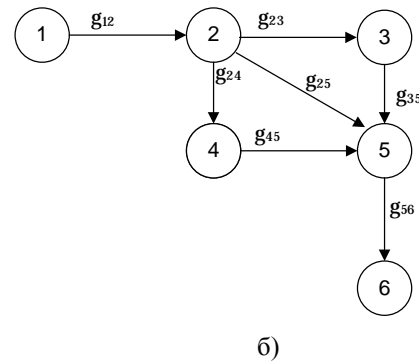
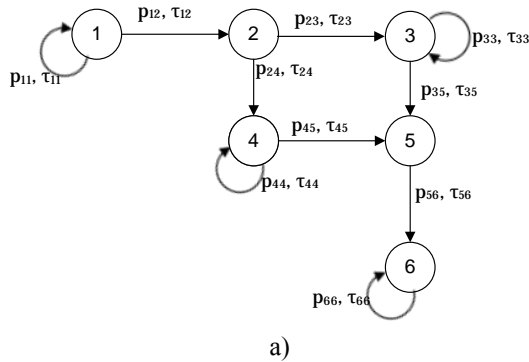


Рис. 3. ГСП (а) и модернизированный ГСП (б) процесса доведения двухпакетного сообщения по ВМ

На рис. 3а обозначены следующие состояния:

$C_1$  – оба пакета сообщения находятся в узле-отправителе, осуществляется передача первого пакета;

$C_2$  – первый пакет сообщения доставлен в промежуточный УК, осуществляется передача второго пакета по первому КС и первого пакета по второму КС;

$C_3$  – оба пакета сообщения находятся в транзитном УК, осуществляется передача первого пакета по второму КС;

$C_4$  – второй пакет сообщения доставлен в узел-получатель, осуществляется передача второго пакета по первому КС;

$C_5$  – второй пакет сообщения доставлен в промежуточный УК, первый пакет сообщения доставлен в узел-получатель, осуществляется передача второго пакета по второму КС;

$C_6$  – оба пакета сообщения находятся в узле-получателе, передача сообщения завершена.

МПВ и МШП для данного ГСП представлены выражениями

$$P_{[6,6]} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p_{23} & p_{24} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p_{33} & 0 & p_{35} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{44} & p_{45} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_{55} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, T_{[6,6]} = \begin{bmatrix} \tau_{11} & \tau_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tau_{23} & \tau_{24} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tau_{33} & 0 & \tau_{35} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tau_{44} & \tau_{45} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tau_{55} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

При этом если время переходов представляет собой ряд распределения вероятностей, то ГСП и соответствующие МПВ и МШП можно представить в виде, соответствующем рис. 3б, где  $g_{ij}$  – производящие функции моментов распределения вероятностей времени переходов.

Особенностью описываемого процесса доведения сообщения является то, что переходы из  $C_2$  в  $C_3$  и из  $C_2$  в  $C_4$  осуществляются параллельно, и невозможно заранее предсказать, какой из них произойдет, так как время обоих переходов имеет случайный характер. Кроме того, от времени осуществления перехода из  $C_2$  в  $C_j$ , будет

зависеть время перехода из  $C_j$  в  $C_5$ . Поэтому для определения времени попадания процесса из  $C_2$  в  $C_5$  необходимо определить разность времени переходов  $C_2 - C_3$  и  $C_2 - C_4$ . Для этого воспользуемся следующими рассуждениями. Если время одного из параллельно идущих переходов распределено рядом вида  $P_1(\tau_i) = \langle p_i, \tau_i \rangle$  ( $i = \overline{1, n}$ ) с производящей функцией  $g_1(s)$ , а другого – рядом вида  $P_2(\tau_j) = \langle p_j, \tau_j \rangle$  ( $j = \overline{1, m}$ ) с производящей функцией  $g_2(s)$ , то разница времени между первым и вторым переходами будет распределена рядом вида

$$P_{\Delta}(\tau_i - \tau_j) = \langle p_i \cdot p_j, \tau_i - \tau_j \rangle$$

$$(i = \overline{1, n}; j = \overline{1, m}), \quad (11)$$

который можно представить в виде передаточной функции вида

$$g_{t_1-t_2}(s) = g_{\Delta}(s) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m p_i \cdot p_j \cdot e^{s(\tau_i - \tau_j)}. \quad (12)$$

Тогда правую часть равенства можно выразить как произведение  $g_1(s) \cdot g_2'(s)$ , где  $g_2'(s)$  – сумма ряда переменных вида  $p_j \cdot e^{-s\tau_j}$  (в случае использования характеристической функции – комплексно сопряженных к переменным ряда  $g_2(s)$ ). Сумма ряда (12) представляет из себя сумму распределения вероятностей времен, когда  $t_1 < t_2$ , когда  $t_1 > t_2$  и когда  $t_1 = t_2$  (рис. 4).

$$g_{\Delta}(s) = \underbrace{P_1 e^{s(\tau_1 - \tau_j)} + P_2 e^{s(\tau_2 - \tau_j)} + \dots + P_l e^{s(\tau_l - \tau_j)}}_{\Delta\tau < 0} + \underbrace{P_{l+1} e^{s(\tau_{l+1} - \tau_j)} + \dots + P_k e^{s(\tau_k - \tau_j)}}_{\Delta\tau = 0} + \underbrace{P_{k+1} e^{s(\tau_{k+1} - \tau_j)} + \dots + P_{nm} e^{s(\tau_{nm} - \tau_j)}}_{\Delta\tau > 0}$$

$$\downarrow \quad \downarrow \quad \downarrow$$

$$g_{t_2-t_1}(s) \quad g_{t_2=t_1}(s) \quad g_{t_1-t_2}(s)$$

Рис. 4. Форма ряда распределения вероятности разницы времен переходов параллельных процессов

При этом матожидание разницы времени переходов может быть как положительной, так и отрицательной величиной и равно

$$M[\tau_i - \tau_j] = \frac{d(g_{\Delta}(s))}{ds} \Big|_{s=0} =$$

$$= M[\tau_i] - M[\tau_j]. \quad (13)$$

Для определения распределения времени опережения второго перехода удобнее оперировать характеристическими функциями распределения времени переходов. Тогда распределение  $P_{t_1-t_2}(\tau_l)$  необходимо получать по формуле (3), где  $l = [1, nm]$ . Аналогичным образом можно получить распределение времени опережения первого перехода  $P_{t_2-t_1}(\tau_l): g_{t_2-t_1}(s)$ . Вероятность совпадения времени обоих переходов можно определить из выражения

$$P(t_1 = t_2) =$$

$$= g_{\Delta}(0) - \sum_l P_{t_2-t_1}(\tau_l) - \sum_k P_{t_1-t_2}(\tau_k). \quad (14)$$

Пусть распределение времени доведения пакета по первому КС маршрута имеет производящую функцию  $F_1(s)$ , а распределение времени доведения пакета по первому КС маршрута имеет производящую функцию  $F_2(s)$ . Для сокраще-

ния записи выражений в дальнейшем запись параметра ( $s$ ) будем опускать. Тогда переход  $g_{12} = F_1$ ; переход  $g_{23} = F_2 F_1'$ ; переход  $g_{24} = F_1 F_2'$ ; переход  $g_{35} = F_2 g_{23}'$ ; переход  $g_{45} = F_1 g_{24}'$ ; переход  $g_{26} = F_2$ . Следовательно, общее время доведения двухпакетного сообщения по ВМ будет равно

$$g_{1-6}(s) = g_{12} g_{23} g_{35} g_{56} = g_{12} g_{24} g_{45} g_{56} =$$

$$= g_{12} g_{25} g_{56} = F_1 F_2 F_1' F_2' (F_2 F_1')' F_2 =$$

$$= F_1 F_1 F_2' F_1' (F_1 F_2')' F_2 = F_1 F_2 F_{25}, \quad (15)$$

а ВВХ процесса передачи сообщения по маршруту будут определяться по приведенному выше алгоритму.

Для определения ВВХ процесса доведения трехпакетного сообщения по виртуальному маршруту, состоящему из двух КС, ГСП будет иметь следующий вид, представленный на рис. 5, где обозначены следующие состояния:

$C_1$  – три пакета сообщения находятся в узле-отправителе, осуществляется передача первого пакета;

$C_2$  – первый пакет сообщения доставлен в промежуточный УК, осуществляется передача второго пакета по первому КС и первого пакета по второму КС;



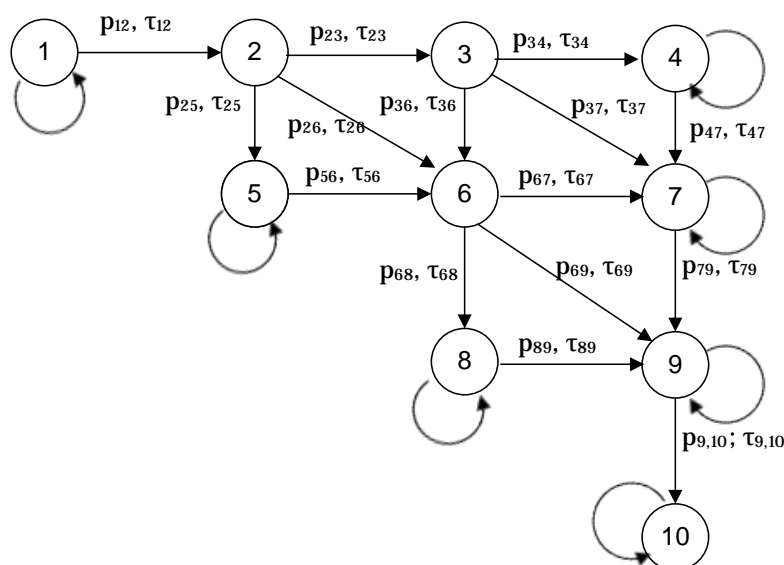


Рис. 5. ГСП процесса доведения трехпакетного сообщения по ВМ

С<sub>3</sub> – два пакета сообщения из трех находятся в транзитном УК, осуществляется передача первого пакета по второму КС и третьего пакета по второму КС;

С<sub>4</sub> – все три пакета сообщения находятся в транзитном УК, осуществляется передача первого пакета по второму КС;

С<sub>5</sub> – первый пакет сообщения доставлен в узел-получатель, осуществляется передача второго пакета по первому КС;

С<sub>6</sub> – первый пакет сообщения доставлен в узел-получатель, осуществляется передача третьего пакета по первому КС и второго пакета по второму КС;

С<sub>7</sub> – первый пакет сообщения доставлен в узел-получатель, второй и третий пакеты доставлены в промежуточный УК, осуществляется передача второго пакета по второму КС;

С<sub>8</sub> – первый и второй пакеты сообщения доставлены в узел-получатель, осуществляется передача третьего пакета по первому КС;

С<sub>9</sub> – первый и второй пакеты сообщения доставлены в узел-получатель, осуществляется передача третьего пакета по второму КС;

С<sub>10</sub> – все пакеты доставлены в узел-получатель, передача информации завершена.

МПВ и МШП для данного ГСП по аналогии с предыдущим рассматриваемым случаем могут быть представлены матрицей производящих функций переходов.

$$P_{[3,3]} = \begin{bmatrix} 0 & g_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_{23} & 0 & g_{25} & g_{26} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & g_{34} & 0 & g_{36} & g_{37} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & g_{47} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & g_{56} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & g_{67} & g_{68} & g_{69} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & g_{79} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & g_{89} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & g_{9,10} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (16)$$

В исследуемом процессе через производящие функции ВВХ каналов связи можно выра-

зить следующие переходы:  $g_{12} = g_{23} = g_{34} = F_1$ ;  $g_{25} = F_2$ ;  $g_{36} = F_2 F_1'$ ;  $g_{56} = F_1 F_2'$ ;  $g_{47} = g_{36} F_1'$ .

Остальные переходы процесса зависят от траектории их попадания в данное состояние. То есть исследуемый процесс обладает явным последствием. Для определения точных значений вероятности времени передачи сообщения необходимо составить диаграмму траекторий реализации процесса доведения, например, в виде, представленном на рис. 6.

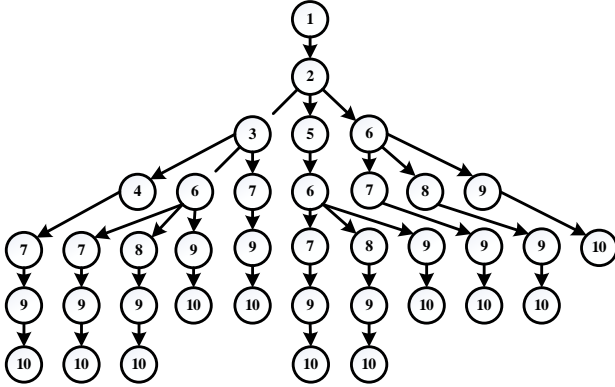


Рис. 6. Ансамбль траекторий движения процесса передачи трехпакетного сообщения по ВМ из двух КС

Тогда ВВХ процесса доведения трехпакетного сообщения по виртуальному маршруту, состоящему из двух последовательных каналов связи, будет определяться как сумма распределений вероятности времени доведения по каждой из возможных траекторий движения процесса из  $C_1$  в  $C_{10}$ .

Для удобства демонстрации метода исследования ВВХ указанного процесса воспользуемся элементами математического аппарата реляционной алгебры [14]. При этом производящие функции переходов процесса удобно интерпретировать в виде множеств кортежей значений вероятности и времени того или иного перехода:

$$g(s) = \sum_{i=1}^n p_i e^{s\tau_i} \rightarrow \Phi = \{ \langle p_1, \tau_1 \rangle; \dots; \langle p_i, \tau_i \rangle; \dots; \langle p_n, \tau_n \rangle \}. \quad (17)$$

Тогда к множествам  $\Phi$  можно применять все известные операции реляционной алгебры (операции  $\sigma$  – селекции,  $\pi$  – проекции,  $\times$  – декартового произведения).

Рассмотрим, к примеру, траекторию исследуемого процесса, содержащую следующие состояния: 1-2-3-6-7-9-10.

Переход 1–2 происходит с распределением вероятности времени передачи пакета по первому

КС  $F_1 \rightarrow \Phi_1$ . Переход 2–3 осуществляется параллельно переходу 2–5  $F_2 \rightarrow \Phi_2$ , соответствующему передаче пакета по второму КС, и происходит с распределением вероятности времени доведения пакета по первому КС. Поэтому процесс может перейти из состояния 2 в состояние 3 лишь при совместной реализации исходов обоих переходов, где время первого перехода меньше времени второго перехода. Тогда распределение вероятностей перехода 2–3 определяется из выражения

$$\Phi_{23} = \pi_{\tau^1} \left( \sigma_{\tau^1 < \tau^2} (\Phi_1 \times \Phi_2) \right) = \left\{ \langle p_j^1, p_i^2, \tau_j^1 \rangle \right\}, \\ (j = \overline{1, |\Phi_1|}; i = \overline{1, |\Phi_2|}). \quad (18)$$

Из совместности времен протекания процессов следует, что соответствующие вероятности  $p_j$  и  $p_i$  нужно перемножить, тогда получится ряд распределения вероятностей перехода 2–3 в виде

$$\Phi_{23} = \left\{ \langle p_k^{23}, \tau_k^{23} \rangle \right\},$$

$$\text{где } p_k^{23} = p_j^1 \cdot p_i^2, \tau_k^{23} = \tau_j^1. \quad (19)$$

При попадании в состояние  $C_3$  запускается процесс передачи третьего пакета по первому КС, при этом продолжается процесс доведения первого пакета по второму КС. Отсюда распределение вероятности времени завершения передачи первого пакета по второму КС будет определяться из выражения

$$\widehat{\Phi}_{36} = \left\{ \langle \widehat{p}_k^{36}, \widehat{\tau}_k^{36} \rangle \right\}, \text{ где } \widehat{p}_k^{36} = p_k^{23}, \widehat{\tau}_k^{36} = \tau_i^2 - \tau_k^{23} \\ (k = \overline{1, |\widehat{\Phi}_{36}|}; i = \overline{1, |\Phi_{23}|}). \quad (20)$$

Учитывая, что данный переход случится, если время его реализации будет меньше времени реализации перехода 3–4, соответствующего доведению третьего пакета по первому КС с рядом распределения  $\Phi_1$ , в итоге распределение вероятностей времени перехода 3–6 будет выглядеть следующим образом:

$$\Phi_{36} = \pi_{\tau^{36}} \left( \sigma_{\tau^{36} < \tau^1} (\Phi_1 \times \widehat{\Phi}_{36}) \right) = \left\{ \langle p_k^{36}, \tau_k^{36} \rangle \right\}, \\ (k = \overline{1, |\Phi_{36}|}). \quad (21)$$

После осуществления перехода 3–6, обозначающего тот факт, что первый пакет был передан по второму КС раньше, чем третий пакет

был передан по первому КС, началась передача второго пакета по второму КС. Одновременно с этим продолжается передача третьего пакета по первому КС. Таким образом, из состояния  $C_6$  возможны переходы в состояния  $C_7$ ,  $C_8$  и  $C_9$  с соответствующими распределениями вероятностей времени их осуществления:

$$\begin{aligned}\widehat{\Phi}_{67} &= \left\{ \left\langle \widehat{p}_k^{67}, \widehat{\tau}_k^{67} \right\rangle \right\}, \quad \text{где } \widehat{p}_k^{67} = p_k^{36}, \widehat{\tau}_k^{67} = \\ &= \tau_i^1 - \tau_k^{36} \left( k = \overline{1, |\widehat{\Phi}_{67}|}; i = \overline{1, |\Phi_{36}|} \right),\end{aligned}\quad (22)$$

$$\Phi_{68} = \Phi_2, \quad (23)$$

$$\begin{aligned}\Phi_{69} &= \pi_{\tau^{69}} \left( \sigma_{\tau^{67}=\tau^2} \left( \Phi_2 \times \widehat{\Phi}_{67} \right) \right) = \left\{ \left\langle p_k^{69}, \tau_k^{69} \right\rangle \right\}, \\ &\left( k = \overline{1, |\Phi_{69}|} \right).\end{aligned}\quad (24)$$

В исследуемой траектории процесса доведения сообщения предполагается осуществление перехода 6–7. Поэтому распределение условных вероятностей времени наступления этого события определяется исходя из описанных выше соображений по выражению

$$\begin{aligned}\Phi_{67} &= \pi_{\tau^{67}} \left( \sigma_{\tau^{67} < \tau^2} \left( \Phi_2 \times \widehat{\Phi}_{67} \right) \right) = \left\{ \left\langle p_k^{67}, \tau_k^{67} \right\rangle \right\}, \\ &\left( k = \overline{1, |\Phi_{67}|} \right).\end{aligned}\quad (25)$$

Таким образом, попадание процесса в состояние  $C_7$  предполагает доведение третьего пакета по первому КС и продолжение передачи второго пакета по второму КС. Завершение процесса доведения второго пакета по второму КС в этом случае обладает безусловными вероятностями времени его осуществления, распределение которых будет выглядеть следующим образом:

$$\begin{aligned}\Phi_{79} &= \left\{ \left\langle p_k^{79}, \tau_k^{79} \right\rangle \right\}, \quad \text{где } p_k^{79} = p_k^{67}, \\ \tau_k^{79} &= \tau_i^2 - \tau_k^{67} \left( k = \overline{1, |\Phi_{79}|}; i = \overline{1, |\Phi_{67}|} \right).\end{aligned}\quad (26)$$

Завершающим этапом передачи трехпакетного сообщения по ВМ для любой траектории движения процесса является передача третьего пакета по второму КС. Так как в данной траектории процесс попадает в состояние  $C_9$  путем доведения второго пакета по второму КС, то с

момента завершения этого перехода начинается передача третьего пакета. Поэтому распределение вероятностей времени этого перехода в данном случае равно  $\Phi_{9,10} = \Phi_2$ .

Таким образом, получены в виде множеств распределения вероятности времени всех переходов процесса в соответствии с выбранной траекторией. Для получения комплексных ВВХ процесса доведения трехпакетного сообщения по ВМ по данной траектории необходимо руководствоваться следующими правилами:

1) распределение вероятностей времени безусловных переходов ( $C_1 - C_2$ ,  $C_7 - C_9$ ,  $C_9 - C_{10}$ ) определяется по выражению

$$\begin{aligned}\Phi_{ij} &= \pi_{(\tau^{ik} + \tau^{kj})} (p^{ik}, p^{kj}) (\Phi_{ik} \times \Phi_{kj}) = \left\{ \left\langle p_l^{ij}, \tau_l^{ij} \right\rangle \right\}, \\ &\left( l = \overline{1, |\Phi_{ij}|} \right);\end{aligned}\quad (27)$$

2) распределение вероятностей времени условных переходов ( $C_2 - C_3$ ,  $C_3 - C_6$ ,  $C_6 - C_7$ ) определяется по выражениям (18)–(24) и (27).

Вычислив таким образом и сложив ряды распределения времени для всех траекторий реализации процесса, получим искомые характеристики с помощью выражений (6)–(7).

Сформированный научно-методический аппарат исследования характеристик процесса доведения многопакетных сообщений по виртуальному маршруту позволяет оценить среднюю величину задержки передаваемых сообщений и вероятность их доведения за требуемое время. Чтобы понять вклад характеристик передачи пакетов по одному из каналов связи проключенного ВМ, построим зависимости среднего времени и дисперсии времени доведения МПС по ВМ от характеристик доставки одного пакета по второму КС ВМ. В качестве исходных данных возьмем следующие характеристики КС: вероятности доведения пакета и квитанции с одного повтора –  $P_n, P_{кв}$ ; время доведения одного пакета и квитанции –  $t_n, t_{кв}$ ; максимальное число попыток доведения пакетов и квитанции –  $n$ .

Результаты расчетов среднего времени доведения и дисперсии времени доведения МПС по ВМ при ИД, приведенные в табл. 1 и 2, представлены на рис. 7 и 8. При этом в табл. 1 представлены характеристики КС с высокой вероятностью ошибки на бит передаваемого сообщения, а в табл. 2 – характеристики КС с более высокой помехоустойчивостью.

Таблица 1

Характеристики КС с высокой вероятностью битовой ошибки

Характеристики	$P_n$	$t_n$	$P_{KB}$	$t_{KB}$	$n$
КС-1	0,55	2 с	0,69	0,7	7
КС-1	0,62	0,7...3,2 с	0,75	0,1...0,85 с	7

Таблица 2

Характеристики КС с низкой вероятностью битовой ошибки

Характеристики	$P_n$	$t_n$	$P_{KB}$	$t_{KB}$	$n$
КС-1	0,9	2 с	0,95	0,7	5
КС-1	0,85	0,7...3,2 с	0,92	0,1...0,85 с	5

Расчеты были проведены при фиксированном среднем значении времени доведения пакета по КС-1, которое в первом случае составляет 4,8 с, а во втором случае 3,05 с. Из анализа зависимостей на рис. 7 и 8 следует, что общее сред-

нее время и дисперсия времени доведения МПС по ВМ в большей степени зависят от характеристик КС с худшим качеством (максимальным средним временем доведения пакета).

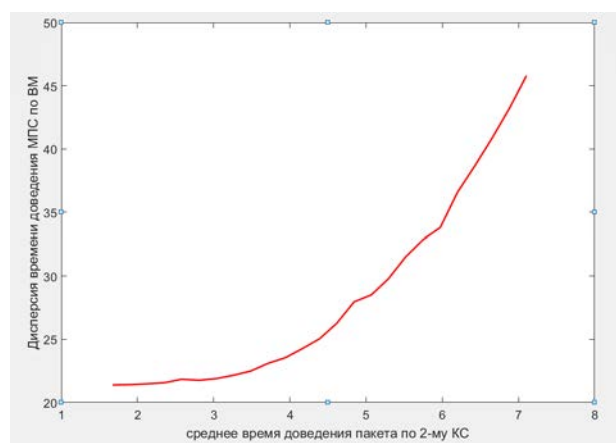
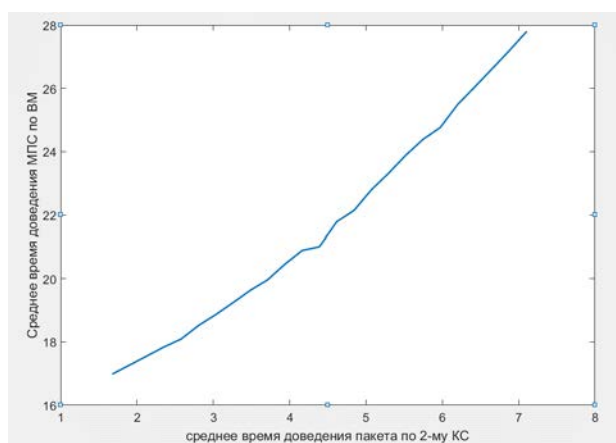


Рис. 7. Среднее время и дисперсия времени доведения МПС по ВМ при плохой помеховой обстановке

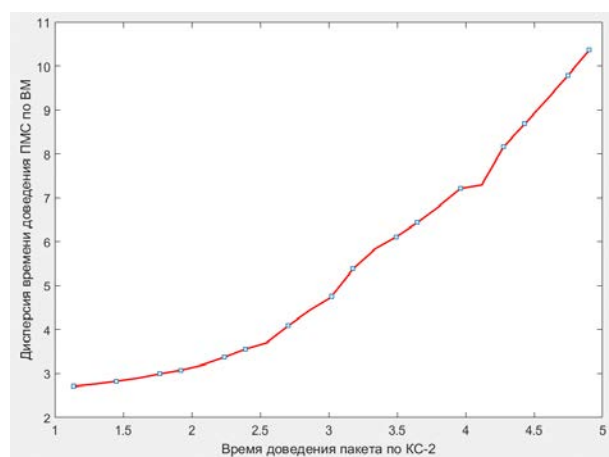
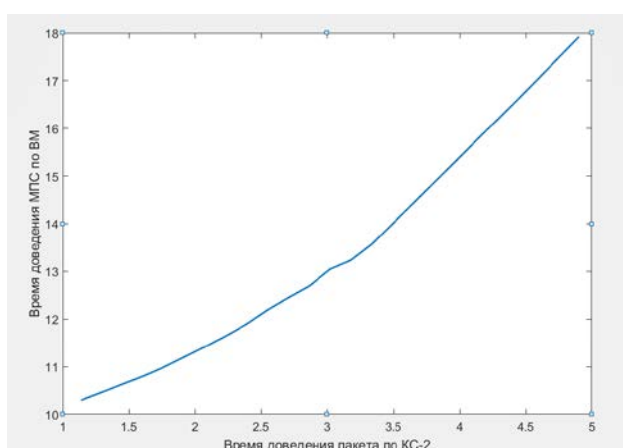


Рис. 8. Среднее время и дисперсия времени доведения МПС по ВМ при нормальной помеховой обстановке

Обобщая опыт исследований характеристик информационного обмена по виртуальным маршрутам и учитывая результаты приведенных выше вычислений времени доведения МПС, индуктивно можно предположить, что время доведения МПС по ВМ, содержащему различные по качеству транзитные КС, будет, в основном, определяться временем следования по КС с наихудшими параметрами, т.е. КС с максимальным средним временем передачи пакета. Поэтому, зная величины среднего времени и дисперсии времени передачи пакетов по всем транзитным КС ВМ, получить среднее время и дисперсию времени доведения МПС по ВМ можно по следующим эмпирическим выражениям:

$$\hat{T}_{\text{МПС}}^{ij} = L_{\text{МПС}} \cdot \bar{t}_{\Pi}^{km} + \sum_{n1 \in ik} \bar{t}_{\Pi}^{n1} + \sum_{n2 \in mj} \bar{t}_{\Pi}^{n2}, \quad (28)$$

$$\hat{D}_{\text{МПС}}^{ij} = L_{\text{МПС}} \cdot D_{\Pi}^{km} + \sum_{n1 \in ik} D_{\Pi}^{n1} + \sum_{n2 \in mj} D_{\Pi}^{n2}, \quad (29)$$

где  $L_{\text{МПС}}$  – количество пакетов МПС;

$\bar{t}_{\Pi}^{km}$ ,  $D_{\Pi}^{km}$  – среднее время и дисперсия времени передачи пакета по  $km$ -му КС ВМ между  $i$ -м и  $j$ -м УК с наихудшим качеством ( $\bar{t}_{\Pi}^{km} = \max_{pr \in ij} (\bar{t}_{\Pi}^{pr})$ );

$\bar{t}_{\Pi}^{n1}$ ,  $D_{\Pi}^{n1}$  – среднее время и дисперсия времени передачи пакета по КС ВМ до  $km$ -го КС;

$\bar{t}_{\Pi}^{n2}$ ,  $D_{\Pi}^{n2}$  – среднее время и дисперсия времени передачи пакета после  $km$ -го КС.

Для анализа погрешности оценки временных характеристик доведения МПС по ВМ с помощью эмпирических выражений (28)–(29) были построены совместные графики зависимостей среднего времени и дисперсии времени доведения МПС по исходным данным табл. 1 и 2, представленные на рис. 9 и 10.

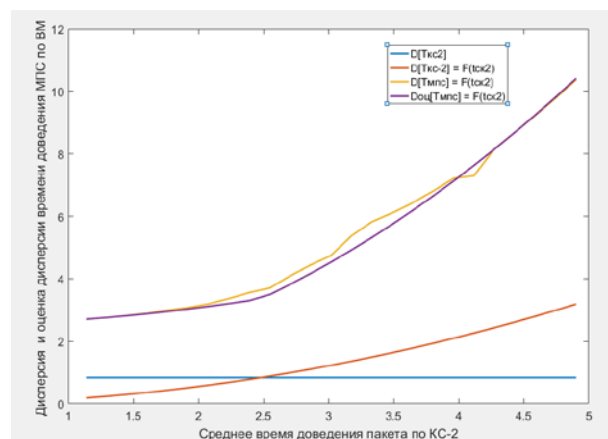
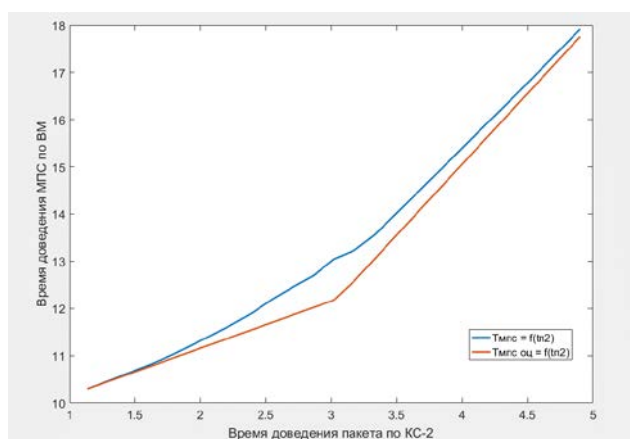


Рис. 9. Расчетные и оценочные значения среднего времени и дисперсии времени доведения МПС по ВМ при нормальной помеховой обстановке

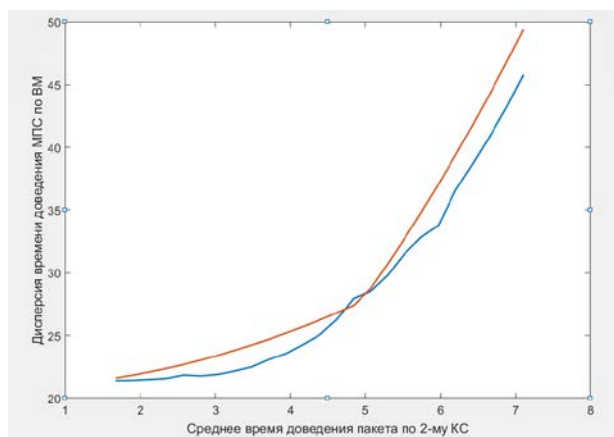
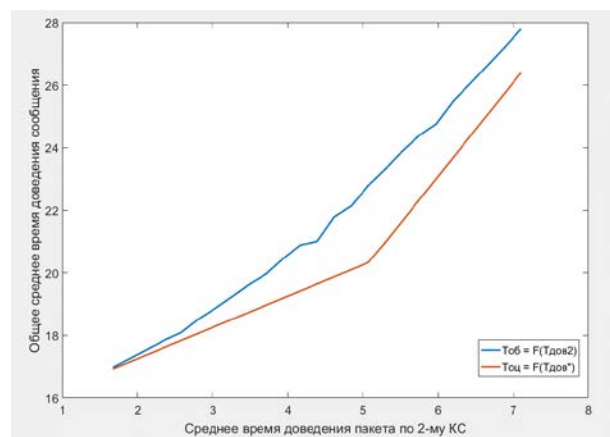


Рис. 10. Расчетные и оценочные значения среднего времени и дисперсии времени доведения МПС по ВМ при плохой помеховой обстановке

Из анализа представленных зависимостей следует, что, во-первых, при хорошем качестве КС ВМ эмпирические выражения (28)–(29) достаточно точно характеризуют временные характеристики процесса доведения МПС по ВМ, во-вторых, максимальная погрешность расчета временных характеристик исследуемого процесса по выражениям (28)–(29) возникает при близком значении качества КС ВМ и при хорошем качестве КС не превышает 5% от времени доведения МПС.

Для оценки своевременности доведения МПС, т.е. вероятности доведения МПС за допустимое время, можно воспользоваться неравен-

ством Чебышева [15]. При этом в случае, когда суммарная вероятность времени доведения МПС меньше единицы, целесообразно воспользоваться выражением

$$\hat{P}(t_{\text{МПС}} \leq T^{\text{доп}}) \geq \left(1 - \frac{\hat{D}_{\text{МПС}}}{T^{\text{доп}} - \hat{T}_{\text{МПС}}}\right) \cdot \left(\sum_i P_i(t_i)\right). \quad (30)$$

Графики зависимости вероятности и оценки вероятности доведения МПС, а также разности среднего времени и десяти СКО времени доведения от времени передачи пакета по КС-2 представлены на рис. 11.

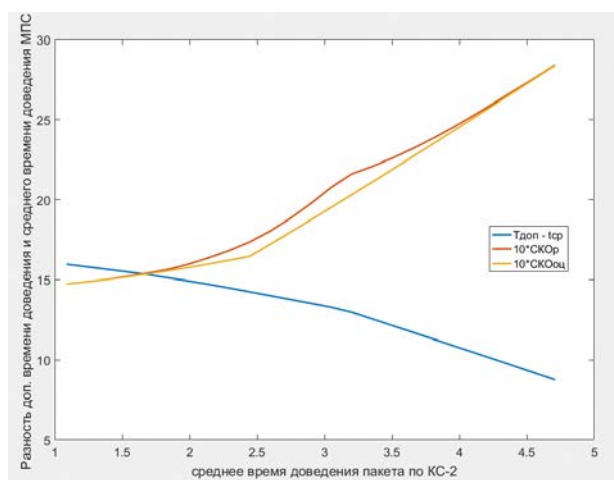
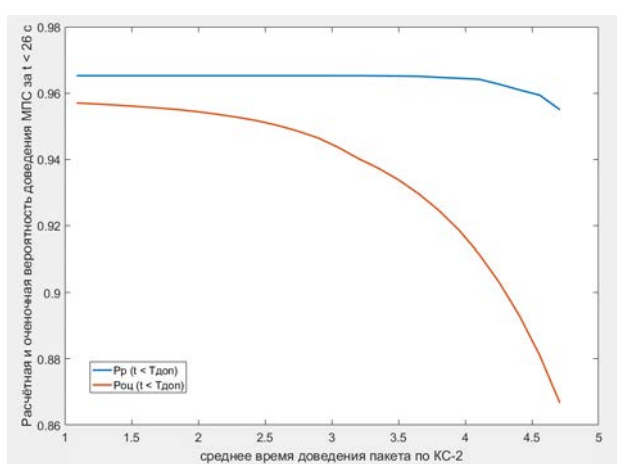


Рис. 11. Расчетные и оценочные значения своевременности доведения МПС по ВМ

Из анализа графиков следует, что достаточно точное приближение оценки нижней границы вероятности неперевышения допустимого времени доведения МПС наблюдается в случаях, когда разница допустимого времени и среднего времени доведения МПС не меньше десяти СКО времени его доведения.

Таким образом, обобщая полученные в ходе исследований результаты на случай передачи МПС по ВМ с произвольным числом транзитных КС различного качества, можно сделать вывод о том, что достаточно точные значения среднего времени доведения МПС и дисперсии времени доведения МПС можно оценить с помощью выражений (27)–(28), а при достаточно большом требуемом гарантированном времени доведения МПС нижнюю границу оценки вероятности этого события можно получить по выражению (30). Однако при исследовании ВВХ доведения МПС по ВМ с КС достаточно плохого качества (высокой вероятностью битовой ошибки) определить характеристики задержки пакетов МПС в УК возможно с

помощью разработанного операторного метода определения ВВХ доведения МПС по ВМ. Полученные результаты легли в основу методики обоснования выбора оптимального маршрута доведения МПС по ВМ, опубликованной в [16].

#### Литература

1. Головин О.В., Простов С.П. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи / Под ред. профессора О.В. Головина. М.: Горячая линия-Телеком, 2006. 598 с.: ил. ISBN 5-93517-192-9.
2. Красносельский Н.И. и др. Автоматизированные системы управления в связи: Учебник для вузов М.: Радио и связь, 1988. 272 с.
3. Шнепс М.А. Системы распределения информации. Методы расчета: Справ. пособие. М.: Связь, 1979. 344 с.
4. Шувалов В.П., Егунов М.М., Минина Е.А. Обеспечение показателей надежности телекоммуникационных систем и сетей. М.: Горячая линия - Телеком, 2016. 168 с.
5. Якубайтис Э.А. Информационные сети и системы. Справочная книга. М.: Финансы и статистика, 1996. 368 с.

6. Казаков В.А. Введение в теорию марковских процессов и некоторые радиотехнические задачи. М.: Сов. радио, 1973. 232 с.
7. Кемени Джон Дж., Снелл Дж. Ларк. Конечные цепи Маркова / Пер. с англ. М.: Наука, 1970. 272 с.
8. Цимбал В.А. Информационный обмен в сетях передачи данных. Марковский подход: монография / В.А. Цимбал. М.: Вузовская книга, 2014. 144 с.: ил.
9. Цимбал В.А., Вальваков А.М., Попов М.Ю. Анализ характеристик конечных марковских цепей при разных шагах переходов / Известия института инженерной физики. Серпухов, 2014. № 1. С. 53–56.
10. Потапов С.Е., Потапова И.Д. Операторный метод определения вероятностно-временных характеристик информационного обмена по виртуальным маршрутам доведения сообщений // Материалы XIII Междунар. науч.-техн. конф. «Перспективные технологии в средствах передачи информации» / Владим. гос. университет; редкол.: А.Г. Самойлов [и др.]. Владимир: ВлГУ, 2019. Т. 1. С. 84–90.
11. Карачанская Е.В., Дубко В.А. Применение характеристических функций в теории вероятностей и теории случайных процессов: учеб. пособие. Хабаровск: Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, 2010. 67 с. ISBN 978-5-7389-0932-0.
12. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: Учебник для вузов. 2-е изд. СПб.: Питер, 2006. 751 с.: ил. ISBN 5-469-00816-9.
13. Цимбал В.А., Потапов С.Е., Тоискин В.Е., Лягин М.А. Приложение теории конечных марковских цепей к анализу протоколов информационного обмена и оптимизации их параметров // Междунар. конф. «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» (REDS-2018); Доклады; Серия: науч. конф. посвящ. Дню радио / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. М.: ООО «БРИС-М», 2018. Вып. LXXIII. С. 3–17.
14. Тарасов В.Г. Основы теории автоматизированных систем управления. Воронеж: ВВИА им. Н.Е. Жуковского, 1988. 437 с.
15. Вентцель Е.С. Исследование операций: задачи, принципы, методология. 2-е изд., стер. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1988. 208 с.
16. Цимбал В.А., Потапов С.Е. Модифицированный алгоритм определения оптимальных маршрутов доставки многопакетных сообщений в сетях передачи данных с коммутацией пакетов // Междунар. конф. «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» (REDS-2019); Доклады; Серия: науч. конф. посвящ. Дню радио / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. М.: ООО «БРИС-М», 2018. Вып. LXXIV. С. 117–121.

Статья поступила в редакцию 26 июля 2019 года



УДК 621.396:621.59

**УТОЧНЕНИЕ ОЦЕНКИ КАНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕШАЮЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ И ФИЛЬТРА КАЛМАНА**

© Автор, 2019

**А.Ю. Савинков**, д.т.н., доцент, Воронежский гос. университет, e-mail: a.savinkov@mail.ru

*Предложен алгоритм для уточнения оценки параметров канала распространения, полученной по пилот-символам. Алгоритм использует решающую обратную связь по демодулированным данным и фильтр Калмана для формирования уточненной оценки канала. Алгоритм позволяет заметно повысить качество приема в условиях быстрых замираний.*

**Ключевые слова:** квадратурная амплитудная модуляция, оценка канала распространения, решающая обратная связь, фильтр Калмана.

**CHANNEL ESTIMATION BASED ON DECISION FEEDBACK AND KALMAN FILTER**

© Author, 2019

**A.Yu. Savinkov**, D.Sc. in Engineering Science, Associate Professor, Voronezh State University, e-mail: a.savinkov@mail.ru

*An algorithm for a correction of channel parameters estimation obtained from pilot-symbols is proposed. The algorithm uses a decision feedback from the demodulated data and the Kalman filter to build a channel estimation correction. The algorithm allows to significantly improve the reception quality in fast fading conditions.*

**Keywords:** quadrature amplitude modulation (QAM), propagation channel estimation, decision feedback, Kalman filter.

В современных системах радиосвязи широко используется квадратурная амплитудная модуляция (КАМ) в сочетании с когерентной демодуляцией [1]. Для выполнения когерентной демодуляции на приемной стороне необходимо располагать оценкой комплексного коэффициента передачи канала распространения сигнала от модулятора до демодулятора (оценкой канала). Для получения оценки канала в передаваемое сообщение вставляют априорно известные приемнику символы модуляции – пилот-символы. При этом с точки зрения передачи данных пилот-символы являются непроизводительной нагрузкой на канал передачи, поскольку они не несут информации, но на их передачу тратится энергия и время. Поэтому отношение числа пилот-символов к числу информационных символов следует минимизировать при ограничении на величину допустимой вероятности ошибки.

В ранних системах передачи данных пилот-символы обычно размещались в начале кадра и полученная оценка использовалась для демодуляции всего кадра. Позднее пилот-символы стали размещаться в середине кадра в целях уменьшения ошибки в нестационарном канале

(см., например, сравнение USDC и GSM [2]). Но еще более эффективно использовать несколько разнесенных во времени пилот-символов, чтобы не только получить оценку канала в момент приема пилот-символа, но и оценить тренд изменения канала (см. рис. 1). Если использовать пилот-символы в начале и в конце кадра (или в начале текущего и в начале следующего кадра при непрерывной передаче), можно построить линейную аппроксимацию коэффициента передачи канала на интервале кадра.

Еще более качественную оценку канала можно получить, если совместно рассмотреть несколько последовательных кадров и использовать более сложную аппроксимацию, например, с использованием кубических сплайнов [3]. Но совместная обработка нескольких последовательных кадров не только повышает сложность реализации, но и ведет к росту задержки при передаче данных, что не всегда допустимо в системах голосовой связи или в системах управления. Кроме того, в пакетных системах не гарантируется передача достаточного числа кадров подряд. Поэтому целесообразно рассмотреть другие решения, ориентированные на независимую обработку отдельных кадров.



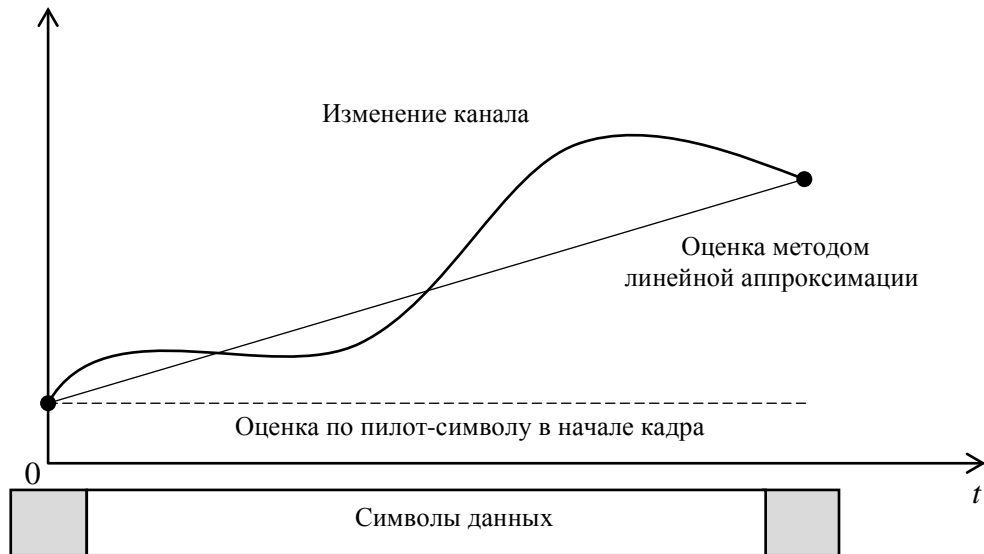


Рис. 1. Пояснение к оценке канала

Известны решения для оценки канала, основанные на использовании решающей обратной связи, например [4].

Пусть передатчик формирует сигнал вида

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} (\theta(t - T \cdot (i - 0.5)) - (\theta(t - T \cdot (i + 0.5))) \cdot m_i, \quad (1)$$

где  $N$  – число символов в кадре, включая пилот-символы,  $T$  – длительность символа,  $m_i$  – комплексные символы модуляции, причем  $m_0$  и  $m_{N-1}$  априорно известны приемнику (пилот-символы);  $\theta(t)$  – функция Хэвисайда.

Пусть на вход приемника поступает сигнал вида

$$x(t) = s(t) \cdot h(t) + n(t), \quad (2)$$

где  $h(t)$  – комплексный коэффициент передачи канала как функция времени (предполагается отсутствие многолучевого распространения сигнала),  $n(t)$  – белый гауссовский шум.

Переходя к дискретному представлению сигнала, перепишем (2) в виде

$$x_i = m_i \cdot h_i + n_i, \quad (3)$$

где  $h_i = (T \cdot i)$ ,  $n_i = n(T \cdot i)$ ,  $i = 0, N-1$ .

По первому пилот-символу приемник может сформировать первую оценку канала  $\hat{h}_0 = x_0 / m_0$ . Используя эту оценку, приемник может получить оценку первого информацион-

ного символа модуляции в виде  $\hat{m}_1 = x_1 / \hat{h}_0$  и затем, используя как пилот-символ полученную оценку информационного символа, найти следующую оценку канала  $\hat{h}_1 = x_1 / \hat{m}_1$  и т.д. В этом и состоит идея решающей обратной связи при оценке канала (решение, вынесенное по информационному символу, используется для получения новой оценки канала, которая используется для демодуляции следующего информационного символа, и т.д.). В общем случае очередная оценка канала может формироваться на основе нескольких оценок информационных символов  $\hat{h}_i = F(\hat{m}_i, \hat{m}_{i-1}, \dots, \hat{m}_{i-k})$ , где  $F(\cdot)$  – некоторое преобразование (сглаживающая функция, часто основанная на статистических методах). Например, в [4] используется линейная регрессия.

Основной недостаток алгоритма оценки канала на основе решающей обратной связи состоит в том, что при получении ошибочной оценки символа модуляции ( $\hat{m}_i \neq m_i$ ) резко ухудшается оценка канала, в результате чего возрастает вероятность ошибки при демодуляции следующих символов. Использование сглаживающей функции не решает этой проблемы. Можно сказать, что оценка канала на основе решающей обратной связи работает до первой ошибки демодуляции, поэтому обойтись совсем без пилот-символов при передаче длительных сообщений не удастся. Но решающая обратная связь может быть использована для уточнения оценки канала, полученной по пилот-символам.

Известно, что в канале с аддитивным гауссовским шумом хорошая оценка параметра может быть получена с использованием фильтра Калмана [5]. В этой связи целесообразно рассмотреть возможность применения фильтра Калмана в петле решающей обратной связи.

В основу работы фильтра Калмана положена математическая модель физической системы. Множество параметров системы определяет состояние системы, которое удобно представить в виде вектор-столбца  $\mathbf{U} = [u_1, u_2, \dots, u_m]^T$ , где  $u_i$  – значения параметров системы. Математическая модель системы должна позволять по известному состоянию системы  $\mathbf{U}^{(i)}$  в момент времени  $t_i$  определить состояние системы  $\mathbf{U}^{(i+1)}$  в момент времени  $t + 1$ . Если состояние системы определяется вектор-столбцом размерности  $m \times 1$ , то математическая модель может быть определена как матрица  $\mathbf{F}$  размерностью  $m \times m$ , так что  $\mathbf{U}^{(i+1)} = \mathbf{F} \cdot \mathbf{U}^{(i)}$ . Матрицу  $\mathbf{F}$  обычно называют матрицей эволюции системы.

Применительно к задаче оценки канала состояние системы определим в виде

$$\mathbf{U}^{(i)} = [h_i, \dot{h}_i]^T, \quad (4)$$

где  $h_i = h(T \cdot i)$  – комплексный коэффициент передачи канала в момент времени  $T \cdot i$ ;  $\dot{h}_i$  – производная оценки канала по времени, определяющая скорость изменения канала. Тогда матрицу эволюции системы можно определить в виде

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

а априорное состояние системы  $\mathbf{U}_{predict}^{(i+1)}$  в следующий момент времени будет определяться по формуле

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{predict}^{(i+1)} &= \mathbf{F} \cdot \mathbf{U}^{(i)} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_i \\ \dot{h}_i \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} h_i + \dot{h}_i \cdot T \\ \dot{h}_i \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (6)$$

Таким образом, согласно выбранной модели скорость изменения канала остается неизменной, а коэффициент передачи канала линейно

меняется со временем, как и в случае линейной аппроксимации, рассмотренном ранее.

Затем в момент времени  $T \cdot (i + 1)$  фактическое состояние системы измеряется. Обозначим измеренное состояние системы  $\mathbf{U}_{measure}^{(i+1)}$ . В рассматриваемом случае измеренное состояние может определяться по формуле

$$\mathbf{U}_{measure}^{(i+1)} = \begin{bmatrix} \hat{h}_i \\ (\hat{h}_i - \hat{h}_{i-1})/T \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где  $\hat{h}_i = x_i / \hat{m}_i$  – оценка канала по решающей обратной связи.

Фильтр Калмана строит оптимальную оценку состояния системы на шаге  $i + 1$  как линейную комбинацию предсказанного и измеренного состояний:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}^{(i+1)} &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}) \cdot \mathbf{U}_{predict}^{(i+1)} + \mathbf{K} \cdot \mathbf{U}_{measure}^{(i+1)} = \\ &= \mathbf{U}_{predict}^{(i+1)} - \mathbf{K} \cdot (\mathbf{U}_{measure}^{(i+1)} - \mathbf{U}_{predict}^{(i+1)}), \end{aligned} \quad (8)$$

где  $\mathbf{I}$  – единичная матрица,  $\mathbf{K}$  – весовой множитель.

Фильтр Калмана находит такое значение весового множителя  $\mathbf{K}$ , которое минимизирует дисперсию ошибки оценки состояния. Весовой множитель обновляется на каждом шаге по рекуррентным формулам

$$\begin{aligned} \mathbf{P}^{(i+1)'} &= \mathbf{F} \cdot \mathbf{P}^{(i)} \cdot \mathbf{F}^T + \mathbf{Q}, \\ \mathbf{K} &= \mathbf{P}^{(i+1)'} \cdot (\mathbf{P}^{(i+1)'} + \mathbf{R})^{-1}, \\ \mathbf{P}^{(i+1)} &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}) \cdot \mathbf{P}^{(i+1)'}. \end{aligned} \quad (9)$$

Здесь  $\mathbf{P}^{(i+1)'}$  – априорная (предсказанная) матрица ошибки оценки следующего состояния,  $\mathbf{P}^{(i+1)}$  – апостериорная (уточненная) матрица ошибки оценки следующего состояния ( $\mathbf{P}^{(0)} = \mathbf{Q}$ ),  $\mathbf{Q}$  – ковариационная матрица ошибок модели,  $\mathbf{R}$  – ковариационная матрица ошибок измерения. Матрицы  $\mathbf{Q}$  и  $\mathbf{R}$  полагаются неизменными.

Таким образом, для того чтобы минимизировать дисперсию ошибки оценки состояния, необходимо располагать априорной информацией о матрицах  $\mathbf{Q}$  и  $\mathbf{R}$ .

Для выбранной модели физической системы (4), (5) ошибка модели связана с нелинейным изменением параметров канала (см. рис. 2).

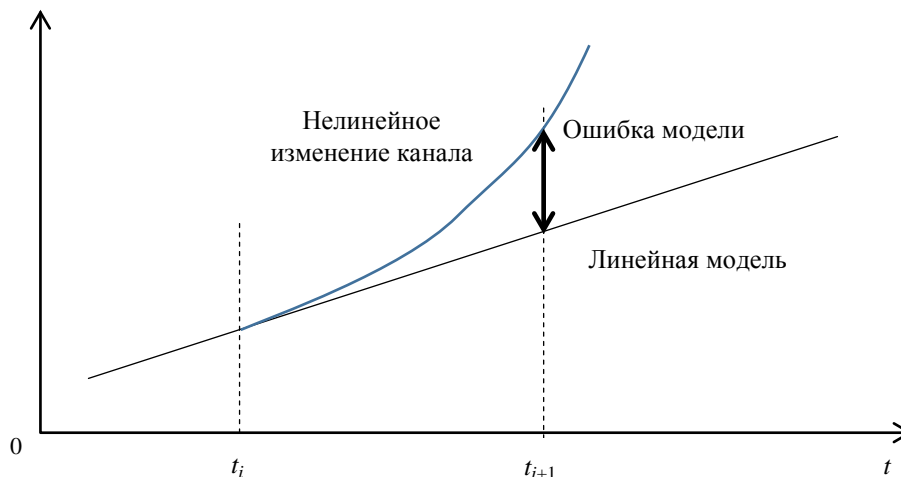


Рис. 2. Пояснение к ошибке модели

Очевидно, что ошибка модели будет зависеть как минимум от скорости замираний. Для определения матрицы  $\mathbf{Q}$  было выполнено на ЭВМ моделирование замираний с использованием модифицированного метода Джейкса [6]. Моделирование, проведенное для различных скоростей замираний, показало, что  $|Q_{11}|$  на 3–6 порядков превышает любую из величин  $|Q_{12}|$ ,  $|Q_{21}|$ ,  $|Q_{22}|$ , которые, в свою очередь, соизмеримы между собой. Поэтому для дальнейших исследований матрица  $\mathbf{Q}$  была определена как

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Заметим также, что для использования в фильтре Калмана важны не столько абсолютные значения элементов  $\mathbf{Q}$  и  $\mathbf{R}$ , сколько их соотношения, которые определяют относительный вклад в полученную оценку предсказанных (по модели) и измеренных значений параметров состояния. Поэтому выбор  $Q_{11}=1$  не ограничивает применимости полученных результатов.

Рассмотрим теперь матрицу  $\mathbf{R}$ , характеризующую ошибки измерения. Согласно принятой модели системы состояние системы включает комплексный коэффициент передачи канала распространения  $h_i$  и скорость его изменения  $\dot{h}_i$ . Если оценки этих параметров выполняются по формуле (7), то дисперсия ошибки измерения будет определяться в основном дисперсией шума. Заметим, что полученные оценки  $\hat{h}_i$  и  $\hat{\dot{h}}_i$  будут зависимыми. Матрица  $\mathbf{R}$  при этом будет

иметь вид  $\begin{bmatrix} \sigma^2 & (1-r(T)) \cdot \sigma^2 \\ (1-r^*(T)) \cdot \sigma^2 & 2 \cdot \sigma^2 \end{bmatrix}$ , где  $r(T)$  – корреляционная функция шума,  $T$  – длительность символа модуляции. В случае  $\delta$ -коррелированного шума  $\mathbf{R} = \sigma^2 \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix}$ .

Заметим, что дисперсия шума обычно неизвестна на практике. Кроме того, метод решающей обратной связи формирует адекватные оценки канала только при безошибочной демодуляции, и после первой же ошибки оценка канала становится недействительной. В этой связи представляется целесообразным искусственно уменьшить вклад измеренного состояния в получаемую оценку канала за счет большего вклада предсказанного состояния. Поэтому при моделировании матрица  $\mathbf{R}$  задавалась в виде  $\eta \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix}$ , где  $\eta > 1$  – эмпирический коэффициент.

Для проверки высказанных предположений было выполнено имитационное статистическое моделирование канала связи на ЭВМ. Каждый кадр содержал один пилот-символ в начале и один пилот-символ в конце кадра. Между пилот-символами размещалось 80 информационных символов с модуляцией 16-QAM. Энергия пилот-символа на 6 дБ превышала среднюю энергию одного символа модуляции. Коэффициент  $\eta = 40$  подбирался по результатам моделирования как минимальное значение, при котором отсутствуют заметные потери помехоустойчивости при низкой частоте замираний, поскольку уве-

личение  $\eta$  одновременно снижает выигрыш при высокой частоте замираний.

На рис. 3 приведен фазовый портрет комплексного коэффициента передачи канала распространения и его оценок при высокой частоте замираний, полученный при моделировании без шума. Частота замираний (максимальное доплеровское смещение частоты в спектре принимае-

мого сигнала) составляла  $0.006/T$ . Заметим, что при таких условиях ширина полосы частот спектра замираний составляет  $\sim 0.97$  от частоты следования пилот-символов, т.е. близка к пределу Найквиста, и линейная аппроксимация канала по двум крайним точкам уже не работает. Оценка же по решающей обратной связи хорошо согласуется с каналом.

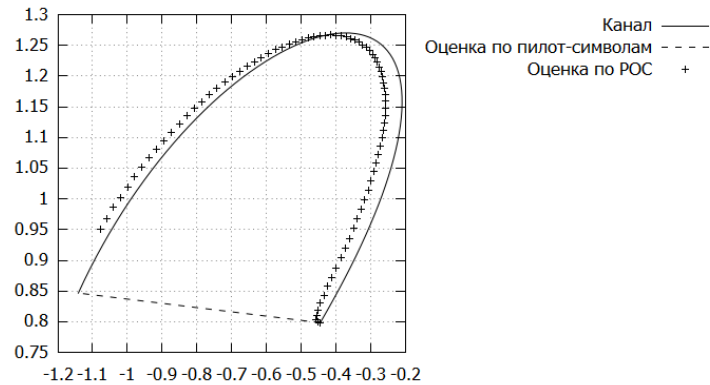


Рис. 3. Коэффициент передачи канала и его оценки на комплексной плоскости

На рис. 4–6 приведены результаты статистического моделирования. На рис. 4 приведены результаты для частоты замираний  $0.006/T$ , на

рис. 5 – для частоты замираний  $0.003/T$  и на рис. 6 – для частоты замираний  $0.001/T$ .

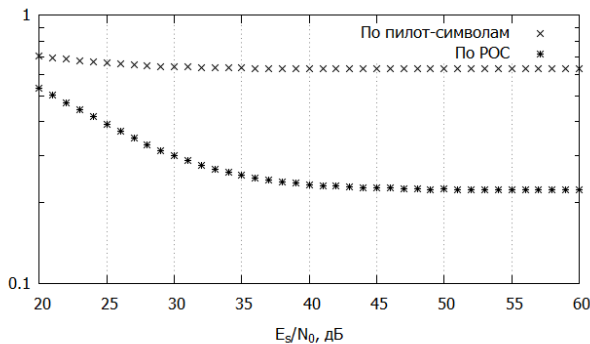


Рис. 4. Относительная частота символьных ошибок при частоте замираний  $0.006/T$

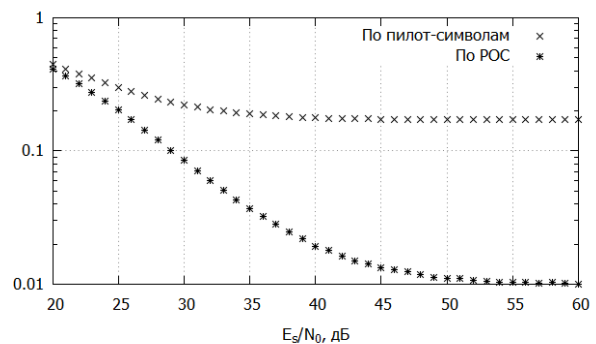


Рис. 5. Относительная частота символьной ошибки при частоте замираний  $0.003/T$

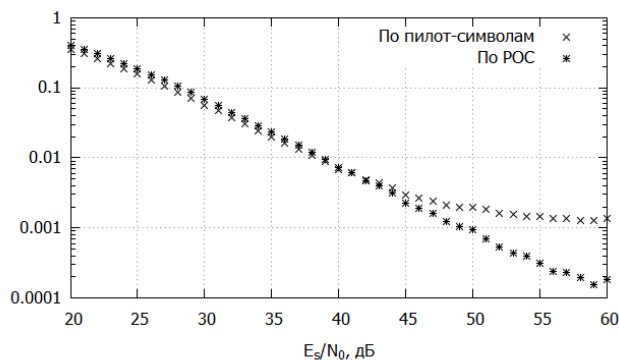


Рис. 6. Относительная частота символьной ошибки при частоте замираний  $0.001/T$

Результаты моделирования показывают, что при высокой частоте замираний достигается значительный выигрыш в качестве приема.

### **Заключение**

В результате применения предложенного алгоритма система связи сможет сохранить работоспособность при росте частоты замираний сигнала до 5 раз, за счет чего можно повысить показатели мобильности абонентов или освоить новые диапазоны частот. Например, из загруженного диапазона частот 2.5–2.7 ГГц можно перейти в диапазон частот 6–10 ГГц при сохранении всех показателей мобильности и качества связи. При сохранении современных диапазонов частот (около 2 ГГц), допустимую скорость движения абонентов можно повысить до 500 и более км/ч за счет чего удовлетворить требованиям IMT-2020.

Заметим также, что использование фильтра Калмана не ведет к существенному росту вычислительной сложности алгоритма в силу низкой размерности задачи (размерность обрабатываемых матриц составляет 2 на 2).

### **Литература**

1. *Прокис Джон*. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
2. *Kanprachar Surachet*. Comparisons Between USDC (IS-54) and GSM. Naresuan University Journal: Science and Technology (NUJST), [S. l.]. 2004. Vol. 12, № 3. Pp. 75–93.
3. *Волков Е.А.* Численные методы. Учеб. пособие для вузов. 2-е изд., испр. М.: Наука, 1987. 248 с.
4. *K. Knoche, Rinas H. and Kammeyer K.* Channel estimation with linear interpolation and decision feedback for UTRA FDD downlink // IEEE Seventh International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Prague, Czech Republic. 2002. Vol. 1. Pp. 54–58.
5. *Kalman R.E.* A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems. Transactions of ASME, Series D, Journal of Basic Engineering. 1960. Vol. 82, № 1. Pp. 35–45.
6. *Dent P., Bottomley G.E. and Croft T.* Jakes fading model revisited, in Electronics Letters. 24 June 1993. Vol. 29, № 13. Pp. 1162–1163.

Статья поступила в редакцию 29 июля 2019 года

УДК 621.396.677

# **ВЫДЕЛЕНИЕ РЕЧИ ЦЕЛЕВОГО ДИКТОРА В ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКЕ ЗА СЧЕТ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО СИНТЕЗА ЛИНЕЙНОЙ МИКРОФОННОЙ РЕШЕТКИ**

© Авторы, 2019

**Л.И. Аверина**, д.ф.-м.н., доцент, e-mail: averina@phys.vsu.ru  
**Д.С. Кузнецов**, магистрант, e-mail: kuznetsov1995dima@mail.ru  
ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет»

*Предложена методика амплитудно-фазового синтеза приемной линейной микрофонной решетки на основе генетического алгоритма, позволяющая улучшить ее направленные свойства во всем речевом диапазоне. На основе разработанного алгоритма проведен синтез девятиэлементной микрофонной решетки, доказавший эффективность предложенного алгоритма. Рассмотрено увеличение выходного отношения сигнал/(шум+помеха) при выделении речи целевого диктора в различной сигнально-помеховой обстановке за счет амплитудно-фазового синтеза микрофонной решетки на основе предложенного метода. На основе компьютерного моделирования показано преимущество разработанного подхода над разреженными микрофонными решетками.*

**Ключевые слова:** микрофонная решетка, амплитудно-фазовый синтез, генетический алгоритм, речевой сигнал.

## **SINGLING OUT THE SPEECH OF THE TARGET SPEAKER IN THE JAMMING ENVIRONMENT DUE TO AMPLITUDE-PHASE SYNTHESIS OF A LINEAR MICROPHONE ARRAY**

© Authors, 2019

**L.I. Averina**, D.Sc. in Physics and Mathematics, Associate Professor, e-mail: averina@phys.vsu.ru  
**D.S. Kuznetsov**, magstrand, e-mail: kuznetsov1995dima@mail.ru  
Voronezh State University

*The method of amplitude-phase synthesis of the receiving linear microphone array based on a genetic algorithm is proposed, which allows to improve its directional properties in the entire speech range. Based on the developed algorithm, a nine-element microphone array was synthesized, which proved the effectiveness of the proposed algorithm. An increase of the output signal/(noise+interference) ratio is observed when the target speaker's speech is singled out in various signal-interference conditions due to the amplitude-phase synthesis of the microphone array on the basis of the proposed method. Based on computer simulation, the advantage of the developed approach over sparse microphone arrays is shown.*

**Keywords:** microphone array, amplitude-phase synthesis, genetic algorithm, speech signal.

Выделение речи в сложной помеховой обстановке является актуальной задачей для ряда практических приложений, таких как акустический мониторинг в городе, системы телеконференций, акустическая разведка, системы голосового доступа и самообслуживания, системы голосового оповещения и многие другие.

В сложной шумовой обстановке системы с одним микрофоном имеют ограниченные возможности выделения речевых сигналов из-за высокого уровня шума и его изменчивости. В таких условиях эффективным методом выделения речевого сигнала является пространственная фильтрация, реализуемая с применением микрофонных решеток. Микрофонные решетки

(МР) – акустические антенны, приемными элементами которых являются микрофоны. Наличие большого количества приемников сигнала в микрофонной решетке позволяет сформировать заданную диаграмму направленности акустической антенны. Преимущества микрофонных решеток по сравнению с системами сбора речевой информации с одним микрофоном состоят в направленности приема звука, подавлении шумов точечных источников, подавлении нестационарных шумов окружения и достижении большего отношения сигнал/шум, частичном ослаблении реверберации, возможности пространственной локализации звука целевого диктора [1].

Формирование диаграммы направленности (ДН) с заданными характеристиками – одна из основных задач проектирования и эксплуатации системы с антенной решеткой (АР). При известном шаге расположения элементов АР, частоте сигнала и разности фаз соседних элементов, определяющей направление максимума ДН, форма ДН и ее характеристики определяются распределением амплитуд токов антенных элементов, которое задается дискретным набором значений весовой функции – весовыми коэффициентами (ВК). Основными требованиями к ДН являются ширина основного лепестка и уровень максимального бокового лепестка (УБЛ). Требования минимальной ширины основного лепестка ДН и минимального УБЛ при заданной геометрии АР взаимосвязаны – улучшение одних характеристик ухудшает другие. Все они определяются выбором ВК. Расчету ВК, оптимальных по тем или иным критериям, посвящено достаточно большое число публикаций. Однако все они затрагивают методы расчета антенных решеток, основанные на использовании моделей приема либо гармонического, либо узкополосного сигнала. Акустические сигналы являются широкополосными, что должно учитываться при решении задачи амплитудно-фазового синтеза микрофонной решетки.

В настоящей работе рассматривается метод расчета ВК приемной микрофонной решетки с пониженным УБЛ диаграммы направленности на основе генетического алгоритма и оценивается эффективность применения синтезированной акустической системы для выделения речи целевого диктора в помеховой обстановке.

### Особенности обработки речевых сигналов

Сигналы речевого диапазона частот занимают полосу от 300 до 3400 Гц, то есть являются широкополосными, что накладывает ограничения на построение микрофонных решеток. Для разных частот характерны разные соотношения между длиной акустической волны и фиксированным расстоянием между микрофонами. В результате при выборе шага решетки для средней частоты диапазона на низких частотах решетка оказывается ненаправленной, а на высоких имеет максимумы чувствительности при ложных угловых направлениях поступления сигнала. Учитывая данную закономерность, обычно заменяют взвешенное суммирование сигналов во временной области, используемое при обработке узкополосных радиосигналов, взвешенным суммированием в частотной области с последующим переходом во временную область (рис. 1).

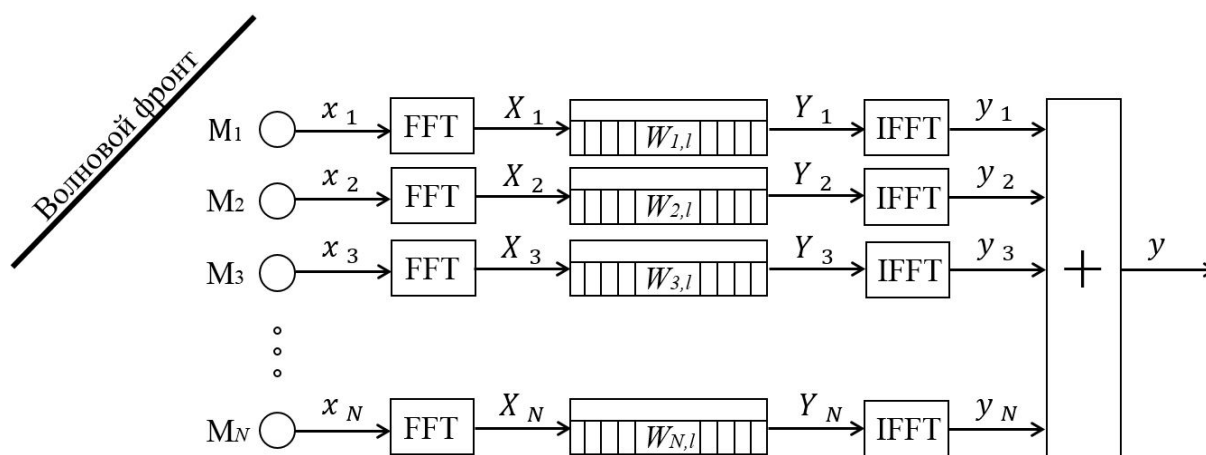


Рис. 1. Схема обработки речевого широкополосного сигнала

Согласно данному алгоритму оцифрованный сигнал с каждого микрофона  $x_m, m=1...N$  ( $N$  – число элементов решетки) подвергается прямому быстрому преобразованию Фурье (FFT)  $X_m$ . Затем полученные спектры разбивается на  $L$  поддиапазонов:

$$X_m = \sum_{l=1}^L X_{m,l},$$

каждый из которых умножается на соответствующий весовой коэффициент  $W_{m,l}$ :

$$Y_m = \sum_{l=1}^L X_{m,l} \cdot W_{m,l}.$$

Спектр в каждом канале решетки подвергается обратному быстрому преобразованию Фурье (IFFT)  $y_m$ , и полученные сигналы скла-

дываются, формируя выходной сигнал микрофонной решетки:

$$y = \sum_{m=1}^N y_m.$$

### **Фазовый синтез микрофонной решетки на основе геометрии системы**

Обычно в качестве весовых коэффициентов  $W_{m,l}$  при обработке сигналов используются фазовые коэффициенты, компенсирующие задержки сигналов, поступающих на антенные элементы с определенного направления. Это позволяет сложить сигналы с разных микрофонов в одной фазе. Будем называть эти коэффициенты геометрическими, так как они рассчитываются на основе геометрии системы и длины волны [2]. Применительно к линейной решетке соотношения для их расчета имеют вид

$$W_{m,l} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp \left[ j \frac{2\pi f_l}{v_{зв}} d (m-1) \sin \phi_c \right],$$

где  $\phi_c$  – угол фазирования,  $f_l$  – центральная частота  $l$ -го частотного поддиапазона,  $d$  – рас-

стояние между микрофонами,  $v_{зв}$  – скорость звука. Тогда диаграмма направленности решетки в  $l$ -м частотном поддиапазоне будет определяться соотношением

$$F_l(\phi) = \sum_{m=1}^N W_{m,l}^* \exp \left[ j \frac{2\pi f_l}{v_{зв}} d (m-1) \sin \phi \right]. \quad (1)$$

Однако получаемая при этом ДН обычно обладает высоким УБЛ, что негативно сказывается на отношении сигнал/помеха для случая прихода помехи со стороны боковых лепестков.

Для примера на рис. 2 представлена зависимость нормированной ДН от частоты речевого диапазона, рассчитанная для девятиэлементной ( $N=9$ ) линейной микрофонной решетки с  $d=8.58$  см и фазированная на нулевой угол. Здесь  $\phi$  – азимутальный угол прихода сигнала. При этом рассматриваемый широкополосный диапазон делился на 40 поддиапазонов ( $L=40$ ). Из графика видно, что с уменьшением частоты значительно увеличивается уровень боковых лепестков, и решетка постепенно теряет свои направленные свойства.

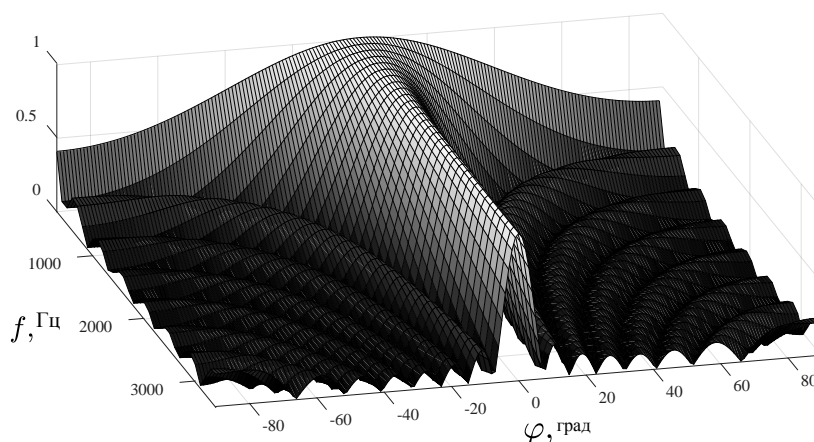


Рис. 2. Зависимость нормированной ДН микрофонной решетки от частоты при синтезе на основе геометрии системы

### **Синтез микрофонной решетки на основе генетического алгоритма**

Для снижения УБЛ диаграммы направленности приемной узкополосной антенной решетки в [3] предложена методика амплитудно-фазового синтеза на основе генетического алгоритма. В настоящей работе было решено использовать данный подход для синтеза микрофонной решетки, учитывая особенности обработки речевых сигналов.

Традиционными оптимизационными техниками поиска наилучшего решения являются методы градиентного и случайного поиска. Градиентные методы эффективны, но имеют недостатки, связанные с попаданием в локальные минимумы, а также с вычислением градиентов, работающих только с непрерывными параметрами. Метод случайного поиска не требует вычисления градиентов, но является медленным, при этом также возможно попадание в локальные минимумы. Генетический алгоритм – это надежный метод гло-



бального поиска, используемый для решения задач оптимизации и моделирования путем случайного подбора, комбинирования и вариации искоемых параметров с использованием механизмов, аналогичных естественному отбору в природе. Его работа основана на вероятностях, что позволяет избежать застреваний в локальных минимумах [4].

Рассмотрим кратко основные понятия данного алгоритма. Ген – базовая структурная единица алгоритма, предназначенная для двоичного кодирования параметра. Массив генов формирует хромосому; набор хромосом, в свою очередь, формируют популяцию. Каждая хромосома имеет соответствующую функцию приспособленности, которая характеризует относительную ценность этой хромосомы.

Алгоритм начинает работать с большим набором случайных хромосом. Они сортируются

от наиболее до наименее подходящих в соответствии с их функциями приспособленности. Затем происходит процесс отбора, в результате которого отбрасываются неэффективные хромосомы, а оставшиеся становятся родителями. Происходит кроссинговер (пересечение) их генетического материала, и образуется новое поколение. Хромосом нового поколения достаточно, чтобы компенсировать отброшенные, поэтому их количество остается постоянным после каждой итерации. Также можно добавить этап внедрения небольших мутаций в хромосомы. Вновь вычисляются функции приспособленности, и процесс повторяется. Алгоритм останавливается после определенного числа повторений или после того, как найдено допустимое решение. Блок-схема работы алгоритма представлена на рис. 3.

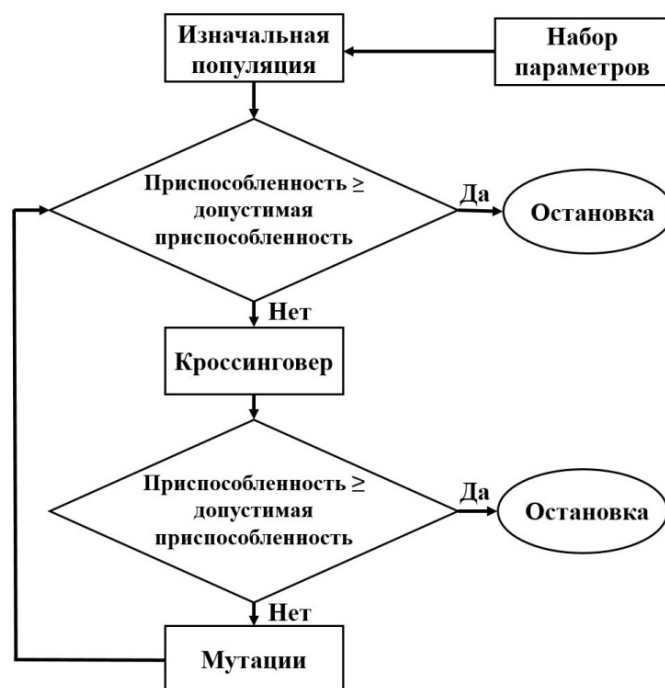


Рис. 3. Блок-схема генетического алгоритма

При использовании алгоритма для формирования ДН микрофонной решетки заданной формы в качестве набора генов используются  $N$  весовых коэффициентов. В работе рассматривалась популяция из 200 хромосом. В каждой итерации цикла, состоящего из 200 поколений, минимизируется среднеквадратическая разница между требуемой и физически реализуемой ДН, то есть полученной с помощью взвешивания коэффициентами данного поколения согласно соотношению (1). В конечном счете отбирается хромосома –  $N$  весовых коэффициентов, которые обеспечивают наибольшее приближение синте-

зируемой ДН к желаемой форме. Весовые коэффициенты подбираются для каждого рассматриваемого частотного поддиапазона.

На рис. 4 представлены результаты расчета зависимости ДН от частоты рассмотренной выше микрофонной решетки при использовании весовых коэффициентов, полученных с помощью генетического алгоритма. Видно, что использование синтеза на основе предлагаемого подхода позволяет не только понизить уровень боковых лепестков на высоких частотах, но и сузить главный лепесток ДН решетки на нижних частотах, сделав ее более направленной.

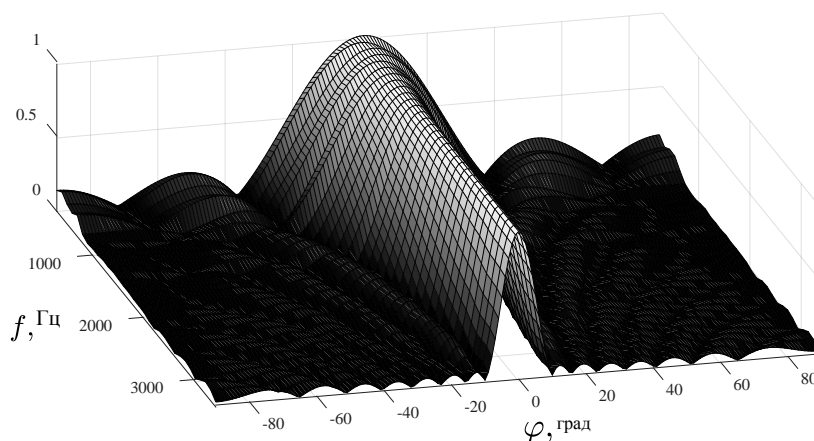


Рис. 4. Зависимость нормированной ДН микрофонной решетки от частоты при синтезе на основе генетического алгоритма

### Выделение целевого диктора с помощью микрофонной решетки

Для выделения речи целевого диктора в помеховой обстановке необходимо максимизировать отношение сигнал/(шум+помеха) (ОСШП) на выходе МР. Для того, чтобы продемонстрировать возможности генетического

алгоритма по решению данной задачи, было проведено моделирование динамики изменения ОСШП при прохождении сигнальной смеси через микрофонную решетку в зависимости от угла прихода помехи  $\psi$ . Полученные результаты для нескольких типов помехового сигнала представлены на рис. 5.

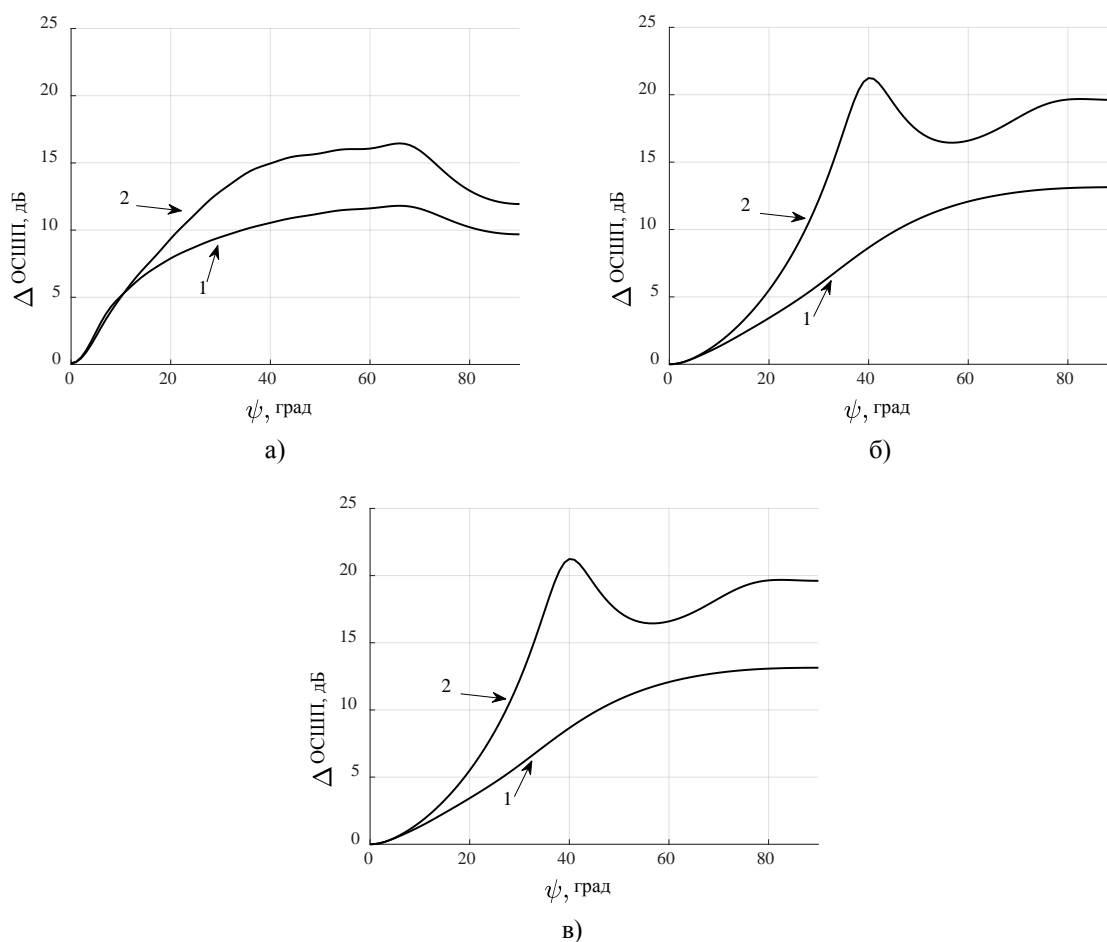


Рис. 5. Зависимость изменения ОСШП на выходе микрофонной решетки от угла прихода помехи

Рис. 5а соответствует помехе в виде полосового гауссовского шума, рис. 5б – реальной акустической помехе, рис. 5в – речевой помехе. На рисунках кривые 1 соответствуют зависимостям, полученным при использовании геометрических весовых коэффициентов для расчета выходной сигнальной смеси, кривые 2 – при использовании коэффициентов, полученных на основе генетического алгоритма.

Из полученных графиков можно сделать следующие выводы: во-первых, видна большая эффективность синтеза весовых коэффициентов решетки на основе генетического алгоритма, а во-вторых, для случая речевой и акустической помех наблюдаются максимумы увеличения ОСШП для помех, приходящих с направлений  $\psi = 35 - 45^\circ$ . Это связано с тем, что при применении синтезированных коэффициентов на нижних частотах для этих углов появляются первые минимумы ДН. Возникновение максимумов характерно только для акустической и речевой помех, так как на нижних частотах сосредоточена большая часть их спектра. Данная закономерность отсутствует для гауссовской помехи, так как ее спектр распределен по частотам равномерно.

### Прореженные микрофонные решетки

На основе идеи использования неэквидистантных МР [5] в работе также были исследованы возможности разреженных микрофонных решеток. Концепция неэквидистантных микрофонных решеток заключается в ее разбиении на

подрешетки и обработке сигналов различных подрешеток в разных частотных поддиапазонах. Основная идея состоит в том, что по мере уменьшения частот сигнала от центральной МР расстояние между микрофонами должно возрастать, а по мере увеличения частот – уменьшаться. Поэтому в разреженных МР с фиксированной апертурой и количеством элементов предлагается с уменьшением частоты уменьшать число микрофонов, участвующих в приеме акустических сигналов (но при этом увеличивается расстояние между ними).

Для оценки эффективности применения такого подхода в работе были рассчитаны нормированные графики зависимостей площади под ДН от частоты для различных способов включения микрофонов при условии сохранения уровня главного лепестка на всех частотах. Данные зависимости характеризуют избирательность МР для различных диапазонов частот. Для рассмотренной выше линейной решетки были выбраны следующие поддиапазоны частот и комбинации микрофонов для них: 300...700 Гц – 3 микрофона,  $d = 34,3$  см; 800...1300 Гц – 5 микрофонов,  $d = 17,15$  см; 1300...1500 Гц – 9 микрофонов,  $d = 8,58$  см. Полученные зависимости представлены на рис. 6. Слева изображены зависимости, полученные при расчете диаграмм направленности с использованием геометрических весовых коэффициентов, справа – с использованием коэффициентов, полученных на основе генетического алгоритма. Пунктирными кривыми показаны зависимости для разреженной решетки, сплошными – для эквидистантной.

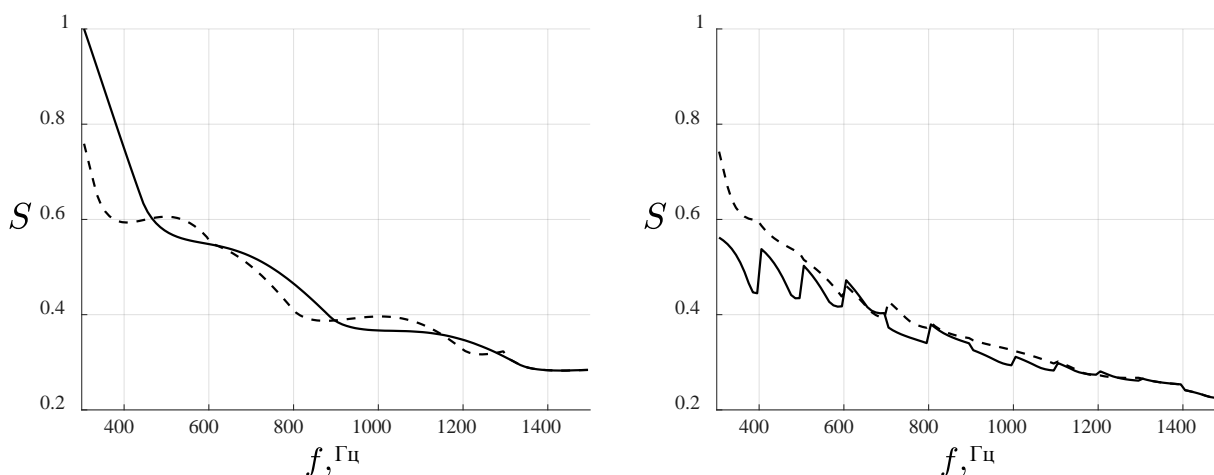


Рис. 6. Зависимости площади под ДН от частоты для разных типов микрофонных решеток

Из полученных зависимостей видно, что при геометрическом фазировании разреженные решетки незначительно превосходят эквидистантные в

диапазоне нижних частот. При фазировании на основе синтезированных весовых коэффициентов преимущество разреженных решеток исчезает.

### Заключение

В работе предложена методика амплитудно-фазового синтеза широкополосной микрофонной решетки на основе генетического алгоритма. На основе разработанного алгоритма проведен синтез линейной девятиэлементной решетки в диапазоне частот от 300 до 3400 Гц с разбиением на 40 поддиапазонов. Показано, что предложенный подход позволяет не только понизить уровень боковых лепестков диаграммы направленности решетки на высоких частотах, но и сузить главный лепесток на нижних частотах.

Рассмотрена возможность выделения речи целевого диктора в помеховой обстановке с помощью микрофонной решетки. Показано, что выигрыш в увеличении отношения сигнал/помеха на выходе решетки с весовыми коэффициентами, синтезированными на основе генетического алгоритма, на 5–8 дБ больше, чем при использовании весовых коэффициентов, рассчитанных из геометрии решетки.

С помощью компьютерного моделирования показана меньшая эффективность применения разреженных микрофонных решеток по сравнению

с эквидистантными, синтезированными на основе предложенного метода.

### Литература

1. McCowan I.A. Microphone Arrays: A Tutorial [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.idiap.ch/~mccowan/arrays/tutorial.pdf>.
2. Watanabe F., Goto N., Nagayama A., Yoshida G. A pattern synthesis of circular arrays by phase adjustment // IEEE Transaction on Antennas and Propagation. 1980. Vol. AP-28, No. 6. Pp. 857–863.
3. Аверина Л.И., Гриднев А.А., Корольков М.А., Никитенко Е.П., Шапошникова Ж.В. Увеличение помехоустойчивости системы радиосвязи за счет амплитудно-фазового синтеза кольцевой антенной решетки // Теория и техника радиосвязи. 2016. № 2. С. 5–11.
4. Haupt R.L. Arrays Using Genetic Algorithm // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1994. Vol. 42, No.7. Pp. 993–999.
5. Столбов М.Б. Применение микрофонных решеток для дистанционного сбора речевой информации // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2015. Т.15, № 4. С. 661–675.

Статья поступила в редакцию 2 июля 2019 года

УДК 004.72

## ОБЗОР И АНАЛИЗ ПРОТОКОЛОВ УПРАВЛЕНИЯ ДОСТУПОМ К СРЕДЕ ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННЫХ СЕТЕЙ. ЧАСТЬ 1. ЭВОЛЮЦИЯ ПРОТОКОЛОВ

© Автор, 2019

**Е.В. Григорьев**, начальник сектора, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: e.v.grigorev@sozvezdie.su

*На основе материалов анализа отечественной и зарубежной печати рассматривается эволюция стандарта IEEE802.11 протоколов доступа к среде децентрализованных сетей передачи данных.*

**Ключевые слова:** MAC протоколы, DCF, DPS, EDCA протоколы, марковские цепи, модель Бьянки, распределенное планирование приоритетов, многоканальные протоколы.

## OVERVIEW AND ANALYSIS OF PROTOCOLS FOR A CONTROL OF ACCESS TO DECENTRALIZED NETWORKS ENVIRONMENT. PART 1. EVOLUTION OF PROTOCOLS

© Author, 2019

**E.V. Grigoryev**, Head of Section, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: e.v.grigorev@sozvezdie.su

*The evolution MAC protocols from IEEE802.11 to newest distributed nets is considered.*

**Keywords:** MAC protocols; DCF, DPS, EDCA, Markov chains, Bianki model, distributed priority scheduling, multichannel protocols.

Современные тенденции развития мобильных сетей связи приводят к построению сетевой инфраструктуры без использования базовой станции. Использование технологии мобильных самоорганизующихся сетей позволяет расширить зону передачи данных за счет ретрансляции сообщений абонентами данной сети. Каждый абонент сети может перемещаться независимо друг от друга, выбывать из сети или появляться вновь. Следовательно, достаточно часто будут возникать разрывы и соединения связи между соседними узлами сети. Поэтому нерациональная организация коллективного доступа к радиоканалу может существенным образом снизить скорость передачи пакетов или полностью блокировать передачу полезной информации в сети. В связи с этим на канальном уровне мобильной самоорганизующейся сети должны применяться эффективные алгоритмы управления доступом к среде, обеспечивающие передачу максимального количества полезной информации по сети в условиях постоянно меняющейся топологии сети и количества узлов в ней. Поэтому целью настоящей работы является обзор и анализ существующих алгоритмов управления доступом к среде с перспективой применения приемлемых протоколов в мобильных сетях связи специального назначения.

Работа состоит из двух частей: в первой части рассматривается эволюция протоколов, а во второй части проводится анализ их эффективности.

### 1. Протокол DCF стандарта IEEE 802.11

В настоящей работе проводится обзор и анализ протоколов канального уровня управления доступом к среде (Medium Access Control – MAC) беспроводных сетей типа Ad Hoc (Mobile Ad hoc Network MANET) и Mesh (WMN). Механизм управления доступом к среде, предоставляемый MAC, именуется также протоколом множественного доступа. Данный протокол позволяет нескольким станциям делить между собой одну и ту же среду передачи данных (радиоканал), к которой они имеют доступ. Из стандартизированных широко распространенных протоколов IEEE802.11 (Wi-Fi) основополагающим является протокол DCF (Distribution Coordination Function), который получил дальнейшее развитие в стандарте 802.11e (протоколы EDCA (Enhanced Distributed Channel Access) и HCCA (Hop Reservation Multiple Access Protocol [1–4])). Так как в протоколе DCF заложены основополагающие идеи, остановимся на нем подробнее.

### 1.1. Описание DCF протокола

Доступ к каналу в этих протоколах осуществляется на соревновательном принципе – CSMA/CA (от англ. Carrier Sense Multiple Access With Collision Avoidance – множественный доступ с контролем несущей и избеганием коллизий). В протоколе DCF для передачи пакетов данных используются два режима: базовый – для передачи коротких пакетов (короче некоторого порогового значения) (рис. 1а) и расширенный – для передачи более длинных пакетов с применением механизма виртуального контроля несущей (Virtual Carrier Sensing) посредством запросов RTS/CTS (Request to Send – запрос на отправку, Clear To Send – разрешение отправки) (рис. 1б) [2–4]. Дополнительный механизм позволяет решить основные проблемы MAC-уровня беспроводных сетей – скрытого узла и незащищенного узла, а также уменьшить вероятность

возникновения коллизий. В базовом режиме станция после успешно принятого пакета данных через короткий промежуток времени SIFS (Short Interface Space) отвечает коротким пакетом подтверждения (Acknowledgement – ACK).

В другом режиме (RTS/CTS) передаче пакета данных узлом А предшествует адресованный принимающей станции запрос на отправку RTS. Станция назначения (узел Б) спустя интервал SIFS отвечает узлу А разрешающим пакетом CTS. Далее, спустя интервал SIFS, узел А начинает передачу пакета данных (рис. 1б) и после завершения передачи ожидает от принимающего узла подтверждения ACK. Приведенный способ обмена пакетами носит название механизма RTS/CTS. При таком подходе коллизия происходит только с пакетами RTS и обнаруживается отсутствием пакета подтверждения CTS.

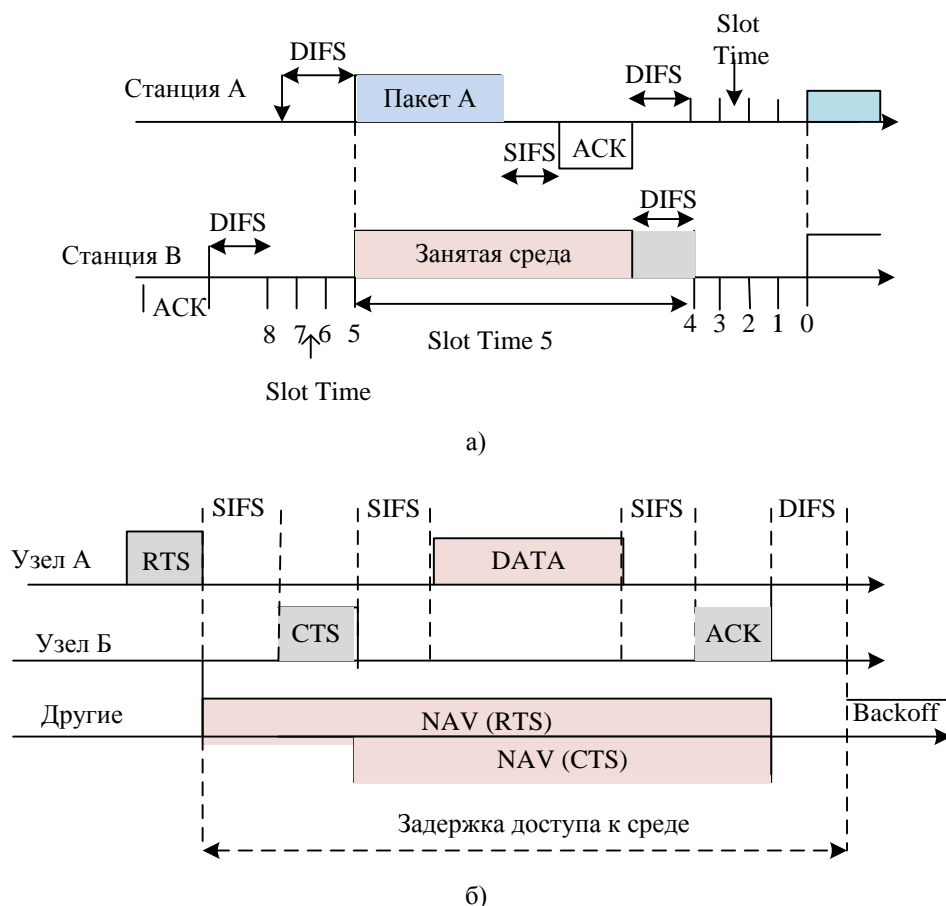


Рис. 1. Иллюстрация DCF протокола: а) – базовый механизм, б) RTS/CTS механизм

Любой другой узел, который слушает либо RTS, либо CTS пакеты, может использовать информацию о длине пакета данных, чтобы обновить вектор распределения сети (Network Allocation

Vector – NAV), содержащий информацию о длине периода, в течение которого канал остается занятым.

В базовом механизме длительность коллизий определяется максимальной длиной пакета данных, а в RTS/CTS она равна длительности короткого пакета RTS [2–4]. Таким образом, несмотря на дополнительные накладные расходы RTS/CTS, в зависимости от длины пакета данных можно подобрать такое пороговое значение, при котором второй подход может обеспечить меньшую задержку, чем первый. Протокол DCF требует синхронизации, которая достигается за счет выхода на передачу только в начале временного слота, а размер слота выбирается специальным образом [2–4]. Перед передачей нового пакета станция (узел) прослушивает среду. Если в течение заранее заданного промежутка времени DIFS (Distributed Interframe Space) канал оказался свободным (idle), станция начинает передачу. В противном случае станция продолжает слушать канал до тех пор, пока он не окажется свободным на время DIFS.

Узлу разрешена передача только в начале каждого временного слота. В случае коллизий используется бинарный экспоненциальный (backoff) алгоритм, согласно которому таймер выбирает номер слота для передачи как целочисленную равномерно распределенную в интервале  $[0, CW-1]$  случайную величину [2–5]. Величина  $CW$  называется окном отсрочки или окном конкуренции (Contention Window – конкурентное окно). При первой попытке передачи величина  $CW$  выбирается равной  $CW_{\min}$ , которая обозначается как минимальное окно отсрочки. После каждой неудачной попытки передачи значение окна отсрочки удваивается, и эта процедура продолжается до тех пор, пока не достигнет максимальной величины  $CW_{\max} = 2^m CW_{\min}$ , где  $m$  – максимально допустимое число повторений.

Выбор равномерно распределенной случайной отсрочки обусловлен следующим. Предположим, что во время отправки пакета первым узлом произошла коллизия, т.е. другой узел также пытается в этот момент отправить пакет. Если бы оба узла попытались снова отправить пакет через одинаковый промежуток времени, то снова произошла бы коллизия, и так далее. Одним из вариантов избегания заикливания является рассмотренный выше алгоритм backoff [5].

Длительность случайного интервала отсрочки загружается в специальный счетчик (Backoff Counter – BC), значения которого (backoff time) уменьшаются на единицу при про-

хождении каждого пустого слота в свободном канале. Значения счетчика backoff убывают до тех пор, пока канал остается свободным, и замораживаются, когда обнаруживается передача в канале. После того как вновь обнаруживается свободный канал продолжительностью большей, чем DIFS, счетчик размораживается. Станция начинает передачу, когда значение счетчика backoff time достигнет нуля. Рис. 1а [3] иллюстрирует эти операции. Две станции А и В используют один и тот же канал для передачи. После передачи пакета станция В ожидает DIFS и устанавливает backoff time равным 8 для передачи следующего пакета. Предполагается, что первый пакет прибыл на станцию А в момент времени, отмеченный стрелочкой на рис. 1а. После интервала DIFS этот пакет передается. Передача пакета А осуществляется в Slot Time 5 для станции В. По причине занятости канала backoff time остается замороженным на значении 5, и значения backoff time начинают убывать только тогда, когда канал обнаружен свободным через интервал DIFS. Если последняя попытка передачи ( $i = m$ ) закончилась коллизией, то запрос вместе с соответствующим ему пакетом данных отбрасывается, а состояние узла обнуляется ( $i = 0$ ). Состояние узла обнуляется и при успешной передаче в последней попытке.

## 1.2. Математическая модель протокола DCF

В зависимости от типа нагрузки существуют различные математические модели функционирования протокола DCF [6]. Высокая нагрузка (насыщенный режим) означает, что любая станция всегда имеет пакеты для передачи. При нормальной нагрузке очереди станций могут оказаться пустыми [6]. Реальные сети обычно функционируют в ненасыщенном режиме, поэтому их характеристики зависят от структуры и свойств потока пакетов на обслуживание.

Для насыщенных сетей наиболее удачной оказалась модель на основе марковских цепей, предложенная Бьянки [2, 3], дальнейшее развитие которой изложено в обстоятельной обзорной статье [4].

В случае нормальной нагрузки на основе модели Бьянки в [6] и цитируемых в данной работе источниках поведение станции моделируется трехмерной цепью Маркова, где две размерности такие, как в модели Бьянки, а в качестве третьей размерности используется длина очереди. На основе предельных вероятностей стационарных состояний этой цепи с помощью

методов матричного анализа в [6] получены производящая функция времени обслуживания пакета, вероятность потери пакета и пропускная способность сети.

В модели Бьянки предполагается, что в начале каждого временного слота любая станция выходит на передачу с вероятностью  $P_\tau$ , а условная вероятность столкновения пакета, переданного каждой станцией, не зависит от истории, постоянна и равна  $p$  [2, 3]. Цепь Маркова представляет собой двумерный случайный процесс  $\{s(t), b(t)\}$ , где  $s(t)$  и  $b(t)$  описывают для заданного узла сети в дискретный момент времени  $t$  состояния счетчика (backoff stage  $= 0, \dots, m$ ) и его значение (backoff time) соответственно. Целое дискретное время  $t$  определяется согласно следующей шкале:  $t$  и  $t + 1$  соответствуют началам двух последовательных временных слотов, и backoff time убывает с началом каждого временного слота. Как отмечено в приведенном на рис. 1а примере, шаг по времени может быть переменным и не всегда равен длине временного слота.

Для удобства анализа обозначим через  $W_0 = CW_{\min}$ , через  $m$  – максимальное число состояний, т.е. такое значение  $m$ , для которого  $CW_{\max} = 2^m W_0$ ,  $W_i = 2^i W_0$ ,  $i \in \{0, m\}$ . Таким образом, в каждый временной слот  $t$  возможны значениями  $b(t)$  будут реализации целочисленной случайной величины, равномерно распределенной в интервале  $[0, W_i - 1]$ , а значениями  $s(t)$  будут целые числа из множества  $(0, \dots, m)$ . Марковская цепь может быть задана либо графом переходов, либо условными вероятностями перехода.

Переходный граф марковской цепи протокола МАС может быть получен следующим образом. В соответствии с описанным выше алгоритмом каждый новый пакет, следующий за успешно переданным, стартует с состояния backoff stage  $= 0$ , а backoff time выбирается с равной вероятностью из целых чисел интервала  $[0, W_0 - 1]$ . Вероятность одновременного выполнения этих событий равна  $(1 - p)/W_0$ , что и отражает первая строка переходного графа (рис. 2). При этом с каждым шагом значение backoff time может только уменьшаться с вероятностью, равной единице, до тех пор, пока не обнулится. После этого осуществляется попытка передачи, которая может быть успешной с вероятностью  $(1 - p)$  либо закончится коллизией с вероятностью  $p$ . В первом случае цепь возвращается в исходное нулевое состояние. Во втором случае backoff stage увеличивается на единицу, а backoff time выбирается с равной вероятностью из целых чисел интервала  $[0, W_1 - 1]$ . Вероятность одновременного выполнения указанных событий равна  $p/W_1$ . Этот процесс может повторяться до тех пор, пока backoff stage не станет равным  $m$ .

Условные вероятности перехода для марковской цепи определяются следующим образом:

$$P\{i_1, k_1 | i_0, k_0\} = P\{s(t+1) = i_1, b(t+1) = k_1 | s(t) = i_0, b(t) = k_0\}. \quad (1)$$

Ниже приведены отличные от нуля условные вероятности перехода [3, 4]:

$$\begin{cases} P\{i, k | i, k+1\} = 1, & k \in [0, W_i - 2], \quad i \in [0, m], \\ P\{0, k | i, 0\} = (1 - p)/W_0, & k \in [0, W_0 - 1], \quad i \in [0, m], \\ P\{i, k | i-1, 0\} = p/W_i, & k \in [0, W_i - 1], \quad i \in [1, m], \\ P\{m, k | m, 0\} = p/W_m, & k \in [0, W_m - 1]. \end{cases} \quad (2)$$

Первое уравнение в (2) отражает тот факт, что с начала каждого временного слота при фиксированном значении backoff stage значения backoff time убывают с вероятностью, равной единице. Второе уравнение отражает то, что новый пакет, следующий за успешно переданным, стартует с нулевого состояния и значение

backoff time выбирается случайным образом из целых чисел интервала  $[0, W_0 - 1]$  с вероятностью  $(1 - p)/W_0$ . В случае неудачной передачи backoff stage переходит из состояния  $i - 1$  в состояние  $i$ , а новое значение backoff time выбирается с равной вероятностью  $p/W_i$  из целых чи-



сел интервала  $[0, W_i - 1]$ . Последнее (четвертое) уравнение соответствует тому, что, как только достигнуто значение  $m$ , убывание счетчика

backoff time остановлено, и в последующий слот пакет передается.

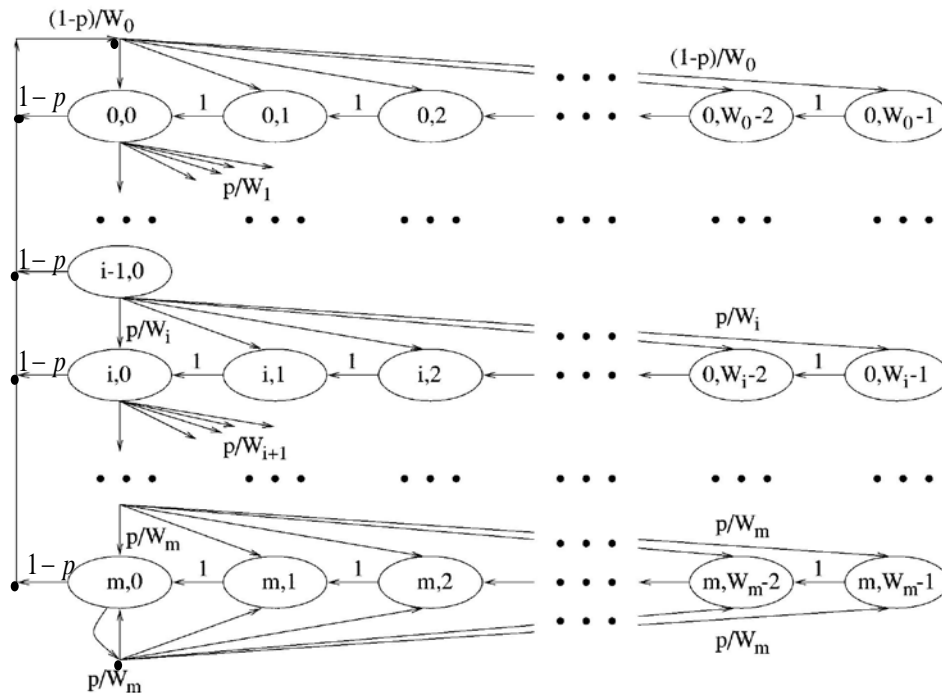


Рис. 2. Переходной граф марковской цепи модели Бьянки

Построенная математическая модель на основе цепей Маркова позволяет оценить основные показатели производительности сети с учетом уровня загруженности станций [4–7] и оптимизировать параметры сети.

## 2. Эволюция протокола DCF

Эволюцию протокола условно можно отслеживать по двум направлениям: на первом направлении совершенствуется математическая модель, более адекватно учитывающая реальную обстановку, на втором направлении появляются новые функции, расширяющие возможности и улучшающие характеристики протокола.

В соответствии с первым направлением теоретический анализ и результаты моделирования, проведенного в [7], показали, что для протоколов DCF и PCF существует пороговое значение интенсивности входной нагрузки, при превышении которого пропускная способность снижается, а время задержки пакета возрастает. Для преодоления отмеченного недостатка в [7] на основе анализа остаточной пропускной способности разработан алгоритм по допуску в канал нового информационного потока. Дополнение к протоколу алгоритма поз-

воляет повысить производительность сети при выполнении требований QoS и исключить перегрузки сети [7].

### 2.1. Протокол распределенного планирования приоритетов (Distributed Priority Scheduling DPS)

Протокол распределенного планирования приоритетов DPS базируется на стандарте IEEE 802.11 [1, 8]. DPS использует те же самые, что и протокол DCF, механизмы обмена пакетами: RTS, CTS, DATA, ACK. Отличие от IEEE 802.11 состоит в том, что, с одной стороны, в него добавлен новый механизм, называемый распределенным планированием приоритетов (*Distributed Priority Scheduling*), в котором каждый узел конструирует таблицу планирования, базирующуюся на окружающей информации и включающую в себя оценки приоритетов доступа к среде (рангов); с другой стороны, в протоколе модифицирован бинарный экспоненциальный алгоритм. Модификация направлена на сокращение числа состязаний за выход в канал с учетом ранжирования узлов.

Для заданного множества узлов в широковещательной области задаются Current и Head-Of Line (HOL) пакеты с дисциплиной обслужи-

вания. Current пакет прикрепляется к RTS/CTS, а HOL пакет – к DATA/ACK пакетам (рис. 3). Прикрепленная информация включает в себя индекс приоритета пакета, идентификатор узла источника для CTS и приоритет пакета для RTS.

Рис. 3 иллюстрирует технологию передачи запросов с прикреплением (piggy-backing) и таблицу планирования приоритетов. Таблица планирования приоритетов узла  $j$   $S_j$  состоит из строк вида  $(s_j, d_j, P_j)$ , где  $s_j$  – идентификатор узла источника,  $d_j$  – идентификатор узла назначения,  $P_j$  – индекс приоритета пакета. На рис. 3 узел 1 передает пакет данных DATA (с индексом приоритета

9) узлу назначения 2. Перед этой передачей RTS пакет передает прикрепленную информацию (piggy-backing) этого DATA пакета всем доступным узлам. Начальное состояние узла 4, который находится в окрестности узла 1 и 2, показано в таблице планирования  $S(a)$ , где обозначено  $S$  – индикатор узла источника,  $D$  – индикатор узла назначения,  $P$  – индекс приоритета. Узел 4 слушает этот RTS пакет, извлекает из него прикрепленную информацию и вносит соответствующую запись в таблицу планирования  $S(a)$ , как это показано в  $S(b)$ . Узел назначения 2 откликается источнику (узлу 1) пакетом CTS.

S	D	P	S	D	P	S	D	P	S	D	P
4	5	1	4	5	1	4	5	1	4	5	1
7	8	5	7	8	5	7	8	5	7	8	5
			1	2	9	1	2	9	1	6	14

S(a)
S(b)
S(c)
S(d)

Рис. 3. Корректировка таблицы планирования в DPS протоколе

Информационный пакет DATA посылается узлом-источником тогда, когда принят CTS пакет. К пакету DATA прикреплена piggy-backing информация о приоритетах относительно начала очереди пакета от узла 1. Слушающий этот DATA пакет ближайший узел 4 делает соответствующие записи о начале очереди узла 1 в таблицу планирования. Таблица  $S(c)$  показывает новый скорректированный статус состояний таблицы планирования узла 4. В финале узел-приемник посылает ACK пакет узлу 1. Когда этот пакет услышит узел 4, он удаляет эту запись, соответствующую DATA, пакету из таблицы. Состояния таблицы планирования сессии передачи приведены в  $S(d)$ . В сущности таблица задает приоритет (ранг) узла относительно приоритетов других узлов из его окрестности.

Для выявления особенности доступа к каналу представим генерирование времени отсрочки

передачи в back-off алгоритме  $j$ -го узла в виде следующей функции [8]:

$$f_l(S_j) = W_l(S_j) + \text{Uniform}[0, 2^l g_l(S_j) - 1], \quad (3)$$

где обозначено:  $\text{Uniform}[a, b]$  – равномерно распределенная на интервале  $[a, b]$  целочисленная величина; целочисленный индекс  $0 \leq l \leq (m-1)$  означает число повторных попыток передачи; функция  $g_l(S_j)$  зависит от таблицы состояний  $j$ -го узла  $S_j$  и принимает действительные значения больше единицы. Константа  $W_l(\cdot)$  в формуле (3) означает дополнительное время отсрочки после DIFS. В IEEE 802.11  $W_l(\cdot) \equiv 0$  и  $g_l(\cdot) \equiv CW_{\min}$ .

Время отсрочки с учетом приоритетов в DPS протоколе можно представить в виде следующей функции [8]:

$$f_l(S(j)) = \begin{cases} \text{Uniform}[0, 2^l CW_{\min} - 1], & r_j = 1, l < m, \\ \alpha CW_{\min} + \text{Uniform}[0, \gamma CW_{\min} - 1], & r_j > 1, l = 0, \\ \text{Uniform}[0, 2^l \gamma CW_{\min} - 1], & r_j > 1, l \geq 1, \end{cases} \quad (4)$$

где  $r_j$  – ранг  $j$ -го узла в таблице приоритетов,  $l$  – текущий номер попытки передачи узлом;

$m$  – максимальное число разрешенных повторных передач;  $\alpha, \gamma$  – константы, используемые

для управления перегруженностью узла с наибольшим приоритетом. В (4) функция  $g_l(\cdot)$  состоит из двух частей:  $g_l(\cdot) = CW_{\min}$ , если ранг узла  $r_j = 1$ , и  $g_l(\cdot) = \gamma CW_{\min}$  если  $r_j > 1$ . Константа  $\alpha$  управляет степенью сокращения конкуренции. Если  $\alpha = 1$ , тогда все узлы, ранг которых равен 1, не состязаются при первой попытке за начало передачи, сокращая тем самым конкуренцию для узлов с более высоким приоритетом. Константа  $\gamma$  управляет конкуренцией во второй попытке начать передачу узлами с высоким рангом. Для малых значений  $\gamma$  конкуренция после  $CW_{\min}$  возрастает, так как вступают в состязание находящиеся в ожидании узлы. Это увеличивает в среднем число коллизий и потенциально уменьшает пропускную способность. Большое  $\gamma$  позволяет сократить вероятность коллизий и предоставляет лучший выбор для захвата канала. В [8] предлагается выбирать  $\gamma = 2$  для всех узлов после первого  $CW_{\min}$  слота.

## 2.2. Протокол EDCA (Enhanced Distributed Channel Access)

Алгоритм описан в стандарте IEEE 802.11e и является модификацией используемых ранее в стандарте IEEE 802.11 протоколов доступа к среде (Distributed Coordination Function – DCF) и вносящего в него ряд изменений алгоритма Double Increment Double Decrement – DIDD [9–11]. В отличие от DCF он включает в себя механизм управления трафиком, в соответствии с которым высокоприоритетный трафик имеет больше шансов быть отправленным. В качестве механизма доступа к среде используется гибридная функция координации HCF (Hybrid Coordination Function). Для реализации механизма QoS в EDCA были добавлены четыре категории доступа AC (Access Categories): AC BK, AC BE, AC VI, AC VO, дающие возможность назначать приоритеты данных на передачу (по признаку трафика) в зависимости от потребностей пользователя (см. таблицу). Существует 8 уровней приоритетов (чем больше номер, тем выше приоритет).

Таблица

Приоритеты по признаку трафика на передачу данных

IEEE 802.1D UP	IEEE 802.1D Traffic Type	IEEE 802.11e AC
1	Background	AC_BK
2	Spare	AC_BK
0	Best Effort	AC_BE
3	Excellent Effort	AC_BE
4	Controlled Load	AC_VI
5	Video, <100 ms latency and jitter	AC_VI
6	Voice, <10 ms latency and jitter	AC_VO
7	Network Control	AC_VO

Ниже перечислим типы трафика, начиная с самого высокого:

**Network Control – управление сетью (7).** Передача данных для поддержания сетевой инфраструктуры.

**Voice – голос (6).** Критичен по задержке (<10 мс) при интерактивных переговорах.

**Video – видео (5).** Критичен по задержке (<100 мс) при интерактивном видео обмене.

**Controlled Load – управляемая нагрузка (4).** Некритична к задержке, но критична к потерям (например, деловой трафик).

**Excellent Effort – максимальные усилия (3).** Некритична к задержке, но критична к потерям;

передается с меньшим приоритетом, чем управляемая нагрузка.

**Best Effort – наилучшие усилия (2).** Трафик, обычный для LAN.

**Background – фоновый режим (0).** Массовые пересылки данных и другая активность, не влияющая негативно на работу остальных.

Восьмой тип **Spare – запасной (1)** – оставлен на будущее; он имеет приоритет выше **фоновый**, но ниже **наилучших усилий**.

Метод доступа к среде протокола DCF предполагает наличие пустых интервалов между соседними временными фреймами, которые называются междумфреймовыми пространствами

(Interframe Space – IFS). Различные IFS применяются в зависимости от применяемого приоритета: SIFS (Short Interframe Space), PIFS (Priority Interframe Space), DIFS (Distributed Interframe Space) и EIFS (Extended Interframe Space). SIFS – наикратчайший из междумаркаетовых интервалов – используется для выделения ACK маркетов. В протоколе EDCA каждый из приоритетов имеет свой интервал AIFS (Arbitration Interframe

Space), по истечении которого станция начинает процедуру отложенной передачи (backoff). Причем для высокоприоритетного трафика AIFS совпадает с DIFS. Это позволяет наиболее быстро отправлять данные с более высоким приоритетом. На рис.4 приведена иллюстрация применения междумаркаетового пространства в протоколе EDCA.

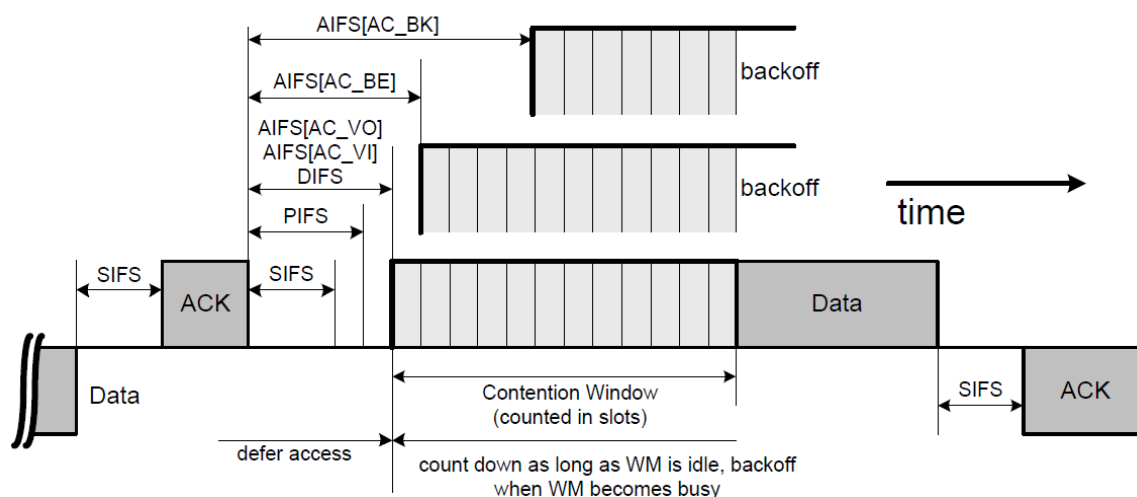


Рис. 4. Междумаркаетовое пространство в EDCA протоколе

Анализ эффективности EDCA протокола рассмотрен во второй части работы.

### 3. Многоканальные протоколы

#### 3.1. Multichannel MAC Protocol (McMAC).

Особенностью работы протокола *McMAC* является наличие двух или более каналов связи у каждого узла сети [1, 12–14]. Причем передача служебных и информационных пакетов осуществляется по различным каналам. Разделение каналов уменьшает вероятность потери служебного кадра при передаче информационного и наоборот, поскольку они обрабатываются раздельно, каждый в своем канале.

Каждый узел поддерживает структуру данных, которая называется PCL (Preferable Channel List – список предпочтительных каналов). PCL содержит перечень использованных каналов внутри радиуса действия узла. На основе принципа использования каналы могут быть разбиты на три типа:

1. Каналы с высоким приоритетом (High Preference Channel – HIGH): канал выбран данным узлом и используется узлом в текущем маячковом интервале (beacon-interval) (рис. 5).

2. Канал со средним приоритетом (Middle Preference Channel – MID): канал свободен и не используется в радиусе действия узла.

3. Низкоприоритетный канал (Low Preference Channel – LOW): канал уже используется соседними узлами в радиусе действия данного узла. С каждым LOW каналом ассоциирован специальный счетчик.

В данном протоколе время делится на маячковые интервалы, и каждый узел синхронизируется с помощью периодически передающихся маячковых сигналов (beacon) (рис. 5). Начало каждого маячкового интервала (beacon-interval) сопровождается временным интервалом, который называется окном Ad Hoc Traffic Indication Messages – ATIM). ATIM окно служит для согласования между узлами номеров каналов, которые будут использоваться для передачи данных во время текущего маячкового интервала. Протокол работает следующим образом (рис. 5):

1. Источник  $S_1$  посылает ATIM соответствующему приемнику  $R_1$ . Этот ATIM содержит PCL таблицу источника.

2) После приема этого ATIM приемник  $R_1$  на основе присланной PCL и своей собственной

выбирает рабочий канал, затем помещает информацию о выбранном канале в ATIM-ACK(1) пакет и передает его на источник  $S_1$ .

3) После этого источник решает, может ли он передавать на канале, присланном в ATIM-ACK

сообщении. Если так, то источник отвечает приемнику ATIM-RES(1) (резервирующим) пакетом.

4) По окончании ATIM окна источник и приемник переключаются на согласованный канал и начинают обмен данными с RTS/CTS сообщениями.

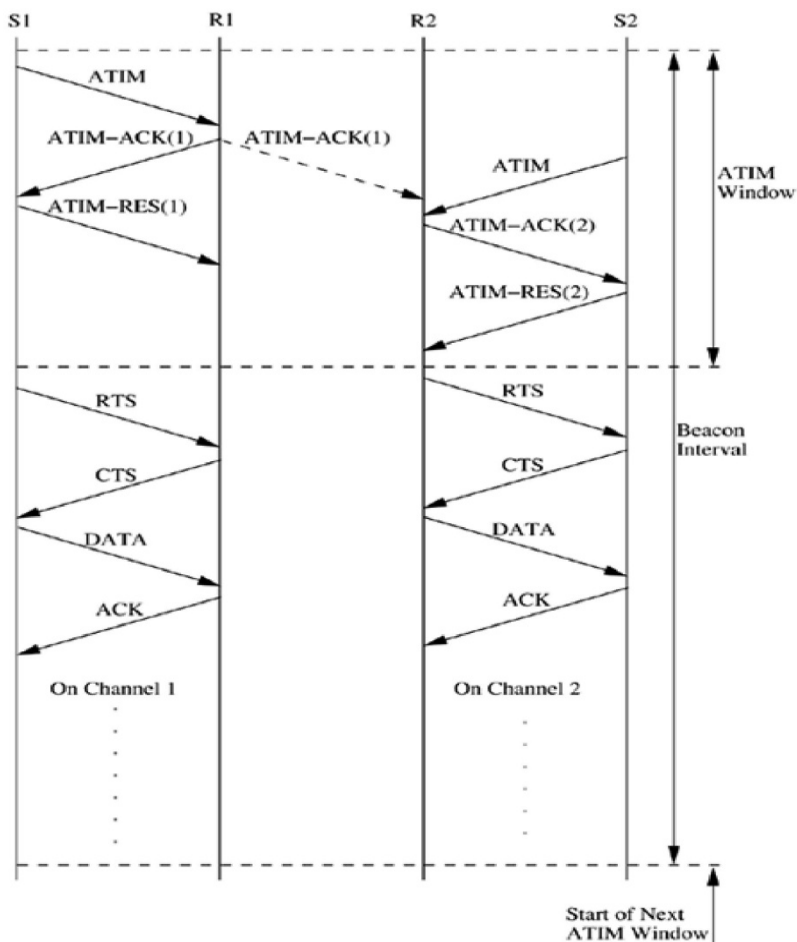


Рис. 5. Операции в многоканальном MAC протоколе

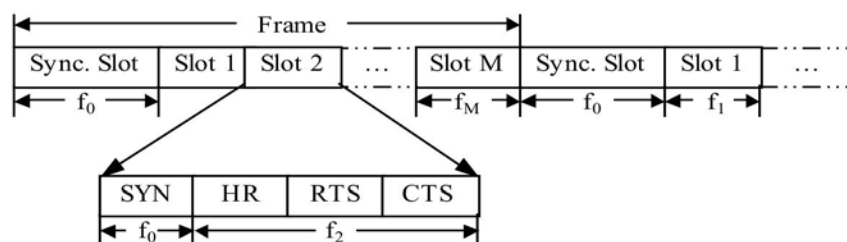
Выбор канала узлами состоит в следующем. Если узел  $R$  принимает ATIM пакет от источника  $S$ , то он выбирает рабочий канал следующим образом:

- 1) если существует канал с высоким приоритетом для узла  $R$ , тогда он выбран;
- 2) если существует канал с высоким приоритетом в таблице PCL для узла  $S$ , тогда он выбран;
- 3) если существует канал со средним приоритетом в PCL таблицах и узла  $R$  и  $S$ , тогда он выбран;
- 4) если существует канал со средним приоритетом только на одном узле, то канал выбран;
- 5) если все каналы в обоих PCL низкоприо-

ритетные, значение счетчиков соответствующего канала на узлах  $S$  и  $R$  увеличивается, и выбирается канал с минимальным значением счетчика.

### 3.2. Hop Reservation Multiple Access Protocol (HRMA)

Данный протокол хорошо согласуется с передачей сигналов медленной ППРЧ, где каждый временной слот передается на своей частоте. В данном протоколе каждому временному слоту назначен собственный частотный канал (рис. 6) [1, 15]. Одна из  $L$  выделенных частот, например  $f_0$ , используется как специальный канал для синхронизации, и только в нём узлы обмениваются синхронизационной информацией.

Рис. 6. Структура фрейма **HRMA** протокола беспроводных Ad Hoc сетей

Оставшиеся  $L - 1$  частот разделяются на частотные пары, обозначаемые через  $\{f_i, f_i^*\}, i = 1, 2, \dots, M$ , где  $M = \left\lfloor \frac{(L-1)}{2} \right\rfloor$ , тем самым накладывая ограничения на длину последовательности частот до  $M$ . Частоты  $f_i$  используются для приема и передачи пакета резервации скачков (Hop Reservation, HR), запроса на отправку RTS и разрешение отправки CTS и пакета данных. Частоты  $f_i^*$  используются для передачи и приема пакетов подтверждения (Acknowledgement – ACK) того, что пакеты данных переданы или приняты на частоте  $f_i$ .

В протоколе HRMA каждый слот разделен на 4 периода (рис. 6): синхронизации SYN, HR (hop reservation packets), RTS и CTS. Все абоненты переключаются на частоту синхронизации  $f_0$  и обмениваются синхронизационной информацией. Слот синхронизации используется для определения начала изменения частоты и определения следующей частоты. Абонент, готовый принять данные, прослушивает HR период текущего слота, если канал свободный во время HR периода; абонент передает RTS во время RTS периода и ждет CTS. После получения RTS принимающий абонент передает CTS пакет во время CTS периода данного слота и ожидает пакет данных; если источник принимает CTS пакет корректно, то это значит, что принимающий и передающий абоненты зарезервировали текущую частоту have. Если канал занят во время HR периода, передача откладывается на случайное количество слотов.

Подразумевается, что если источнику надо передавать данные в течение нескольких фреймов, то он информирует приемник через поле заголовка пакета с данными. Приемный слот передает HR пакет во время HR периода того же слота в следующем фрейме, чтобы информировать остальных абонентов. Источник принимает HR пакет и передает RTS во время RTS

периода и накладывается на другой RTS пакет. Оба приемника не выходят в передачу во время CTS периода.

Протокол HRMA получил свое развитие в системах связи с ППРЧ [16], где в протоколе FHMCRA – Frequency Hopping Multi Channel Reservation Multiple Accesses использовались две ортогональные последовательности частот сигналов с ППРЧ: одна – для передачи данных, другая – для передачи служебных сообщений. В [17] в зависимости от скорости переключения частоты использовались слоты переменной длины.

Все приведенные выше протоколы хорошо работают в локализованных одиночных сетях (single-hop), где все абоненты находятся в зоне приема друг друга. Для больших (multi-hop) сетей, где абоненты не обязательно должны находиться в одной зоне приема, для доставки информации от одного абонента другому используется ретрансляция, и необходима адаптация известных протоколов MAC-уровня с целью более эффективного использования ресурса канала.

### Выводы

Эволюция протоколов стандарта IEEE 802.11 направлена на повышение эффективности работы сети, в частности на возрастание ее пропускной способности и уменьшение вероятности потери пакета. Это достигается, с одной стороны, за счет введения новых механизмов доступа к среде – (добавления механизмов RTS/CTS, введения как распределенных приоритетов с планированием, так и приоритетов по виду трафика, выделения отдельного канала для синхронизации и использования многоканальных узлов связи; с другой стороны, происходит совершенствование алгоритмической части протокола, направленное в основном на уменьшение времени отсрочки. Кроме этого, с учетом того, что в стандарте IEEE 802.11 отсутствует механизм предотвращения перегрузок сети, в [7] удастся только алгоритмическим способом обеспечить высокую пропускную способность и стабилизи-

ровать ее на максимальном уровне при высокой нагрузке сети.

#### Литература

1. Siva Ram Murthy C., Manoj B.S. Ad Hoc Wireless Networks: Architectures and Protocols, 2nd Edition, Prentice Hall PTR. 2005. 814 p.
2. Bianchi G. IEEE 802.11-Saturation throughput analysis // IEEE Commun. Lett. Dec 1998. Vol. 2. Pp. 318–320.
3. Bianchi G. Performance analysis of the IEEE 802.11 Distributed Coordination Function // IEEE Journal on Selected areas in Comm., 2000. № 18 (3). Pp. 535–547.
4. Зюльков А.В., Ефанов А.А. Производительность беспроводных сетей стандарта IEEE 802.11 // Вестник ВГУ. Серия: ФИЗИКА. МАТЕМАТИКА. 2010. № 2. С. 229–240.
5. Byung-Jae Kwak, Nah-Oak Song, Miller L.E. Performance Analysis of Exponential Backoff // IEEE ACM Transactions on Networking. 2005. Vol. 13, No. 2, April. Pp. 343–355.
6. Бэ Ю.Х., Ляхов А.И., Вишневский В.М., Ким К.Д., Чой Б.Д. Матричный метод анализа широкополосной беспроводной сети с протоколом IEEE 802.11 // Информационные процессы. 2008. Т. 8, № 1. С. 30–46.
7. Анисимов Д.В. Механизм распределенного доступа к среде передачи данных, обеспечивающий стабилизацию пропускной способности на максимальных значениях при высокой нагрузке в сетях стандарта IEEE 802.11 // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т. 10, № 10. С. 4–11.
8. Kanodia V., Li C., Sabharwal A., Sadeghi B. Distributed Priority Scheduling and Medium Access in Ad Hoc Networks // Wireless Networks. 2002. Vol. 8. Pp. 455–466.
9. Moraes R., Paulo P., Vasques F. Simulation Analysis of the IEEE 802.11e EDCA Protocol for Industrially-Relevant Real-Time Communication Scenario. 2006. Pp. 202–209.
10. Meerja K.A., Shami A. A Collision Avoidance Mechanism for IEEE 802.11e EDCA Protocol to Improve Voice Transmissions in Wireless Local Area Networks // Proceeding IEEE GLOBECOM. 2007. Pp. 4714–4718.
11. Лосев Н.Н., Дмитриев В.Н. Анализ производительности протоколов уровня доступа к среде в беспроводных локальных сетях // Вестник АГТУ. Сер.: Управление, вычислительная техника и информатика. 2011. № 2. С. 126–131.
12. Бахтин А.А., Волков А.С., Баскаков А.Е. Исследование особенностей реализации алгоритмов доступа к среде в мобильных самоорганизующихся сетях связи // Труды МАИ. 2017. Вып. № 97. С. 17–30.
13. So J., Vaidya N.H. Multi-Channel MAC for Ad Hoc Networks: Handling Multi-Channel Hidden Terminals Using a Single Transceiver // Proceedings of the 5th ACM International Symposium on Mobile Ad Hoc Networking and Computing. Tokyo, 2004. Pp. 222–233.
14. Lei H.-J., Gao C., Guo Y.-C., Zhang Z.-Z. Survey of Multi-Channel MAC Protocols for IEEE 802.11-Based Wireless Mesh Networks // Journal of China Universities of Posts and Telecommunication. 2011. 18(2). Pp. 33–44.
15. Tang Z., Garcia-Luna-Aceves J.J. A Protocol for Topology-Dependent Transmission Scheduling in Wireless Networks // Proceedings of IEEE WCNC. 1999. Vol. 3, No 1. Pp. 1333–1337.
16. Tang Z., Garcia-Luna-Aceves J. J. Hop Reservation Multiple Access for Multichannel Packet Radio Networks // Computer Commun. 2000. Vol. 23. Pp. 877–886.
17. Li Y.S., Zhao H.S., Qiao X.Q., Jiang H.J. FH Multi-Channel Multiple Access Protocol in Ad Hoc Network // Journal of Modern Military Commun. 2009. Vol. 17, No.1. Pp. 17–21.
18. Zhang J., Li Y., Liu Y. Hop-Reservation Multiple Access with Variable Slots // Procedia Engineering (IWIEE). 2012, (29). Pp. 3012–3016.

Статья поступила в редакцию 1 августа 2019 года

УДК 519.711.3

# ОДНОШАГОВЫЕ И МНОГОШАГОВЫЕ РЕШЕНИЯ ПРИ УПРАВЛЕНИИ ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМОЙ

© Авторы, 2019

**М.П. Иванкин**, к.т.н., конструктор, АО «Концерн «Созвездие»

**Н.Н. Толстых**, д.т.н., профессор, научный референт, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: n.n.tolstih@sozvezdie.su

**В.В. Сафронов**, к.т.н., доцент, Воронежский гос. тех. ун-т

**В.Ф. Свердел**, начальник войск связи ЗВО

*Рассмотрены способы коррекции параметров конфликтных компонентов инфокоммуникационной системы, функционирующей в условиях информационного противоборства.*

**Ключевые слова:** воздействие, инфокоммуникационная система, конфликтный компонент, многошаговые решения, нечеткие множества, одношаговые решения, подсистема управления, ситуационное управление.

## ONE-STEP AND MULTISTEP SOLUTIONS FOR MANAGING THE INFOCOMMUNICATION SYSTEM

© Authors, 2019

**M.P. Ivankin**, Ph.D. in Engineering Science, Designer, JSC «Concern «Sozvezdie»

**N.N. Tolstikh**, D.Sc. in Engineering Science, Professor, Scientific Adviser, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: n.n.tolstih@sozvezdie.su

**V.V. Safronov**, Ph.D. in Engineering Science, Associate Professor, Voronezh State Engineering University

**V.F. Sverdel**, Head of the Western Command Signal Corps

*The ways to correct the parameters of conflicting components of the infocommunication system operating in the context of informational confrontation are discussed.*

**Keywords:** impact, infocommunication system, conflict component, multistep solutions, fuzzy sets, single-step solutions, control subsystem, situational management.

В настоящее время функционирование инфокоммуникационных систем (ИКС) целесообразно рассматривать в условиях неопределенности по отношению к различным видам сигнальных и информационных воздействий, так как в боевых условиях успешная реализация типовых воздействий маловероятна за счет использования соответствующих механизмов защиты. Это означает, что в ИКС заложен фиксированный набор управленческих решений, применение которых приводит к повышению эффективности ее функционирования [1].

В то же время при возникновении события, которое не было заранее спрогнозировано, предсказать дальнейшее поведение ИКС чаще всего невозможно. Однако при наличии у ИКС возможности синтезировать управленческие решения в реальном времени такая проблема может быть решена. Кроме этого в процессе функционирования появляется возможность оптимизации самой системы управления и уточнения поведения системы в условиях априорной неопре-

деленности. Тогда выполняется условие необходимости учета конкретной уникальной ситуации [2], связанной с управлением объекта, для которой не подходит стандартная процедура управления, и, следовательно, в таких системах может быть применимо ситуационное управление.

Рассмотрим систему с набором потенциально конфликтных компонентов

$$S = \{s_i\}.$$

Каждый компонент  $s_i$  представлен множеством параметров, которые вырабатываются после каждой итерации и для успешной реализации целевой функции должны лежать в определенном диапазоне значений  $[0, hold)$ , где  $hold \in (0,1]$ . Выход любого параметра компонента за пределы диапазона сигнализирует о том, что он, вероятно, является конфликтным и необходима коррекция его состояния. Данная процедура осуществляется подсистемой управления, которая представлена компонентом  $R$ . В процессе функционирования компонент  $R$ :



- собирает статистику о текущих параметрах компонентов ИКС;
- на основе собранной статистики принимает решение о том, что компонент потенциально конфликтный и требует коррекции;
- осуществляет типовые процессы, характерные для систем ситуационного управления.

На основе вышеизложенного ИКС можно представить следующим набором:

$$S = \{\{s_1\}, \{s_2\}, \dots, \{s_n\}, R\},$$

где компоненты системы имеют набор рабочих параметров

$$s_i = \{par_1^i, par_2^i, \dots, par_m^i\}.$$

Параметры компонентов  $par_i$  по сути представляют собой характеристики, описывающие возможность перехода компонента в точку бифуркации при превышении *hold*, уникального для каждого параметра, а  $R$  является множеством значений *hold* для параметров компонентов ИКС, как изначально заложенных (для типовых воздействий), так и синтезированных в процессе функционирования ИКС:

вых воздействий), так и синтезированных в процессе функционирования ИКС:

$$R = \{\{r_1\}, \{r_2\}, \dots, \{r_n\}\},$$

$$r_i = \{map_1^i, map_2^i, \dots, map_m^i\}.$$

Если рассмотреть такие множества как нечеткие [3, 4], то тогда при бесконфликтном функционировании множества  $S$  и  $R$  не пересекаются, а задача подсистемы управления заключается в коррекции параметров  $s_i$  таким образом, чтобы множество  $R$  строго доминировало над множеством  $S$ . Любое нестрогое доминирование подмножеств множества  $S$  над подмножествами множества  $R$  дает их пересечение, и возникает необходимость синтеза управленческого решения для коррекции текущих состояний компонентов ИКС:

$$S \succ R : s_1 \geq r_1, \dots, s_m \geq r_m.$$

Процесс проверки соответствия параметров компонента рабочему диапазону и коррекции его параметров в случае необходимости представлен на рис. 1.

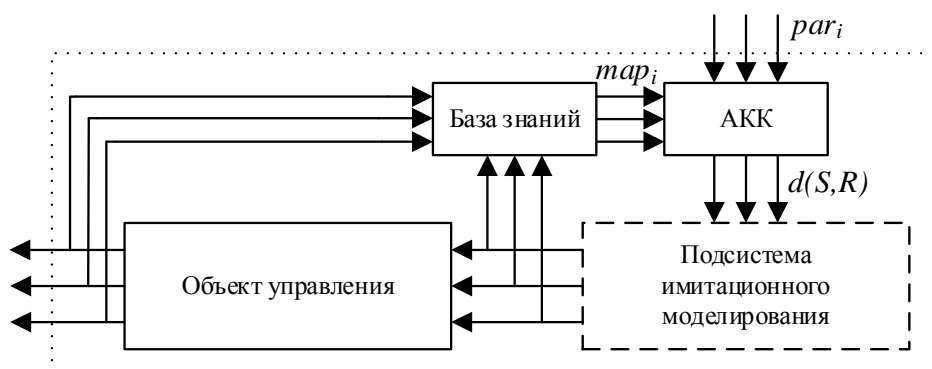


Рис. 1. Схема коррекции параметров конфликтного компонента ИКС

После получения набора  $par_i$  подсистема управления анализирует их на соответствие карте рабочих состояний  $map_i$  и при необходимости вырабатывает способ воздействия на компонент (одношаговое решение), параметры которого не удовлетворяют условиям бесконфликтного функционирования. Если способ воздействия адекватен текущим условиям и позволяет вернуть параметры компонента в заданный диапазон значений, то он применяется и заносится в базу знаний для потенциального использования в последующих итерациях.

Первичной выработкой является расчет модифицированного расстояния Хэмминга между  $map_i$  и  $par_i$ , которое используется для получения функции принадлежности

$$\mu_{S \cap R} = \begin{cases} 1, d(par_j^i, map_j^i) > 0, \\ 0, d(par_j^i, map_j^i) \leq 0, \end{cases}$$

где

$$d(par_j^i, map_j^i) = \mu_{par_j^i} - \mu_{map_j^i}.$$

Далее возможны следующие варианты:

- параметры всех компонентов лежат в допустимом диапазоне значений, и управление не требуется;
- необходима вторичная выработка управленческого решения на основе функции принадлежности  $\mu_{S \cap R}$  и информации из базы знаний;
- вторичная выработка решения невозможна, и в качестве компенсационного параметра передается  $-par_j^i$ , который приводит к перезагрузке конфликтного компонента:

$$\Theta(d(S, R), \mu_{S \cap R}) = \begin{cases} 0, \\ \Delta, \\ -par_j^i. \end{cases}$$

Такой подход подразумевает ситуационные точечные решения без планирования стратегии управления [2]. Пример работы подсистемы си-

туационного управления при использовании одношаговых решений следует рассмотреть на основе результатов имитационного моделирования для ИКС, включающих в себя  $m$  компонентов с  $n$  параметрами (рис. 2).

Другим вариантом является построение цепочки одношаговых решений, которые, последовательно компенсируя параметры конфликтного компонента, выводят их в пределы допустимого диапазона значений (рис. 3). Цепочка решений ограничивается  $k$  уровнями приближения, количество которых увеличивается по мере расширения базы знаний:

$$\Theta(d(S, R), \mu_{S \cap R}) = \begin{cases} 0, \\ \sum_{l=1}^{l \leq k} \Delta, \\ -par_j^i. \end{cases}$$

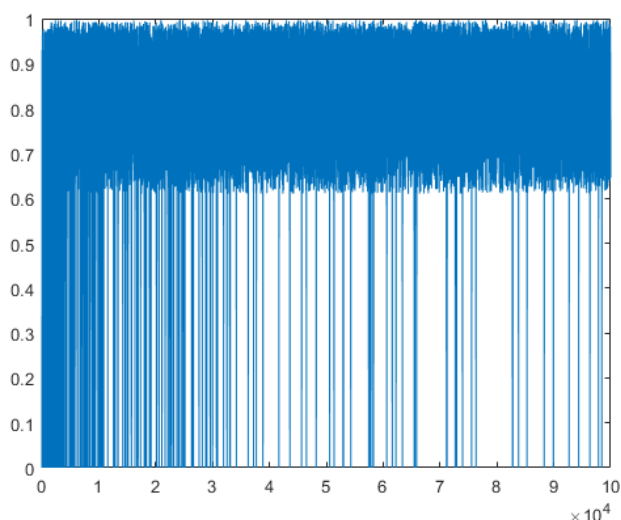


Рис. 2. Результат выработки одношаговых управленческих решений для ИКС с  $m = 20$ ,  $n = 10$

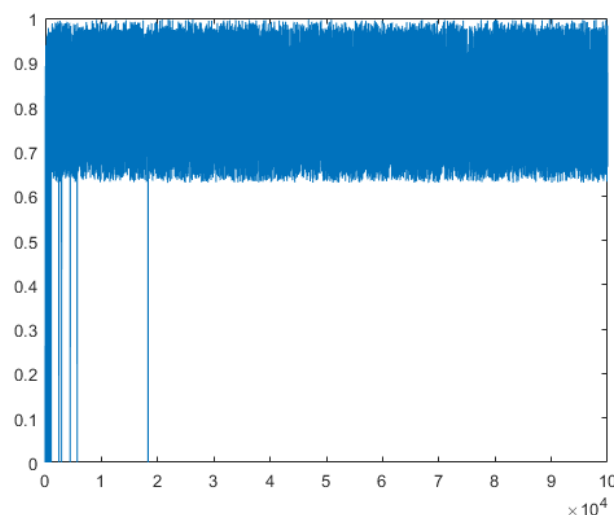


Рис. 3. Результат выработки многошаговых управленческих решений для ИКС с  $m = 20$ ,  $n = 10$

Рассмотренный случай характерен для систем с элементами рефлексивного управления и подразумевает следующие варианты:

- параметры всех компонентов лежат в допустимом диапазоне значений, и управление не требуется;
- необходима вторичная выработка управленческого решения на основе функции принадлежности  $\mu_{S \cap R}$  и информации из базы знаний;
- вторичной выработки управленческого решения на  $l$ -м уровне приближения из  $k$  возмож-

ных недостаточно, подсистема управления компенсирует параметры конфликтного компонента и переходит на  $l + 1$  уровень приближения;

- вторичная выработка решения невозможна, так как  $l = k$ , и в качестве компенсационного параметра передается  $-par_j^i$ , который приводит к перезагрузке конфликтного компонента.

На основе полученной статистики представляется возможным построить зависимости вероятности ошибки коррекции параметров ИКС от размера базы знаний (рис. 4).

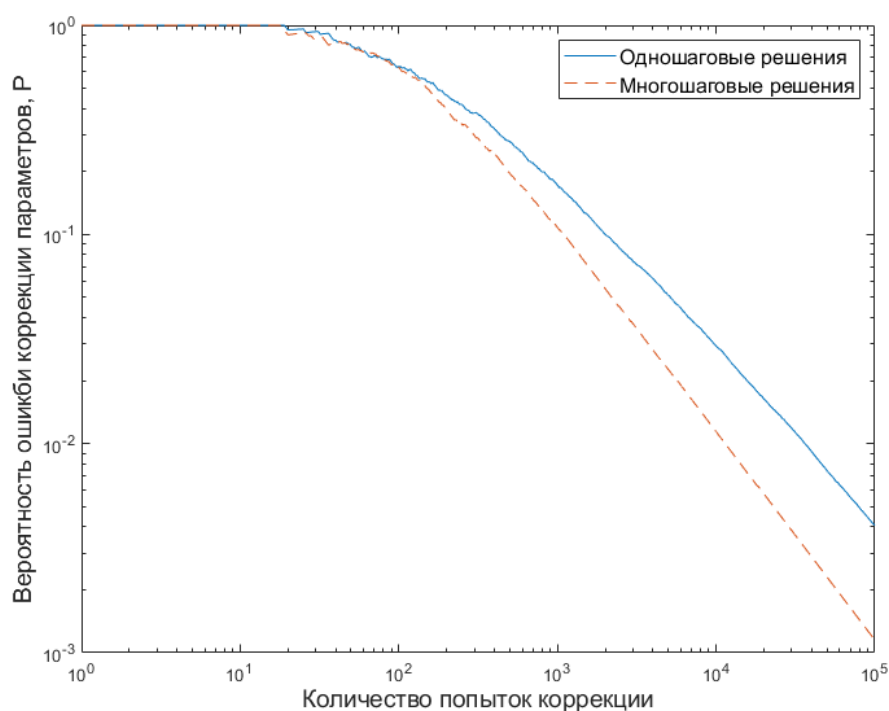


Рис. 4. Вероятность ошибки управления ИКС при одношаговых и многошаговых решениях

Несмотря на то, что многошаговые решения являются более эффективным инструментом, их применение целесообразно только при большом объеме базы знаний, выработанной в процессе функционирования ИКС. На этапе обучения, в условиях ограниченности выбора решений подсистемой управления, разница между двумя способами коррекции параметров незначительна.

Таким образом, при возникновении заранее не спрогнозированного события представляется возможным не просто скорректировать работу ИКС, но и выработать стратегию управления.

#### Литература

1. Иванкин М.П., Толстых Н.Н., Савинков А.Ю., Свердел В.Ф. К вопросу оценки эффективности систем программно-определяемого радио в условиях информационного конфликта // Теория и техника радиосвязи. 2018. № 4. С. 14–18.
2. Поспелов Д.А. Ситуационное управление: теория и практика. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1986. 288 с.
3. Кофман А. Введение в теорию нечетких множеств: Пер. с франц. М.: Радио и связь, 1982. 432 с.: ил.
4. Мелихов А.Н., Бернштейн Л.С., Коровин С.Я. Ситуационные советующие системы с нечеткой логикой. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1990. 272 с.

Статья поступила в редакцию 5 апреля 2019 года

УДК 621.391

# ОРГАНИЗАЦИЯ СБОРА ИНФОРМАЦИИ ПО ЗАПРОСНОМУ КАНАЛУ S-ALOHA С КОНТРОЛЕМ УРОВНЯ ДЕГРАДАЦИИ ВЫПОЛНЕНИЯ ЦЕЛЕВЫХ ЗАДАЧ И БЕЗ КОНТРОЛЯ

© Авторы, 2019

**А.И. Косьяк**, к.т.н., с.н.с., e-mail: alex\_kos\_82@mail.ru

**Д.В. Донцов**, мл.н.с.

МОУ «Институт инженерной физики» (г. Серпухов)

*Рассматривается решение задачи оперативного сбора информации по каналу связи, функционирующему в режиме статического слотированного случайного множественного доступа S-Aloha. Решение задачи приводится в двух вариантах: первый вариант обеспечивает оперативный сбор информации, второй вариант обеспечивает сбор информации с контролем уровня деградации канала в выполнении своих целевых задач. Для каждого из вариантов приводится оценка времени сбора информации и уровня деградации целевых функций канала. Как в первом, так и во втором случае основой методики оценки характеристик канала является теория поглощающих цепей Маркова.*

**Ключевые слова:** случайный множественный доступ, S-Aloha, конечные цепи Маркова, фундаментальная матрица, сбор информации, поллинг.

## INFORMATION COLLECTION ORGANIZATION VIA S-ALOHA INQUIRY CHANNEL WITH A DEGRADATION LEVEL CONTROL OF OBJECTIVES PERFORMANCE AND WITHOUT CONTROL

© Authors, 2019

**A.I. Kosyuk**, Ph.D. in Engineering Science, Senior Research Engineer, e-mail: alex\_kos\_82@mail.ru

**D.V. Dontsov**, Associate Research Engineer

MEA «Engineering Physics Institute» (Serpukhov)

*The article deals with a solution of the problem of operational information collection via a communication channel operating in the mode of static slotted random multiple access S-Aloha. The solution of the problem is given in two versions. The first option provides rapid collection of information. The second option is to collect information with a degradation level control of the channel in the performance of its objectives. For each of the variants an estimate of information collection time and the degradation level of the objective functions of the channel are given. Both in the first and in the second case, the basis of the method of characteristics channel estimation is the theory of absorbing Markov chains.*

**Keywords:** random multiple access, S-Aloha, finite Markov chains, fundamental matrix, information collection, polling.

### Постановка задачи

Рассматривается сеть радиосвязи, построенная по типу системы спутниковой связи (системы сотовой или транкинговой связи в пределах одной зоны), функционирующая в режиме предоставления каналов по требованию (ПКТ), реализуемом центральной станцией сети (или центром управления связью (ЦУС)). При этом общий каналный ресурс имеет две составляющие:

– рабочий каналный ресурс, выделяемый для проведения информационного обмена между АС;

– служебный каналный ресурс, выделяемый для реализации процедуры ПКТ.

ЦУС, помимо прочих задач, должен проводить оперативный мониторинг состояния заданного числа абонентских станций (АС).

Служебный ЗВК рассматриваемой системы связи в целях доставки запросных пакетов в рамках процедуры ПКТ функционирует в режиме случайного множественного доступа (СМД). Подчеркнем, что в целях экономии рабочего каналного ресурса выполнение задач

оперативного мониторинга предлагается организовать по ЗВК [1].

Исходя из изложенного, в процессе информационного обмена по каналу ЗВК будут участвовать 2 вида абонентских станций:

- АС, передающие запросный пакет на выделение канального ресурса, – **АС ЗВК**;
- АС, передающие пакет состояния, характеризующий опрашиваемую АС;
- **АС телеметрии**.

Ясно, что нагрузка дополнительных абонентов на канал ЗВК (АС телеметрии) приведет к снижению качества обслуживания (деградации) АС ЗВК. Тогда задачу мониторинга необходимо решать в двух вариантах:

1 вариант – организация оперативного сбора информации от АС телеметрии без учета деградации в качестве обслуживания АС ЗВК;

2 вариант – организация сбора информации от АС телеметрии с контролируемым уровнем деградации качества обслуживания АС ЗВК.

Поставленная задача решается с учетом специфики алгоритма СМД, в котором функционирует канал ЗВК. В нашем случае рассматривается работа ЗВК в режиме статического слотированного СМД – S-Aloha.

### **1 вариант решения задачи – организация оперативного сбора информации**

В исходном состоянии по ЗВК осуществляют передачу только АС ЗВК. По команде от ЦУС или в назначенное время по каналу начинают передачу абоненты, передающие пакет состояния, – АС телеметрии. Причем передачу начинают сразу все АС телеметрии. Задача в процессе сбора информации звучит следующим образом – не меняя алгоритм доступа к ЗВК, для АС ЗВК обеспечить оперативный сбор информации от АС телеметрии.

#### *Описание процесса сбора информации*

Процесс сбора информации по предлагаемой схеме является стохастическим и представляет собой конечную цепь Маркова [4, 5].

Для составления графа переходных состояний и матрицы переходных вероятностей введем следующие обозначения:

$N$  – общее число АС ЗВК;

$n$  – число заблокированных АС ЗВК (находящихся в режиме повторной передачи);

$M$  – общее число опрашиваемых АС телеметрии;

$m$  – число опрашиваемых АС телеметрии в текущий момент времени;

$n_1 = n(k-1)$ ,  $n_2 = n(k)$  – число заблокированных АС ЗВК до и после очередного ( $k$ -го) временного сегмента канала;

$m_1 = m(k-1)$ ,  $m_2 = m(k)$  – число опрашиваемых АС телеметрии до и после очередного ( $k$ -го) временного сегмента канала;

$q_a$  – вероятность генерации пакета АС ЗВК, не имеющей задолженности (характеристика трафика);

$q_r$  – вероятность повторной передачи пакета АС ЗВК;

$Q_a(i, n)$  – вероятность того, что  $i$  узлов АС ЗВК, не имеющих задолженности, передают пакеты в данном временном окне;

$Q_r(i, n)$  – вероятность того, что  $i$  узлов АС ЗВК, имеющих задолженность, передают пакеты в данном временном окне;

$Q_t(j, m)$  – вероятность того, что  $j$  опрашиваемых узлов АС телеметрии передают пакеты состояния в данном временном окне:

$$i = n_2 - n_1;$$

$$j = m_2 - m_1.$$

Введенные выше вероятностные меры определяются по следующим аналитическим соотношениям [6]:

$$Q_a(i, n) = C_i^{N-n} (1 - q_a)^{(N-n-i)} q_a^i, \quad (1)$$

$$Q_r(i, n) = C_i^n (1 - q_r)^{(n-i)} q_r^i, \quad (2)$$

$$Q_t(j, m) = C_j^m (1 - q_t)^{(m-j)} q_t^j. \quad (3)$$

Состояние исследуемого процесса характеризуется двумя индексами:

$$S_{n,m} (n = 0, N; m = 0, M). \quad (4)$$

Общее число состояний определяется по аналитическому соотношению

$$Q = (N + 1) \times M + 1. \quad (5)$$

Вид графа переходных состояний представлен на рис. 1

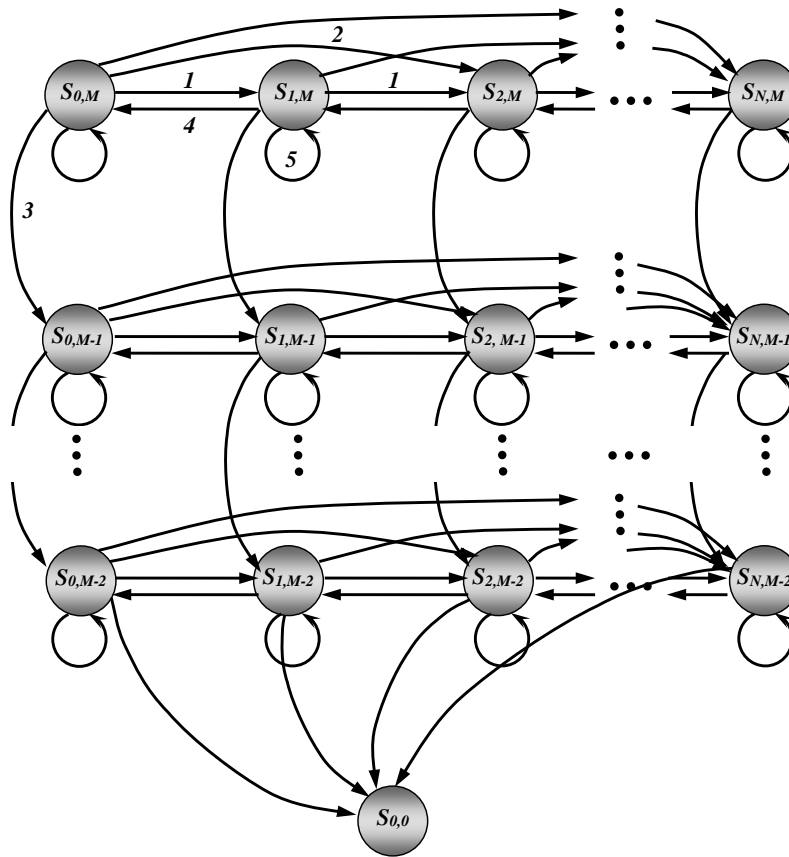


Рис. 1. Вид графа переходных состояний процесса сбора информации

Для последующего составления матрицы переходных вероятностей необходимо провести отображение состояния из состояния, характеризуемого двумя индексами, в состояние, характеризуемое одним индексом, по правилу

$$S_{n,m} \xrightarrow{F} S_r \text{ (т.е. } \{n,m\} \rightarrow r), r = F(n,m) = (M-m) \times (N+1) + n + 1. \quad (6)$$

Матрица переходных вероятностей (МПВ) исследуемого процесса имеет следующий вид:

$$P_{r1,r2} = \begin{cases} Q_a(1,n) \times (1 - Q_r(0,n)Q_t(0,m)), & (i=1) \wedge (j=0) \\ Q_a(i,n), & (i \geq 2) \wedge (j=0) \\ Q_a(0,n) \times Q_r(0,n) \times Q_t(1,m), & (i=0) \wedge (j=1) \\ Q_a(0,n) \times Q_r(1,n) \times Q_t(0,m), & (i=-1) \wedge (j=0) \\ Q_a(1,n) \times Q_r(0,n) \times Q_t(0,m) + Q_a(0,n) \times (1 - (Q_r(1,n) \times Q_t(0,m) + Q_r(0,n) \times Q_t(1,m))), & (i=0) \wedge (j=0). \end{cases} \quad (7)$$

Завершение процесса сбора информации характеризуется переходом в поглощающее состояние  $S_{0,0}$  (рис. 1). Так как цепь является поглощающей, то, воспользовавшись теорией поглощающих цепей Маркова [4, 5], мы можем рассчитать среднее и дисперсию времени сбора информации (перехода в поглощающее состояние).

#### Методика расчета временных характеристик процесса сбора информации

Для расчета среднего и дисперсии времени сбора информации необходимо перейти от МПВ к фундаментальной матрице поглощающей цепи Маркова.

Для этого представим МПВ в **каноническом виде** [4]

$$P = \begin{bmatrix} \Theta & \Lambda \\ O & I \end{bmatrix}, \quad (8)$$

где  $\Theta$  – матрица размерности  $(Q-1) \times (Q-1)$ , элементы которой суть переходные вероятности из невозвратных состояний в невозвратные;  $\Lambda$  – матрица размерности  $(Q-1) \times 1$  переходных вероятностей из невозвратных состояний в поглощающее;  $O$  – нулевая матрица размерности  $1 \times (Q-1)$ ;  $I$  – единичная матрица размерности  $1 \times 1$ .

Фундаментальная матрица поглощающей цепи Маркова выглядит следующим образом [4]:

$$T = \|\tau_{i,j}\| = (I - \Theta)^{-1}, \quad (9)$$

где  $\tau_{i,j}$  – среднее время нахождения процесса до поглощения в состоянии  $j$  при выходе из состояния  $i$ .

Тогда среднее время доведения сообщений всеми объектами  $\bar{T}_{poll}$  определяется выражением

$$\bar{T}_{poll} = \pi(0) \times T\xi, \quad (10)$$

где  $\xi$  – вектор-столбец, все компоненты которого равны 1.

Дисперсия среднего времени сбора информации:

$$D_{poll} = \pi(0)(2T - I)\bar{T} - (\pi(0)\bar{T})^2, \quad (11)$$

где  $\bar{T} = T\xi$ .

#### Оптимизация параметра сбора информации

В рассматриваемой задаче имеется единственный оптимизируемый параметр – вероятность выдачи пакета состояния опрашиваемым узлом в канал связи  $q_t$ .

*Постановка задачи оптимизации данного параметра*

Известны:

- число АС ЗВК  $N$ ;
- первичная активность АС ЗВК в виде вероятности  $q_a$ ;
- вероятность повторной передачи пакета  $q_r$ .

Найти такое значение параметра сбора информации  $q_t^*$ , которое обеспечивало бы минимальное среднее время сбора информации  $\bar{T}_{poll}$ :

$$q_t^* = \arg \left[ Kp^{mp} : f_{\pi}(N, q_a, P) \rightarrow \cup \right],$$

$$Kp^{mp} = \bar{T}_{poll}(q_t) \rightarrow \min, \quad (12)$$

где  $\cup$  – символ истинности выполнения заданного критерия  $Kp^{mp}$ .

Для иллюстрации зависимости  $\bar{T}_{poll}(q_t)$  возьмем канал ЗВК, находящийся в устойчивом состоянии [2], со следующим набором параметров:  $N = 20$ ;  $q_a = 0.022$ ;  $q_r = 0.119$ .

Сбор информации будем осуществлять от пяти АС телеметрии ( $M = 5$ ).

Зависимость  $\bar{T}_{poll}(q_t)$  представлена на рис. 2.

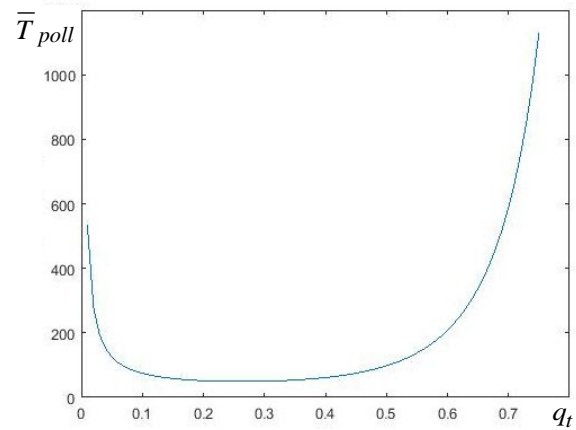


Рис. 2. Зависимость среднего времени сбора информации от параметра алгоритма сбора информации в режиме СМД

Значение времени опроса для  $q_t = 1$  равно  $\approx 254 \times 10^6$  (слот). Детализация зависимости в области нахождения точки экстремума представлена на рис. 3.

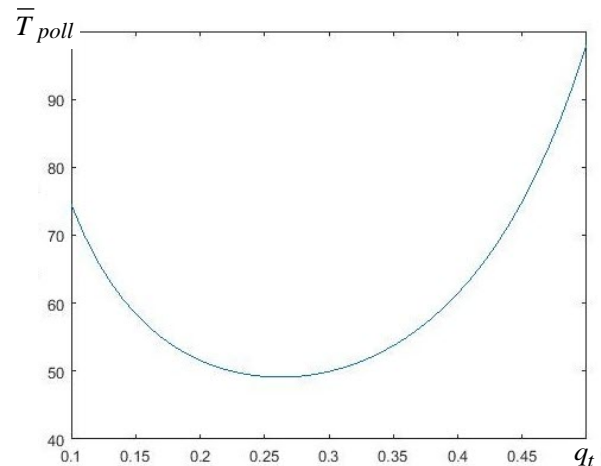


Рис. 3. Детализация зависимости среднего времени сбора информации от параметра алгоритма сбора информации в режиме СМД в области нахождения точки экстремума

Из данного графика видно, что кривая зависимости  $\bar{T}_{poll}(q_t)$  имеет одну точку экстремума. Исходя из этого поиск оптимального значения параметра опроса может быть выполнен численно на базе одного из известных методов численной оптимизации [7]. Резкое увеличение среднего времени опроса при увеличении параметра  $q_t$  говорит о переводе канала в состояние блокировки [2] – состояние, при котором вновь поступающие в канал пакеты (как со стороны узлов, передающих пакеты-запросы, так и со стороны узлов, передающих пакеты-состояния) вступают в конфликт с остальными пакетами. Для рассмотренной конфигурации системы найденное оптимальное значение параметра опроса равно  $q_t = 0.26$ . При этом обеспечиваемое среднее время сбора информации  $\bar{T}_{poll} = 49.1095$  (слот).

#### Оценка вероятностно-временных характеристик сбора информации

Вероятностно-временная характеристика (ВВХ) сбора информации характеризует своевременность сбора информации. Расчет ВВХ сбора проводится на основе МПВ с использованием уравнения Колмогорова–Чепмена:

$$\pi(k) = \pi(0) \times P^k, \quad (13)$$

где  $\pi(k)$  – вектор вероятностей состояний цепи в момент времени  $k$ ;  $\pi(0)$  – вектор вероятностей состояний цепи в начальный момент времени, представляющий собой для нашего случая вектор финальных вероятностей случайного процесса функционирования канала ЗВК [8];  $P$  – матрица переходных вероятностей.

Пример расчета ВВХ представлен на рис. 4.

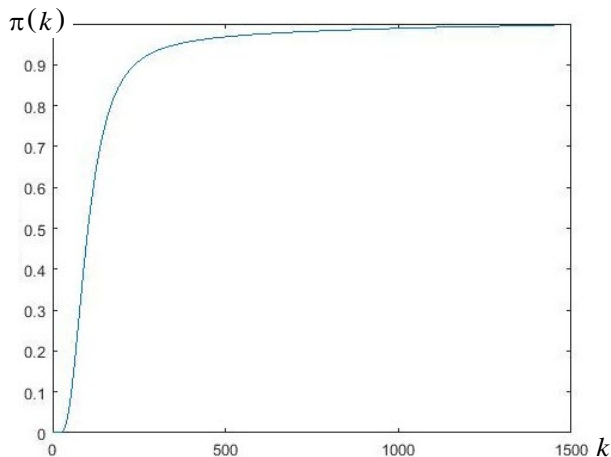


Рис. 4. График время-вероятностной характеристики сбора информации

#### Оценка уровня деградации качества обслуживания АС ЗВК

В процессе сбора информации интересно было бы оценить уровень деградации в качестве обслуживания АС ЗВК.

Пропускная способность канала для АС ЗВК в каждом из состояний определяется исходя из соотношения

$$c_{zv}(n, m) = Q_a(1, n) \times Q_r(0, n) \times Q_t(0, m) + Q_a(0, n) \times Q_r(1, n) \times Q_t(0, m). \quad (14)$$

Относительная пропускная способность канала для АС ЗВК определяется на основе следующего аналитического соотношения:

$$C_{zv}(k) = \sum_{n \in S} \pi(k) c(n, m). \quad (15)$$

Средняя задержка в доставке пакетов АС ЗВК:

$$\bar{T}_{zv}(k) = \bar{n}(k) / C(k) \quad (16)$$

– ожидание числа заблокированных (находящихся в режиме повторной передачи) АС ЗВК.

Пример оценки уровня деградации для АС ЗВК в части пропускной способности представлен на рис. 5.

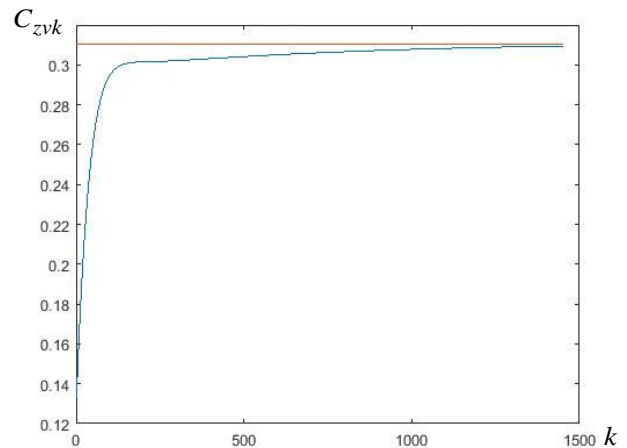


Рис. 5. Динамика изменения пропускной способности АС ЗВК

Пунктирной линией помечено значение характеристики до начала сбора информации от АС телеметрии. Из графика видно, что в начальный момент времени пропускная способность канала для АС ЗВК уменьшилась более чем в 2 раза. Однако с течением времени, по мере передачи пакетов АС телеметрии, пропускная способность для АС ЗВК восстанавливается.



Такой же характер изменения можно проследить и относительно величины средней задержки (рис. 6).

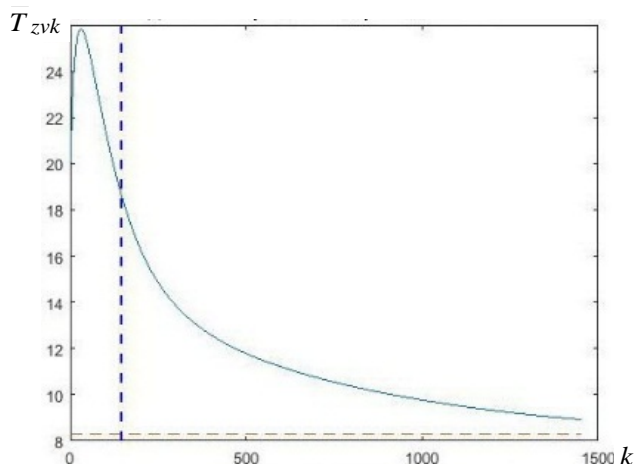


Рис. 6. Динамика изменения средней задержки АС ЗВК

Исходный уровень средней задержки АС ЗВК до начала процесса сбора информации представлен горизонтальной пунктирной линией. При старте опроса АС телеметрии средняя задержка АС ЗВК резко возрастает и в процессе сбора информации до определенного момента времени имеет тенденцию к увеличению. Дойдя до определенного уровня, величина средней задержки начинает спадать.

Вертикальной пунктирной линией отмечено среднее время сбора информации. Как видно из графика, спад средней задержки до уровня исходного значения довольно-таки продолжительный, что говорит об инертности канала ЗВК, функционирующего в режиме S-Aloha, по отношению к изменению входного трафика.

## 2 вариант решения задачи – организация сбора информации с контролем уровня деградации качества обслуживания абонентов ЗВК

В ряде случаев может потребоваться организация сбора информации с контролируемым уровнем деградации характеристик канала в отношении качества обслуживания АС ЗВК, а именно увеличения средней задержки доведения запросных пакетов от АС ЗВК. Встает вопрос – каким образом организовать доступ к общему каналному ресурсу для обеспечения заданного уровня деградации и какой контролируемый уровень деградации мы в принципе можем обеспечить?

### Описание схемы доступа к каналу ЗВК

На период сбора информации введем для каждой группы абонентов очередность доступа к общему каналному ресурсу, а именно – зададимся длительностью использования каналов для АС телеметрии, выраженной в числе последовательных слотов передачи  $l$ , и длительностью использования канала для АС ЗВК  $h$ . То есть на периоде сбора информации будет иметь место следующая схема канала:

$$\Omega = \{l, h\}. \quad (17)$$

Алгоритм доступа АС ЗВК к заданному набору  $h$  слот – S-Aloha. Алгоритм доступа АС телеметрии к заданному набору  $l$  слот – упорядоченный, бесконфликтный.

Временная диаграмма доступа к каналному ресурсу при схеме (17) представлена на рис. 7.

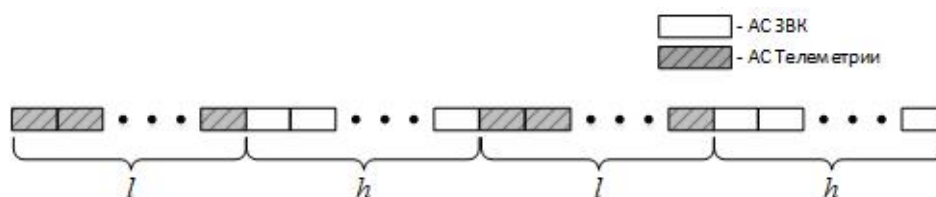


Рис. 7. Временная диаграмма использования ЗВК

Время сбора информации от АС телеметрии будет рассчитываться по следующему выражению:

$$T_{poll}(\Omega) = \left\lfloor \frac{M}{l} \right\rfloor \times (l + h) + \left( M - \left\lfloor \frac{M}{l} \right\rfloor \times l \right), \quad (18)$$

где  $\lfloor \cdot \rfloor$  обозначает взятие целой части (деление в обычном смысле и округление до ближайшего целого в меньшую сторону).

**Методика расчета уровня деградации качества обслуживания АС ЗВК для приоритетного доступа к каналу в режиме S-Aloha**

При представленной схеме организации доступа к каналу возникает следующий вопрос: каков уровень деградации в качестве обслуживания АС ЗВК на периоде сбора информации? Уровень деградации в качестве обслуживания будем оценивать увеличением средней задержки доведения пакетов АС ЗВК.

Состояние канала будем рассматривать относительно АС ЗВК. Канал будет характеризоваться периодами «простоя» на длительности  $l$  слот и периодами «работы» на длительности  $h$  слот. На периоде «простоя» доступ АС ЗВК к каналу не осуществляется, передачу по каналу в упорядоченном режиме осуществляют только АС телеметрии. На периоде «работы» доступ к

каналу осуществляют только АС ЗВК в режиме S-Aloha, а АС телеметрии ждут своей очереди передачи на периоде  $l$  слот.

Состояние канала будет характеризоваться одним индексом:

$$S_n \quad (n = 0, N), \quad (19)$$

где  $n$  – число АС ЗВК, находящихся в режиме повторной передачи запросных пакетов.

Для оценки поведения канала необходимо воспользоваться уравнением Колмогорова–Чепмена и двумя МПВ, первая из которых характеризует поведение канала на периоде «простоя» ( $P_{idle}$ ), а вторая – поведение канала на периоде «работы» АС ЗВК ( $P_{work}$ ).

Граф переходных состояний, описывающий поведение канала для АС ЗВК на периоде «простоя», представлен на рис. 8.

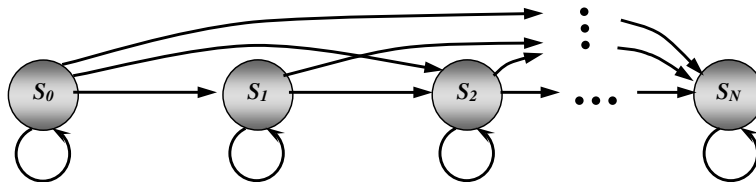


Рис. 8. Граф переходных состояний ЗВК на длительности  $l$  слот

Данный граф характеризуется отсутствием переходов в сторону уменьшения числа АС ЗВК, находящихся в режиме повтора, так как передача пакетов АС ЗВК не осуществляется.

МПВ, описывающая состояние канала, задается по сути одним выражением:

$$P_{idle}(n, n+i) = Q_a(i, n), \quad i \geq 0. \quad (20)$$

Граф переходных состояний ЗВК на периоде «работы» хорошо известен [2] и представлен на рис. 9.

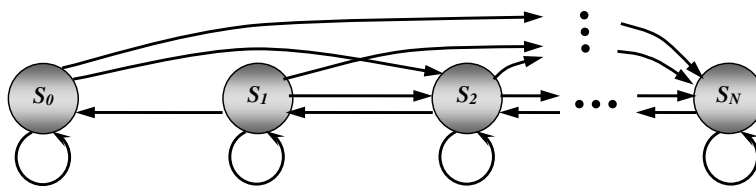


Рис. 9. Граф переходных состояний ЗВК на длительности  $h$  слот

Соответствующая матрица переходных состояний имеет вид

$$P_{work}(n, n+i) = \begin{cases} Q_a(i, n), & 2 \leq i \leq (N-n), \\ Q_a(1, n)(1 - Q_r(0, n)), & i = 1, \\ Q_a(1, n)Q_r(0, n) + Q_a(0, n)(1 - Q_r(1, n)), & i = 0, \\ Q_a(0, n)Q_r(1, n), & i = -1. \end{cases} \quad (21)$$

Динамика средней задержки АС ЗВК будет определяться значением вектора вероятностей состояний  $\pi(k)$ , где  $k$  – номер слота. В начальный момент времени данный вектор равен вектору финальных вероятностей ЗВК  $\pi(0)$  [7].

Оценка динамики средней задержки АС ЗВК на периоде длительности схемы приоритетного доступа к каналу  $\Omega$  состоит из двух этапов:

**1 этап** – расчет вектора вероятностей состояний канала на периоде  $l$  слот (на периоде передачи АС телеметрии):

$$\pi(k) = \pi(k-l) \times P_{idle}^l; \quad (22)$$

**2 этап** – расчет вектора вероятностей состояний канала на периоде  $h$  слот (на периоде передачи АС ЗВК). Вектор состояния в отличие от прошлого этапа рассчитывается не за все шаги в целом, а за каждый шаг по отдельности, и на каждом шаге проводится оценка работы канала по обслуживанию АС ЗВК:

$$\pi(k) = \pi(k-1) \times P_{work}. \quad (23)$$

Расчет средней задержки АС ЗВК на каждом из шагов проводится на основе аналитического соотношения (15).

Пример оценки динамики качества обслуживания АС ЗВК для разного значения параметров  $\{l, h\}$  представлен на рис. 10.

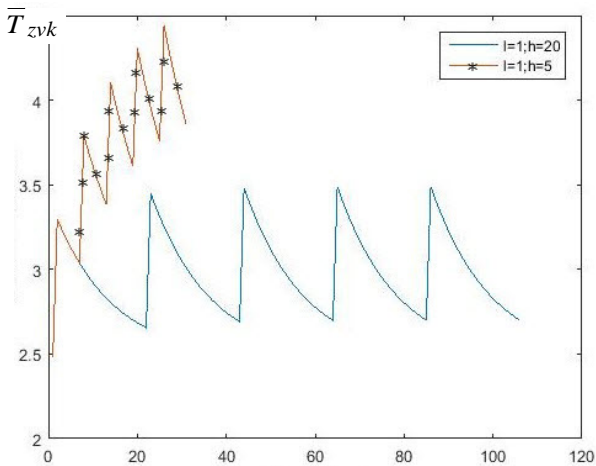


Рис. 10. Динамика изменения средней задержки АС ЗВК при приоритетной схеме доступа к каналу

Из графика, представленного выше, можно сделать следующие выводы:

1. Параметр  $l$  схемы канала  $\Omega$  определяет уровень деградации, а параметр  $h$  определяет уровень качества обслуживания АС ЗВК, к которому возвращается канал на периоде  $h$  слот после завершения передачи АС телеметрии. То

есть если не обеспечить спуск качества обслуживания к исходному уровню, задав соответствующее значение  $h$ , то в дальнейшем средняя задержка пакетов АС ЗВК будет накапливаться, что впоследствии может привести к выходу за установленный уровень деградации. Данное явление иллюстрируется линией графика, соответствующей параметрам схемы канала  $\Omega = \{l = 1; h = 20\}$ .

2. Для каждого значения параметров канала  $(N, q_a, q_r)$  есть минимальный уровень деградации, ниже которого мы опуститься не можем. Так, для канала с параметрами  $(N = 10; q_a = 0.022; q_r = 0.119)$  мы можем обеспечить уровень деградации не менее 30% в средней задержке ( $\bar{T}_{zvK} = 2.5$  слот – в исходном режиме работы ЗВК;  $\bar{T}_{zvK} = 3.3$  слот – при схеме канала (17)), который достигается при значении  $l = 1$ .

Таким образом, при организации сбора информации с контролем уровня деградации в качестве обслуживания АС ЗВК посредством схемы (17) постановка задачи будет звучать следующим образом:

*Известны:*

- число АС ЗВК  $N$ ;
- первичная активность АС ЗВК в виде вероятности  $q_a$ ;
- вероятность повторной передачи пакета  $q_r$ ;
- допустимый уровень деградации качества обслуживания АС ЗВК, выраженный в допустимом увеличении средней задержки в доведении пакетов  $\bar{T}_{zvK}^{доп}$ .

*Найти* такое значение схемы канала  $\Omega^* = \{l, h\}$ , которое обеспечивало бы минимальное отклонение от требуемого уровня деградации  $\bar{T}_{zvK}^{доп}$  в качестве обслуживания АС ЗВК в процессе сбора информации:

$$\Omega^* = \arg \left[ Kp^{TP} : f_{\pi}(N, q_a, q_r, \Omega, P_{idle}, P_{work}) \rightarrow \cup \right],$$

$$Kp^{TP} = |\bar{T}_{zvK}(\Omega) - \bar{T}_{zvK}^{доп}| \rightarrow \min, \quad (24)$$

где  $\cup$  – символ истинности выполнения заданного критерия  $Kp^{TP}$ .

Аналитически решить поставленную задачу не представляется возможным, поэтому данная задача на основе предлагаемой выше методики должна быть решена методом перебора значений схемы (17) с последующей оценкой уровня деградации качества обслуживания АС ЗВК.

### Заключение

В настоящей статье представлена методика расчета оперативности и своевременности сбора информации по каналу ЗВК и расчета уровня деградации канала ЗВК в части обслуживания АС ЗВК в процессе сбора информации. Представленные методики являются инструментом в руках инженеров, позволяющим при выполнении поставленной задачи:

- подобрать параметр алгоритма сбора информации, обеспечивающий минимальное время сбора информации;
- оценить оперативность и своевременность сбора информации;
- оценить уровень деградации ЗВК в части обслуживания АС ЗВК;
- подобрать параметр алгоритма сбора информации, обеспечивающий заданный уровень деградации в части обслуживания АС ЗВК.

Наряду с каналами, функционирующими в режиме статического СМД S-Aloha, широкое распространение получили запросные каналы динамического СМД PB-Aloha, обеспечивающие лучшее качество обслуживания абонентов. Забегая вперед, можно сразу сказать, что оценить аналитически оперативность и своевременность сбора информации по данным каналам, а также уровень деградации в части обслуживания абонентов ЗВК не представляется возможным. По-

этому исследование данных вопросов будет возможно только методами имитационного моделирования.

### Литература

1. Шиманов С.Н., Донцов Д.В., Косьяк А.И. Постановка задачи сбора телеметрической информации по каналам спутниковой системы связи // Сборник научных трудов Института инженерной физики за 2016–2017 гг. Вып. 5. Ч. 2. Серпухов: МОУ «ИИФ», 2017. С. 269–271.
2. Бертсекас Д., Галлагер Р. Сети передачи данных. М.: Мир, 1989. 544 с.
3. Клейнрок Л. Вычислительные сети с очередями. М.: Мир, 1979. 600 с.
4. Кемени Джон Дж., Лори Снелл Дж. Конечные цепи Маркова. М.: Наука, 1970. 272 с.
5. Цимбал В.А. Информационный обмен в сетях передачи данных. Марковский подход: монография. М.: Вузовская книга, 2014. 144 с.: ил.
6. Феллер У. Введение в теорию вероятностей и ее приложения. М.: Мир, 1967. 498 с.
7. Вержбицкий В.М. Численные методы (линейная алгебра и нелинейные уравнения): учебное пособие для вузов. М.: Высшая школа, 2000. 266 с.
8. Боровков А.А. Эргодичность и устойчивость случайных процессов. М.: Эдиториал УРСС, 1999. 440 с.

Статья поступила в редакцию 16 апреля 2019 года

УДК 519.711.3

# **ФОРМАЛИЗОВАННОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ КИБЕРВОЗДЕЙСТВИЙ И МЕТОДЫ ОБНАРУЖЕНИЯ И ИДЕНТИФИКАЦИИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В КОРПОРАТИВНЫХ СЕТЯХ В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННОГО КОНФЛИКТА**

© Авторы, 2019

**Н.Н. Толстых**, д.т.н., профессор, научный референт, e-mail: n.n.tolstih@sozvezdie.su

**Ю.Н. Махинов**, начальник отдела

**А.В. Веденеев**, инженер

АО «Концерн «Созвездие»

*Показано, что принципы трафингования и персонификации информационных процессов в корпоративных сетях приводят к необходимости использования быстродействующих методов обнаружения информационных воздействий. Для этого рассмотрено формализованное представление кибервоздействий и методы обнаружения и идентификации информационных воздействий, основанные на методе нахождения ядра потенциала случайного блуждания элементов информационного конфликта.*

**Ключевые слова:** информационный конфликт, воздействие, корпоративная сеть, ядро потенциала случайного блуждания.

## **FORMALIZED PRESENTATION OF CYBER ACTIONS AND METHODS FOR DETECTING AND IDENTIFYING INFORMATION EFFECTS IN CORPORATE NETWORKS IN THE CONTEXT OF INFORMATION CONFLICT**

© Authors, 2019

**N.N. Tolstykh**, D.Sc. in Engineering Science, Professor, Scientific Adviser, e-mail: n.n.tolstih@sozvezdie.su

**Yu.N. Makhinov**, Head of department

**A.V. Vedeneyev**, Engineer

JSC «Concern «Sozvezdie»

*It is shown, that due to the principles of tampering and personification of information processes in corporate networks, it is necessary to use high-speed methods for detecting information effects. For this purpose, a formalized presentation of cyber actions and methods for detecting and identifying information effects, based on the method of finding the nucleus of the potential of random wandering elements of information conflict, is considered.*

**Keywords:** information conflict, impact, corporate network, core of random walk potential.

Корпоративные сети являются объектом двух технологий – глобальных (Интернет) и локальных сетей, а следовательно, корпоративным сетям присущи многие черты обеих систем. При анализе корпоративной сети на наличие информационного конфликта целесообразно учитывать возможность воздействия на сеть и возможность воздействия через сеть: воздействие на сеть осуществляется через сервера, магистральные свитчи и т.д., воздействие через сеть может осуществляться непосредственно на рабочую станцию (ЭВМ). Также важное значение имеет территориальный принцип распределения для корпоративной сети, так как возникает необходимость в создании дополнительных локальных либо облачных хранилищ информации, что, в свою очередь, усложняет организацию защиты сети. Ввиду таких особенностей возникает необ-

ходимость в осуществлении фильтрации информационных потоков. Критерии фильтрации для каждой корпоративной сети будут различны.

Взаимодействие средств информационного воздействия и средств его нейтрализации лежит в основе информационного конфликта и может рассматриваться как его базис. При этом информационный конфликт является неотъемлемой частью практически любого взаимодействия в корпоративных сетях, так как корпоративные сети подвергаются периодическим информационным воздействиям.

При конфликтном взаимодействии систем управления, в частности критических технологий, основная задача функциональной структуры в снятии неопределенности взаимодействующих элементов, поскольку на остальные элементы найдена (синтезирована ранее) адекват-

ная функция управления. В этом случае взаимодействие систем можно формализованно представить уравнением баланса, нарушение которого приводит к доминированию одной из взаимодействующих сторон:

$$A_{i,j}^k(T_k, W_k) \times P_A(b_{i,j}^k) \leftrightarrow B_{i,j}^k(T_k, W_k) \times P_B(a_{i,j}^k), \quad (1.1)$$

где  $\{A, B\}_{i,j}^k$  – функционал выработки системами  $A$  и  $B$  решающей функции на  $k$ -м уровне управления  $i$ -го объекта  $j$ -м процессом,  $T_k$  и  $W_k$  – располагаемые временной и информационный ресурсы уровня,  $P_A$  и  $P_B$  – вероятности выработки адекватного алгоритма управления системой  $A$  в отношении неизвестного (противоборствующего) компонента системы  $b_{ij}^k$  и системой  $B$  – в отношении неизвестного (противоборствующего) компонента  $a_{ij}^k$  соответственно.

Такой подход обеспечивает наиболее полную реализацию концепции «система против системы», которая является в кибератаках одной из основных. При этом необходимо отметить, что в случае конфликтного взаимодействия инфокоммуникационной системы с аналогичной противоборствующей системой образованная всеми элементами различного уровня управления надсистема представляет собой гетерогенную сеть с различной вероятностью доступа к ресурсам абонентов [1]. В составе такой сети каждая из сторон должна обеспечивать решение своих задач управления путем реализации организационных и технических (программных) функций управления элементами комплекса технических средств.

При этом подсистема безопасности и защиты информации должна рассматриваться в составе всей системы, и эффективность данной подсистемы должна определяться только вероятностью реализации своих целевых функций всей системой. Например, часто оказывается, что эта вероятность у системы, не оснащенной системой защиты информации, оказывается выше, чем у имеющей такую защиту. Это обусловлено, главным образом, тем, что функционирование системы защиты требует информационных и временных ресурсов при их дефиците в системе.

При функционировании такого комплекса образуется множество вложенных контуров управления, которые должны обеспечивать взаимное согласование, синхронизацию всех элементов си-

стемы. И в этом смысле все элементы системы, включая программно-аппаратные средства обеспечения информационной безопасности, должны быть взаимно согласованы, что обеспечивает решение задачи, которую каждый из элементов отдельно решить не в состоянии.

Тогда в зависимости от уровня дублирования и резервирования управления, требуемой степени согласованности состояний элементов системы несанкционированное нарушение состояния любого из элементов может привести к заметному уменьшению вероятности реализации целевой функции.

При таком подходе информационный конфликт представляется в виде взаимодействия двух потоков сигналов управления (рис. 1), направленных на реализацию автоматизированной (или автоматической) инфокоммуникационной системой нужных каждой из сторон действий и перевод этой системы в требуемое каждой из сторон состояние. То есть сигналы управления реализуются двумя глобальными контурами (рис. 1) как последовательности

$$B_{V1} \rightarrow B_S \rightarrow B_{V2} \rightarrow B_{V3} \rightarrow B_{V1} \dots$$

$$B_{N1} \rightarrow B_S \rightarrow B_{N2} \rightarrow B_{N3} \rightarrow B_{N1} \dots$$

При реализации такого управления обязательно присутствует неопределенность исходного состояния, наличие которой в каждом из контуров управления приводит к отклонению итогового состояния системы от требуемого каждой стороной. Поэтому можно считать, что управление каждой системой сводится к исключению этой неопределенности и получению в условиях конфликта требуемого этой стороной состояния. На рис. 1 приведен процесс взаимодействия как многоконтурное управление на основе снятия неопределенности.

Детализация правил и алгоритмов конфликтного взаимодействия происходит на уровне принятия решений, на котором формируются алгоритмы страта реализации решения и непосредственного управления [2]. Уровень непосредственного управления (реализации решения) является самым «быстрым» и должен требовать для управления существенных информационных ресурсов. То есть синтез алгоритмов решения функциональных задач и алгоритмов функционирования всей системы проводится постоянно и распределяется по всему жизненному циклу системы.

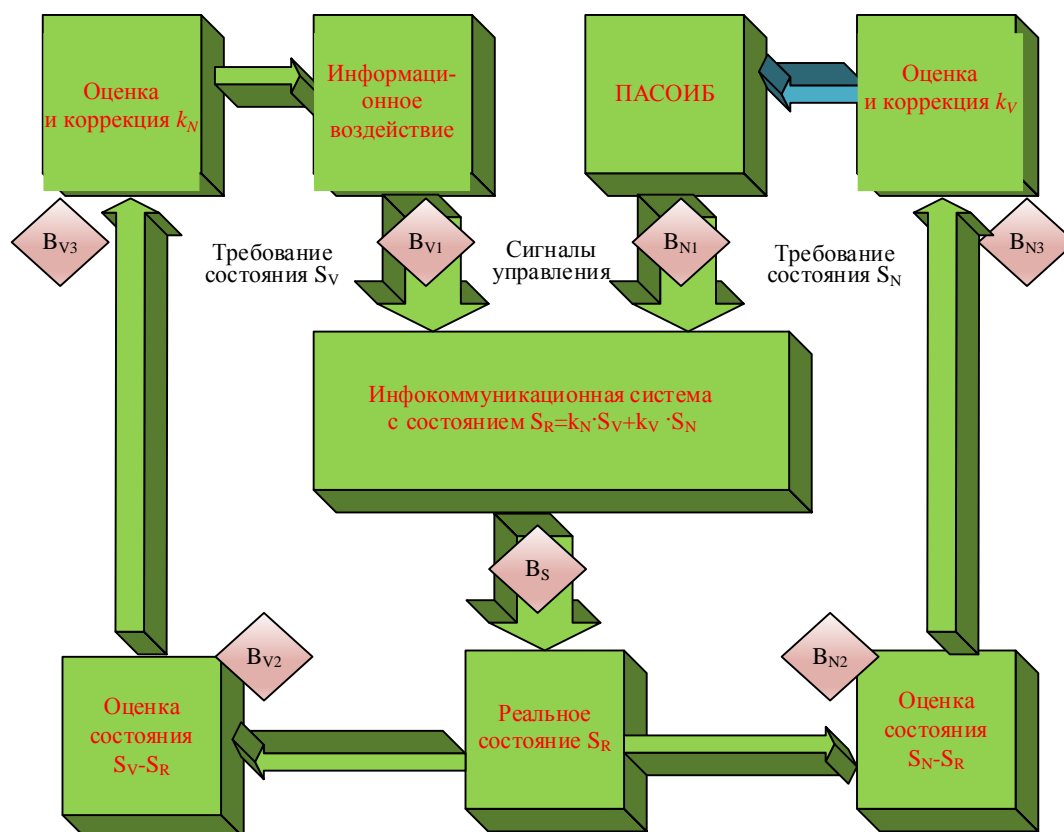


Рис. 1. Процесс взаимодействия как многоконтурное управление на основе снятия неопределенности, где  $k_N$  и  $k_V$  – коэффициенты априорной неопределённости состояния взаимодействующих объектов

В общем случае информационный конфликт можно представить в виде двух базовых конкурирующих процессов, реализуемых в отношении инфокоммуникационной системы для получения в результате выполнения управляющего сигнала требуемого состояния (рис. 1). Информационное воздействие, вырабатывающее сигнал управления  $B_{V1}$ , и автоматизированная или автоматическая система управления связью (АСУС), вырабатывающая свой сигнал управления  $B_{A1}$ , воздействуют на автоматизированную телекомму-

никационную систему с целью перевода ее в состояние  $S_V$  или  $S_A$  соответственно.

При этом состояние каждого из участвующих в реализации конфликта компонентов (информационного воздействия  $S_V$ , системы управления  $ATC S_A$  и собственно реального состояния  $ATC S_R$ ) на произвольном  $i$ -м шаге функционирования определяется совокупностью их технических и информационных параметров на основе системы рекуррентных уравнений

$$\begin{cases} S_R(t_i) = S_R(t_{i-1}) + S_R(t_{i-1}) \cdot L_R(X_{i-1}, Y_{i-1}, Z_{i-1}), \\ S_A(t_i) = S_A(t_{i-1}) + k_{APi} \cdot S_A(t_{i-1}) \cdot L_A(Y_{i-1}), \\ S_V(t_i) = S_V(t_{i-1}) + k_{VPi} \cdot S_V(t_{i-1}) \cdot L_V(Z_{i-1}), \end{cases} \quad (1.2)$$

где  $X = X\{x_k(t)\}$ ,  $Y = Y\{y_k(t)\}$  и  $Z\{z_k(t)\}$  – совокупность параметров взаимодействующих компонентов,  $k_P$  – коэффициент неопределенности.

Соответственно, параметры системы информационного воздействия  $Z(t)$ , системы

управления связью  $Y(t)$  и  $ATC X(t)$  также будут определяться рекурсивным образом, и с учетом возникающих в этих компонентах задержек  $\tau_x$  их можно представить в виде

$$\begin{aligned} X(t) &= X(t - \tau_R) + L_R(t - \tau_R) [L_V(t - \tau_V) + L_A(t - \tau_A)] \cdot X(t - \tau_A - \tau_V), \\ Y(t) &= Y(t - \tau_R) + L_A(t - \tau_A) [L_R(t - \tau_R) + L_A(t - \tau_A)] \cdot Y(t - \tau_A), \\ Z(t) &= Z(t - \tau_R) + L_V(t - \tau_V) [L_R(t - \tau_R) + L_A(t - \tau_A)] \cdot Z(t - \tau_V). \end{aligned} \quad (1.3)$$

При этом передаточная характеристика  $L$  для любого элемента или системы может рассматриваться как оператор сопоставления изменяющегося в процессе сеанса набора параметров (или сигналов) на входе этого элемента параметрам (или сигналам) на его выходе и реализуется цепочкой программных кодов

$$\begin{aligned} L_{\{A,R,V\}}(t) &= P_{\{A,R,V\}}(a_i), \\ i &= t \cdot F_{T\{A,R,V\}}, \end{aligned}$$

где  $i$  – порядковый номер кодовой последовательности (бита, байта, слова) в принимаемом потоке,  $a_i$  – кодовая последовательность,  $F_T$  – тактовая частота процессора соответствующего устройства [3]. То есть  $L$  – это цепочка программных кодов с точкой входа, определяемой начальным значением  $\{X, Y, Z\}$  и движением рабочей точки по дискриминационной поверхности, образованной возможным набором вариантов программной реализации обработки параметров (сигналов) данного элемента или системы [4]. Ограничения на эти параметры накладываются их рабочим диапазоном, который можно определить через функцию Хэвисайда как

$$\begin{aligned} X &= X \cdot \Theta\{x_k - x_B^k\} \cdot \Theta\{x_H^k - x_k\}, \\ Y &= Y \cdot \Theta\{y_k - y_B^k\} \cdot \Theta\{y_H^k - y_k\}, \\ Z &= Z \cdot \Theta\{z_k - z_B^k\} \cdot \Theta\{z_H^k - z_k\}, \end{aligned} \quad (1.4)$$

где  $\Theta$  – функция Хэвисайда, равная 1 при положительном значении аргумента и 0 в других случаях;  $\{x_B, y_B, z_B\}$  и  $\{x_H, y_H, z_H\}$  – верхняя и нижняя границы диапазона значений параметров элемента или системы.

Несложно заметить, что состояния  $S_A$  и  $S_V$  выражаются через  $S_R$ , поэтому число уравнений в выражении (1.3) можно сократить до двух, что физически означает рассмотрение состояния  $S_R$  как производного от суммарного воздействия потоков контуров управления  $B_V$  и  $B_A$ . Тогда для представления изменения состояния параметров конфликтующих компонентов можно ограничиться системой уравнений

$$\begin{cases} Y(t) = Y(t - \tau_R) + k_{PA}(t) [X(t - \tau_R) - k_{PV}Y(t - \tau_A)], \\ Z(t) = Z(t - \tau_R) + k_{PV}(t) [X(t - \tau_R) - k_{PA}Z(t - \tau_V)]. \end{cases} \quad (1.5)$$

Рассматривая обобщенную форму контуров управления на рис. 1 как фрактальное образование, несложно перейти к рассмотрению системы из  $N$  элементов на рис. 2, каждый из которых охвачен обратной, в общем случае нелинейной, связью, определяемой задержкой, совпадением сигнатур приемного элемента и принимаемого потока кода (сигнала) и коэффициентом доступности [5].

Переходя к дифференциальной форме представления (1.5), с учетом  $M$  уровней иерархии и  $N$  элементов на каждом уровне динамику изменения состояния ПАСОИБ инфокоммуникационной системы или параметров каждого элемента можно представить системой из  $N$  уравнений для каждого компонента – системы управления и системы информационного воздействия – в виде

$$\begin{aligned} \frac{dY_n(t)}{dt} &= a_{An}Y(t - \tau_A) + \\ &+ \sum_{n=1, m=1}^{M, N} k_{c,n,m} \cdot \rho_{m,n}(X * Y * Z) \cdot k_{PA}(t) \times \\ &\times [X(-\tau_R) - k_{PV}(t)Y(t - \tau_A)] - c_{An}Y(t - \tau_R); \end{aligned} \quad (1.6)$$

$$\begin{aligned} \frac{dZ_n(t)}{dt} &= a_{Vn}Z(t - \tau_V) + \\ &+ k_{cn}(t) \cdot k_{PV}(t) [X(t - \tau_R) - k_{PA}(t) \cdot Z(t - \tau_V)] - \\ &- c_{Vn}Z(t - \tau_R), \end{aligned} \quad (1.7)$$

где  $m, n$  (...) – коэффициент конфликтности принимаемого элементом  $n$  от элемента  $m$  потока, определяемый как ядро потенциала его случайного блуждания;  $k_{cn}$  – коэффициент связности данного конкретного элемента с другими, определяемый произведением энергетической, семантической и прагматической связности. На рис. 2 приведено представление прямых и обратных связей в инфокоммуникационной систе-



ме на основе фрактального представления кон- фликтующих контуров управления.

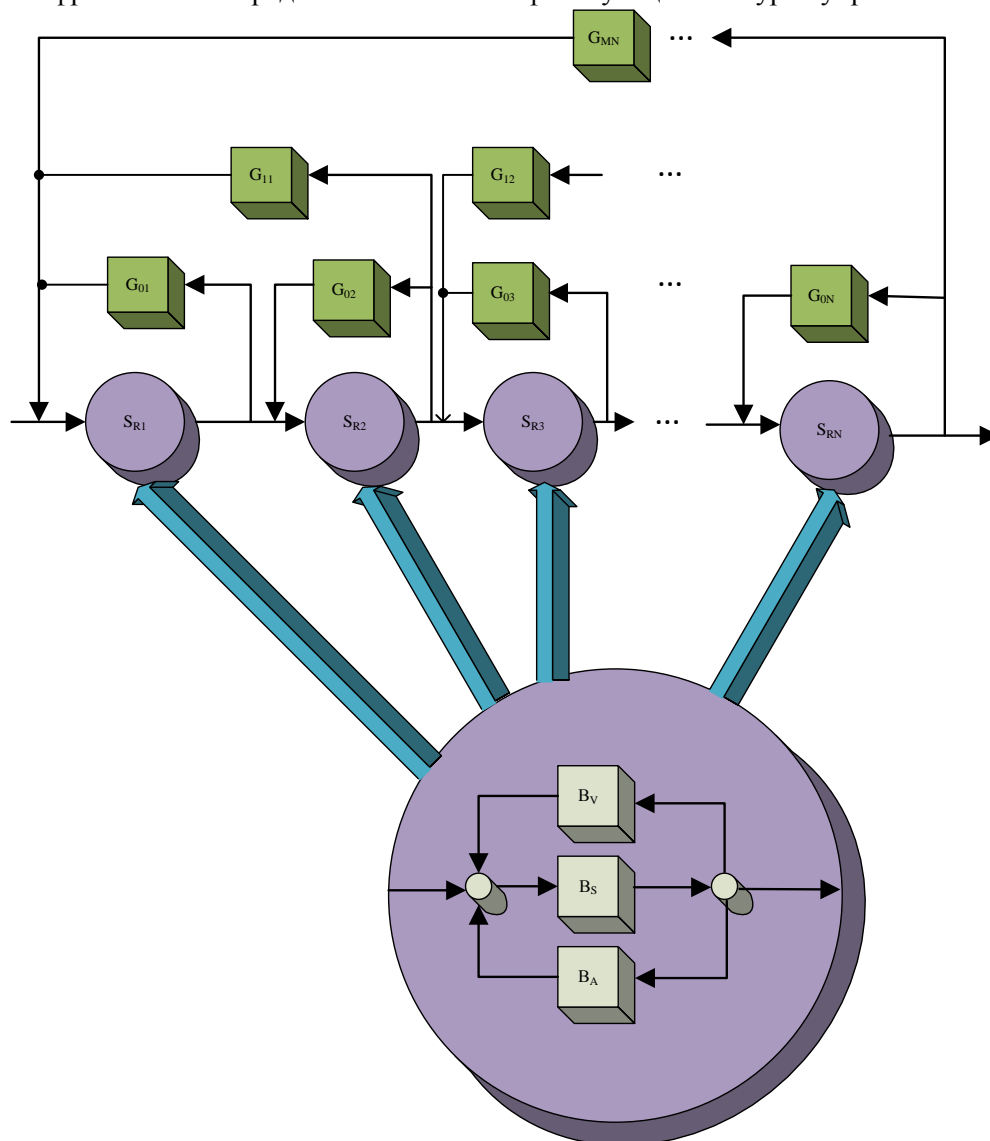


Рис. 2. Представление прямых и обратных связей в инфокоммуникационной системе на основе фрактального представления конфликтующих контуров управления

Такой подход, в отличие от известных, позволяет при анализе информационной устойчивости рассматриваемой системы абстрагироваться от понятий *информационное воздействие* или *«вредоносная» программа*. Это обусловлено тем, что, во-первых, вероятность реализации собственной целевой функции рассматривается через реакцию на поступающий поток, а во-вторых, тем, что рассматривается суммарный поток от всех элементов независимо от того, сформирован он противником (конкурентом, злоумышленником) или собственной системой информационной безопасности, в частности ПАСОИБ [5].

Входящие в выражения (1.6) и (1.7) коэффициенты  $a_{An}$  и  $a_{Vn}$  определяют эффективность управления элементом системы (независимо от того, выполняет он функции информационного воздействия или поддерживает его стабильное состояние), и их можно определить через параметры  $LA(t)$  и  $LV(t)$  в виде

$$a_{An} = \frac{1}{M} \cdot \sum_{m=1}^M S_{m,n} \cdot \left\{ \frac{X(\tau_{Rm}) + Y(\tau_{Am})}{Y(\tau_{Am}) + Z(\tau_{Vm})} \right\} \times \exp \left\{ - \frac{F_{TV} \cdot (\tau_{Rm} + \tau_{Am} - \tau_{Rm})}{(F_{TA} + F_{TR} - F_{TV}) \cdot (\tau_{Rm} + \tau_{Am})} \right\}, (1.8)$$

$$a_{vn} = \frac{Z(\tau_{Vm})}{Y(\tau_{Am}) + X(\tau_{Rm})}, \quad (1.9)$$

где  $S_{m,n}$  – коэффициент связности  $m$ -го и  $n$ -го элементов, значение которого в общем виде можно определить как произведение

$$S_{m,n} = S_{m,n}^c \cdot S_{m,n}^s \cdot S_{m,n}^p, \quad (1.10)$$

где  $S_{m,n}^c$ ,  $S_{m,n}^s$ ,  $S_{m,n}^p$  – энергетическая (сигнальная), семантическая и прагматическая связность соответственно.

Энергетическая (сигнальная) связность элементов инфокоммуникационной системы определяется следующим соотношением:

$$S_{m,n}^c = v^2 \left[ \sum_{k=1}^L \frac{P_{\Sigma k} \eta \xi_{ik}}{\Delta F_{\Sigma} (4\pi r_{ik})^2} + \frac{E^2 \lambda^2 \Psi D_r}{(30\pi)^2 \Delta F_{\Sigma}} + \frac{2kT_0 n}{R_{\Sigma}} \right], \quad (1.11)$$

где  $\eta = D_r D_t$ ,  $n = t_a + (N_{\text{ш}} - 1) K_p$ ,

$P_{\Sigma k}$  – излучаемая мощность  $k$ -го передатчика,  $D_r$  – коэффициент направленного действия приемной антенны,  $D_t$  – коэффициент направленного действия передающей антенны,  $t_a$  – относительная шумовая температура антенны,  $K_p$  – коэффициент передачи по мощности,  $N_{\text{ш}}$  – коэффициент шума,  $\xi_{ik}$  – общий коэффициент потерь и замираний сигнала  $i_k$ -й трассы радиосвязи,  $r_{ik}$  – расстояние между  $i$ -й и  $k$ -й радиостанциями,  $\Delta F_{\Sigma}$  – эффективная полоса частот сигнала помех,  $v^2$  – коэффициент превышения энергии полезного сигнала над суммарной энергией помех,  $E^2$  – квадрат напряженности поля, создаваемого суммарным воздействием внешних помех,  $\lambda$  – длина волны,  $\Psi$  – коэффициент несовпадения полосы частот тракта приема с полосой частот помехи,  $k$  – постоянная Больцмана ( $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ ),  $T_0 = 290K$  – абсолютная шумовая температура антенны,  $R_{\Sigma}$  – сопротивление излучения антенны.

Коэффициент  $v^2$  в выражении (1.11) выступает как энергетический параметр, определяющий связность радиолинии, и позволяет оценивать надежность радиосвязи как вероятность связи с требуемым качеством в течение заданного сеанса связи:

$$P_c(v^2 \geq v_0^2). \quad (1.12)$$

При снижении параметра  $v^2$  ниже порогового уровня связь в системе нарушается. Семантическая связность имеет вид

$$S_{m,n}^s = u_0 e^{\left(\frac{n}{N}\right)^2}, \quad (1.13)$$

где  $u_0$  – нормирующий коэффициент;  $n$  – среднее количество протоколов информационного обмена, поддерживаемых отдельным элементом системы;  $N$  – общее число протоколов информационного обмена, применяемых в системе [6].

Прагматическая связность оценивается на основе соотношения

$$S_{m,n}^p = w_0 \frac{(k-1) * K}{M^2}, \quad (1.14)$$

где  $w_0$  – нормирующий коэффициент,  $M$  – общее количество элементов системы,  $K$  – количество изначально связанных элементов системы,  $k$  – среднее количество связей каждого элемента.

При этом для систем с дискреционной матрицей доступа  $A$  (элементы которой – 0 при отсутствии доступа и 1 в противоположном случае, размер матрицы  $M \times M$ ) будет иметь место соотношение

$$K = \frac{\sum_{m=1}^M A(m)}{2} - M. \quad (1.15)$$

Смысл формулы (1.15) заключается в следующем: каждый элемент, имеющий доступ к двум или нескольким соседним, может передать каждому данные для идентификации и/или аутентификации, достаточные для доступа этих соседей друг к другу, что и определяет прагматическую связность в системе.

Аналогично, исходя из граничных условий уравнений (1.6) и (1.7), можно определить значения коэффициентов  $c_{An}$  и  $c_{vn}$ . Коэффициент  $c_{Ai}$ , поскольку можно полагать, что оба взаимодействующих элемента в каждом конкретном цикле обмена (или одиночном сеансе связи)  $T_{com}$  обладают равной скоростью информационного обмена, будет определяться только отношением рабочего времени (времен приема и передачи) и периода цикла управления  $n$ -го элемента с поправкой на коэффициент ошибок и может быть представлен в виде

$$c_{An} = \left( 1 - \frac{T_{прд} + T_{прм}}{T_{com}} \right) (1 - k_{ош}), \quad (1.16)$$

где  $T_{\text{прд}}$  и  $T_{\text{прм}}$  – время работы элемента инфокоммуникационной системы в режиме передачи и приема соответственно,  $k_{\text{ош}}$  – коэффициент ошибок.

Значение коэффициента  $c_{Vn}$  определяется относительной долей ресурса, расходуемого на передачу одного элементарного пакета с заложенной потенциально опасной последовательностью. Фактически это накладные расходы на унитарное действие, снижающее вероятность реализации целевой функции, и его значение оценивается как

$$c_{Vn} = \left( \frac{Z(\tau_R + \tau_V)}{X(\tau_R + \tau_V)} - \frac{T_{\text{прд}}}{T_{\text{com}} + T_{\text{прм}}} \right). \quad (1.17)$$

В отличие от известных подходов к определению формализованной модели информационного конфликта, использующих симметричное представление состояний элементов без разделения воздействующего и полезного потоков, представленные выражения (1.6) и (1.7) учитывают, во-первых, все возможные обратные связи без присвоения поступающему от каждого элемента потоку ярлыка «вредоносный» или «полезный» и, во-вторых, учитывают динамическое изменение состояния системы обработки этих потоков [7]. То есть в данном случае рассматривается одновременно информационный конфликт первого и второго рода, когда прием «неправильного» сигнала (информационный конфликт первого рода) порождает искажение алгоритма обработки (информационный конфликт второго рода).

Таким образом, представленная совокупность выражений позволяет провести анализ процесса функционирования практически любой инфокоммуникационной системы при знании ее передаточных характеристик, которые для цифровых систем определяются последовательными программными блоками с вполне конкретными значениями операторов и постоянных величин.

В корпоративной сети в условиях информационного конфликта алгоритмы функционирования КС приобретают черты хаос-функций. В этих условиях для обнаружения и идентификации информационных воздействий необходимо иметь повышенное быстродействие, что не позволяет использовать эвристические, фаговые методы [8]. Предпочтительнее для обнаружения и идентификации информационных воздействий использование системы «ЗС» – сигнатурный, структурный и системный анализ, который при реализации конвейерным методом позволит со-

кратить время мониторинга и обзора. Кроме того, в связи с топологическими особенностями КС целесообразно синтезировать распределенный алгоритм определения значения потенциала ядра случайного блуждания [9]. При этом практический интерес с точки зрения пролонгации характеристик функционирования ИКК представляет предел подобной меры на достаточно большом интервале функционирования, то есть при  $n \rightarrow \infty$ . Соответствующий предел определяется как

$$a(z) = a(x - y) = A(x, y) = \lim_{n \rightarrow \infty} A_n(x, y) < \infty \quad (1.18)$$

и известен в литературе как ядро потенциала случайного блуждания.

Обозначив ядро потенциала текущего режима функционирования ИКК через

$$a^*(x) = \lim_{n \rightarrow \infty} a_n^*(x),$$

на основе предельного тождества для ядра потенциала конфликтного взаимодействия  $\hat{a}(x) = 0$  можно утверждать, что мерой «конфликтности» текущего режима функционирования ИКК является «удаленность» ядра потенциала  $a^*(x)$  (или его оценки  $a_n^*(x)$ ) от ядра потенциала  $a(x)$  (или его оценки  $a_n(x)$ ) бесконфликтного функционирования, нормированная величиной «удаленности» ядра потенциала  $a(x)$  от 0 [10]. Учитывая дискретность и ограниченность сверху и снизу аргумента  $x$  потенциалов, в качестве количественной меры такой удаленности можно ввести понятие показателя конфликтности

$$Q = \frac{\sum_{x=1}^X [a(x) - a^*(x)]^2}{\sum_{x=1}^X [a(x) - 0]^2} = \frac{\sum_{x=1}^X [a(x) - a^*(x)]^2}{\sum_{x=1}^X [a(x)]^2}, \quad (1.19)$$

где  $X$  – размерность множества индексов  $\{x\}$ , то есть количество частных целевых функций, реализованных в ИКК.

Показатель конфликтности  $Q$  имеет достаточно очевидную физическую интерпретацию, определяемую его свойствами: если  $a(x) \equiv a^*(x)$ , то есть потенциалы тождественны, то  $Q = 0$ ; если  $a^*(x) \equiv 0$ , то  $Q = 1$ ; в остальных случаях  $0 < Q < 1$ .

Таким образом, коэффициент конфликтности  $Q$  будет определять меру конфликтности текущего режима функционирования ИКК, что эквивалентно в рассматриваемом контексте мере конфликтности фрагмента унитарного кода, по-

ступающего или обрабатываемого ИКК [11]. Значения  $Q$ , близкие к 0, соответствуют бесконфликтному функционированию,  $Q \approx 1$  означает наличие взаимно исключающих целей при взаи-

модействии, то есть реализации конкретной последовательности унитарного кода [12]. На рис. 3 представлена структурно-функциональная схема типового элемента.

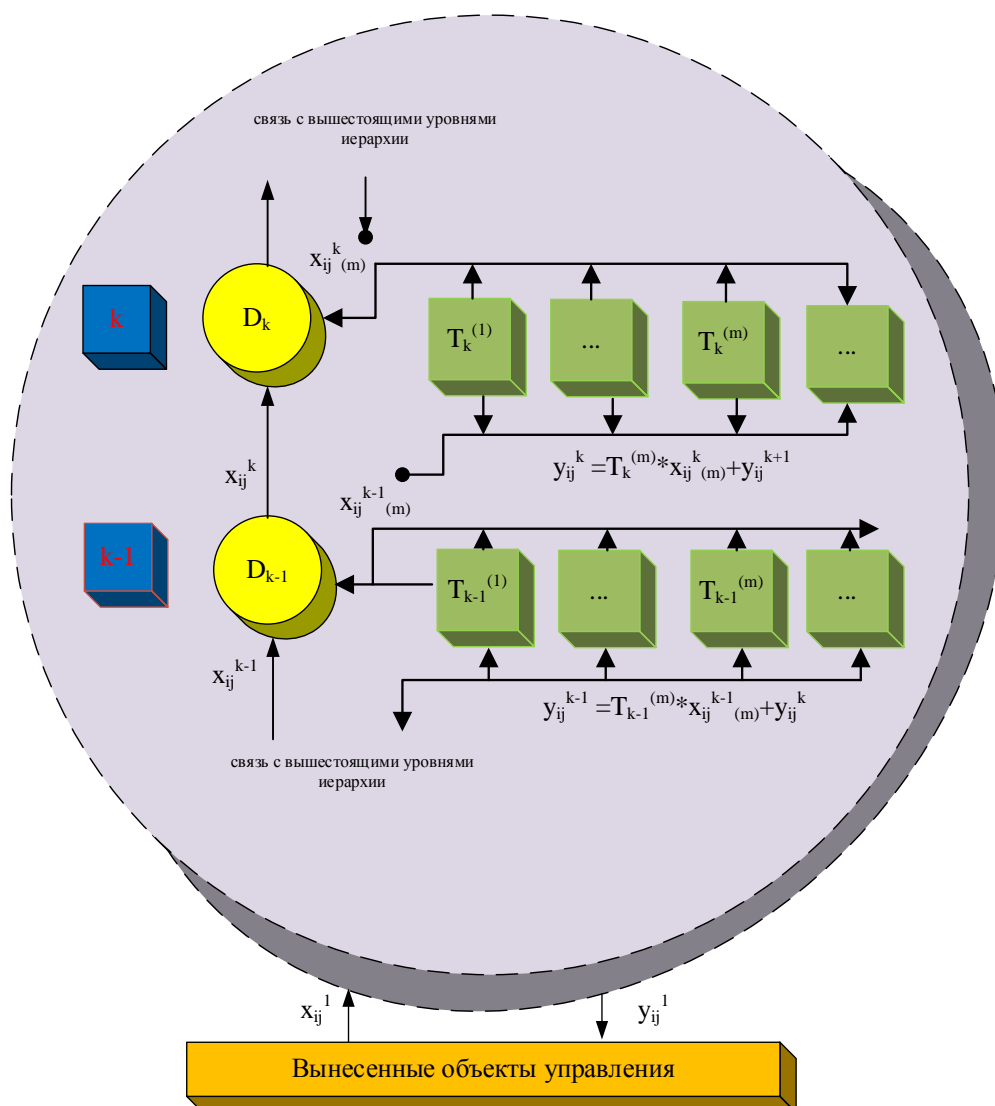


Рис. 3. Структурно-функциональная схема типового элемента ИКК

Таким образом, алгоритмы построения и принципы функционирования в корпоративных сетях являются очень индивидуальными, а именно – имеют свою персонификацию и принципы трафингования, так как структура, конфигурация, тип, параметры корпоративных сетей различны в зависимости от организации, на которой она применяется [13]. Для оперативного реагирования на возникающие в корпоративной сети информационные конфликты необходимо использовать распределённые алгоритмы, основанные на определении значения потенциала ядра случайного блуждания. Для этого в настоящей рабо-

те осуществляется формализация представления кибервоздействий, а также рассматривается математический аппарат для возможного описания алгоритма случайных блужданий.

#### Литература

1. Толстых Н.Н. Программно-аппаратные средства обеспечения информационной безопасности. Воронеж: ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет», 2013.
2. Павлов В.А., Павлов Р.В., Толстых Н.Н. Обобщенная модель процесса функционирования автоматизированных систем в режиме информацион-

ного конфликта // Информация и безопасность. 1999. Вып. 4. С. 38–42.

3. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: учебник для студентов. СПб.: Питер, 2001.

4. Матяш С.А., Оливер В.Г. Корпоративные информационные системы. М.: Directmedia, 2016.

5. Соловьев А.В. Информационная война: понятие, содержание, перспектива // Пространство и время (Москва). 2010. № 2. С. 75–81.

6. Мазур М. Качественная теория информации. М.: Мир, 1974, 240 с.

7. Буслов С.Д., Павлов Р.В., Толстых Н.Н. и др. Типы информационных воздействий и акций // Информационная безопасность автоматизированных систем: труды науч.-техн. конф. Воронеж, 1998.

8. Толстых Н.Н., Павлов В.А., Сидоров Ю.В., Буслов С.Д. Особенности анализа информационного конфликта в автоматизированных системах // Теория и техника средств связи. 1999. № 2.

9. Теория и практика обеспечения информационной безопасности / Под ред. П.Д. Зегжды. М.: Яхтсмен, 1996.

10. Симонов С. Анализ рисков, управление рисками // JetInfo. 1999. № 1. С. 42–54.

11. Лукацкий А. Атаки на информационные системы. Типы и объекты воздействия // Электроника: Наука, технология, бизнес. 2000. № 1. С. 48–64.

12. Веденеев А.В. Принципы построения и алгоритмы функционирования корпоративной сети в условиях информационного конфликта // Сб. трудов XXV Международной научно-технической конференции (16–18 апреля 2019 г.). Т. 1 / Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2019. С. 414–422.

13. Веденеев А.В. Уязвимые элементы корпоративных сетей в условиях информационного конфликта // Сб. трудов XXV Международной научно-технической конференции (16–18 апреля 2019 г.). Т. 2 / Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2019. С. 102–107.

Статья поступила в редакцию 14 мая 2019 года

УДК 623.4.023.2 + 525.625.2 + 527.622.2

**КОМПЛЕКСНАЯ ОДОМЕТРИЧЕСКАЯ НАВИГАЦИОННАЯ АППАРАТУРА ГЕОМАГНИТНОГО ТИПА С ЭЛЕМЕНТАМИ MEMS ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ НАЗЕМНЫХ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ**

© Авторы, 2019

**Д.В. Костин**, д. ф.-м. н., начальник отдела, e-mail: d.v.kostin@sozvezdie.su**Д.В. Ананьев**, начальник сектора, e-mail: d.v.ananев@sozvezdie.su**К.В. Белокриницкий**, ведущий инженер, e-mail: belkrn@yandex.ru**А.Ю. Востров**, старший конструктор, e-mail: a.y.vostrov.1988@mail.ru

АО «Концерн «Созвездие»

*Представлен проект создания комплексной одометрической навигационной аппаратуры геомагнитного типа с применением инерциальных МЭМС датчиков ускорения и угловой скорости. Приведен укрупненный алгоритм работы. Представлены результаты испытаний опытных образцов. Дано сравнение основных характеристик разрабатываемого изделия и аналога.*

**Ключевые слова:** глобальная спутниковая навигационная система, одометрическая наземная навигационная аппаратура, магнитометр, инерциальные МЭМС датчики, дирекционный угол, углы Эйлера.

**INTEGRATED GEOMAGNETIC AND ODOMETRIC NAVIGATION EQUIPMENT WITH ELEMENTS OF MEMS TECHNOLOGY FOR GROUND-BASED MOBILE OBJECTS**

© Authors, 2019

**D.V. Kostin**, D.Sc. in Physics and Mathematics, Head of department, e-mail: d.v.kostin@sozvezdie.su**D.V. Ananyev**, Head of Section, e-mail: d.v.ananев@sozvezdie.su**K.V. Belokrinitsky**, Leading Engineer, e-mail: belkrn@yandex.ru**A.Yu. Vostrov**, Senior Designer, e-mail: a.y.vostrov.1988@mail.ru

JSC «Concern «Sozvezdie»

*A creation project of integrated geomagnetic and odometric navigation equipment with inertial MEMS sensors of acceleration and angle rate is presented. A consolidated algorithm is given. The results of tests developmental prototypes are presented. A comparison of major characteristics of product under development and analogue is given.*

**Keywords:** global navigation satellite system, odometric ground-based navigation equipment, magnetometer, inertial MEMS-based sensors, direction angle, Euler's angles.

Для решения задач навигации главным критерием навигационных систем являлась точность. Но с увеличением числа потребителей навигационной аппаратуры её дополнительным свойством стала доступность. Так, в настоящее время самой массовой является аппаратура, использующая сигналы глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС): GPS, ГЛОНАСС, Galileo [1, 2]. Действительно, дешёвые и миниатюрные спутниковые антенны и приемники, помещающиеся в обычных смартфонах, определили нижнюю планку ценовой политики навигационной аппаратуры. Однако существует сегмент рынка, в котором потребителям требуется навигационная аппаратура, способная работать в условиях слабого сигнала ГНСС или при его отсутствии. То есть в её составе должен быть приемник ГНСС с антенной и

автономная навигационная система, которые, как правило, интегрируются в единый навигационный комплекс, что позволяет устранить недостатки, присущие каждой системе в отдельности, и обеспечить потребителя навигационными данными в различных условиях.

Для определения в автономном режиме местоположения и угловой ориентации в пространстве наиболее универсальной является инерциальная навигационная система [3, 4], которая способна обеспечить высокую точность местоопределения. Данный класс навигационных систем создается на базе высокоточных гироскопов и акселерометров, что определяет их высокую стоимость.

Однако существует потребность и в автономных навигационных системах среднего класса точности, когда для потребителя определяю-

щим является соотношение цена–качество. В настоящее время в вооруженных силах существует потребность в массовом оснащении автомобилей связи, управления, разведки и т.п. надежной и относительно недорогой комплексной навигационной аппаратурой. Примером такой аппаратуры является изделие «Азимут», разработанное и производимое АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж. Данное изделие относится к классу навигационной аппаратуры

средней точности и полностью удовлетворяет требованиям, предъявляемым Министерством обороны РФ. В состав изделия «Азимут» входит блок акселерометров и феррозондов, одометрический датчик скорости, приемник и антенна ГНСС и специальное программное обеспечение, реализующее комплексную обработку данных. Блоки, входящие в состав изделия, представлены на рис. 1.



Рис. 1. Блоки аппаратуры «Азимут»

Широкое развитие МЭМС технологий привело к появлению большой линейки миниатюрных трехосных инерциальных датчиков, обладающих незначительным энергопотреблением, однако позволяющих измерять ускорение и угловую скорость с достаточной для одометрических систем точностью. Также следует отметить появление миниатюрных датчиков магнитного поля, обладающих высокой разрешающей способностью. Миниатюризация стала тенденцией и для приемников, и для антенн ГНСС. В целом это позволяет создать единый навигационный блок, объединяющий цифровой магнитный компас (ЦМК – совокупность инерциальных датчиков и датчиков магнитного поля), приемник и антенну ГНСС. Так, в 2016–2017 годах АО «Концерн «Созвездие» была проведена в инициативном порядке работа по применению данных технологий, давшая в результате прототип комплексной навигационной аппаратуры (КНА), внешний вид навигационного блока которой показан на рис. 2.

Применение новых типов датчиков потребовало переработки и расширения алгоритма комплексирования данных, ранее опробованного в ходе многолетней эксплуатации в аппаратуре «Азимут». В настоящей работе рассматривается

алгоритм определения местоположения подвижного наземного объекта (ПНО) с использованием следующей номенклатуры датчиков:

- MPU-9150, InvenSense – трехосный инерциальный датчик;
- MPU-3300, InvenSense – трехосный датчик угловых скоростей (ДУС);
- HMC1001, HMC1002, Honeywell – одно- и двухосные датчики магнитного поля;
- МНП-М7, МШУ-1, ООО «ИРЗ-Связь» – приемник и антенна ГНСС.



Рис. 2. Блоки аппаратуры КНА

### Алгоритм работы изделия

Далее будет укрупненно описан алгоритм работы изделия. Введем в рассмотрение две системы координат: нормальная земная система координат (НЗСК)  $\Sigma_{\text{нз}} = \{O, X, Y, Z\}$  и связанная с ПНО система координат (СвСК). НЗСК представляет собой правую пространственную прямоугольную декартову систему координат, начало  $O$  которой фиксировано по отношению к Земле, плоскость  $XOY$  находится в горизонтальной плоскости, ось абсцисс  $OX$  и ось ординат  $OY$  совпадают соответственно с северным и восточным направлениями линии координатной сетки плоской прямоугольной системы координат Гаусса – Крюгера, ось аппликат  $OZ$  направлена вниз по вертикали [5]. Ноль  $OZ$  совпадает с нулевой отметкой высоты в Балтийской системе высот [5]. СвСК ПНО  $\Sigma_{\text{св}} = \{O', X', Y', Z'\}$  представляет собой правую пространственную прямоугольную декартову систему координат, начало  $O'$  которой помещено в центр масс ПНО, осями являются продольная, поперечная и нормальная осевые линии ПНО, являющиеся осями абсцисс  $O'X'$ , ординат  $O'Y'$  и аппликат  $O'Z'$  соответственно.

Угловая ориентация СвСК ПНО относительно НЗСК однозначно определяется матрицей поворота размера  $3 \times 3$  направляющих косинусов осей СвСК относительно осей НЗСК, которая однозначно определяется тремя углами Эйлера: углом курса (он же дирекционный угол ПНО) –  $\psi$ , тангажа –  $\theta$  и крена –  $\gamma$ :

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{\gamma} \cdot \mathbf{R}_{\theta} \cdot \mathbf{R}_{\psi}, \quad (1)$$

$$\mathbf{R}_{\gamma} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \gamma & \sin \gamma \\ 0 & -\sin \gamma & \cos \gamma \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{R}_{\theta} = \begin{pmatrix} \cos \theta & 0 & -\sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta & 0 & \cos \theta \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{R}_{\psi} = \begin{pmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Алгоритм работы наземной одометрической навигационной аппаратуры для ПНО предполагает использование информации о дирекционном угле и скорости движения объекта в НЗСК для выра-

ботки местоположения ПНО относительно исходных координат. Для определения дирекционного угла на стоянке и в движении традиционно используются гироскопвертикаль и гироскопас. Однако дирекционный угол ПНО можно определять и по показаниям ЦМК, который обладает меньшими габаритами, весом и энергопотреблением. При этом ПНО не должен иметь минометно-артиллерийского вооружения, вращающейся башни и прочего, что может резко менять магнитное поле ПНО в процессе эксплуатации. Для определения скорости движения в изделии применяется механический датчик скорости, входящий в его состав, или бортовой датчик скорости.

Разработанный для изделия ЦМК состоит из трехосных МЭМС акселерометра, ДУС, магнитометра (на основе магниторезистивного моста), датчика температуры и схемы управления. В процессе калибровки устанавливаются зависимости показаний датчиков от температуры, определяются коэффициенты смещения нуля, масштабирования и неортогональности осей чувствительности датчиков. Калибровка изделия происходит на стенде.

Измеренные показания датчиков ЦМК (с учетом их малой разрешающей способности) после калибровки можно описать следующими выражениями:

$$\mathbf{a}_{\text{изм}} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{g}_{\text{нз}} + \mathbf{a}_v + \mathbf{a}_\omega + \mathbf{v}_a, \quad (2)$$

$$\boldsymbol{\mu}_{\text{изм}} = \mathbf{M}_{\text{sc}} \cdot \mathbf{M}_{\text{ort}} \cdot (\mathbf{R} \cdot \boldsymbol{\mu}_{\text{нз}} + \boldsymbol{\mu}_0) + \mathbf{v}_\mu, \quad (3)$$

$$\boldsymbol{\omega}_{\text{изм}} = \boldsymbol{\omega}_{\text{св}} + \boldsymbol{\omega}_0 + \mathbf{v}_\omega,$$

где измеренные проекции ускорения, угловой скорости и магнитного поля в СвСК обозначены соответственно как  $\mathbf{a}_{\text{изм}}$ ,  $\boldsymbol{\omega}_{\text{изм}}$ ,  $\boldsymbol{\mu}_{\text{изм}}$ ;  $\mathbf{R}$  – матрица поворота НЗСК → СвСК (1);  $\mathbf{g}_{\text{нз}} = (0, 0, g)^T$  – проекция вектора ускорения свободного падения в НЗСК;  $g$  – ускорение свободного падения;  $\mathbf{a}_v = \left( \frac{d(v_{\text{св}})_x}{dt}, 0, 0 \right)^T$  – ускорение, вызванное разгоном или торможением ПНО в проекции на СвСК;  $(v_{\text{св}})_x$  – продольная скорость движения ПНО в проекции на СвСК;  $\mathbf{a}_\omega = (0, -(\omega_{\text{св}})_z (v_{\text{св}})_x, 0)^T$  – центробежное ускорение в проекции на СвСК;  $\mathbf{M}_{\text{sc}}, \mathbf{M}_{\text{ort}}$  – матрицы, описывающие воздействие «мягкого» железа ПНО, которое проявляется в асимметрии и



неортогональности измерений магнитометра;  $\mu_{\text{НЗ}} = ((\mu_{\text{НЗ}})_x, 0, (\mu_{\text{НЗ}})_z)^T$  – проекция вектора магнитного поля Земли (МПЗ) в НЗСК;  $\omega_{\text{Св}}$  – вектор мгновенной угловой скорости СвСК;  $\omega_0$  – смещение нуля ДУС;  $\mu_0$  – магнитная девиация, вызванная «жестким» железом ПНО;  $v_\alpha, v_\mu, v_\omega$  – вектор-столбцы, описывающие взаимно независимые шумовые компоненты измерений датчиков с нулевым математическим ожиданием.

В (2) и (3) проекции на СвСК вектора ускорения свободного падения и МПЗ задаются формулами  $g_{\text{Св}} = R \cdot g_{\text{НЗ}}$  и  $\mu_{\text{Св}} = R \cdot \mu_{\text{НЗ}}$  соответственно.

Датчик скорости формирует на своем выходе импульсы при вращении колеса. Зная количество этих импульсов  $N$  за определенный интервал времени  $\Delta t$ , можно вычислить  $(v_{\text{Св}})_x = k_v \cdot N \cdot \Delta t^{-1}$ , где  $k_v$  – коэффициент датчика скорости. Здесь делается допущение, что ПНО не буксует.

Чтобы определить угловую ориентацию ПНО, нужно вычислить из измеренных показаний датчиков проекцию в СвСК ускорения свободного падения, МПЗ и мгновенной угловой скорости соответственно:  $g_{\text{Св}}$ ,  $\mu_{\text{Св}}$  и  $\omega_{\text{Св}}$ , при этом для уменьшения шумовых компонент  $v_\alpha, v_\mu$  измеряемые величины усредняются алгоритмом скользящего среднего:

$$g_{\text{Св}} = a_{\text{изм}} - a_v - a_\omega + v_\alpha,$$

$$\mu_{\text{Св}} = (M_{\text{sc}} \cdot M_{\text{ort}})^{-1} \cdot (\mu_{\text{изм}} - \mu_0) + v_\mu,$$

$$\omega_{\text{Св}} = \omega_{\text{изм}} - \omega_0 + v_\omega, \quad (4)$$

где для определения  $a_v, a_\omega$  используются показания датчика скорости  $(v_{\text{Св}})_x$ ;  $\omega_0$  определяется на стоянке через усреднение показаний  $\omega_{\text{изм}}$ ;  $M_{\text{sc}}, M_{\text{ort}}, \mu_0$  определяются перед началом движения в процессе устранения магнитной девиации.

Получив  $g_{\text{Св}}$ , можно вычислить углы крена и тангажа исходя из соотношения  $g_{\text{Св}} = R \cdot g_{\text{НЗ}}$  и (1) по формулам

$$\gamma_{\text{ЦМК}} = \text{Arctg}((g_{\text{Св}})_y / (g_{\text{Св}})_z), \quad (5)$$

$$\theta_{\text{ЦМК}} = -\text{Arcsin}((g_{\text{Св}})_x / |g_{\text{Св}}|). \quad (6)$$

Учитывая, что модель измерений акселерометра достаточно грубая, углы крена и тангажа ПНО подвергаются дополнительной фильтрации с использованием комплементарного фильтра, коэффициент которого меняется в зависимости от величины отклонения длины вектора  $g_{\text{Св}}$  от величины  $g$ :

$$\gamma_{\text{ПНО}} = (1 - k_g) \cdot \gamma_{\text{ПНО}} + k_g \cdot \gamma_{\text{ЦМК}},$$

$$\theta_{\text{ПНО}} = (1 - k_g) \cdot \theta_{\text{ПНО}} + k_g \cdot \theta_{\text{ЦМК}},$$

где  $k_g \in [0, 1]$  – коэффициент, который тем меньше, чем больше величина  $||g_{\text{Св}}| - g|$ .

Процедура устранения магнитной девиации заключается в последовательной ориентации продольной оси ПНО на горизонтальной площадке по 8-ми направлениям, отстоящим друг от друга примерно на 45 градусов. В каждом направлении фиксируются показания магнитного поля и ускорения свободного падения; далее, исходя из предположения, что скорректированные с учетом  $M_{\text{sc}}, M_{\text{ort}}$  и  $\mu_0$  проекции измеренных показаний магнитометра  $(\mu_{\text{изм}})_i, i = 1 \dots 8$ , на горизонтальную плоскость должны лежать в плоскости, параллельной  $XOY$ , на окружности симметричной относительно  $OZ$  и отстоящей от начала координат на величину вертикальной составляющей МПЗ  $(\mu_{\text{НЗ}})_z$  в данной местности, численными методами [6] выполняется минимизация целевой функции вида

$$f(M_{\text{sc}}, M_{\text{ort}}, \mu_0) = \sum_{i=1}^8 \left| \left( \sqrt{(\bar{\mu}_{XOY})_x^2 + (\bar{\mu}_{XOY})_y^2}, 0, (\bar{\mu}_{XOY})_z \right)_i^T - \mu_{\text{НЗ}} \right|,$$

где  $(\bar{\mu}_{XOY})_i$  – усредненное на  $i$ -м направлении значение  $\mu_{XOY}$  – проекции магнитного поля на горизонтальную плоскость  $XOY$ , которое вычисляется по формуле

$$\mu_{XOY} = (R_{\gamma_{\text{ПНО}}} \cdot R_{\theta_{\text{ПНО}}})^{-1} \cdot \mu_{\text{Св}},$$

где матрицы  $M_{\text{sc}}, M_{\text{ort}}$  из (4) имеют вид

$$M_{\text{sc}} = \begin{pmatrix} (k_\mu)_x & 0 & 0 \\ 0 & (k_\mu)_y & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{M}_{ort} = \begin{pmatrix} 1 & (k_{\mu})_{xy} & 0 \\ (k_{\mu})_{xy} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix};$$

из-за невозможности измерить вертикальную компоненту  $(\mu_0)_z$ , для чего потребовалось бы перевернуть ПНО, эта величина определяется выражением

$$(\mu_0)_z = (\mu_{изм})_z - \sqrt{|\mu_{НЗ}|^2 - (\mu_{ХОУ})_x^2 - (\mu_{ХОУ})_y^2}.$$

Когда коэффициенты магнитной девиации определены, дирекционный угол направления на магнитный север может быть вычислен по формуле

$$\omega_{НЗ} = \begin{pmatrix} (\omega_{СВ})_x + \operatorname{tg} \theta_{ПНО} \cdot ((\omega_{СВ})_y \cdot \sin \gamma_{ПНО} + (\omega_{СВ})_z \cdot \cos \gamma_{ПНО}) \\ ((\omega_{СВ})_y - \sin \gamma_{ПНО} \cdot ((\omega_{СВ})_y \cdot \sin \gamma_{ПНО} + (\omega_{СВ})_z \cdot \cos \gamma_{ПНО})) / (\cos \gamma_{ПНО}) \\ ((\omega_{СВ})_y \cdot \sin \gamma_{ПНО} + (\omega_{СВ})_z \cdot \cos \gamma_{ПНО}) / (\cos \theta_{ПНО}) \end{pmatrix}.$$

Появление сторонней магнитной массы вблизи ПНО приводит к изменению длины  $\mu_{СВ}$  и искажению  $\psi_{МПЗ}$ ; с другой стороны,  $\psi_{ДУС}$  подобному влиянию не подвержен, но и не имеет начальной привязки по направлению, поэтому, чтобы получить дирекционный угол на магнитный север, который не подвержен кратковременному воздействию сторонних магнитных масс, нужно вычислить усредненный угол  $\Delta\psi_{МПЗ-ДУС}$  по формуле

$$\Delta\psi_{МПЗ-ДУС} = (1 - k_{\mu}) \cdot \Delta\psi_{МПЗ-ДУС} + k_{\mu} \cdot (\psi_{МПЗ} - \psi_{ДУС}),$$

где  $k_{\mu} \in [0, 1]$  – коэффициент, который тем меньше, чем больше величина  $\|\mu_{СВ}\| - \|\mu_{НЗ}\|$ .

Здесь и далее разница двух углов, для примера обозначим её  $\Delta a = a_1 - a_2$ , нормируется по следующему правилу:

$$\Delta a = \begin{cases} a_1 - a_2, & \text{если } |a_1 - a_2| \leq 180^\circ, \\ a_1 - a_2 + 360^\circ, & \text{если } (a_1 - a_2) < -180^\circ, \\ a_1 - a_2 - 360^\circ, & \text{если } (a_1 - a_2) > 180^\circ. \end{cases}$$

$$\psi_{МПЗ} = -\operatorname{Arctg}((\mu_{ХОУ})_y / (\mu_{ХОУ})_x).$$

Чтобы исключить ошибки в определении  $\psi_{МПЗ}$ , вызванные кратковременно возникающими сторонними магнитными полями, используется поддерживающая курсовая система, построенная на показаниях ДУС по формуле

$$\psi_{ДУС} = \sum (\omega_{НЗ})_z \cdot \Delta t,$$

где  $\psi_{ДУС}$  – значение дирекционного угла поддерживающей системы ПНО в текущий момент времени;  $\Delta t$  – период опроса ДУС;  $\omega_{НЗ}$  – проекция  $\omega_{СВ}$  на НЗСК, которая согласно [7] вычисляется по формулам

Дирекционный угол ПНО на Северный магнитный полюс Земли, защищенный от кратковременных возмущений магнитного поля вблизи ЦМК, вычисляется по формуле

$$\psi_{ЦМК} = \psi_{ДУС} + \Delta\psi_{МПЗ-ДУС}.$$

Чтобы повысить точность функционирования изделия, необходимо уточнить коэффициент датчика пути  $k_v$  и величину угла магнитного склонения  $\Delta\psi$ .

Коэффициент датчика пути можно вычислить приближенно, однако точно его значение можно определить при проезде по мерному участку или во время движения, получая от приемника ГНСС точные параметры движения ПНО. Для этих целей удобно использовать прямые мерные участки маршрута протяженностью несколько сотен метров, на которых ПНО движется непрерывно. С учетом того, что приемник выдает координаты и скорость в горизонтальной плоскости, усредненное значение коэффициента датчика пути на мерном участке определяется формулой

$$k_v = \sum \left( \sqrt{\Delta X_{ГНСС}^2 + \Delta Y_{ГНСС}^2} / (N \cdot \cos(\bar{\theta}_{ПНО})) \right) \cdot \Delta t,$$

где на каждом интервале времени  $\Delta t$  во время проезда по мерному участку определяются:  $\Delta X_{\text{ГНСС}}, \Delta Y_{\text{ГНСС}}$  – приращения плоских прямоугольных координат;  $N$  – количество импульсов, сформированных датчиком пути;  $\bar{\theta}_{\text{ПНО}}$  – усредненный угол тангажа ПНО.

На этом же участке маршрута можно определять величину угла магнитного склонения  $\Delta\psi$  по формуле

$$\Delta\psi = \bar{\psi}_{\text{ГНСС}} - \bar{\psi}_{\text{ЦМК}},$$

где  $\bar{\psi}_{\text{ГНСС}}$  – усредненный дирекционный угол направления на географический Север, который определяет приемник ГНСС во время движения ПНО, и  $\bar{\psi}_{\text{ЦМК}}$  – усредненный дирекционный угол на северный магнитный полюс по ЦМК.

Из  $\Delta\psi$  формируется матрица коррекции для  $\psi_{\text{ЦМК}}$ , принцип работы которой описан в полезной модели [8].

Дирекционный угол ПНО в НЗСК вычисляется по формуле

$$\psi_{\text{ПНО}} = \psi_{\text{ЦМК}} + \Delta\psi.$$

Изменение положения ПНО в НЗСК определяется формулами

$$\Delta X = (v_{\text{Св}})_x \cdot \cos \theta_{\text{ПНО}} \cdot \cos \psi_{\text{ПНО}} \cdot \Delta t,$$

$$\Delta Y = (v_{\text{Св}})_x \cdot \cos \theta_{\text{ПНО}} \cdot \sin \psi_{\text{ПНО}} \cdot \Delta t,$$

$$\Delta Z = (v_{\text{Св}})_x \cdot \sin \theta_{\text{ПНО}} \cdot \Delta t,$$

где  $\Delta X, \Delta Y, \Delta Z$  – приращение прямоугольных координат ПНО в проекции Гаусса – Крюгера и высоты,  $\Delta t$  – интервал времени между измерениями.

Приращение плоских прямоугольных координат ПНО по известным формулам [9] пересчитывается в приращение географических координат:

$$\Delta B = \frac{180}{\pi} \cdot \frac{\Delta X}{(R_N + Z)},$$

$$\Delta L = \frac{180}{\pi} \cdot \frac{\Delta Y}{(R_E + Z) \cdot \cos B},$$

где  $\Delta B$  и  $\Delta L$  – приращение широты и долготы;  $B$  – текущая географическая широта ПНО;  $Z$  – текущая высота ПНО в Балтийской системе высот;  $R_N, R_E$  – главные радиусы кривизны земно-

го эллипсоида в текущей точке расположения ПНО, заданные формулами

$$R_N = \frac{a \cdot (1 - e^2)}{(1 - (e \cdot \sin B)^2)^{1.5}},$$

$$R_E = \frac{a}{(1 - (e \cdot \sin B)^2)^{0.5}},$$

где  $a$  – большая полуось и  $e$  – первый эксцентриситет эллипсоида Красовского.

Географические координаты и высота ПНО от начальной точки по показаниям автономных датчиков вычисляются по формулам

$$B_{\text{Авт}} = B_0 + \sum \Delta B, \quad L_{\text{Авт}} = L_0 + \sum \Delta L,$$

$$Z_{\text{Авт}} = Z_0 + \sum \Delta Z,$$

где  $B_0, L_0, Z_0$  – географические координаты и высота начальной точки маршрута.

Исходная точка  $B_0, L_0, Z_0$  может задаваться вручную или устанавливаться по показаниям приемника ГНСС в условиях наилучшего приема.

Комплексирование показаний автономных координат и координат, определенных приемником ГНСС, осуществляется по условию максимума правдоподобия функции [10] плотности вероятности распределения ошибок определения автономных и спутниковых координат, которая задается формулой

$$\rho(\mathbf{v} | B_{\text{ПНО}}, L_{\text{ПНО}}, Z_{\text{ПНО}}) = \frac{1}{(2\pi)^3 \sqrt{\det(\mathbf{K}_v)}} \exp\left(-\frac{1}{2} \Delta \mathbf{v}^T \cdot (\mathbf{K}_v)^{-1} \cdot \Delta \mathbf{v}\right), \quad (7)$$

где  $i = 1, 2$ ;

$\mathbf{v} = (B_{\text{ГНСС}}, L_{\text{ГНСС}}, Z_{\text{ГНСС}}, B_{\text{Авт}}, L_{\text{Авт}}, Z_{\text{Авт}})^T$  – вектор наблюдения, состоящий из спутниковых и автономных координат и высоты ПНО;

$B_{\text{ПНО}}, L_{\text{ПНО}}, Z_{\text{ПНО}}$  – искомые значения комплексированных координат и высоты ПНО;

$\Delta \mathbf{v} = \mathbf{v} - (B_{\text{ПНО}}, L_{\text{ПНО}}, Z_{\text{ПНО}}, B_{\text{ПНО}}, L_{\text{ПНО}}, Z_{\text{ПНО}})^T$  – вектор ошибок наблюдения;

$\mathbf{K}_v$  – диагональная ковариационная матрица измеряемых величин вида

$$\mathbf{K}_v = \text{diag}(\sigma_{B_{\text{ГНСС}}}^2, \sigma_{L_{\text{ГНСС}}}^2, \sigma_{Z_{\text{ГНСС}}}^2, \sigma_{B_{\text{Авт}}}^2, \sigma_{L_{\text{Авт}}}^2, \sigma_{Z_{\text{Авт}}}^2),$$

где  $\sigma_{B_{ГНСС}}, \sigma_{L_{ГНСС}}, \sigma_{Z_{ГНСС}}$  – среднеквадратичные ошибки (СКО) определения координат и высоты ПНО, вычисленные приемником ГНСС;  $\sigma_{B_{АВТ}}, \sigma_{L_{АВТ}}, \sigma_{Z_{АВТ}}$  – СКО определения координат и высоты ПНО автономными датчиками, при этом делается допущение, что эти величины пропорциональны величине пройденного пути от исходной точки.

Для упрощения вычислений можно воспользоваться свойством монотонности логарифмической функции и искать максимум логарифма функции правдоподобия (7). Для этого с учетом знака показателя степени экспоненты необходимо найти минимум целевой функции:

$$f(B_{\text{ПНО}}, L_{\text{ПНО}}, Z_{\text{ПНО}}) = \Delta \mathbf{v}^T \cdot (\mathbf{K}_v)^{-1} \cdot \Delta \mathbf{v}. \quad (8)$$

Функция (8) имеет аналитическое решение в виде

$$B_{\text{ПНО}} = \frac{(\sigma_{B_{\text{АВТ}}} \cdot B_{\text{ГНСС}} + \sigma_{B_{\text{ГНСС}}} \cdot B_{\text{АВТ}})}{(\sigma_{B_{\text{ГНСС}}} + \sigma_{B_{\text{АВТ}}})},$$

$$L_{\text{ПНО}} = \frac{(\sigma_{L_{\text{АВТ}}} \cdot L_{\text{ГНСС}} + \sigma_{L_{\text{ГНСС}}} \cdot L_{\text{АВТ}})}{(\sigma_{L_{\text{ГНСС}}} + \sigma_{L_{\text{АВТ}}})},$$

$$Z_{\text{ПНО}} = \frac{(\sigma_{Z_{\text{АВТ}}} \cdot Z_{\text{ГНСС}} + \sigma_{Z_{\text{ГНСС}}} \cdot Z_{\text{АВТ}})}{(\sigma_{Z_{\text{ГНСС}}} + \sigma_{Z_{\text{АВТ}}})}.$$

### Основные характеристики изделия

В 2017 году опытный образец КНА успешно прошёл комплекс натурных испытаний, по результатам которых были подтверждены характеристики, представленные в таблице. Для сравнения приведены характеристики аппаратуры «Азимут», которая является прототипом рассматриваемого изделия.

Таблица

Характеристики изделий «Азимут» и КНА

Характеристика	Наименование навигационной аппаратуры потребителя	
	«Азимут»	КНА
СКО определения плановых координат по ГНСС, м, не более	10,0	10,0
СКО определения координат в автономном режиме, в % от пройденного пути	1,2	1,0
СКО определения курса, градусы	0,6	0,6
Потребляемая мощность, Вт, не более	6,6	5,0
Рабочая температура, °С	от –40 до +55	от –40 до +55

### Заключение

Отличительной особенностью КНА является конструктивное объединение приемника и антенны ГНСС с автономными датчиками в едином внешнем блоке. Также следует отметить, что за счет применения современных геомагнитных и инерциальных МЭМС датчиков снижена ошибка определения координат в автономном режиме, а уменьшение числа блоков позволило снизить цену изделия.

Положительные результаты проведенных испытаний доказывают правильность принятых технических и математических решений, позволивших получить новое поколение навигационной аппаратуры с улучшенными характеристиками.

### Литература

1. Яценков В.С. Основы спутниковой навигации. Система GPS NAVSTAR и ГЛОНАСС. М.: Горячая линия – Телеком, 2005. 272 с.
2. Тяпкин В.Н., Гарин Е.Н. Методы определения навигационных параметров подвижных средств с использованием спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС: монография. Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2012. 260 с.
3. Бранец В.Н., Шмыглевский И.П. Введение в теорию бесплатформенных инерциальных навигационных систем. М.: Наука, 1992. 280 с.
4. Ориентация и навигация подвижных объектов: современные информационные технологии / Под ред. Б.С. Алешина, К.К. Веремеенко, А.И. Черноморского. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. 424 с.
5. Бубнов И.А., Богатов С.Ф., Дубов С.Д., Калинин А.К., Савченко П.Т. Военная топография. М.: Воениздат, 1977. 280 с.: ил.

6. Банди Б. Методы оптимизации / Под ред. В.А. Волынского, пер. с англ. О.В. Шихеевой. М.: Радио и связь, 1988. 128 с.

7. Матвеев В.В., Распопов В.Я. Основы построения бесплатформенных инерциальных навигационных систем / Под общей ред. д.т.н. В.Я. Распопова. СПб.: ГНЦ РФ ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2009. 280 с.

8. Патент на полезную модель 118740 Российская Федерация. Адаптивный навигационный комплекс / Белокрыницкий К.В., Милявский Ю.Б., Белокрыницкий С.Э., Волобуев Г.Б., Домнин Л.П.:

№ 2012101068; заявл. 12.01.2012; опубл. 27.07.2012. Бюл. №21. 4 с.

9. ГОСТ 32453-2013. Глобальная навигационная спутниковая система. Системы координат. Метод преобразования координат определяемых точек. М.: Стандартиформ, 2014. 16 с.

10. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. М.: Связь, 1976. 496 с.

Статья поступила в редакцию 14 августа 2019 года

УДК 621.396.67

# ОТ «БРУСЧАТКИ» ДО «БРОНИ-НВ»

© Автор, 2019

**В.И. Николаев**, д.т.н., профессор, научный референт, e-mail: nikolaev@sozvezdie.su  
АО «Концерн «Созвездие»

**Памяти А.Д. Артамошина и Б.В. Сосунова**

Во временном аспекте рассматривается история создания антенно-фидерных устройств для стратегического звена.

## FROM «BRUSHCHATKA» TO «BRONYA-NV»

© Author, 2019

**V.I. Nikolayev**, D.Sc. in Engineering Science, Professor, Scientific Adviser, e-mail: nikolaev@sozvezdie.su  
JSC «Concern «Sozvezdie»

**In memory of A.D. Artamoshin and B.V. Sosunov**

*The history of antenna-feeder devices construction for a strategic link is considered in the aspect of time.*

### **Часть I. Историческая справка**

Моё знакомство с А.Д. Артамошиным состоялось на совещании в Министерстве общего машиностроения в 1970 году, с Б.В. Сосуновым – годом позже, на рабочей встрече в Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного (ВАС) у Ю.К. Муравьева. Затем начались наши совместные работы на полигонах по разработке семейства АФУ специального назначения, которые эксплуатируются уже в течение 40 лет.

1969-й год на длительную перспективу стал судьбоносным для Воронежского НИИ связи (ныне АО «Концерн «Созвездие»). В этом году ВНИИС во исполнение решения ВПК приказом по Минрадиопрому СССР был подключен к работам по созданию АСУ Вооруженных сил (шифр «Эфир»).

В 1971 году было кардинально изменено первоначальное направление этих работ: на стадии эскизного проекта Заказчиком было утверждено Решение по реализации радиоканалов на основе широкополосных шумоподобных сигналов с прямым расширением спектра («Эфир-М»). Руководителем работ во ВНИИС в 1971 году Постановлением ЦК КПСС и Советом Министров СССР был назначен главный инженер А.П. Биленко.

Работы велись широким фронтом, в частности:

1. Был проведен и обоснован выбор частотных диапазонов. При этом был сделан вывод о наличии оптимального интервала частотного диапазона в соответствии с дальностью управления. Также была проведена оценка влияния внешних факторов на систему в целом и на дальность управления по радиоканалам.

2. Отработаны основные конструкторско-технологические решения по построению приемопередающей аппаратуры на основе широкополосных шумоподобных сигналов, а также встроенной контрольно-измерительной аппаратуры и мобильного измерительного комплекса для регламентных работ. Опытные образцы в количестве 10 комплектов после предварительных испытаний были поставлены на полигоны Заказчика для проведения межведомственных и Государственных испытаний.

3. Одновременно велись разработка и изготовление специальных защищенных антенн. Кроме ВНИИС, в разработке защищенных АФУ активное участие принимали ВАС в лице сотрудников кафедры АФУ Ю.К. Муравьева, В.П. Серкова, Б.В. Сосунова, И.Н. Самуйлова и др., 16 ЦНИИС МО в лице главного научного сотрудника Г.А. Лаврова, 4 ЦНИИ МО, ЦНИИ-маш и др. Проектная документация на защи-

ценные АФУ разрабатывалась 17-м Центральным проектным институтом связи (17 ЦПИС МО) – Главный инженер проектов А.Д. Артамошин. Изготовителями были ВНИИС, Союз предприятий ЦНПО «Каскад» Минпромсвязи СССР.

Были разработаны следующие специальные защищенные антенны: передающее АФУ постоянной готовности «Сетка», представляющее собой многолучевое кабельное полотно из специально разработанного кабеля, и приемная антенна постоянной готовности «Турникетная», из того же кабеля в двух вариантах исполнения (2-лучевая и 4-лучевая с квадратным питанием).

В качестве УКВ антенны на первом этапе использовалась защищенная антенна «Брусчатка». Антенна выполнена в виде невыступающего приземного диско-конусного излучателя диаметром ~6 метров, в котором воздушное пространство между конусом и диском заполнялось диэлектриком на основе асфальтобетона (гравийно-песчаная смесь с битумом) [1].

Построенная по проекту антенна «Брусчатка» по электрическим характеристикам была эквивалентна четвертьволновому штырю. Однако проблемы с этой антенной начались практически еще на этапе предварительных испытаний. Из-за низкого качества диэлектрика, изготовленного в полевых условиях, была выявлена нестабильность параметров АФУ в неблагоприятных климатических условиях (снег, дождь, заморозки и т.п.).

Воронежским НИИ связи совместно с ВАС было предложено создать антенну на основе получивших за рубежом в 70-х годах широкую популярность в СВЧ диапазоне конструкций микрополосковых антенн (МПА) [2]. Типовая конструкция МПА выполняется в виде тонкой проводящей пластины, размещенной на диэлектрической подложке, лежащей на металлическом экране. Варьируя размеры и форму пластины, а также диэлектрические характеристики подложки ( $\epsilon$  и  $\sigma$ ), удастся получить требуемые характеристики антенны (КУ, ДН, КСВ и др.) [3, 4]. Возбуждение МПА можно осуществить как прямым гальваническим контактом, например коаксиальным кабелем или микрополосковой линией, так и неконтактными методами «лабиринтного питания» [5].

Конструкция МПА обладает высокой механической прочностью и стабильностью характеристик. Основным недостатком МПА является их

узкополосность. При этом основной задачей стала разработка варианта построения антенны **заводского изготовления**, для чего в рамках повышения степени защищенности комплексов соответствующими решениями ВПК Воронежскому НИИ связи в кооперации с 17-м ЦПИС МО, ВАС, 54-м Промкомбинатом МО (54 ПК МО), НИИ железобетона (НИИ ЖБ), Гипроцветметом была задана в рамках ОКР «Чага» работа по созданию такой антенны, получившей название «Броня». Поначалу речь шла о заводском изготовлении только диэлектрической подложки, что реализовывалось на 54-м ПК МО, и на объект для монтажа поставлялись отдельные секторные блоки из полимербетона. Но в дальнейшем проектная документация была доработана, и на 54-м ПК МО осуществлялась заливка полимербетоном металлоконструкции всего антенного блока («шайбы»). И этот шаг был революционным и, безусловно, положительным в рамках повышения качества, но при этом потребовал доработки всего технологического регламента как по заливке, так и в части создания новых рабочих мест и стендов по измерениям характеристик изготовленных антенн и сдаче их Заказчику.

Полимербетон ФА ЭД (разработка НИИ ЖБ) представляет собой эпоксидно-фурановый компаунд с наполнителем из мелкозернистого гранитного щебня. НИИ железобетона был разработан *Технологический регламент на производство моноблоков на технологической линии ПК-54*. 17-м ЦПИС МО была выпущена проектная документация на 2 типоразмера антенного блока («шайбы»): диаметром 2,6 м – для приемных центров и 3,2 м – для приемо-передающих. При этом впервые требование к гарантийному сроку службы антенны (15 лет) было включено в техническую документацию. Антенна «Броня» прошла полный цикл межведомственных и Государственных испытаний. После принятия антенны «Броня-дисковая» («Б-Д») на снабжение Решением ГКСМ СССР по ВПВ от 15.04.1987 г. № 172 был утвержден перечень работ по серийному изготовлению антенны «Б-Д». Предполагаемая проектная мощность 54-го ПК МО составляла 170 антенн в год.

Для проведения работ по техническому надзору и руководству Воронежским НИИ связи на территории 54-го ПК МО был создан 630-й цех. В целом до 1992 г. было выпущено 130 антенн «Б-Д». Общего количества выпущенных в период 1993–2002 гг. антенн было достаточно для переоснащения всех объектов.

В разные годы 4 участника за создание и серийное освоение семейства антенных устройств стратегического назначения стали лауреатами Государственных премий и Премий Правительства СССР и Правительства РФ, в том числе В.И. Николаев (1977 г.), А.Д. Артамошин (1977 г.), Б.В. Сосунов (2002 г.), А.Б. Крачковский (2008 г.).

На этом можно было бы и закончить историческую справку, но сегодня в связи с окончанием гарантийных сроков эксплуатации антенны «Б-Д» (первые антенны эксплуатируются уже более 20 лет) вице-премьером Ю.И. Борисовым поставлена задача и утверждено техническое задание на разработку варианта антенны, альтернативного «Б-Д». В результате проведенного анализа ТЗ, а также выполненного, в основном в рамках диссертационных работ, электродинамического моделирования, ниже предлагаются возможные пути реализации ОКР «Броня-НВ».

## **Часть II. Пути реализации антенны «Броня-НВ»**

Теория работы подземных антенн во многом базируется на трудах советских ученых С.Я. Брауде, Л.М. Бреховских, М.А. Леонтовича, Е.Л. Фейнберга, А.А. Пистолькорса, Ю.К. Муравьева и в обобщенном виде излагается в монографии Г.А. Лаврова и А.С. Князева [6]. Базовыми положениями этой работы являются: прием/передача сигнала через границу раздела двух сред осуществляются «боковой волной»; горизонтальная составляющая непрерывна; вертикальная испытывает скачок  $\Delta$ , приводящий к снижению амплитуды и изменению фазы сигнала. Соответственно, величина скачка при переходе с воздуха в почву с параметрами  $\varepsilon$  и  $\sigma$  составит [6]

$$\Delta = \frac{1}{\varepsilon - i60\lambda\sigma},$$

где  $\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость почвы,

$\sigma$  – проводимость почвы,

$\lambda$  – длина волны.

Поскольку фазовый центр вертикального вибратора уже первоначально находится ниже уровня Земли, то кроме скачка в этом случае будет иметь место ещё и дополнительное экспоненциальное убывание поля с глубиной. В зависимости от вида и влажности почвы (глина, чернозем и т.д.) ослабление в целом может достигать десятков децибел. Именно по этой причине вертикальные вибраторы не находят широкого

применения [6]. В качестве основного направления реализации антенны «Броня-НВ» был выбран вариант, базирующийся на решениях, апробированных при создании антенны «Б-Д», но, естественно, с устранением основных недостатков, главным из которых был недостаточный гарантийный срок службы из-за имеющегося уровня водопоглощения полимербетона ФАЭД (по образцам  $10 \times 10 \times 10 \text{ см}^3$  – 0,03% за 24 часа). Для справки: водопоглощение пирокерама 9608 (США) – 0%, АС-418 (Украина) – 0%, ОТМ-357 (Россия) – 0,01÷0,1%. Проводимый один раз в 3 года авторский надзор подтвердил наличие снижения характеристик антенны (КУ и КСВн) за пределами гарантийного срока. Положение усугубляется тем, что сегодня работы по выпуску антенн «Б-Д» из полимербетона на 54-м ПК МО фактически прекращены.

**Имеются 2 варианта решения этой проблемы.** Первый – поиск нового материала диэлектрика, тем более что предложений на сегодняшний день достаточно, второй – поиск конструкторско-технологических решений, снижающих в антенне «Б-Д» контакты диэлектрика с грунтом.

Первые проработки показали, что на поставку зарубежных материалов, как правило, наложено эмбарго, а отечественные в основном уступают по характеристикам, серийные поставки отсутствуют, и большая часть всей информации является рекламной. Некоторая обнадеживающая информация поступила от организаций, занимающихся разработкой диэлектрических материалов для гиперзвуковой техники, а также по линии создания радиопрозрачной брони.

По второму варианту были исследованы четыре антенны, выполненные на основе микрополосковых структур типа ПАТЧ с горизонтальным расположением щелевых излучателей, расположенных на металлическом резонаторе, в том числе: U-образная ПАТЧ с повышенной полосой пропускания [7, 8], звездообразные ПАТЧ [9], щелевые ПАТЧ с квадратным питанием, 5-элементная решетка с лабиринтным возбуждением. В отличие от антенны «Б-Д» была сделана попытка реализовать принцип «капсульного» исполнения – разместить диэлектрик в металлическом резонаторе, исключив при этом прямой контакт диэлектрика с окружающей средой.

Поскольку антенные устройства отрабатывались в рамках соответствующих диссертационных работ, то электродинамическое имитационное моделирование проводилось на различных



частотах. На последующих этапах предстоит провести их параметрическую оптимизацию, что может быть сделано в рамках **отдельной оперативной НИР**.

На совещаниях у Ю.К. Муравьева в 70-х годах обсуждался вопрос по принципам построения подземных антенн: рамка или кабельная антенна (на ней настаивал Б.В. Сосунов). Поскольку откладывать принятие решения было нельзя – под Воронежем готовилась радиотрасса для испытаний, – по указанию А.П. Биленко (со словами «господин эксперимент рассудит») было принято решение о строительстве обоих вариантов антенн, что и было реализовано. К единому мнению пришли только после проведения всех испытаний кабельной антенны.

Как видно из этой статьи, большой вклад Б.В. Сосуновым был внесен и в разработку антенны «Б-Д». В частности, им в соавторстве с сотрудниками ВНИИС было получено по данной антенне 5 патентов и опубликовано 4 статьи. В последние годы я неоднократно обсуждал с ним проблемы и решения, представленные во второй части статьи, но для окончательных выводов ему, к сожалению, не хватило времени. Поэтому, думаю, что лучшей данью памяти А.Д. Артамошину и Б.В. Сосунову будет найденное в создавшейся ситуации оптимальное решение построения антенны «Броня-НВ».

### Литература

1. Артамошин А.Д., Клиньшов Е.В. Приземная антенна «Брусчатка» // Техника средств связи. Сер. ТРС. 1977. Вып. 3. С.
2. Ломан В.И., Ильинов М.Д., Гоцуляк А.Ф. Микрополосковые антенны. Обзор // Зарубежная электроника. 1981. № 10. С. 99–116.
3. Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны. М.: Радио и связь, 1986. 144 с.
4. Панченко Б.А., Князев С.Т., Нечаев Ю.Б., Николаев В.И. Электродинамический расчет характеристик излучения полосковых антенн. М.: Радио и связь, 2002. 256 с.
5. Нечаев Ю.Б., Николаев В.И., Андреев Р.Н., Винокурова Н.Н. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии. Воронеж, 2008. 630 с.
6. Лавров Г.А., Князев А.С. Приземные и подземные антенны. М.: Сов. радио, 1965. 472 с.
7. Нечаев Ю.Б., Багдасарян А.С. и др. Антенны для UHF и RFID меток // Труды НИИР. 2015. № 2. С. 9–19.
8. Нечаев Ю.Б., Борисов Д.Н., Панкова М.А. Исследование способов увеличения широкополосности микрополосковых излучателей // Теория и техника радиосвязи. 2009. № 1. С. 81–90.
9. Николаев В.И., Маковий В.А., Андреева О.А. Проведение имитационного моделирования апертурно-связанной малогабаритной антенны в форме звезды Давида и ее сравнительный анализ с аналогичными излучающими структурами // Теория и техника радиосвязи. 2019. № 1. С. 69–73.

Статья поступила в редакцию 12 июля 2019 года

УДК 621.396.67

**МАКСИМАЛЬНО ПРАВОПОДОБНЫЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ КАЛИБРОВОЧНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ РАДИОПРИЕМНОГО ТРАКТА МНОГОКАНАЛЬНОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ-ПЕЛЕНГАТОРА ПО ВСЕМ ВЗАИМНЫМ СПЕКТРАМ КАЛИБРОВОЧНОГО СИГНАЛА С ПРОИЗВОЛЬНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ЭНЕРГИИ В ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ**

© Авторы, 2019

**М.Л. Артемов**, д.т.н., доцент, зам. ген. директора по научной деятельности, e-mail: m.l.artemov@sozvezdie.su

**О.В. Афанасьев**, к.т.н., директор НТЦ, e-mail: o.v.afanasev@sozvezdie.su

**О.А. Машарова**, инженер, e-mail: ntu541@sozvezdie.su

**М.П. Сличенко**, к.ф.-м.н., начальник сектора, e-mail: m.p.slichenko@sozvezdie.su

АО «Концерн «Созвездие»

*Предложен алгоритм оценивания калибровочных коэффициентов радиоприемного тракта многоканального обнаружителя-пеленгатора по результатам серии измерений всех взаимных спектров калибровочного сигнала с произвольным распределением энергии в частотно-временной области. Алгоритм основан на вычислении и накоплении всей совокупности взаимных межканальных спектров калибровочного сигнала и вычислении оценки комплексного вектора относительных коэффициентов передачи трактов как собственного вектора, соответствующего наибольшему собственному значению матрицы взаимных энергий. Решающее правило алгоритма адаптивно к неизвестной интенсивности внутреннего шума радиоприемного тракта. Проведен количественный анализ влияния числа накоплений сигнала на показатели эффективности разработанного алгоритма.*

**Ключевые слова:** калибровочные коэффициенты, оценка максимального правдоподобия, статистические гипотезы, собственные значения, собственный вектор, след матрицы, характеристическое уравнение.

**THE MAXIMUM LIKELIHOOD ESTIMATION OF CALIBRATION COEFFICIENTS OF THE RADIO RECEIVING TRACT OF MULTICHANNEL DETECTION-DIRECTION FINDER FOR AN ARBITRARY ENERGY DISTRIBUTION OF CALIBRATION SIGNAL IN THE TIME-FREQUENCY REGION**

© Authors, 2019

**M.L. Artyomov**, D.Sc. in Engineering Science, Associate Professor, Deputy General Director for Science

**O.V. Afanasyev**, Ph.D. in Engineering Science, Director of R&D Centre, e-mail: o.v.afanasev@sozvezdie.su

**O.A. Masharova**, Engineer, e-mail: ntu541@sozvezdie.su

**M.P. Slichenko**, D.Sc. in Physics and Mathematics, Head of Section, e-mail: m.p.slichenko@sozvezdie.su

JSC «Concern «Sozvezdie»

*An algorithm for estimation calibration coefficients of the radio receiving tract of a multichannel detection-direction finder according to the results of series of measurements of all mutual spectra of the calibration signal with an arbitrary energy distribution in the frequency-time domain is proposed. The algorithm is based on the computation and accumulation of the whole totality of mutual inter-channel spectrums of the calibration signal and on a computation of the complex vector estimation of relative gear ratios of tracts as the eigenvector corresponding to the largest eigenvalue of mutual energies matrix. The decision rule of the algorithm is adaptive to the unknown intensity of the internal noise of the radio receiving tract. The quantitative analysis of the influence of the number of signal accumulations on the efficiency indicators of the developed algorithm is carried out.*

**Keywords:** calibration coefficients, maximum likelihood estimation, statistical hypotheses, eigen-values, eigenvector, trace of matrix, characteristic equation.

Многоканальные моноимпульсные обнаружители-пеленгаторы (ОП) обеспечивают синхронный прием временных реализаций с выходов пространственно-многоканальной антенной системы всеми радиоприемными каналами, что позволяет обеспечить высокоэффективное многоканальное обнаружение и пеленгование ис-

точников радиосигналов. Достижимая на практике эффективность пеленгования источников радиосигналов определяется совокупностью факторов, среди которых следует учитывать различие каналов тракта ОП по значениям комплексных коэффициентов передачи, модуль и аргумент которых представляют собой ампли-

тудно-частотную и фазо-частотную характеристики трактов. При таком различии соотношения амплитуд и фаз измеренных уровней сигналов на выходах тракта содержат составляющие, обусловленные не только характеристиками направленности антенной системы ОП, но и соотношениями коэффициентов передачи каналов тракта на частотах приема. Это приводит к появлению дополнительных ошибок при пеленговании источников радиосигналов и последующем определении их координат триангуляционным способом.

Различие коэффициентов передачи каналов радиоприемного тракта можно учесть посредством выполнения калибровки, в процессе которой выполняется подача калибровочного сигнала на вход калибруемого участка многоканального радиоприемного тракта ОП и измерение уровней сигналов на выходах каналов. Измеренные уровни ввиду наличия внутреннего теплового шума являются случайными величинами, сигнальная составляющая которых пропорциональна значениям коэффициентов передачи калибруемого участка каналов радиоприемного тракта на частотах измерений и зависит от амплитуд и фаз спектральных компонент калибровочного сигнала. Последние являются неинформативными параметрами для последующего обнаружения и пеленгования источников радиосигналов и должны быть «исключены» в результате соответствующей обработки измеренных сигналов на выходах трактов. Кроме того, абсолютные значения коэффициентов передачи также неинформативны при пеленговании источников, так как направление прихода радиосигнала определяется отношениями амплитуд и разностями фаз сигналов на выходах каналов радиоприемного тракта ОП. Поэтому в качестве калибровочных коэффициентов рассматривают значения относительных коэффициентов передачи – отношений коэффициентов передачи каналов, определенных относительно одного из каналов, выбранного в качестве опорного.

Ввиду частотной зависимости коэффициентов передачи измерения проводят на различных частотах рабочего диапазона с шагом по частоте, обеспечивающим требуемую на практике точность интерполяции результатов измерений в частотной области. При использовании генератора гармонического калибровочного сигнала уменьшить степень влияния аддитивного внутреннего шума на результат измерения можно за счет повышения отношения сигнал/шум при

увеличении уровня сигнала, подаваемого на вход калибруемого участка тракта. В результате этого ошибки измерений, обусловленные конечным отношением сигнал/шум, становятся несущественными (т.е. обеспечивающими дополнительные ошибки пеленгования источников на несколько порядков меньше допустимых инструментальных ошибок), а при обработке результатов измерений наличие внутреннего шума трактов можно игнорировать.

С целью повышения быстродействия выполнения процедуры калибровки радиоприемных трактов ОП с обеспечением требуемого шага измерений по частоте в качестве калибровочного сигнала применяется широкополосный радиосигнал (например, формируемый на основе псевдослучайной последовательности (ПСП). Распределение энергии такого сигнала в частотной области определяется взаимным расположением и параметрами интервала приема сигнала и ПСП. В этом случае отношение сигнал/шум в каждом измерении сигналов на выходе калибруемого участка многоканального радиоприемного тракта не является постоянной величиной, а для повышения точности измерения коэффициентов передачи требуется проводить серию многократных измерений с накоплением спектральных компонент выходного сигнала.

В общем случае результаты таких измерений содержат ошибки, обусловленные флуктуациями внутреннего шума радиоприемного тракта ОП, а алгоритм совместной обработки результатов измерений должен определяться на основе положений теории статистической радиотехники. Задачу измерения относительных коэффициентов передачи каналов радиоприемного тракта следует рассматривать как задачу статистического оценивания данных параметров по результатам многократных измерений комплексных амплитуд сигналов.

Для решения указанной задачи оценивания широкое распространение на практике получили алгоритмы, основанные на вычислении не всех взаимных и канальных энергий калибровочного сигнала. Это связано с тем, что для каждой фиксированной частоты измерений в случае  $N$ -канального ОП всего имеется  $N$  канальных энергий и  $N(N-1)/2$  взаимных энергий, превышающих число  $(N-1)$  оцениваемых калибровочных коэффициентов. В этом случае система уравнений для отыскания коэффициентов является переопределенной. С целью упрощения вычислений из всех канальных и взаимных энергий вы-

бирают минимально необходимое количество. Однако вариантов для такого выбора имеется несколько, и каждый из них в общем случае обеспечивает различное по эффективности оценивание калибровочных коэффициентов. Таким образом, «платой» за уменьшение вычислительных ресурсов является снижение качества калибровки, приводящее в результате к ухудшению точности и достоверности обнаружения и пеленгования источников радиосигналов.

Отметим, что современная элементная база и аппаратно-программные средства позволяют реализовать на практике высокоэффективные алгоритмы цифровой обработки с требуемыми показателями быстродействия. Ввиду этого с целью повышения эффективности калибровки и последующего обнаружения и пеленгования источников радиосигналов актуальным и практически значимым является новое решение задачи оценивания калибровочных коэффициентов многоканального радиоприемного тракта ОП высокоэффективными статистическими методами, позволяющими учитывать все взаимные спектры калибровочного сигнала с произвольным распределением энергии в частотно-временной области.

В рамках теории статистической радиотехники задача калибровки трактов представляет собой задачу оценивания вектора относительных калибровочных коэффициентов и предполагает вычисление оценки по всем элементам матрицы взаимных энергий калибровочного сигнала.

Таким образом, целью настоящей работы является разработка основанного на положениях теории статистической радиотехники алгоритма калибровки многоканального радиоприемного тракта ОП.

### 1. Постановка задачи оценивания вектора калибровочных коэффициентов

Пусть имеется серия из  $R$  наблюдений одинаковой длительности  $T$ . Измеренный в  $r$ -й,  $r = \overline{1, R}$ , серии наблюдения  $N$ -компонентный вектор-столбец комплексных амплитуд спектральной компоненты (соответствующей текущей частоте измерений) сигнала на выходах антенных элементов  $\dot{\mathbf{V}}^{(r)} = (\dot{V}_1^{(r)}, \dot{V}_2^{(r)}, \dots, \dot{V}_N^{(r)})^T$  можно представить в виде аддитивной смеси

$$\dot{\mathbf{V}}^{(r)} = \dot{A}_r \dot{\mathbf{k}}_0 + \dot{\xi}_r, \quad (1)$$

где  $\dot{A}_r$  – комплексные амплитуды спектральной компоненты калибровочного сигнала,  $\dot{\mathbf{k}}_0$  – вектор истинных значений калибровочных коэффициентов,  $\dot{\xi}_r$  –  $N$ -мерный комплексный вектор, характеризующий внутренний шум радиоприемных трактов.

Функция совместного распределения наблюдаемых данных зависит от истинных значений калибровочных коэффициентов, величин комплексных амплитуд  $\dot{A}_r$  спектральной компоненты калибровочного сигнала в каждом наблюдении серии, а также от статистических характеристик случайных векторов  $\dot{\xi}_r$ , полностью определяющихся для каждого  $\dot{\xi}_r$  заданием его матрицы корреляции  $\dot{\mathbf{K}}_r$  [1]. В предположении независимости статистических характеристик вектора шума  $\dot{\xi}_r$  от номера наблюдения, а также независимости компонент каждого из векторов  $\dot{\xi}_r$  для одинаковых эрмитовых матриц корреляции  $\dot{\mathbf{K}}_r$  введем обозначение  $\dot{\mathbf{K}} = \varepsilon \hat{\mathbf{I}}$ , где  $\varepsilon$  – интенсивность шума,  $\hat{\mathbf{I}}$  – единичная матрица размера  $N \times N$ .

В рамках статистической теории радиосистем [2, 3] для решения поставленной задачи с учетом имеющейся априорной неопределенности относительно параметров векторов (1) используем метод максимального правдоподобия. Введем в рассмотрение две статистические гипотезы: о наличии (гипотеза  $\gamma_1$ ) и об отсутствии калибровочного сигнала (гипотеза  $\gamma_0$ ) на частоте, соответствующей анализируемой спектральной компоненте.

Ввиду гауссовского закона распределения векторов  $\dot{\mathbf{V}}_1, \dot{\mathbf{V}}_2, \dots, \dot{\mathbf{V}}_R$  и их взаимной статистической независимости функции правдоподобия (ФП) для гипотез  $\gamma_1$  и  $\gamma_0$  запишем в виде многомерных гауссовских плотностей вероятности:

$$W_{\gamma_1}(\dot{\mathbf{V}}_r | \dot{A}_r, \varepsilon, \dot{\mathbf{k}}) = \frac{1}{(\pi\varepsilon)^{NR}} \exp \left\{ -\frac{1}{\varepsilon} \sum_{r=0}^{R-1} [(\dot{\xi}_r)^H \cdot \dot{\xi}_r] \right\}, \quad (2)$$

$$W_{\gamma_0}(\dot{\mathbf{V}}_r | \varepsilon) = \frac{1}{(\pi\varepsilon)^{NR}} \exp \left\{ -\frac{1}{\varepsilon} \cdot \text{Tr} \left( \sum_{r=0}^{R-1} \dot{\mathbf{W}}_r \right) \right\}, \quad (3)$$

где  $\text{Tr}(\bullet)$  – оператор следа матрицы.

Перепишем ФП для первой гипотезы в виде

$$W_{\gamma_1}(\dot{\mathbf{V}}_r | \dot{\mathbf{A}}_r, \varepsilon, \dot{\mathbf{k}}) = \frac{1}{(\pi\varepsilon)^{NR}} \exp \left\{ -\frac{1}{\varepsilon} \left[ Tr \left( \sum_{r=0}^{R-1} \dot{\mathbf{W}}_r \right) + \sum_{r=0}^{R-1} \left( |\dot{\mathbf{A}}_r|^2 \dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{k}} - 2 \cdot \text{Re} \{ \dot{\mathbf{A}}_r \cdot \dot{\mathbf{V}}_r^H \cdot \dot{\mathbf{k}} \} \right) \right] \right\}, \quad (4)$$

где  $\text{Re}(\cdot)$  – оператор реальной части комплексного числа.

Тогда ЛФОП запишем в виде

$$\Lambda(\dot{\mathbf{V}}_r) = \frac{W_{\gamma_1}(\dot{\mathbf{V}}_r | \dot{\mathbf{A}}_r, \varepsilon, \dot{\mathbf{k}})}{W_{\gamma_0}(\dot{\mathbf{V}}_r | \varepsilon)}. \quad (5)$$

Оценка максимального правдоподобия (ОМП) [3]  $\hat{\mathbf{A}}_r$  неизвестных модулей комплексных амплитуд  $|\dot{\mathbf{A}}_r|$  определяется в результате решения уравнения правдоподобия. Можно показать, что

$$\hat{\mathbf{A}}_r = \frac{|\dot{\mathbf{V}}_r^H \cdot \dot{\mathbf{k}}|}{\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{k}}}. \quad (6)$$

Подставим оценку (6) в ФП (2), обозначим как

$$\dot{\mathbf{W}} = \sum_{r=0}^{R-1} \dot{\mathbf{W}}_r \quad (7)$$

матрицу взаимных энергий спектральной компоненты калибровочного сигнала, накопленную по серии измерений.

ФП (2) и (3) запишем как

$$W_{\gamma_0}(\dot{\mathbf{V}}_r | \varepsilon) = \frac{1}{(\pi\varepsilon)^{NR}} \exp \left\{ -\frac{1}{\varepsilon} \sum_{r=0}^{R-1} (\dot{\mathbf{V}}_r^H \dot{\mathbf{V}}_r) \right\} = \frac{1}{(\pi\varepsilon)^{NR}} \exp \left\{ -\frac{1}{\varepsilon} \cdot Tr(\dot{\mathbf{W}}) \right\}, \quad (8)$$

$$W_{\gamma_1}(\dot{\mathbf{V}}_r | \varepsilon, \dot{\mathbf{k}}) = \frac{1}{(\pi\varepsilon)^{NR}} \exp \left\{ -\frac{1}{\varepsilon} \left[ Tr(\dot{\mathbf{W}}) - \frac{\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{k}}}{\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{k}}} \right] \right\}. \quad (9)$$

Найдем ОМП  $\varepsilon_{\gamma_0}$ ,  $\varepsilon_{\gamma_1}$  интенсивности шума для обеих различаемых статистических гипотез. Для этого решим уравнения максимального правдоподобия

$$\left. \frac{\partial (W_{\gamma_0}(\dot{\mathbf{V}}_r | \varepsilon))}{\partial \varepsilon} \right|_{\hat{\varepsilon}_{\gamma_0}} = 0, \quad (10)$$

$$\left. \frac{\partial (W_{\gamma_1}(\dot{\mathbf{V}}_r | \varepsilon, \dot{\mathbf{k}}))}{\partial \varepsilon} \right|_{\hat{\varepsilon}_{\gamma_1}} = 0. \quad (11)$$

Оценками  $\varepsilon_{\gamma_0}$  и  $\varepsilon_{\gamma_1}$  являются

$$\hat{\varepsilon}_{\gamma_0} = \frac{Tr(\dot{\mathbf{W}})}{NR}, \quad (12)$$

$$\hat{\varepsilon}_{\gamma_1} = \frac{\left( Tr(\dot{\mathbf{W}}) - \frac{\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{k}}}{\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{k}}} \right)}{NR} \quad (13)$$

соответственно.

Максимум ЛФОП в пространстве неизвестных интенсивностей шума для обеих различаемых

гипотез найдем в результате подстановки (12) и (13) в (5):

$$\sup_{|\dot{\mathbf{A}}_r|, \varepsilon} \Lambda(\dot{\mathbf{V}}_r) = \left( \frac{Tr(\dot{\mathbf{W}})}{Tr(\dot{\mathbf{W}}) - \frac{\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{k}}}{\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{k}}}} \right)^{NR}. \quad (14)$$

Входящий в правую часть (14) вектор  $\dot{\mathbf{k}}$  является неизвестным. Найдем оценку вектора  $\dot{\mathbf{k}}$ , обеспечивающую глобальный максимум ЛФОП. Поскольку числитель и первое слагаемое знаменателя правой части (14) не зависят от  $\dot{\mathbf{k}}$ , ЛФОП будет достигать глобального максимума, когда выражение  $\frac{\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{k}}}{\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{k}}}$  максимально по величине.

Введем обозначение  $\Xi(\dot{\mathbf{k}}) = \frac{\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{k}}}{\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{k}}}$ . Тогда искомая оценка

$$\hat{\mathbf{k}} = \arg \sup_{\dot{\mathbf{k}}} [\Xi(\dot{\mathbf{k}})] \quad (15)$$

является решением уравнения

$$\frac{\partial}{\partial \dot{\mathbf{k}}} \Xi(\dot{\mathbf{k}}) = \frac{(\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{W}})(\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{k}}) - \dot{\mathbf{k}}^H (\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{k}})}{\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{k}}} = 0. \quad (16)$$

Равенство (16) достигается, если

$$\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{W}} = \dot{\mathbf{k}}^H \frac{\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{k}}}{\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{k}}}. \quad (17)$$

Введем действительный скалярный параметр

$$\gamma = \frac{\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{k}}}{\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{k}}}. \quad (18)$$

Тогда (17) примет вид

$$\dot{\mathbf{k}}^H \dot{\mathbf{W}} = \gamma \dot{\mathbf{k}}^H \quad (19)$$

или, в результате применения оператора эрмита-ва сопряжения,

$$\dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{k}} = \gamma \dot{\mathbf{k}}. \quad (20)$$

Удовлетворяющий равенству (20) вектор  $\dot{\mathbf{k}}$  является собственным вектором [4] матрицы  $\dot{\mathbf{W}}$  взаимных энергий. Однако матрица  $\dot{\mathbf{W}}$  имеет в общем случае несколько собственных ортонормированных векторов, каждый из которых удовлетворяет равенству (20). Следовательно, для нахождения ОМП вектора  $\dot{\mathbf{k}}$  среди совокупности собственных векторов необходимо отыскать тот, который обеспечит глобальный максимум ЛФОР (14). Для отыскания этого вектора используем дискретное спектральное разложение:

$$\dot{\mathbf{W}} = \sum_i \lambda_i \mathbf{E}_i \mathbf{E}_i^H, \quad i=1 \dots \text{rank}(\dot{\mathbf{W}}). \quad (21)$$

Здесь  $\text{rank}(\dot{\mathbf{W}})$  – ранг [5] матрицы  $\dot{\mathbf{W}}$ , численно равный наибольшему числу её линейно независимых строк (столбцов).

Пусть  $\dot{\mathbf{k}} = \dot{\alpha} \mathbf{E}_j$ ,  $j=1 \dots \text{rank}(\dot{\mathbf{W}})$ ,  $\dot{\alpha}$  – произвольная отличная от нуля константа. Тогда (18) перепишем в виде

$$\gamma = \frac{\dot{\alpha}^* \mathbf{E}_j^H \dot{\mathbf{W}} \dot{\alpha} \mathbf{E}_j}{|\dot{\alpha}|^2 \mathbf{E}_j^H \mathbf{E}_j} = \frac{\sum_i (\delta_{ij} \cdot \lambda_i)}{\delta_{jj}} = \lambda_j. \quad (22)$$

Следовательно, параметр  $\gamma$  (18) численно равен собственному значению матрицы  $\dot{\mathbf{W}}$ . Для левой части (20) имеем:

$$\dot{\mathbf{W}} \dot{\alpha} \mathbf{E}_j = \left( \sum_i \lambda_i \mathbf{E}_i \mathbf{E}_i^H \right) \dot{\alpha} \mathbf{E}_j = \dot{\alpha} \lambda_j \mathbf{E}_j,$$

т.е. равенство (20) выполняется.

В соответствии с (15) получаем, что глобальный максимум величины  $\Xi(\dot{\mathbf{k}})$  численно равен наибольшему собственному значению матрицы  $\dot{\mathbf{W}}$ :

$$\sup_{\dot{\mathbf{k}}} [\Xi(\dot{\mathbf{k}})] = \sup_j \lambda_j \equiv \lambda_p.$$

Оценка вектора  $\dot{\mathbf{k}}$  соответствует собственному вектору матрицы  $\dot{\mathbf{W}}$  для максимального собственного значения  $\lambda_p$ :

$$\begin{cases} \hat{\dot{\mathbf{k}}} = \dot{\alpha} \mathbf{E}_p, \\ \lambda_p = \sup_i \lambda_i. \end{cases}$$

Далее, не снижая общности результатов, в качестве множителя  $\dot{\alpha}$  выберем единичный, т.е.  $\dot{\alpha} = 1$ .

Рассмотрим частные случаи.

1. При одном накоплении калибровочного сигнала матрица взаимных энергий может быть записана в виде  $\dot{\mathbf{W}} = \dot{\mathbf{V}} \cdot \dot{\mathbf{V}}^H$ . Ранг матрицы  $\text{rank}(\dot{\mathbf{W}}) = 1$ ; следовательно, имеется один собственный вектор  $\mathbf{E} = \frac{\dot{\mathbf{V}}}{\sqrt{\dot{\mathbf{V}}^H \dot{\mathbf{V}}}}$  и одно соответствующее ему отличное от нуля собственное значение  $\lambda = \dot{\mathbf{V}}^H \dot{\mathbf{V}}$ .

Выражение для оценки вектора калибровочных коэффициентов  $\dot{\mathbf{k}}$  запишем как

$$\hat{\dot{\mathbf{k}}} = \frac{\dot{\mathbf{V}}}{\sqrt{\dot{\mathbf{V}}^H \cdot \dot{\mathbf{V}}}}.$$

2. При произвольном количестве накоплений калибровочного сигнала матрицу взаимных энергий запишем как

$$\dot{\mathbf{W}} = \sum_{r=0}^{R-1} \dot{\mathbf{V}}^{(r)} \cdot (\dot{\mathbf{V}}^{(r)})^H = \sum_{i=1}^{\text{rank}(\dot{\mathbf{W}})} \lambda_i \mathbf{E}_i \mathbf{E}_i^H$$

или

$$\begin{aligned} \sum_{r=0}^{R-1} \dot{\mathbf{W}}_r &= \left( \sum_{r=0}^{R-1} |\dot{\mathbf{A}}_r|^2 \right) \dot{\mathbf{k}}_0 \dot{\mathbf{k}}_0^H + \\ &+ 2 \text{Re} \left\{ \sum_{r=0}^{R-1} \dot{\mathbf{A}}_r \dot{\mathbf{k}}_0 \dot{\xi}_r^H \right\} + \sum_{r=0}^{R-1} \dot{\xi}_r \dot{\xi}_r^H, \end{aligned}$$

В результате применения к обеим частям равенства оператора  $\langle \cdot \rangle$  статистического усреднения имеем

$$\langle \dot{\mathbf{W}} \rangle = \sum_{r=0}^{R-1} |\dot{\mathbf{A}}_r|^2 \mathbf{k}_0 \mathbf{k}_0^H + \sigma^2 \hat{\mathbf{I}} = \sigma^2 (\mu \cdot \mathbf{k}_0 \mathbf{k}_0^H + \hat{\mathbf{I}}),$$

где  $\mu = \frac{\sum_{r=0}^{R-1} |\dot{\mathbf{A}}_r|^2}{\sigma^2}$  – отношение сигнал/шум

(ОСШ) на калибруемой частоте в результате накоплений. Нетрудно показать, что отношение максимального собственного значения матрицы  $\dot{\mathbf{W}}$  к любому из остальных собственных значений в среднем пропорционально ОСШ:

$$\left\langle \frac{\max_i \lambda_i}{\lambda_i} \right\rangle = \left\langle \frac{\lambda_p}{\lambda_i} \right\rangle \approx \mu \cdot \mathbf{k}_0 \mathbf{k}_0^H.$$

## 2. Результаты статистического моделирования алгоритма калибровки

Моделирование проводилось для семиканального радиоприемного тракта ( $N = 7$ ). На рис. 1 представлена зависимость измеренного в децибелах отношения максимального собственного значения  $\lambda_p$  накопленной матрицы  $\dot{\mathbf{W}}$  и ее следа  $Tr(\dot{\mathbf{W}})$  от величины ОСШ при числе  $R = 20$  накоплений калибровочного сигнала. Видно, что при увеличении ОСШ величина максимального собственного значения матрицы  $\dot{\mathbf{W}}$  асимптотически стремится к следу  $Tr(\dot{\mathbf{W}})$ .

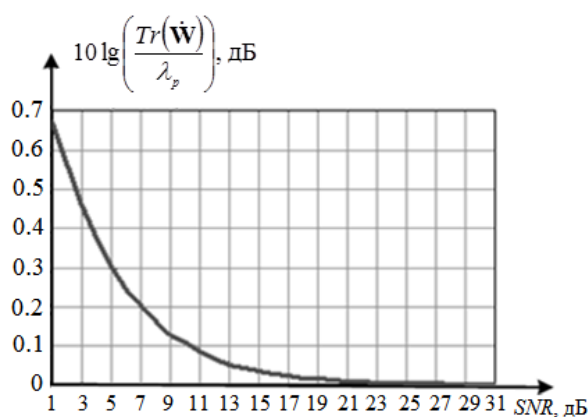


Рис. 1. Зависимость различия между максимальным собственным значением накопленной матрицы взаимных энергий и оператором следа этой матрицы в децибелах от величины ОСШ при количестве накоплений  $R = 20$

При количестве накоплений, обеспечивающем отношение сигнал/шум более 15...20 дБ, с целью снижения вычислительных затрат представляется целесообразным вместо наибольшего собственного значения  $\lambda_p$  матрицы рассчитывать ее след  $Tr(\dot{\mathbf{W}})$  (сумму диагональных элементов). В этом случае не требуется решение характеристического уравнения для нахождения собственных значений матрицы  $\dot{\mathbf{W}}$ .

В рассматриваемом случае вектор калибровочных коэффициентов удовлетворяет линейной системе однородных уравнений:

$$[\dot{\mathbf{W}} - Tr(\dot{\mathbf{W}}) \cdot \hat{\mathbf{I}}] \mathbf{k} = 0. \quad (23)$$

Решение системы (23) предлагается искать методом простых итераций [6]. Перепишем уравнение (23) в виде

$$\mathbf{k} = \left( \frac{\dot{\mathbf{W}}}{Tr(\dot{\mathbf{W}})} \right) \mathbf{k} \quad (24)$$

и будем строить итерации по правилу

$$\mathbf{k}^{(i+1)} = \left( \frac{\dot{\mathbf{W}}}{Tr(\dot{\mathbf{W}})} \right) \mathbf{k}^{(i)}, \quad (25)$$

где  $\mathbf{k}^{(0)}$  – нулевое приближение, в качестве которого, исходя из физического смысла калибровочных коэффициентов, целесообразно выбрать единичный вектор.

Итерационная процедура останавливается при выполнении условия

$$\frac{|\mathbf{k}^{(i+1)} - \mathbf{k}^{(i)}|}{|\mathbf{k}^{(i)}|} \leq \varepsilon, \quad (26)$$

где  $\varepsilon$  – некоторая неотрицательная константа, численно характеризующая относительное изменение вектора между двумя последовательными итерациями. Вектор, при котором выполняется условие (26), является оценкой вектора калибровочных коэффициентов многоканального радиоприемного тракта.

Для характеристики точности полученной оценки введем величину  $\varphi$ , которая характеризует модуль угла в  $N$ -мерном унитарном пространстве между истинным вектором коэффициентов и его оценкой:

$$\varphi = \arccos \left( \sqrt{\frac{|\hat{\mathbf{k}} \cdot \mathbf{k}_{\text{ист}}|^2}{\hat{\mathbf{k}} \cdot \hat{\mathbf{k}}^H \cdot \mathbf{k}_{\text{ист}}^H \cdot \mathbf{k}_{\text{ист}}}} \right), \quad (27)$$

где  $\mathbf{k}_{\text{ист}}$  – истинный вектор калибровочных коэффициентов.

Для обеспечения более качественной оценки вектора относительных коэффициентов калибровки необходимо учитывать все компоненты матрицы взаимных энергий. На рис. 2 представлена зависимость угла (27), характеризующего точность оценивания калибровочных коэффициентов, от количества накоплений при ОСШ, равном 15 дБ. Видно, что предложенный алгоритм (сплошная линия) обеспечивает большую точность оценки, чем метод, в котором

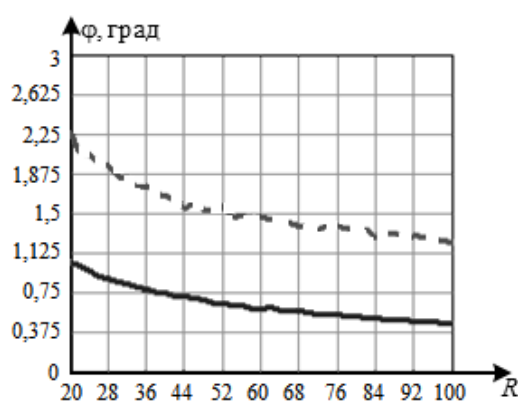


Рис. 2. Зависимость  $\varphi$  от числа накоплений  $R$  для предложенного метода и ранее используемого метода

Таким образом, задача калибровки радиоприемного тракта многоканального обнаружителя-пеленгатора представляет собой задачу оценивания вектора относительных калибровочных коэффициентов тракта и предполагает многократное измерение комплексных амплитуд калибровочного сигнала на выходах каналов тракта и вычисление оценки вектора калибровочных коэффициентов по всем элементам накопленной матрицы взаимных энергий спектральных компонент калибровочного сигнала.

Алгоритм оценивания вектора калибровочных коэффициентов основан на нахождении собственного вектора, соответствующего наибольшему собственному значению матрицы взаимных энергий спектральных компонент калибровочного сигнала. Алгоритм обеспечивает максимально правдоподобную асимптотически несмещенную оценку относительных комплексных коэффициентов передачи каналов радиоприемного тракта в

учитываются не все компоненты матрицы  $\mathbf{W}$  (пунктирная линия).

На рис. 3 представлена зависимость угла  $\varphi$  от количества накоплений для случая постоянной амплитуды сигнала (ОСШ принимает значение 15 дБ) – сплошная линия и изменяющейся по случайному закону (ОСШ принимает равновероятно значения от 10 до 30 дБ) – пунктирная линия. Эта зависимость иллюстрирует результативность накопления во времени матрицы взаимных энергий спектральных компонент калибровочного сигнала при изменении амплитуды сигнала от реализации к реализации.

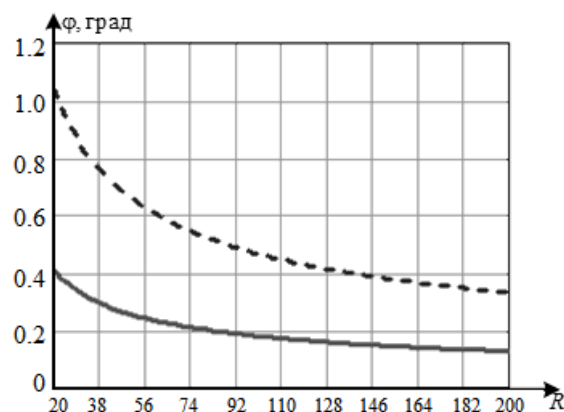


Рис. 3. Зависимость  $\varphi$  от числа накоплений  $R$  при постоянном ОСШ и ОСШ, изменяющемся по равномерному закону от 10 до 30 дБ

случае использования калибровочного сигнала с произвольным распределением энергии в частотно-временной области.

### Заключение

Предложенный максимально правдоподобный алгоритм оценивания калибровочных коэффициентов радиоприемного тракта многоканального обнаружителя-пеленгатора отличается от известных алгоритмов тем, что основан на использовании всех взаимных спектров калибровочного сигнала и позволяет получать асимптотически эффективную и несмещенную оценку данных коэффициентов. Решающее правило алгоритма адаптивно к неизвестной интенсивности внутреннего шума многоканального радиоприемного тракта. Алгоритм справедлив для обнаружителей-пеленгаторов с произвольным числом каналов радиоприемного тракта и при произвольном распределении энергии калибровочного сигнала в частотно-временной области, что



позволяет его использовать при калибровке радиотракта с помощью радиосигнала произвольного вида.

#### **Литература**

1. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.
2. *Репин В.Г., Тартаковский Г.П.* Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио, 1977. 432 с.

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

4. *Гантмахер Ф.Р.* Теория матриц. М.: Физматлит, 2010. 560 с.

5. *Корн Г.А., Корн Т.М.* Справочник по математике. М.: Наука, 1970. 720 с.

6. *Амосов А.А., Дубинский Ю.А., Копченова Н.В.* Вычислительные методы для инженеров. М.: Высшая школа, 1994. 544 с.

Статья поступила в редакцию 25 июля 2019 года

УДК 519.7:621.39

**К ВОПРОСУ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЦЕЛОСТНОСТИ ПРОГРАММНЫХ ПРОДУКТОВ  
В КРИТИЧЕСКИХ ПРИЛОЖЕНИЯХ**

© Авторы, 2019

**И.Н. Малышева**, к.т.н., руководитель проекта**Н.Н. Толстых**, д.т.н., профессор, научный референт, e-mail: n.n.tolstih@sozvezdie.su

АО «Концерн «Созвездие»

*Рассматривается вопрос оценки целостности инфокоммуникационной системы при модификации программных компонентов. Предложены алгоритм принятия решения о тождественности компонентов и критерий оценки целостности на основе разработанного подхода в рамках смысловой обработки информации.*

**Ключевые слова:** информационный конфликт, контроль целостности, модификация, целевая функция, граф, биективное отображение, итеративное приближение.

**TO THE QUESTION OF SUPPORT OF INTEGRITY SOFTWARE SOLUTIONS IN CRITICAL APPLICATIONS**

© Authors, 2019

**I.N. Malysheva**, Ph.D. in Engineering Science, Project Director**N.N. Tolstikh**, D.Sc. in Engineering Science, Professor, Scientific Adviser, e-mail: n.n.tolstih@sozvezdie.su

JSC «Concern «Sozvezdie»

*The estimation question of an integrity infocommunication system is considered at the modification of program components. The algorithm of decision-making on identity of components and the integrity estimation criterion based on the developed approach within the limits of semantic information processing are proposed.*

**Keywords:** information conflict, integrity control, modification, criterion function, the graph, bijective display, iterated approach.

В настоящее время, когда информационный конфликт стал преобладающим способом взаимодействия инфокоммуникационных систем связи и управления (ИССиУ) и/или их компонентов в общем информационном пространстве, повышение эффективности конфликтного функционирования таких систем выступает одной из важнейших научно-технических задач современности.

Как известно [1], изначально взаимодействие в таких комплексах проектируется и реализуется как бесконфликтное – как правило, кооперация или, в худшем случае, нейтралитет. При этом синтез и реализация конфликтного компонента осуществляются посредством случайной и/или (что бывает значительно чаще, особенно при целенаправленном и преднамеренном воздействии) целенаправленной модификации имеющихся в системе компонентов либо путем внесения новых. При этом модификация программных компонентов, рассматриваемая далее в настоящей работе, является одним из наиболее вероятных способов воздействия на современную ИССиУ. Под конфликтным ком-

понентом понимается фрагмент хранящегося, обрабатываемого или исполняемого кода, реализация которого приводит к снижению вероятности реализации целевой функции реализующей его системы или элемента до уровня ниже заданного [1].

Важно отметить, что в обоих случаях модификации нарушается целостность (неизменность) системы как в алгоритмическом (функциональном), так и в аппаратном (техническая надежность) смыслах. Потому условие сохранения целостности, особенно критических компонентов, можно полагать условием бесконфликтного функционирования. Конечно, рассуждать об эквивалентности (то есть необходимости и достаточности) целостности системы для ее бесконфликтного функционирования, строго говоря, некорректно, поскольку необходимость в данном случае не имеет места: система с нарушенной целостностью может сохранять бесконфликтный режим функционирования в случае, например, несущественных случайных изменений. В то же время достаточность условия, в силу изложенного выше, не вызывает сомнений.

Именно поэтому задача контроля целостности рассматривается как самостоятельная в целом ряде нормативных документов, посвященных защите информации [2–5].

Существующие методы контроля целостности, например, представленные в [3, 4], как правило, ориентированы на жесткую консервацию системы: целостность компонентов контролируется с точностью до отдельного бита, при этом контроль ограничивается чисто сигнальным уровнем по классификации уровней представления информации, рассмотренной в [1]. Неэффективность такого подхода обусловлена прежде всего тем, что современные системы подвержены достаточно частным «санкционированным» изменениям, например, в результате обновления компонентов, выполняемого в целях исправления ошибок и/или повышения эффективности реализации своих целевых функций.

Применение существующих методов контроля целостности в случае обновления системы из доверенного источника в настоящее время означает простое обновление контрольных сумм (или иных метрик, например электронных цифровых подписей) компонентов. Такой метод обновления принципиально исключает, во-первых, возможность обновления из источника, не являющегося доверенным, а во-вторых, возможность контроля аутентичности доверенного источника. При этом первое приводит к существенному усложнению процедуры обновления компонентов системы (что влечет за собой потерю эффективности, вызванную использованием устаревших, «необновляемых», законсервированных компонентов), а второе – к возможности внедрения в систему конфликтных компонентов, например, посредством распространенных в настоящее время атак типа «man-in-the-middle» (что влечет за собой конфликтное, то есть неэффективное, функционирование).

Таким образом, существующие методы контроля целостности системы оказываются неадекватными сложившейся практике применения ИССиУ, что обуславливает актуальность разработки нового подхода к контролю целостности системы. Новый подход должен эффективно детектировать «существенные» изменения (подмену компонента системы конфликтным, то есть реализующим целевые функции, несовместимые с центральной задачей системы) и одновременно быть толерантным к «малым» изменениям компонентов (коррекция отдельных целевых функций в составе компонен-

та с сохранением общей последовательности их реализации). Разработка такого подхода требует, прежде всего, корректного определения понятия «существенных» и «малых» модификаций. По мнению авторов, такое определение не может быть дано на привычном сигнальном уровне, рамки которого не выходят за пределы побитовых представлений (и, соответственно, сравнений), ибо, как показывает практика, исправление отдельного бита команды (например, условного ветвления) может существенным образом повлиять на весь дальнейший путь исполнения команд. С другой стороны, анализ изменений на уровне управления или принятия решений потребовал бы реализации алгоритма «сравнения целей», что в настоящий момент практически осуществимо лишь для ограниченного числа частных случаев (так называемый «эвристический анализ» в современных антивирусных программах). В силу изложенного представляется оправданным построить контроль целостности в рамках смысловой обработки информации, например, на основе семантики [6], что должно выступить разумным компромиссом между точностью и практической реализуемостью метода.

При таком подходе постановка задачи формализуется следующим образом. Рассматриваются вариации произвольного компонента  $C$  системы, производится сведение к задаче анализа только двух компонентов вариации (обозначаемых далее  $A$  и  $B$ ). Далее выбирается или назначается некоторое пороговое значение  $0 < \alpha < 1$ , выступающее мерой допустимых значений ошибки первого и/или второго рода, и строится алгоритм принятия решения о тождественности компонентов (обозначается в дальнейшем как  $A \sim B$ ).

Для решения этой последовательности частных задач целесообразно провести декомпозицию компонентов  $A$  и  $B$  с выделением отдельных (частных) целевых функций в составе каждого компонента, после чего можно построить взаимно однозначное отображение между целевыми функциями компонентов. В целях обеспечения эффективного практического применения, равно как и достаточно высокого научного уровня абстракции, построенное отображение не должно зависеть от конкретных инструкций (команд) применяемого языка программирования, архитектуры используемых процессоров, применяемых компиляторов (трансляторов). Удобным способом подобного отображения является граф последовательности реализации це-

левых функций компонента (рис. 1), при этом вынесение решения о тождественности компонентов может осуществляться путем определения меры изоморфизма двух графов и сравнения этой меры с заданным порогом. Более точно – компонент системы целесообразно представить «графом графов», в узлах которого расположены целевые функции компонента из множества

$F = \{f_1, \dots, f_n\}$ . Для рассматриваемых программных компонентов эти функции могут соответствовать функциями (процедурам), определенным в исходном коде компонента. В зависимости от масштабов исследования возможны и иные, более точные или более грубые способы выделения отдельных (частных) целевых функций.

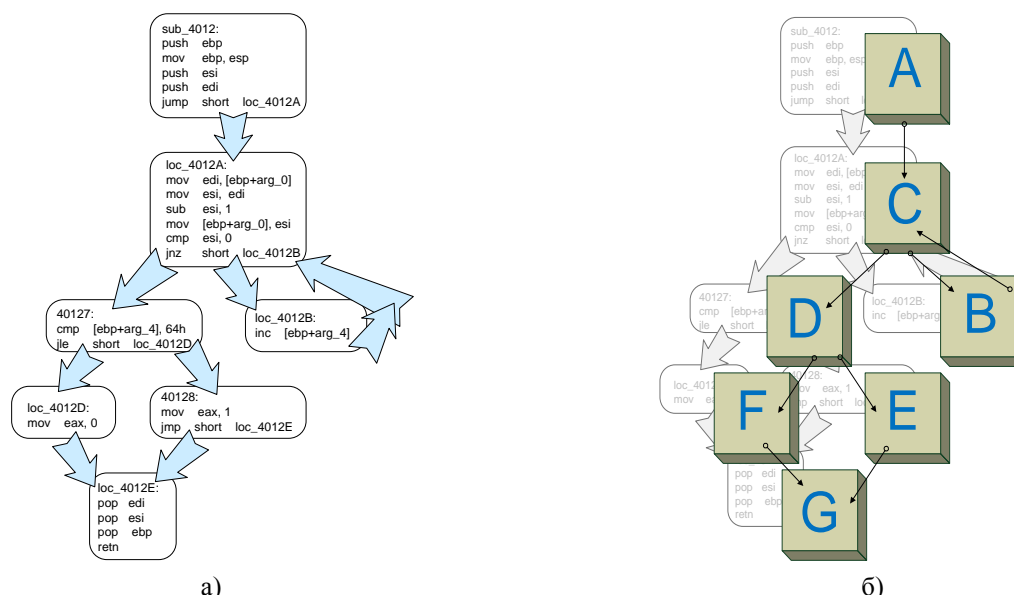


Рис. 1. Пример графа последовательности реализации целевых функций программного компонента, программы или программного продукта: а – фрагменты кода на языке Assembler, б – абстрактный граф

При таком подходе компонент в целом может быть представлен некоторой структурой (обозначаемой далее **callgraph** – граф вызовов), которая представляет собой направленный (возможно, циклический) граф с узлами  $\{f_1, \dots, f_n\}$ , ребра которого соответствуют возможным последовательностям реализации соответствующих целевых функций: наличие ребра, идущего от  $f_i$  к  $f_k$ , означает, что  $f_i$  может вызывать (исполнять)  $f_k$ .

В свою очередь, каждая из целевых функций  $f_i \in F$  сама представляет собой граф (обозначаемый далее **cfg** – control flow graph, т.е. граф потока исполнения команд), состоящий из отдельных базовых блоков команд и их ветвящихся связей. Каждый базовый блок формируется последовательностью команд, обладающих свойством принадлежности этих команд одному блоку. Это означает, что последовательно расположенные команды  $i_k, i_{k+1}$  принадлежат одному блоку, если исполнение команды  $i_k$  на  $n$ -м шаге с вероятностью 1 влечет за собой исполнение команды  $i_{k+1}$  на  $(n+1)$ -м шаге, а исполнение

команды  $i_{k+1}$  на  $(n+1)$ -м шаге с вероятностью 1 означает, что на  $n$ -м шаге исполнялась команда  $i_k$ .

Семейство графов **cfg** в этом случае должно иметь:

- единственную точку входа – узел, связанный с остальными только исходящими ребрами;
- одну или несколько точек выхода – узлов, связанных с остальными только входящими ребрами.

Основная идея предлагаемого подхода заключается в сравнении компонентов  $A$  и  $B$  посредством сравнения как графов **callgraph**, так и соответствующих графов **cfg**, абстрагируясь от конкретных команд, составляющих графы **cfg**.

Для дальнейшего рассмотрения компоненты  $A$  и  $B$  целесообразно представить графами

$$\begin{aligned} \text{callgraph}_A &= \{\{a_1, \dots, a_n\}, \{a_1^e, \dots, a_m^e\}\}, \\ \text{callgraph}_B &= \{\{b_1, \dots, b_l\}, \{b_1^e, \dots, b_k^e\}\}, \end{aligned} \quad (1)$$

состоящими из узлов (целевых функций) и ребер (ветвлений). При таком подходе для вынесения решения о тождественности компонентов следу-

ет построить биективное (взаимно однозначное) отображение:

$$p : \{a_1, \dots, a_n\} \rightarrow \{b_1, \dots, b_m\}. \quad (2)$$

В общем виде такая задача математически неразрешима при несовпадении размерностей множеств **A** и **B**. Это имеет место, например, при добавлении и/или удалении отдельных целевых функций. Поэтому для решения указанной задачи предлагается осуществить итеративное приближение отображения  $p$  следующим образом:

*Шаг 1.* Создается исходное отображение  $p_1$ , которое отображает элементы множества  $A_1 \subset \{a_1, \dots, a_n\}$  на элементы множества  $B_1 \subset \{b_1, \dots, b_m\}$ .

*Шаг 2.* На основании исходного отображения итеративно создается последовательность отображений  $p_2, \dots, p_h : A_1 \subset A_2 \subset \dots \subset A_h$  и  $B_1 \subset B_2 \subset \dots \subset B_h$ .

Поскольку задача сравнения графов является достаточно ресурсоемкой и нетривиальной, для получения первого приближения целесообразно использовать следующий достаточно простой (хотя и весьма неточный) алгоритм определения изоморфизма, исходящий из очевидного положения: если у двух графов соответствующие количества узлов и/или вершин не совпадают, они не изоморфны. При таком подходе для построения исходного приближения  $p_1$  следует выполнить сопоставление каждому узлу  $b_i \in \{b_1, \dots, b_m\}$  тройки вида  $(\alpha_i, \beta_i, \gamma_i)$ , где  $\alpha_i$  – количество базовых блоков команд в  $b_i$ ,  $\beta_i$  – количество ребер в  $b_i$ ,  $\gamma_i$  – количество ребер в графе  $B$ , исходящих из  $b_i$ . Результатом сопоставления является отображение  $s : B \rightarrow N^3$  целевой функции на тройку чисел натурального ряда и обратное отображение  $s^{-1} : N^3 \rightarrow B(\{b_1, \dots, b_i\})$  тройки чисел натурального ряда множеству соответствующих целевых функций.

В этом случае отображение  $p_1$  строится посредством выборки всех троек, полученных для графов  $callgraph_A$  и  $callgraph_B$ . При этом целевые функции  $a_i \in A$  и  $b_j \in B$  взаимно отображаются друг на друга тогда и только тогда, когда они отображаются на одну и ту же тройку и не существует других целевых функций в множествах  $\{a_1, \dots, a_n\}$  и  $\{b_1, \dots, b_m\}$ , которые отображаются на эту же тройку. Иначе говоря,  $p_1$

отображает  $a_i$  на  $b_j$  тогда и только тогда, когда размерности множеств  $s^{-1}(s(a_i))$  и  $s^{-1}(s(b_j))$  равны единице и обе целевые функции  $a_i$  и  $b_j$  отображаются на одну тройку:

$$\begin{aligned} p_1(a_i) = b_j &\Leftrightarrow |s^{-1}(s(a_i))| = 1 = \\ &= |s^{-1}(s(b_j))| \wedge s(a_i) = s(b_j). \end{aligned} \quad (3)$$

Существенной позитивной особенностью такого подхода является достаточно малая размерность взаимно отображающихся подмножеств  $A' \subset \{a_1, \dots, a_n\}$  и  $B' \subset \{b_1, \dots, b_m\}$ , полученных на первой итерации. Это выполняется для большинства практических случаев, что связано с тем, что в отображение практически не попадают малые (по количеству вложенных базовых блоков и, соответственно, команд) частные целевые функции, между которыми трудно установить соответствие. Такая особенность, в свою очередь, обусловлена специфической формой графа *cfg*: большинство базовых блоков имеют только два «дочерних» базовых блока (пример – условное ветвление), потому вероятность того, что два случайным образом выбранных графа *cfg* с одинаковым числом узлов будут иметь одинаковое число ребер, уменьшается с ростом размера *cfg*.

Более того, малые (в указанном выше смысле) частные целевые функции, как правило, имеют меньшее число вызовов других целевых функций (то есть меньшее число соответствующих ребер графа), что повышает вероятность выполнения неравенства  $|s^{-1}(s(a_i))| \neq 1$ . При этом очевидно, что меньшие размеры множеств  $A = \{a_1, \dots, a_n\}$  и  $B = \{b_1, \dots, b_m\}$  также снижают вероятность ошибочно установленных совпадений (коллизий).

Очевидно, каждое следующее отображение  $p_i$  строится итеративно на основе предыдущего отображения  $p_{i-1}$ , начиная с известного первого отображения  $p_1$ , порождая в результате подмножества  $A_i' \subset A$  и  $B_i' \subset B$ .

Алгоритм построения отображения  $p_i$  на основе  $p_{i-1}$  в этом случае включает следующие шаги:

*Шаг 1.* Выбирается  $i$ -й элемент  $a_i \in A_{i-1}$ , к которому применяется отображение  $p_{i-1}(a_i)$ .

*Шаг 2.* Определяется  $A_i'$  – множество всех узлов графа (то есть частных целевых

функций)  $a_k$ , в которые входят ребра (то есть имеют место вызовы других частных целевых функций), направленные из  $a_i$  к  $a_k$ , причем  $a_i \in A$ ,  $a_k \notin A$ ; аналогично,  $B_i'$  – множество всех узлов графа  $b_i$ , в которые входят ребра, направленные из  $p_{i-1}(a_i)$  к  $b_i$ , причем  $b_i \in B$ .

**Шаг 3.** Строится отображение  $p'_i : A'_i \rightarrow B'_i$  по тем же правилам, что и отображение  $p_1$ .

**Шаг 4.** Строится отображение  $p_i(a_j) = p_{i-1}(a_j)$ , если  $a_j \in A_{i-1}$ ; то есть если  $a_j \notin A_{i-1}$  и построение  $p'_i$  породило соответствие, то строится отображение  $p_i(a_j) = p'_i(a_j)$ . В противном случае, если отображение  $p'_i$  не породило соответствие и  $a_j \notin A_{i-1}$ , то отображение  $p_i(a_j)$  не определено.

**Шаг 5.** Определяются множества  $A_i$  и  $B_i$ , которые являются, соответственно, областью определения и множеством значений отображения  $p_i$ .

Завершение итераций происходит при таком отображении  $p_k$ , для которого  $|A_k| = k$ , при этом дальнейшее улучшение результатов соответствия невозможно.

Алгоритм реструктуризации графа *cfg* символически может быть представлен в виде, изображенном на рис. 2. Предложенный алгоритм может быть дополнительно оптимизирован посредством добавления стадии предварительной обработки (реструктуризации графа), выполняемой до генерации троек и направленной на устранение безусловных ветвлений (которые, как показывает практика, нередко искусственно внедряются в состав программного компонента при использовании оптимизирующей сборки компонента).

```

начало (алгоритм)
для каждого узла  $X \in \{b_1, \dots, b_i\}$ 
  если (количество ребер, входящих в узел  $X$ ) = 1
    пусть  $\underline{YX^e}$  – ребро, входящее в узел  $X$ 
    пусть  $Y$  – узел, из которого исходит ребро  $\underline{YX^e}$ 
    пусть  $\{X_i^e, \dots, X_j^e\}$  – множество ребер, исходящих из узла  $X$ 
    удалить ребра, исходящие от узла  $Y$  к узлу  $X$  из cfg
    удалить узел  $X$  из cfg
    для каждого  $\forall X^e : X^e \in \{X_i^e, \dots, X_j^e\}$ 
      пусть  $Z$  – узел, в который входит ребро  $\underline{X^e}$ 
      добавить к cfg ребро от узла  $Y$  к узлу  $Z$ 
      удалить ребро  $\underline{X^e}$  из cfg
    конец (для каждого)
  конец (если)
конец (для каждого)
конец (алгоритм)

```

Рис. 2. Алгоритм реструктуризации графа *cfg*

В результате применения предложенных алгоритмов к графам *callgraph<sub>A</sub>* и *callgraph<sub>B</sub>*, введенным выше и описывающим модифицированный компонент системы  $C$ , можно реализовать автоматическое разделение множеств частных целевых функций каждого из модифицированных компонентов  $A$  и  $B$  на три подмножества:

$$\begin{aligned}
 AB &= \{a_i, b_j : a_i \sim b_j\}, \\
 A' &= \{a_i : \exists b_j : a_i \sim b_j\}, \\
 B' &= \{b_i : \exists a_j : b_i \sim a_j\}.
 \end{aligned} \quad (4)$$

Первое подмножество содержит все тождественные частные целевые функции, второе – такие целевые функции  $A$ , для которых не

найдено соответствие во множестве целевых функций  $B$ , третье – аналогичное подмножество для  $B$  (рис. 3). Светлым цветом выделены узлы графа, соответствующие компонентам множества  $AB$ , темным – множеств  $A'$  и  $B'$  для вариантов  $a$  и  $b$  соответственно.

Степень изоморфизма графов *callgraph<sub>A</sub>* и *callgraph<sub>B</sub>* (которая по своему смыслу определяет, очевидно, схожесть двух модификаций компонента системы), может быть оценена выражением

$$E = \frac{|AB|}{|A| \cdot |B|} \cdot \frac{|AB|}{|A'| \cdot |B'|}, \quad (5)$$

где знаком  $|\dots|$  обозначена мощность (количество элементов) соответствующего множества.

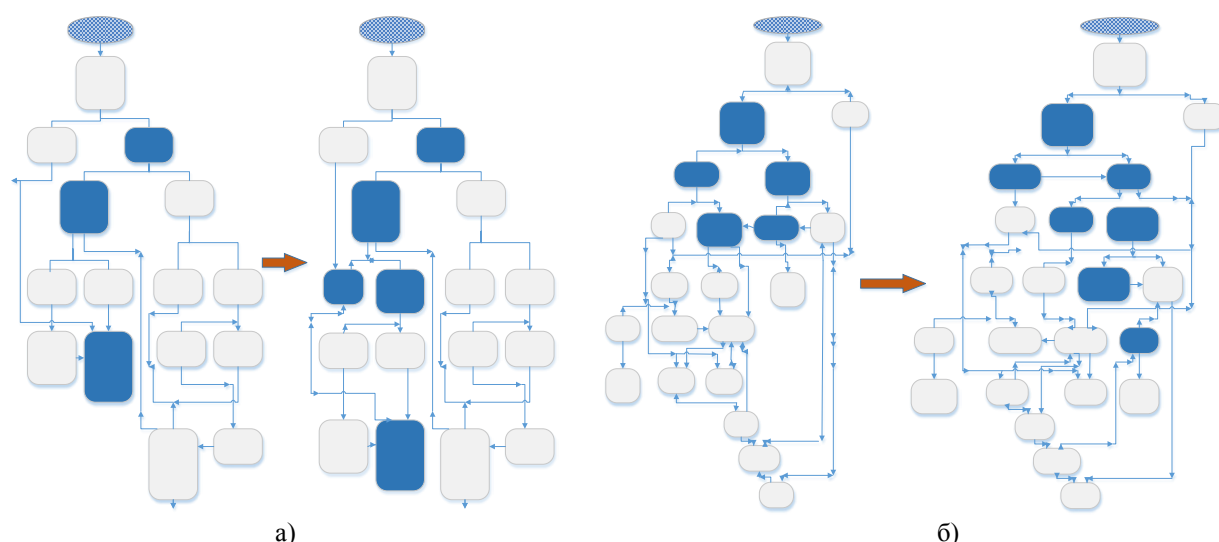


Рис. 3. Вид графов компонентов после установления взаимно однозначного соответствия

Возвращаясь к поставленной задаче, критерий целостности компонента системы на основе разработанного подхода можно определить как простое пороговое условие  $E \leq \alpha$ , при этом для системы из  $N$  элементов окончательный критерий целостности принимает вид

$$\max_{n=1 \dots N} \left( \frac{|AB_n|}{|A_n| \cdot |B_n|} \cdot \frac{|AB'_n|}{|A'_n| \cdot |B'_n|} \right) \leq \alpha. \quad (6)$$

Таким образом, в работе предложен новый метод определения целостности программных компонентов, позволяющий идентифицировать характер модификации таких компонентов (конфликтный или бесконфликтный). Положенная в основу метода количественная оценка степени изоморфизма графов, моделирующих компоненты с учетом их семантики, реализуется посредством построения биективного отображения на графах с последующим применением порогового критерия.

### Литература

1. Толстых Н.Н., Павлов В.А., Воробьева Е.И. Введение в теорию конфликтного функционирования информационных и информационно-управляющих систем: Учебное пособие. Воронеж: ВГТУ, 2003. 94 с.

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

3. Руководящий документ «Автоматизированные системы. Защита от несанкционированного доступа к информации. Классификация автоматизированных систем и требования к защите информации» (утвержден решением председателя Государственной технической комиссии при Президенте Российской Федерации от 30 марта 1992 г.). [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://fstec.ru/index?id=384:rukovodyashchij-dokument-reshenie-predsedatelya-gostekhkmissii-rossii-ot-30-marta-1992-g>.

4. ГОСТ Р 51188-98. Защита информации. Испытания программных средств на наличие компьютерных вирусов. Типовое руководство. Госстандарт России. М.: ИПК «Издательство стандартов», 1998. [Электронный ресурс]. Режим доступа: [https://allgosts.ru/35/080/gost\\_r\\_51188-98](https://allgosts.ru/35/080/gost_r_51188-98).

5. ГОСТ Р 34.10-2001. Информационная технология. Криптографическая защита информации. Процессы формирования и проверки электронной цифровой подписи. Госстандарт России. М.: ИПК «Издательство стандартов», 2001. [Электронный ресурс]. Режим доступа: [https://allgosts.ru/35/040/gost\\_r\\_34.10-2001](https://allgosts.ru/35/040/gost_r_34.10-2001).

6. Степанов Ю.С. Семиотика. АН СССР, М.: «Наука», 1971. 302 с.

Статья поступила в редакцию 10 апреля 2019 года

УДК 621.396.67

**НОВЫЙ СПОСОБ РЕШЕНИЯ УРАВНЕНИЯ ПОКЛИНГТОНА МЕТОДОМ ВОЗМУЩЕНИЯ**

© Автор, 2019

**П.А. Мозговой**, к.т.н., начальник сектора, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: pamvrn@mail.ru

*Предложен способ решения уравнения Поклингтона вибратора методом возмущения с использованием асимптотики его тока. Метод отличается прозрачной физической трактовкой. Показано, что полный ток вибратора формируется фидерной и дипольной модами. Выявлено, что эффект укорочения вибратора обусловлен дипольной модой.*

**Ключевые слова:** уравнение Поклингтона, проволочный излучатель, распределение тока, тонкопроволочное приближение, метод возмущения, метод усреднения, асимптотический метод, токовая мода, эффект укорочения вибратора.

**A NEW METHOD FOR SOLVING THE POCKLINGTON EQUATION BY THE PERTURBATION METHOD**

© Author, 2019

**P.A. Mozgovoy**, Ph.D. in Engineering Science, Head of Section, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: pamvrn@mail.ru

*A new method for solving the Pocklington equation by the perturbation method with the use of its fine wire asymptotic behavior is given. The method is distinguished by a transparent physical interpretation. It is shown that the total current of the vibrator is formed by the feeder and dipole modes. It was revealed that the effect of the vibrator shortening is due to the dipole mode.*

**Keywords:** Pocklington equation, wire antenna, the current distribution, fine wire approximation, perturbation method, averaging method, asymptotic method, current mode, vibrator shortening effect.

Интегро-дифференциальное уравнение Поклингтона [1] и его модификации успешно используются при решении внутренней задачи теории проволочных излучателей. Точное решение данного уравнения неизвестно. В рамках тонкопроволочного приближения [2] был разработан ряд приближенных аналитических методов решения уравнения Поклингтона: разложение неизвестной функции тока в ряд по малому параметру [2], метод последовательных итераций [3], физически обоснованная аппроксимация функции тока трехчленной формулой [4] и метод усреднения [5]. Все перечисленные методы являются разновидностями метода возмущения (асимптотического метода малого параметра) решения дифференциальных уравнений [6]. Сходимость решений, полученных с помощью первых двух из перечисленных методов, по-видимому, не исследовалась. Трехчленная формула Кинга справедлива для вибраторов длиной не более 1,25 длины волны и, кроме того, имеет заметные погрешности в представлении тока вблизи точек питания, обусловленные особенностями аппроксимации потенциальных интегралов от функций тока и заряда [4, 7]. В

методе усреднения исходное неоднородное дифференциальное уравнение второго порядка с помощью комбинации медленно меняющихся и быстропеременных вспомогательных функций приводится к системе двух уравнений первого порядка, правые части которых усредняются по быстропеременным функциям (так называемые «упрощенные уравнения») [5]. Данный метод отличается сложностью вывода конечных формул и не вполне ясной природой вспомогательных функций. С другой стороны, в теории проволочных антенн несложно получить асимптотическое решение внутренней задачи в случае, когда радиус проводника устремляется к нулю [8].

Цель работы – получить приближенное аналитическое решение интегро-дифференциального уравнения Поклингтона тонкопроволочного прямолинейного симметричного вибратора, используя асимптотическое решение внутренней задачи данного вибратора.

**Приведение уравнения Поклингтона к упрощенному дифференциальному уравнению**

Рассмотрим трубчатую модель прямолинейного симметричного вибратора в свободном



пространстве (рис. 1), продольная ось которого совмещена с осью  $Z$  цилиндрической системы координат  $\{O, z, r, \varphi\}$ . В своей середине, совпадающей с началом координат  $O$ , вибратор возбуждается идеальным гармоническим щелевым генератором  $\delta$ -функции, электродвижущая сила которого равна  $U_0$ . Ширина щелевого зазора  $2\Delta$  стремится к нулю. Трубка вибратора – круглая, радиус трубки равен  $a$ , длина вибратора –  $2l$ ; материал трубки – идеально проводящий, а ее

стенка – бесконечно тонкая. Пусть  $z'$  – координата точки источника на оси трубки,  $z$  – координата точки наблюдения на поверхности трубки. Считаем, что радиус трубки удовлетворяет условиям  $a \ll l$ ,  $a \ll \lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны в свободном пространстве,  $l$  – длина плеча вибратора. Зависимость сигнала генератора от времени  $t$  примем в виде  $e^{i\omega t}$ , где  $i = \sqrt{-1}$ ,  $\omega$  – циклическая частота. Система единиц измерения – СИ.

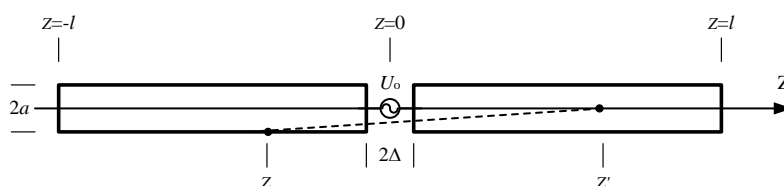


Рис. 1. Геометрия задачи

В силу осевой симметрии задачи вариаций поля и тока по азимутальной координате  $\varphi$  нет.

Уравнение Поклингтона [1] данной задачи в тонкопроволочном приближении имеет вид

$$\left( \frac{d^2}{dz^2} + k^2 \right) \int_{-l}^l \dot{I}(z') \dot{G}(z - z') dz' = -ik4\pi \frac{U_0}{Z_0} \delta(z), \quad (1)$$

где  $k = 2\pi/\lambda$  и  $Z_0 = 120\pi$  – волновое число и волновое сопротивление свободного пространства;  $\dot{I}(z') = 2\pi a \dot{J}(z', a)$  – эквивалентный линейный ток вибратора в поперечном сечении  $z'$  проводника, протекающий по его оси;  $\dot{J}(z', a)$  – поверхностная плотность тока вибратора в сечении  $z'$ , протекающего по поверхности проводника;  $\dot{G}(z - z') = e^{-ikR(z-z')}/R(z - z')$  – функция Грина (ФГ) свободного пространства, связывающая точечный источник на оси вибратора в точке с координатой  $z'$  с точкой наблюдения на поверхности вибратора с координатой  $z$ , расстояние между которыми  $R(z - z') = \sqrt{(z - z')^2 + a^2}$ .

Преобразуем уравнение (1) к дифференциальному виду известным способом [8]:

$$\left( \frac{d^2}{dz^2} + k^2 \right) \dot{I}(z) \Omega(z) =$$

$$= -ik4\pi \frac{U_0}{Z_0} \delta(z) - \dot{F}_\Delta[\dot{I}(z'), z], \quad (2)$$

$$\text{где} \quad \Omega(z) = \int_{-l}^l G_R(z - z') dz', \quad \dot{F}_\Delta[\dot{I}(z'), z] =$$

$$= \left( \frac{d^2}{dz^2} + k^2 \right) \int_{-l}^l (\dot{I}(z') \dot{G}(z - z') - \dot{I}(z) G_R(z - z')) dz',$$

$G_R(z - z')$  – действительная часть ФГ. Функция  $\Omega(z)$  может быть приближенно представлена [8] в следующем виде:  $\Omega(z) \simeq \Omega + \Delta\Omega(z)$ , где  $\Omega = 2\ln(2l/a)$  – известный конструкционный параметр симметричного вибратора,  $\Delta\Omega(z)$  – функция малой, по сравнению с параметром  $\Omega$ , величины, вид которой не важен для данной задачи. Необходимо отметить, что параметр  $\Omega > 10$  для  $(l/a) > 75$ . После дифференцирования и интегрирования по частям в выражении для функции  $\dot{F}_\Delta[\dots]$  с учетом граничного условия на концах вибратора для функции тока  $\dot{I}(\pm l) = 0$  и условия антисимметрии ее первой производной  $\dot{I}'(-z) = -\dot{I}'(z)$  уравнение (2) приводится к виду

$$\left( \frac{d^2}{dz^2} + k^2 \right) \dot{I}(z) \simeq -\alpha \left( ik4\pi k \frac{U_0}{Z_0} \delta(z) + \dot{F}_\Delta[\dot{I}(z'), z] \right), \quad (3)$$

$$\text{где} \quad \dot{F}_\Delta[\dot{I}(z'), z] = \int_{-l}^l (\dot{I}''(z') + k^2 \dot{I}(z')) \dot{G}(z - z') dz' -$$

$-i'(l)(\dot{G}(z-l) + \dot{G}(z+l)) - \Omega(i''(z) + k^2 i(z))$ ,  
 $i'(z)$  и  $i''(z)$  – первая и вторая производные функции тока,  $\alpha = 1/\Omega$  – малая величина.

Дифференциальное уравнение (3) является квазиоднородным, так как функция в его правой части умножается на малый параметр  $\alpha$  [9]. Уравнение данного типа, согласно методу усреднения [5, 9], решается методом вариации постоянных путем представления неизвестной функции в виде комбинации плавно меняющихся и быстропеременных вспомогательных функций с дальнейшим сведением его к системе двух уравнений первого порядка, правые части которых также содержат множитель малой величины. Это позволяет заменить правые части данных уравнений на их значения, усредненные по быстропеременным функциям, представляющие собой первые члены разложения в ряды Фурье функций в правых частях уравнений. Полученная система двух уравнений первого порядка, таким образом, заменяется на упрощенную, полностью эквивалентную исходному уравнению второго порядка [9].

В свете вышеизложенного представляется возможным получить решение уравнения (3) следующим образом:

– на первом этапе ищется асимптотическое решение уравнения (3) для бесконечно тонкого проводника излучателя по методике, изложенной в монографии [8];

– на втором этапе неизвестная функция тока  $i(z)$  в правой части квазиоднородного уравнения (3) приближенно заменяется на ее асимптотическое выражение, полученное на предыдущем этапе, и упрощенное таким образом уравнение (3) решается далее стандартными методами.

Асимптотическое решение уравнения По-клингтона для симметричного прямолинейного вибратора хорошо известно и имеет следующий вид [8, 10]:

$$i_A(z) = i_{\Pi} \sin k(l - |z|), \quad (4)$$

где  $i_{\Pi} = i_A(\zeta)$  – значение функции  $i_A(z)$  в пучности тока, координата которой  $z = \zeta$ , причем  $\zeta = 0$ , если  $l < \lambda/4$ , и  $\zeta = l - \lambda/4$ , если  $l \geq \lambda/4$  [4].

Пользуясь наличием в правой части уравнения (3) множителя  $\alpha \ll 1$ , заменим в разностной функции  $\dot{F}_{\Delta}[\dots]$  неизвестную функцию тока  $i(z)$  на ее асимптотическое выражение (4), амплитудный множитель  $i_{\Pi}$  в котором считаем

неизвестным. После проведения дифференцирования и интегрирования в правой части уравнение (3) приводится к упрощенному виду

$$\left( \frac{d^2}{dz^2} + k^2 \right) i(z) \simeq -\alpha k \left( i 4\pi \frac{U_0}{Z_0} \delta(z) + i_{\Pi} \dot{P}(z) \right), \quad (5)$$

где  $\dot{P}(z) = \dot{G}_{\Delta}(z) - \Omega(k(1 - \text{sgn}^2 z) \sin k(l - |z|) - 2\delta(z) \cos k(l - |z|))$ ,  $\text{sgn } z$  – функция знака,  $\dot{G}_{\Delta}(z) = \dot{G}(z-l) + \dot{G}(z+l) - 2\dot{G}(z) \cos kl$ . Обратим внимание на то, что неизвестная функция тока  $i(z)$  в полученном уравнении содержится только в его левой части, а в его правой части находится неизвестный множитель  $i_{\Pi}$ , представляющий собой значение асимптотического выражения функции тока  $i_A(z)$  в его пучности.

#### Решение упрощенного дифференциального уравнения

Выражение для искомой функции тока получим после интегрирования уравнения (5) по стандартной процедуре с учетом симметрии задачи:

$$i(z) = -\alpha \left( i 2\pi \frac{U_0}{Z_0} \sin k|z| + \dot{C} \cos kz + i_{\Pi} \Omega \dot{P}_s(z) \right), \quad (6)$$

где  $\dot{P}_s(z) = \cos kl \cdot \sin k|z| + \alpha \cdot \Delta \dot{P}_s(z)$ ,  $\Delta \dot{P}_s(z) = \int_0^z \sin k(z - z') \dot{G}_{\Delta}(z') dz'$ . В этом уравнении присутствуют неизвестные коэффициенты – значение функции тока в пучности  $i_{\Pi}$  и постоянная интегрирования  $\dot{C}$ . Определим с помощью условия равенства функции тока и ее асимптотического выражения в пучности  $i(\zeta) = i_A(\zeta) = i_{\Pi}$  и с помощью граничного условия на концах вибратора  $i(\pm l) = 0$  сначала множитель  $i_{\Pi}$ , а затем – постоянную интегрирования  $\dot{C}$ . В результате получим искомую формулу для функции тока и формулу для входного сопротивления вибратора:

$$i(z) = i_U(z) + i_D(z), \quad (7)$$

$$i_U(z) = i_0 (1 + \alpha \Delta \dot{P}_s(\zeta)) \sin k(l - |z|), \quad (8)$$

$$i_D(z) = \alpha i_0 (\Delta \dot{P}_s(l) \sin k(|z| - \zeta) - \Delta \dot{P}_s(z) \sin k(l - \zeta)), \quad (9)$$

$$\dot{Z}_{\text{вх}} = \frac{U_o}{\dot{I}(0)} = -i 60 \Omega \frac{(1 - \sin k(l - \zeta)) \cos kl + \alpha \Delta \dot{D}_c}{\sin kl + \alpha \Delta \dot{D}_s}. \quad (10)$$

В этих выражениях обозначено:

$$\dot{I}_o = i 2 \pi U_o / (Z_o \Omega \dot{D}),$$

$$\dot{D} = (1 - \sin k(l - \zeta)) \cos kl + \alpha \Delta \dot{D}_c,$$

$$\Delta \dot{D}_c = \Delta \dot{P}_s(\zeta) \cos kl - \Delta \dot{P}_s(l) \cos k\zeta,$$

$$\Delta \dot{D}_s = \Delta \dot{P}_s(\zeta) \sin kl - \Delta \dot{P}_s(l) \sin k\zeta.$$

### Обсуждение полученного решения

Функция тока вибратора  $\dot{I}(z)$ , согласно формулам (7)–(9), имеет две составляющие – периодическую функцию  $\dot{I}_U(z)$  и функцию  $\dot{I}_D(z)$ , имеющую более сложную зависимость. Обе составляющие обращаются в нуль на концах вибратора и выражены в тригонометрических функциях и квадратурах, которые, в свою очередь, также могут быть приведены к выражениям в тригонометрических и специальных функциях [5, 7]. Составляющая  $\dot{I}_U(z)$  совпадает по своей форме с выражением для тока в двухпроводной разомкнутой на конце линии и имеет дополнительный комплексный множитель, то есть данная составляющая, кроме вклада в реактивную часть входного импеданса вибратора, вносит вклад и в его активную часть, а значит, и в сопротивление излучения. Назовем ее модой длинной линии. Составляющую  $\dot{I}_D(z)$ , также имеющую комплексный характер, назовем дипольной модой.

Интересно сравнить вклады мод в полный ток вибратора при его различных длинах. В качестве критерия для сравнения было выбрано отношение площади  $S_D$  под кривой модуля дипольной моды

тока к площади  $S_U$  под кривой модуля моды длинной линии. Результат расчета для значения конструкционного параметра  $\Omega = 10$  в виде кривой  $S_D/S_U$  представлен на рис. 2.

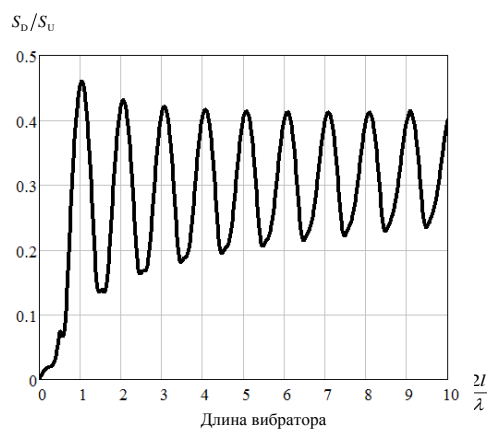
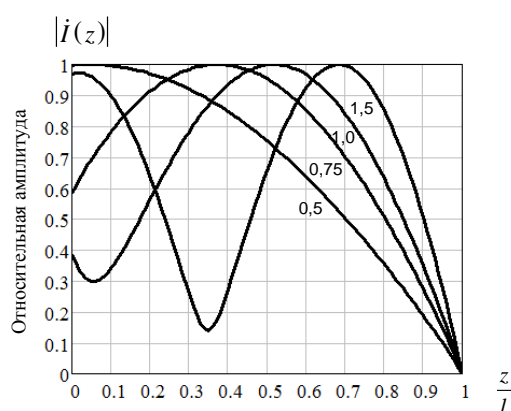


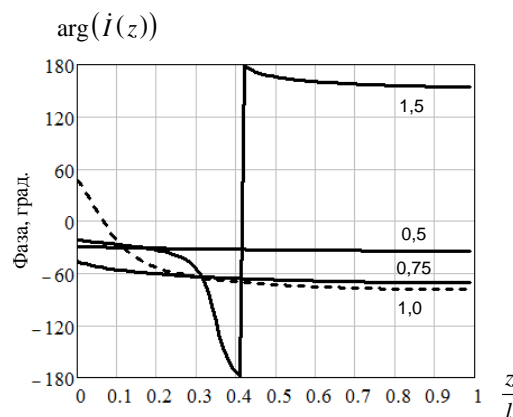
Рис. 2. «Вклад» мод в полный ток вибратора ( $\Omega = 10$ )

Как видно из рис. 2, в структуре полного тока вибратора преобладает мода длинной линии, причем вклад дипольной моды минимален у вибраторов с длинами, кратными нечетному числу длин полуволн (при резонансе напряжения), и максимален у вибраторов с длинами, кратными четному числу длин полуволн (при резонансе тока).

Пример нормированных распределений модуля  $|\dot{I}(z)|$  и абсолютных значений фазы  $\arg(\dot{I}(z))$  тока вдоль плеча вибратора представлен на графиках рис. 3. Нормировка проведена к максимуму модуля полного тока. Числа (0,5; 0,75; 1,0 и 1,5), размещенные возле кривых, – размер вибратора в длинах волн.



а)



б)

Рис. 3. Распределение тока вдоль плеча вибратора ( $\Omega = 10$ ): а – модуль тока, б – фаза тока

На графиках рис. 4 показаны нормированные распределения модулей полного тока  $|i(z)|$ , моды длинной линии  $|i_U(z)|$  и дипольной моды  $|i_D(z)|$  вдоль плеча вибратора для трех его

наиболее интересных с практической точки зрения длин –  $2l/\lambda = 0,5; 1,0; 1,5$ .

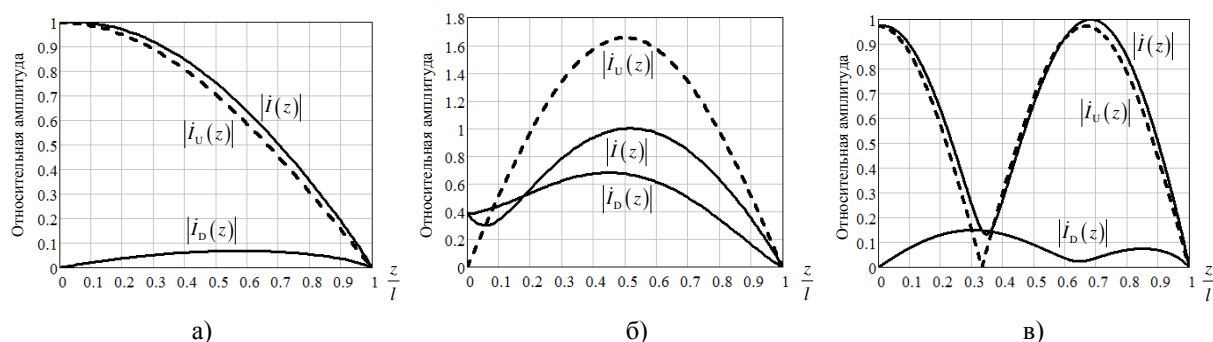


Рис. 4. Распределение модуля полного тока и его компонент вдоль плеча вибратора ( $\Omega = 10$ ): а –  $2l/\lambda = 0,5$ , б –  $2l/\lambda = 1,0$ , в –  $2l/\lambda = 1,5$

Из анализа графиков рис. 4 видно, что эффект укорочения обусловлен наличием дипольной моды – для моды длинной линии характерна синусоидальная зависимость ее модуля, и только дипольная добавка приводит к более сложному характеру кривой модуля полного тока вибратора и уменьшению его резонансной длины.

Для проверки формулы (7) устремим радиус  $a$  проводника вибратора к нулю, при этом указанное выражение, с точностью до постоянного множителя, примет известный асимптотический вид (4), совпадающий с формулой для

тока длинной разомкнутой двухпроводной линии [5, 8, 10].

Зависимости входных активного  $R_{вх}$  и реактивного  $X_{вх}$  сопротивлений вибратора от его электрической длины ( $2l/\lambda$ ), рассчитанные по формуле (10), приведены на рис. 5. В частности, входной импеданс тонкого вибратора, длина которого точно равна половине длины волны, совпадает с хорошо известной величиной  $\dot{Z}_{вх} = (73,13 + i 42,54)$  Ом [8, 11].

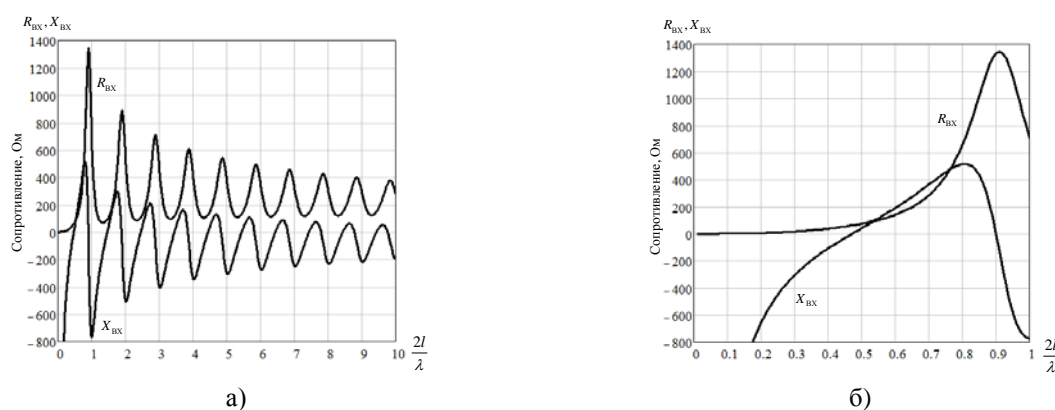


Рис. 5. Входные активное  $R_{вх}$  и реактивное  $X_{вх}$  сопротивления вибратора ( $\Omega = 10$ ): а –  $2l/\lambda \leq 10$ , б –  $2l/\lambda \leq 1$

В табл. 1 приведены величины входного активного сопротивления  $R_{вх}$  (Ом) вибратора, работающего в режиме первого резонанса, рассчитанные по формуле (10) и полученные методом последовательных приближений Халлена [8] и на основе теории видов колебаний [8].

Данные табл. 2 демонстрируют результаты расчета входного импеданса  $\dot{Z}_{вх}$  (Ом) двух вибраторов, длины которых точно равны половине длины и полной длине волны. Величины импедансов получены с помощью формулы (10) и взяты из работы [4].

Таблица 1

$\Omega$	10	15	20
Формула (10) настоящей работы	61,6	65,8	67,8
Работа [8], теория видов колебаний	61,3	66,3	68,5
Работа [8], метод Халлена	60,4	67,7	70,5

Таблица 2

$2l/\lambda$	0,5 ( $\Omega = 8,58$ )	1 ( $\Omega = 9,92$ )
Формула (10) настоящей работы	73,10+i 39,93	694,8–i 758,4
Работа [4], формула Кинга	83,76+i 41,60	506,0–i 512,2

Интересно сравнить результаты расчета величин входного активного сопротивления  $R_{вх}$  (Ом) и резонансной длины вибраторов, работающих в режиме резонанса тока и резонанса напряжения, полученные по формуле (10) насто-

ящей работы, с результатами расчетов по методу усреднения и экспериментальными результатами [5], представленными в табл. 3. Конструкционный параметр вибратора в данном случае –  $\Omega = 8,54$ .

Таблица 3

Вид резонанса	тока (первый резонанс)		напряжения (второй резонанс)	
	$R_{вх}$ (Ом)	$(2l/\lambda)_{рез}$	$R_{вх}$ (Ом)	$(2l/\lambda)_{рез}$
Формула (10) данной работы	59,5	0,466	935	0,881
Работа [5], метод усреднения	97,1	0,495	1170	0,923
Работа [5], эксперимент	69,5	0,459	637	0,778

Анализ данных, приведенных в табл. 1, 2, 3, и сравнение графиков рис. 3, 4, 5 с соответствующими графиками работ [4, 5, 8, 11] показывают удовлетворительное совпадение результатов, полученных с помощью предложенного в настоящей работе асимптотического подхода к решению уравнения Поклингтона, с результатами расчетов по известным методам решения и с экспериментальными данными.

В заключение отметим, что асимптотическое решение (4) получено в монографии [8] путем разложения функции тока  $\dot{I}(z')$  в ряд Тейлора в точке  $z' = z$ . При устремлении радиуса проводника к нулю остается только первый член ряда; кроме того, вклад мнимой части ФГ при этом также стремится к нулю. В предложенном в настоящей работе асимптотическом подходе исходное уравнение Поклингтона (1) сначала было преобразовано в квазиоднородное дифференциальное уравнение второго порядка

(3) и далее, путем замены неизвестной функции  $\dot{I}(z)$  в его правой части на свое асимптотическое выражение (4), приведено к упрощенному виду (5). В методе усреднения [5] правые части вспомогательных уравнений первого порядка заменяются первыми членами их разложений в ряды Фурье, то есть усредняются по быстропеременным составляющим. В обоих случаях получаются приближенные упрощенные квазиоднородные уравнения, с точностью до величины малого параметра задачи эквивалентные исходным точным уравнениям. В монографии [9] показано, что данная замена в методе усреднения строго обоснованна и полученные приближенные упрощенные уравнения эквивалентны исходным точным уравнениям. Подобным же образом может быть показана эквивалентность полученного приближенного упрощенного уравнения (5) исходному уравнению (3), а значит, и уравнению Поклингтона (1).

Таким образом, рассмотренный подход по своей сущности близок к методу усреднения, развитому, в применении к теории тонкопроволочных излучателей, в ряде работ М.В. Нестеренко, библиография которых наиболее полно приведена в [5]. При этом, в отличие от метода усреднения, в предложенном в настоящей работе асимптотическом подходе дифференциальное уравнение второго порядка приводится к упрощенному виду напрямую (без понижения порядка) и решается далее стандартным образом. Это позволяет упростить вывод конечных выражений, которые, в свою очередь, естественным образом переходят в асимптотические выражения при устремлении радиуса проводника вибратора к нулю.

Необходимо также отметить, что при выводе трехчленной формулы Кинга [4] в неявном виде тоже был использован сходный подход к решению уравнения Поклингтона – упрощенное дифференциальное уравнение второго порядка получено путем приближенной замены в исходном уравнении потенциального интеграла [7] от произведения неизвестной функции тока и функции Грина на собственно неизвестную функцию тока с постоянным коэффициентом, который, в свою очередь, также представляет собой интеграл от произведения асимптотического выражения функции тока на ФГ с точкой наблюдения в ее пучности. Как показал анализ формулы Кинга, данная аппроксимация адекватно отражает поведение указанных исходных потенциальных интегралов, начиная с некоторого удаления от точек питания вибратора, вблизи же них наблюдаются заметные отклонения, особенно характерные для случая резонанса напряжения и для вибраторов короче  $0.75\lambda$ , что и видно из табл. 2 и 3.

Следует также отметить, что предложенный подход, очевидно, инвариантен к способу выделения особенности реальной части функции Грина задачи и вида тонкопроволочного излучателя.

В случае необходимости получения более точных результатов вычислений в правую часть уравнения (3) следует, подобно приему в работе [5], подставлять вместо неизвестной функции  $I(z)$  полученное приближенное выражение (7) или другое известное приближение, например

трехчленную формулу Кинга [4] или двухчленную асимптотическую формулу Щелкунова [8], с неизвестными амплитудными множителями.

## Выводы

Таким образом, в настоящей работе на примере симметричного прямолинейного вибратора предложен и обоснован новый вариант приближенного решения уравнения Поклингтона методом возмущения с использованием знания о его асимптотическом решении в случае, когда радиус проводника устремляется к нулю. Область действия полученных формул распространяется на тонкопроволочные вибраторы произвольной длины. Результаты расчетов по формулам, полученным с помощью предложенного метода, показали удовлетворительное совпадение с экспериментальными данными и результатами расчетов, полученными другими авторами при решении данного уравнения.

## Литература

1. Pocklington H.C. Electrical oscillations in wires // Proc. Cambr. Phil. Soc. 1897. Vol. 9, Pt. VII. Pp. 324–332.
2. Hallen E. Theoretical investigations into the transmitting and receiving qualities of antennas // Nova Acta Reg. Soc. Sci. Ups. 1938. Vol. 2, No 4. Pp. 1–44.
3. Леонтович М.А., Левин М.Л. К теории возбуждения колебаний в вибраторах антенн // ЖТФ. 1944. Т. 14, № 9. С. 481–502.
4. King R.W.P., Wu T.T. Currents, charges, and near fields of cylindrical antennas // Radio Science Journal of Research NBS/USNC-URSI. March 1965. Vol. 69D, No 3. Pp. 429–446.
5. Nesterenko M.V. Analytical methods in the theory of thin impedance vibrators // Progress In Electromagnetics Research B. 2010. Vol. 21. Pp. 299–328.
6. Найфе А.Х. Методы возмущений: пер. с англ. М.: Мир, 1976. 455 с.
7. Preis D.H. A comparison of methods to evaluate potential integrals // IEEE Trans. 1976. Vol. AP-24, No 2. Pp. 223–229.
8. Щелкунов С., Фриис Г. Антенны (Теория и практика): пер. с англ. М.: Сов. радио, 1955. 603 с.
9. Боголюбов Н.Н., Митропольский Ю.А. Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний. М.: Наука, 1974. 416 с.
10. Кинг Р., Мимно Г., Уинг А. Передающие линии, антенны и волноводы: пер. с англ. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1948. 359 с.

Статья поступила в редакцию 5 июня 2019 года

УДК 621.396

**СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ ФИЛЬТРАЦИИ НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ВОС-СИГНАЛОВ, СОДЕРЖАЩИХ НАВИГАЦИОННУЮ ИНФОРМАЦИЮ**

© Авторы, 2019

**В.В. Цитиридис**, адъюнкт, e-mail: tsi.w@yandex.ru**В.В. Неровный**, к.т.н., доцент, e-mail: val.nerownyj@yandex.ru

ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

**И.И. Малышев**, д.т.н., руководитель программ, АО «Концерн «Созвездие»

*Проведен синтез алгоритмов фильтрации навигационных параметров ВОС-сигналов, дополнительно промодулированных навигационным сообщением, двумя методами обработки. Приведены результаты имитационного моделирования, в ходе которого навигационная аппаратура потребителей спутниковых навигационных систем с предложенными алгоритмами исследована в условиях сигналоподобных помех.*

**Ключевые слова:** алгоритмы фильтрации, навигационный ВОС-сигнал, навигационное сообщение.

**THE SYNTHESIS OF FILTERING ALGORITHM NAVIGATION PARAMETERS FOR BOC-SIGNALS, INCLUDING NAVIGATION MESSAGE**

© Authors, 2019

**V.V. Tsitiridis**, Postgraduate, e-mail: tsi.w@yandex.ru**V.V. Nerovny**, Ph.D. in Engineering Science, Associate Professor, e-mail: val.nerownyj@yandex.ru

Military Air Academy named after professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin (Voronezh)

**I.I. Malyshev**, D.Sc. in Engineering Science, Program Manager, JSC «Concern «Sozvezdie»

*The synthesis of filtering algorithm navigation parameters for BOC-signals by two different processing methods, additionally modulated by navigation message, is developed. The results of simulation modeling are given, in the course of which the navigation equipment of user satellite navigation systems with the proposed algorithms is investigated in signal-like noise influence conditions.*

**Keywords:** filtering algorithms, navigation BOC-signal, navigation message.

В феврале 2008 года в РФ была принята «Концепция развития навигационных сигналов глобальной навигационной системы ГЛОНАСС», в которой определена необходимость развития навигационных сигналов. Основными целями такого развития являются:

- обеспечение интересов национальной безопасности в области спутниковой навигации;
- повышение конкурентоспособности системы ГЛОНАСС;
- удовлетворение возрастающих требований потребителей;
- международная интеграция спутниковых навигационных систем.

В Концепции определено, что «в соответствии с интересами национальной безопасности РФ и расширением использования аппаратуры спутниковой навигации (АСН) гражданскими потребителями при развитии навигационных сигналов необходимо обеспечить сохранение

навигационных сигналов, обеспечивающих работоспособность существующего парка АСН. Кроме того, для сохранения паритета в области спутниковой навигации необходимо совершенствовать параметры существующих навигационных сигналов и вводить новые, более совершенные навигационные сигналы, поскольку параметры сигналов и их количество в значительной степени определяют характеристики спутниковой навигационной системы в целом» [1].

Модернизация ГНСС ГЛОНАСС предусматривает использование перспективных сигналов с дополнительной меандровой модуляцией типа ВОС. Такое решение принято на заседании рабочей группы ГЛОНАСС в Санкт-Петербурге в феврале 2011 г. [2].

Решение задачи синтеза оптимальных приемников навигационных ВОС-сигналов с когерентной обработкой и расчета показателей качества этих приемников в условиях помех приве-

дено в работах [3–5]. В указанных работах синтезированы алгоритмы обработки навигационных сигналов, имеющих следующий вид:

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

где  $A$  – амплитуда сигнала;  $G_{\text{ДК}}(t - \tau)$  – дальномерный код;  $M(t - \tau)$  – меандровая последовательность импульсов;  $\omega_0 = 2\pi f_0$  – циклическая несущая частота;  $\varphi$  – фаза сигнала.

Меандровая последовательность импульсов описывается следующим выражением:

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

где  $\omega_M = 2\pi f_M$  – циклическая частота меандровых импульсов;  $f_M = \frac{1}{2\tau_M}$ ;  $\tau_M$  – длительность символа меандровой последовательности.

При этом основная часть мощности меандровой последовательности (около 95%) приходится на первую гармонику. Тогда формула (2) может быть представлена в виде [2]

$$M(t) \approx \sin \omega_M t. \quad (3)$$

В структуре навигационного сигнала, излучаемого навигационным спутником, содержится навигационное сообщение в виде потока цифровой информации (ЦИ). ВОС-сигнал с ЦИ имеет следующий вид:

$$S(t) = AG_{\text{ДК}}(t - \tau)G_{\text{НС}}(t - \tau) \times \\ \times M(t - \tau)\cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (4)$$

где  $G_{\text{НС}}(t - \tau)$  – навигационное сообщение в виде потока ЦИ со скоростью передачи информации 50 бод.

В работах [3–5] синтезированы алгоритмы, не учитывающие наличие ЦИ в сигнале с ВОС-модуляцией. Для работы навигационной аппаратуры потребителей ГНСС с требуемой точностью на протяжении длительного времени необходимы прием и расшифровка навигационного сообщения. Точность приемоизмерителей, работающих по ВОС-сигналам, выше в 1,258–2,540 раз по сравнению с применением BPSK-сигналов, занимающих такую же полосу частот [1]. В связи с этим существует необходимость проведения синтеза алгоритмов обработки навигационных ВОС-сигналов с учетом наличия в них навигационного сообщения.

Обработка ВОС-сигналов может осуществляться различными способами [2]. Целью настоящей статьи является синтез алгоритмов обработки ВОС-сигналов с навигационным сообщением на двух поднесущих частотах и на одной из поднесущих частот.

### **Синтез алгоритма обработки навигационного ВОС-сигнала на двух поднесущих частотах**

#### *Синтез схемы слежения за фазой сигнала*

В общем виде навигационный сигнал на входе приемника можно представить в виде

$$y(t) = S(t) + n(t), \quad (5)$$

где  $S(t)$  описывается формулой (4);  $n(t)$  – белый гауссовский шум (БГШ), ограниченный полосой частот навигационного приемника, со спектральной плотностью  $N_0/2$ .

При синтезе схемы слежения за фазой информационным параметром является начальная фаза  $\varphi$ , остальные параметры предполагаются неинформационными. Кроме того, считается, что время задержки известно.

Представим выражение (4) с учетом (3):

$$S(t) \approx AG_{\text{ДК}}(t - \tau)G_{\text{НС}}(t - \tau) \times \\ \times \sin(\omega_M t)\cos(\omega_0 t + \varphi). \quad (6)$$

Используя тригонометрические преобразования, получим

$$S(t) \approx AG_{\text{ДК}}(t - \tau)G_{\text{НС}}(t - \tau) \times \\ \times (\sin[(\omega_0 + \omega_M)t + \varphi] - \sin[(\omega_0 - \omega_M)t + \varphi]). \quad (7)$$

Введем в выражение (7) переменную  $\varphi_1 = \pi/2 - \varphi$  и раскроем скобки:

$$S(t) \approx AG_{\text{ДК}}(t - \tau)G_{\text{НС}}(t - \tau)\cos(\omega_B t - \varphi_1) - \\ - AG_{\text{ДК}}(t - \tau)G_{\text{НС}}(t - \tau)\cos(\omega_H t - \varphi_1), \quad (8)$$

где  $\omega_H = \omega_0 - \omega_M$  – значение «нижней» частоты относительно несущей;  $\omega_B = \omega_0 + \omega_M$  – «верхняя» частота.

Функция правдоподобия с учетом модели ВОС-сигнала с навигационным сообщением при его обработке на двух поднесущих частотах на фоне БГШ и с учетом цифровой обработки имеет вид



$$P(\mathbf{Y}|\lambda, G_{\text{НС}}) = c \cdot \exp \left\{ -\frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) G_{\text{НС}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) [\cos(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) + \cos(\omega_H t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1)] \right\}, \quad (9)$$

$$P(\mathbf{Y}|\lambda, G_{\text{НС}}) = c \cdot \exp \left\{ -\frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) G_{\text{НС}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) \cos(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\} \times \\ \times \exp \left\{ -\frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) G_{\text{НС}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) \cos(\omega_H t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\}, \quad (10)$$

где  $c$  – нормировочная константа;  $\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_{k-1,0} & y_{k-1,1} & \dots & y_{k-1,N-1} \end{bmatrix}$  – вектор отсчетов входного наблюдения на интервале времени  $[t_{k-1}; t_k]$ .

Усредним первый и второй множители по символам навигационного сообщения. Первый множитель:

$$\frac{1}{2} \cdot c \cdot \exp \left\{ -\frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) \cos(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\} + \\ + \frac{1}{2} \cdot c \cdot \exp \left\{ +\frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) \cos(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\}, \quad (11)$$

второй множитель:

$$\frac{1}{2} \cdot c \cdot \exp \left\{ -\frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) \cos(\omega_H t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\} + \\ + \frac{1}{2} \cdot c \cdot \exp \left\{ +\frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) \cos(\omega_H t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\}. \quad (12)$$

Введем следующие обозначения:

$$I_B = \frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) \times \\ \times G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) \cos(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1), \quad (13)$$

$$I_H = \frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) \times \\ \times G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) \cos(\omega_H t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1). \quad (14)$$

Получим следующее выражение для функции правдоподобия:

$$P(\mathbf{Y}|\lambda) = \frac{c}{4} \times \\ \times (\exp(I_B) + \exp(-I_B)) \cdot (\exp(I_H) + \exp(-I_H)). \quad (15)$$

С учетом того, что  $\text{ch}(x) = 0,5 \times [\exp(x) + \exp(-x)]$ ,  $\text{ch}(x)$  – гиперболический косинус, получим

$$P(\mathbf{Y}|\lambda) = c \cdot \text{ch}(I_B) \cdot \text{ch}(I_H). \quad (16)$$

Выражение для фазового дискриминатора:

$$U_{\text{Д,Ф}} = \frac{\partial P(\mathbf{Y}|\lambda)}{\partial \varphi}, \quad (17)$$

$$U_{\text{Д,Ф}} = -\text{th}(I_B) \text{ch}(I_H) Q_B - \text{th}(I_H) \text{ch}(I_B) Q_H, \quad (18)$$

где  $\text{th}(x)$  – гиперболический тангенс,  $\text{th}(x) = \frac{\text{sh}(x)}{\text{ch}(x)}$ ; переменными  $Q_B$  и  $Q_H$  обозначены

$$Q_B = \frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) \times \\ \times \sin(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1), \quad (19)$$

$$Q_H = \frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) \times \sin(\omega_H t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1). \quad (20)$$

При малых отношениях сигнал/шум  $\text{th}(x) \approx x$ , а  $\text{ch}(x) \approx 1$ ; тогда из выражения (18) получим окончательное выражение для дискриминатора фазы:

$$U_{\text{Д,}\tau} = -I_B Q_B - I_H Q_H = -(I_B Q_B + I_H Q_H). \quad (21)$$

#### Синтез схемы слежения за задержкой

Для получения выражения, описывающего напряжение на выходе дискриминатора задержки, необходимо продифференцировать выражение (16) по времени задержки:

$$U_{\text{Д,}\tau} = \frac{\partial P(\mathbf{Y}|\lambda)}{\partial \tau}. \quad (22)$$

После вычисления производной получим

$$U_{\text{Д,}\tau} = -\text{th}(I_B) \text{ch}(I_H) \cdot \left\{ + \frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) \frac{\partial G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau})}{\partial \tau} \cos(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\} - \text{th}(I_H) \text{ch}(I_B) \cdot \left\{ + \frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) \frac{\partial G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau})}{\partial \tau} \cos(\omega_H t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\}. \quad (23)$$

Заменим вычисление производной вычислением конечной разности:

$$\frac{\partial G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}_k)}{\partial \tau} \approx \frac{G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau}_k + \Delta\tau/2)) - G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau}_k - \Delta\tau/2))}{\Delta\tau}. \quad (24)$$

Подставив (24) в (23), получим

$$U_{\text{Д,}\tau} = -\text{th}(I_B) \text{ch}(I_H) \cdot (I_{B,E} - I_{B,L}) - \text{th}(I_H) \text{ch}(I_B) \cdot (I_{H,E} - I_{H,L}), \quad (25)$$

где введены следующие обозначения:

$$I_{B,E} = \frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N \left\{ y(t_{k-1,i}) \frac{G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau} + \Delta\tau/2))}{\Delta\tau} \cos(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\}, \quad (26)$$

$$I_{B,L} = \frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N \left\{ y(t_{k-1,i}) \frac{G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau} - \Delta\tau/2))}{\Delta\tau} \cos(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\}, \quad (27)$$

$$I_{H,E} = \frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N \left\{ y(t_{k-1,i}) \frac{G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau} + \Delta\tau/2))}{\Delta\tau} \cos(\omega_H t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\}, \quad (28)$$

$$I_{H,L} = \frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N \left\{ y(t_{k-1,i}) \frac{G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau} - \Delta\tau/2))}{\Delta\tau} \cos(\omega_H t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\}. \quad (29)$$

При малых отношениях сигнал/шум  $\text{th}(x) \approx x$ , а  $\text{ch}(x) \approx 1$ ; тогда получим окончательное выражение для дискриминатора задержки с обработкой сигнала на двух поднесущих частотах:

$$U_{\text{Д,}\tau} = I_B (I_{B,E} - I_{B,L}) + I_H (I_{H,E} - I_{H,L}). \quad (30)$$

#### Синтез алгоритма обработки навигационного ВОС-сигнала на одной поднесущей частоте

##### Синтез схемы слежения за фазой сигнала

При обработке сигнала (5) на одной поднесущей, например «верхней», на фоне БГШ функция правдоподобия (10) примет вид

$$P(\mathbf{Y}|\lambda, G_{\text{НС}}) = c \cdot \exp \left\{ -\frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) G_{\text{НС}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) \cos(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\}, \quad (31)$$

где  $c$  – нормировочная константа; входного наблюдения на интервале времени  $Y = [y_{k-1,0} \ y_{k-1,1} \ \dots \ y_{k-1,N-1}]$  – вектор отсчетов  $[t_{k-1}; t_k]$ ,  $\omega_B = \omega_0 + \omega_M$  – «верхняя» частота.

Усредним выражение (31) по символам навигационного сообщения:

$$\begin{aligned} P(\mathbf{Y}|\lambda) &= \frac{1}{2} P(\mathbf{Y}|\lambda, G_{\text{НС}} = 1) + \frac{1}{2} P(\mathbf{Y}|\lambda, G_{\text{НС}} = -1) = \\ &= \frac{1}{2} \cdot c \cdot \exp \left\{ -\frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) \cos(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\} + \\ &+ \frac{1}{2} \cdot c \cdot \exp \left\{ +\frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) \cos(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\}. \end{aligned} \quad (32)$$

С учетом того, что  $\text{ch}(x) = 0,5 \cdot [\exp(x) + \exp(-x)]$ , получим

$$P(\mathbf{Y}|\lambda) = c \cdot \text{ch} \left( \frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) \cos(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right). \quad (33)$$

Для получения выражения, описывающего дискриминатор фазы, возьмем производную от (33) по фазе:

$$\begin{aligned} U_{\text{Д,}\varphi} &= \frac{\partial P(\mathbf{Y}|\lambda)}{\partial \varphi}, \\ U_{\text{Д,}\varphi} &= -c \cdot \frac{\text{sh} \left\{ \frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) \cos(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\}}{\text{ch} \left\{ \frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) \cos(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\}} \times \\ &\times \left\{ \frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) G_{\text{ДК}}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) \sin(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\}. \end{aligned} \quad (34)$$

С учетом  $\text{th}(x) = \frac{\text{sh}(x)}{\text{ch}(x)}$ , а также формул (13)

и (19) получим выражение для напряжения на выходе фазового дискриминатора:

$$U_{\text{Д,}\varphi} = -\text{th}(I_B) Q_B. \quad (36)$$

При малых отношениях сигнал/шум  $\text{th}(I_B) = I_B$  получим окончательное выражение для дискриминатора фазы с обработкой на «верхней» частоте:

$$U_{\text{Д,}\varphi} = -I_B Q_B. \quad (37)$$

*Синтез схемы слежения за задержкой*

Для получения выражения, описывающего напряжение на выходе дискриминатора задержки, необходимо продифференцировать выражение (33) по времени задержки:

$$U_{\text{Д,}\tau} = \frac{\partial P(\mathbf{Y}|\lambda)}{\partial \tau}, \quad (38)$$

$$U_{Д, \tau} = c \cdot \text{th} \left\{ \frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) G_{ДК}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) \cos(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \times \right. \\ \left. \times \left\{ \frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) \frac{\partial G_{ДК}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau})}{\partial \tau} \cos(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\} \right\}. \quad (39)$$

Заменим в (39) вычисление производной вычислением конечной разности из выражения (24):

$$U_{Д, \tau} = c \cdot \text{th} \left\{ \frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) G_{ДК}(t_{k-1,i} - \tilde{\tau}) \cos(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\} \times \\ \times \left\{ \frac{2A}{N_0} \sum_{i=1}^N y(t_{k-1,i}) \frac{G_{ДК}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau} + \Delta\tau/2)) - G_{ДК}(t_{k-1,i} - (\tilde{\tau} - \Delta\tau/2))}{\Delta\tau} \cos(\omega_B t_{k-1,i} - \tilde{\varphi}_1) \right\}. \quad (40)$$

С учетом формул (13), (26), (27) получим

$$U_{Д, \tau} = \text{th}(I_B) \cdot (I_{B,E} - I_{B,L}). \quad (41)$$

При малых отношениях сигнал/шум  $\text{th}(I_B) = I_B$ . Запишем окончательное выражение для напряжения дискриминатора задержки с обработкой сигнала на «верхней» поднесущей частоте:

$$U_{Д, \tau} = I_B \cdot (I_{B,E} - I_{B,L}). \quad (42)$$

### Исследование синтезированных алгоритмов

Одним из направлений активного развития навигации является разработка и развертывание локальных навигационных систем (ЛНС). В работах [6–8] проведена оценка характеристик навигационной аппаратуры потребителей ГНСС при воздействии на неё сигналоподобных помех, источниками которых могут быть ЛНС, методом имитационного моделирования. В данных работах проводилось исследование для навигационных сигналов с модуляцией *BPSK*. В настоящей статье приведена оценка характеристик навигационной аппаратуры, работающей по синтезированным алгоритмам в соответствии с методиками, использованными в работах [6–8]. В качестве навигационного сигнала выбран *BOC* (1,1), используемый в ГНСС ГЛОНАСС для обеспечения навигации гражданских пользователей. В качестве сигналоподобной помехи, так же, как и в работах [6–8], выбран сигнал *BPSK* (10).

Для исследования разработанных алгоритмов были разработаны имитационные модели, реализующие данные алгоритмы. В данных моделях на вход следящих систем поступает аддитивная смесь навигационного сигнала *BOC* (1,1) и «мешающего» сигнала ЛНС *BPSK*(10). Наблюдаемая реализация на входе следящих систем имеет вид

$$y(t_{k-1,i}) = S(t_{k-1,i}) + S_{ЛНС}(t_{k-1,i}), \quad (43)$$

где

$$S_{ЛНС}(t_{k-1,i}) = A_1 G_{ДК1}(t_{k-1,i} - \tau_2) G_{НИ1}(t_{k-1,i} - \tau_2) \times \\ \times \cos(\omega_0 t_{k-1,i} + \varphi_2)$$

– сигнал ЛНС, в котором  $A_1, G_{ДК1}, G_{НИ1}$  – амплитуда, дальномерный код, навигационное сообщение соответственно.

Наличием БГШ на входе аппаратуры можно пренебречь, т.к. уровень сигнала ЛНС на десятки децибел превышает уровень внутренних шумов.

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 апертюры дискриминационной характеристики дискриминатора ССФ.

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

Тогда вероятность срыва слежения можно определить как [10]

$$P_c = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \delta_k(\sigma_{\varphi k}), \quad (44)$$

где  $P_c$  – вероятность срыва слежения;  $N$  – общее количество опытов;  $\sigma_{\varphi k}$  – значение статистики, пересчитанной к входу фазового дискриминатора в опыте  $k$ ;  $\delta_k$  – индикаторная пере-

менная, причём  $\delta_k(\sigma_{\varphi k}) = 1$ , если  $\sigma_{\varphi k} \geq A_{\text{ДХ}}$ , и  $\delta_k(\sigma_{\varphi k}) = 0$ , если  $\sigma_{\varphi k} < A_{\text{ДХ}}$ ;  $A_{\text{ДХ}}$  – раскрыт апертуры дискриминационной характеристики.

При вероятности срыва слежения 0,5 и выше слежение считается сорванным [9].

В результате получены зависимости вероятности срыва слежения за фазой (рис. 1) и зависимости точности определения псевдодальности до навигационного спутника (рис. 2) от соотно-

шения мощностей навигационного сигнала и сигналоподобной помехи.

На рис. 1 на оси ординат обозначена вероятность срыва слежения за фазой  $P_c$ , полученная в результате моделирования. На осях абсцисс графиков 1 и 2 обозначены соотношения  $J/S$  мощностей помехи, подобной по структуре сигналу  $BPSK(10)$ , и навигационного сигнала вида  $BOC(1,1)$ , приведенные в децибелах. На рис. 2 на оси ординат обозначена СКО определения псевдодальности, пересчитанная в метры.

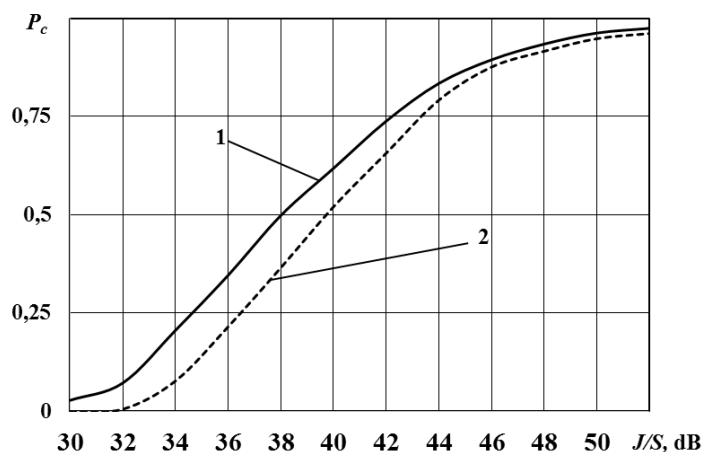


Рис. 1. Зависимость вероятности срыва слежения при обработке сигнала  $BOC(1,1)$ : 1 – с обработкой на одной поднесущей частоте; 2 – с обработкой на двух поднесущих частотах

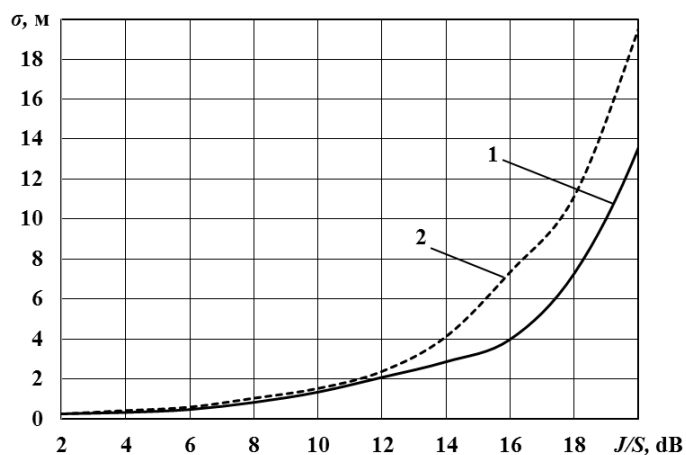


Рис. 2. Зависимость СКО определения псевдодальности при обработке сигнала  $BOC(1,1)$ : 1 – с обработкой на двух поднесущих частотах; 2 – с обработкой на одной поднесущей частоте

### Заключение

В настоящей статье синтезированы алгоритмы обработки навигационных  $BOC$ -сигналов, отличающиеся от разработанных ранее учетом наличия в них навигационного сообщения.

При обработке  $BOC$ -сигнала на одной поднесущей частоте имеют место потери в точности

определения задержки в сравнении с обработкой на двух поднесущих частотах. Данное утверждение можно аргументировать тем, что отношение сигнал/помеха на выходе схем слежения будет разным, поскольку помеха ограничивается только полосовым фильтром, стоящим перед схемами слежения. Результаты моделирования

подтверждают теоретические данные: алгоритм с обработкой двух компонент сигнала показал лучшую точность, чем алгоритм с обработкой одной компоненты. Выигрыш в точности составил 1,12–1,80 раз.

Помимо точности, в статье исследована помехоустойчивость навигационной аппаратуры, работающей по синтезированным алгоритмам. При обработке сигнала на одной поднесущей частоте срыв слежения наблюдается при значении  $J/S \approx 38$  дБ, на двух поднесущих –  $J/S \approx 40$  дБ.

### Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.
2. Неровный В.В. Помехоустойчивость мультисистемной аппаратуры потребителей ГНСС: монография. Воронеж: Издательско-полиграфический центр «Научная книга», 2018. 230 с.
3. Неровный В.В., Журавлев А.В., Миронов В.А., Нагалин А.В. Методы компенсации помех в аппаратуре потребителей глобальных навигационных спутниковых систем: монография / Под общ. ред. В.В. Неровного. Воронеж: Издательско-полиграфический центр «Научная книга», 2017. 226 с.
4. Неровный В.В. Помехоустойчивость когерентного навигационного приемника ВОС-сигнала с различными алгоритмами слежения за фазой // Теория и техника радиосвязи. 2016. № 3. С. 65–70.
5. Неровный В.В. Помехоустойчивость системы слежения за фазой навигационного ВОС-сигнала с обработкой на поднесущих частотах // Теория и техника радиосвязи. 2017. № 1. С. 33–40.
6. Цитиридис В.В., Неровный В.В., Смолин А.В. Помехоустойчивость аппаратуры потребителей глобальных навигационных спутниковых систем с когерентной обработкой в условиях воздействия сигналоподобных помех // Теория и техника радиосвязи. 2018. № 2. С. 90–95.
7. Цитиридис В.В., Неровный В.В., Миронов В.А., Голомазов Н.Д. Точность аппаратуры потребителей ГНСС в зоне размещения ЛНС // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXV МНТК. В 6 т. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2019. Т. 4. С. 118–125.
8. Цитиридис В.В., Неровный В.В., Миронов В.А., Голомазов Н.Д. Срыв в системе слежения за фазой аппаратуры потребителей ГНСС при работе в районе размещения локальных навигационных систем // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXV МНТК. В 6 т. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2019. Т. 4. С. 126–133.
9. Шатилов А.Ю. Использование критерия срыва слежения при оценке помехоустойчивости следящих систем // Радиотехника. 2010. №11. С. 29–33.
10. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. М.: Высшая школа, 2001. 315 с.

Статья поступила в редакцию 11 июля 2019 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 стилового 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 – <i>курсив</i>
Subscript/Superscript (индекс)	8 pt	греческие – прямой шрифт
Sub-Subscript/Superscript (малый индекс)	7 pt	матрицы, векторы – <b>прямой, жирный</b>
Symbol (символ)	15,5 pt	сокращения от русских слов в индексах –
Sub-Symbol (малый символ)	13 pt	прямой шрифт, от английских – <i>курсив</i>

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: [n.n.tolstih@sozvezdie.su](mailto:n.n.tolstih@sozvezdie.su)