

ISSN 2307-1303

ЭЛЕКТРОННЫЙ НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ СПБГУТ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

ВЫПУСК 1



ON-LINE JOURNAL IT & TELECOM 2013

ЭЛЕКТРОННЫЙ НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ СПБГУТ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

01010100 01100101 01101100 01100101 01100011 01101111 01101101 00100000 01001001 01010100

Учредитель и издатель федеральное государственное образовательное бюджетное учреждение высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича» (СПбГУТ)

Settler and publisher Federal State Educational Budget-Financed Institution of Higher Vocational Education «The Bonch-Bruevich Saint - Petersburg State University of Telecommunications»

Адрес учредителя, издателя и редакции

Россия, 191186, Санкт-Петербург, наб. р. Мойки, д. 61, e-mail: telecomsut@gmail.com

Address of the Settler and Publisher, Editorial Office

Naberezhnaya reki Moika, 61, 191186, Saint-Petersburg, Russia, e-mail: telecomsut@gmail.com

Электронное представительство журнала - Electronic representative of the Journal

www.itt.sut.ru

Журнал зарегистрирован в Российском индексе научного цитирования (РИНЦ)

The Journal is included in Russian Index of Scientific Quotation (RINTS)

Журнал имеет институт рецензирования.

The Journal has review institute

Журнал распространяется через электронное представительство без ограничений и по адресно-целевой подписке через редакцию

The Journal is distributed by subscription through the editorial and electronic representative

Электронное издание. Цена свободная - On-line magazin. Free price

Редакция

Главный редактор

С. В. Бачевский, д-р техн. наук, профессор

Заместитель главного редактора

С. М. Доценко, д-р техн. наук, профессор

Научный редактор А. Г. Владыко

Ответственный секретарь Л. М. Минаков

Редактирование, корректура, верстка

Е. А. Аникевич и Е. М. Аникевич

IT сопровождение журнала Л. М. Минаков

Editorial Office

Editor-In-chief

S. Bachevsky, Professor, Dr. Of Science, (Eng-ing)

Deputy Editor-In-chief

S. Dotsenko, Professor, Dr. Of Science, (Eng-ing)

CEO & Science Editor A. Vladiko

COO & Formation of a portfolio of publications L. Minakov

Literary editing, proofreading, page proofs by

Anikevich E. & Anikevich E.

IT support by L. Minakov

Минимальные системные требования для просмотра сайта www.itt.sut.ru

Тип компьютера, процессор, сопроцессор, частота: Pentium IV и выше / аналогичное; оперативная память (RAM): 256 Мб и выше; необходимо на винчестере: не менее 64 Мб; ОС MacOS, Windows (XP, Vista, 7) / аналогичное; видеосистема: встроенная; дополнительное ПО: Adobe Reader версия от 7.X или аналогичное. Защита от незаконного распространения: реализуется встроенными средствами Adobe Acrobat.

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А.Бонч-Бруевича

www.itt.sut.ru



On-line журнал

СОДЕРЖАНИЕ

РАДИОТЕХНИКА

- Александров В. А., Лубянников А. А., Мальцева О. Л.
Разработка имитационной модели многолучевого канала беспроводного доступа 4
- Борисов Е. Г., Машков Г. М.
Совместная обработка дальномерно-пеленгационной информации в двухпозиционной радиолокационной системе 11

СЕТИ СВЯЗИ

- Гойхман В. Ю., Сибирякова Н. Г.
Процедура регистрации терминала в сетях LTE и IMS 26
- Грецев В. П., Иванов С. Е., Савищенко Н. В.
Анализ границ для удельной скорости помехоустойчивых кодов 33
- Грецев В. П., Иванов С. Е., Савищенко Н. В.
Оценка помехоустойчивости приема сигналов амплитудно-фазовой модуляции в канале с белым гауссовским шумом 42

ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ

- Давыдов А. В., Дьяков С. В., Панкин А. А.
Алгоритм синтеза системы показателей надежности информационных направлений на основе экстраполирующей нейронной сети 51
- Дьяков С. В., Ерышов В. Г., Панкин А. А.
Способ распределения средств мониторинга информационной безопасности 58

ИННОВАТИКА В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ

- Блатова Т. А.
Инновационные процессы в современных телекоммуникациях, их этапы и особенности 64



В. А. Александров, А. А. Лубяников, О. Л. Мальцева

*Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича***РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ
МНОГОЛУЧЕВОГО КАНАЛА БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА***имитационная модель, многолучевой канал беспроводного доступа, преднамеренные помехи, замирание сигналов, нестационарность*

В условиях изменяющегося во времени многолучевого распространения передаваемого сигнала каналы систем беспроводного доступа могут быть описаны [1, 2, 3, 4] математически как линейные фильтры с переменными параметрами и аддитивным гауссовским шумом $n(t)$ (рис. 1).

Указанные линейные фильтры характеризуются меняющейся во времени импульсной характеристикой канала $c(\tau, t)$, которая представляет собой отклик канала в момент времени t на δ -импульс, поданный на вход канала в момент времени $t - \tau$.

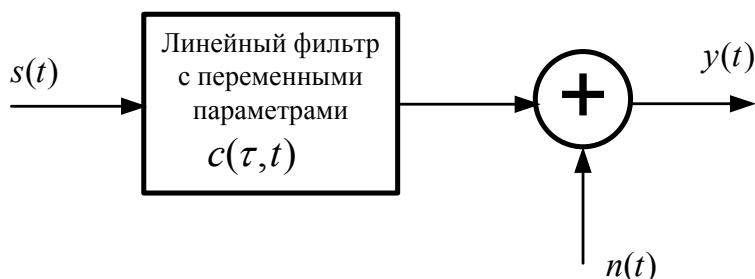


Рис. 1. Линейный фильтровой канал с переменными параметрами и аддитивным шумом

Многолучевые каналы беспроводных сетей характеризуются наличием замираний в каждом из лучей, причинами которых являются: доплеровское расширение спектра, множественные переотражения и рассеяния сигналов каждого из лучей на различных препятствиях. Другими словами каждый луч характеризуется своей микроструктурой. Доплеровское расширение спектра возникает вследствие движения источника и приемника относительно друг друга, а также из-за движения переотражающих и рассеивающих объектов, формирующих микроструктуру каждого луча.

При этом если луч содержит регулярную составляющую сигнала (преобладающую над рассеянными составляющими), то замирания сиг-

нала в луче хорошо аппроксимируются райсовским распределением. В противном случае – релеевским.

Таким образом, коэффициенты фильтра $\tilde{g}_n(t)$ должны учитывать не только такие параметры многолучевого канала, как количество лучей, мощности сигнала и задержки в каждом луче, но и замирания сигнала в каждом из лучей, обусловленные доплеровским сдвигом частоты.

Способ генерирования значений коэффициентов фильтра $\tilde{g}_n(t)$ описан в [5] и заключается в следующем:

Во-первых, генерируются дискретные во времени реализации процессов белого гауссовского шума $w_k(t)$ (по числу лучей).

Во-вторых, определяется частотная передаточная характеристика канала, соответствующая заданному доплеровскому спектру, типовой вид которого для каналов беспроводных сетей представлен на рис. 2, а аналитическая модель – выражением:

$$S(f_0) = \begin{cases} 1 - 1,72 \cdot f_0^2 + 0,785 \cdot f_0^4, & |f_0| \leq 1 \\ 0, & |f_0| > 1, \end{cases} \quad f_0 = \frac{f}{f_m}, \quad (1)$$

где f_m – максимальная частота при доплеровском сдвиге.

Способ получения частотной характеристики фильтра, описанный к примеру в [4], основывается на том факте, что амплитудный спектр сигнала на выходе фильтра при подаче на его вход белого шума с точностью до постоянного множителя будет представлять собой модуль частотной характеристики этого фильтра: $|H(f)| = \sqrt{|S(f)|}$.

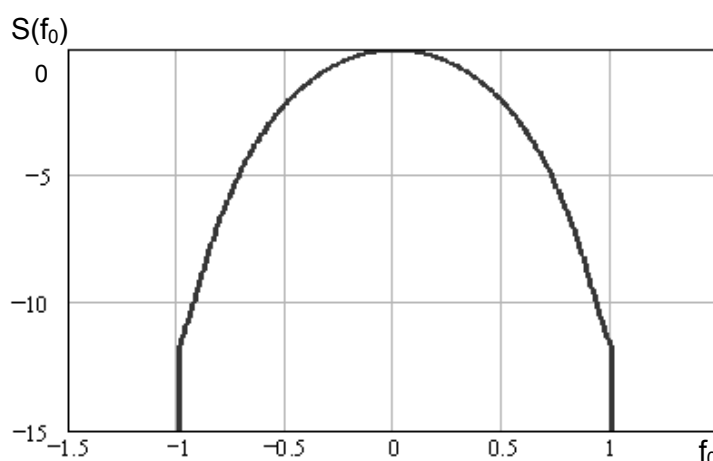


Рис. 2. Типовая характеристика доплеровской спектральной плотности мощности (согласно COST 207)

Здесь же по найденной частотной передаточной характеристике с помощью обратного преобразования Фурье находится импульсная характеристика доплеровского фильтра (рис. 3).

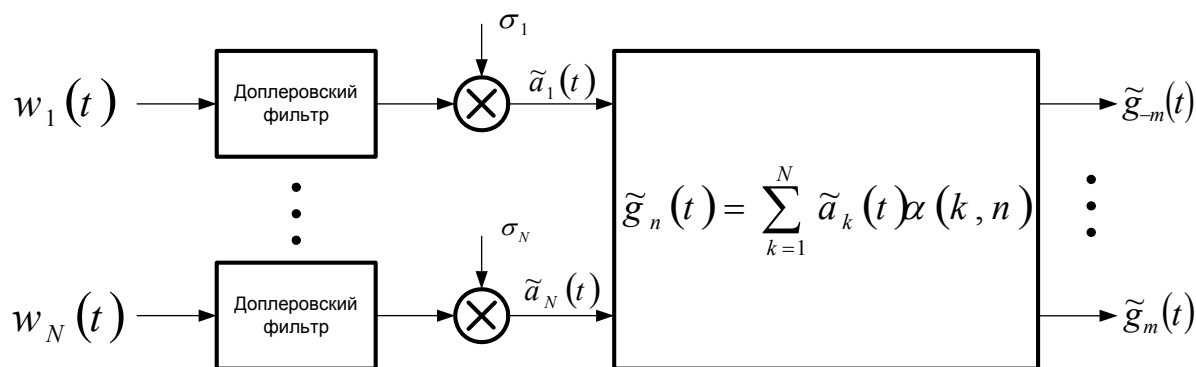


Рис. 3. Моделирование коэффициентов КИХ-фильтра

В-третьих, в доплеровском фильтре производится формирование нормированных коэффициентов передачи в каждом из лучей, а на выходе перемножителей, соответствующих заданным энергетическим параметрам трехлучевой модели с заданными параметрами замираний в каждом луче. Указанная операция осуществляется путем свертки импульсной характеристики доплеровского фильтра с отсчетами АБГШ, сформированными для каждого из лучей с заданными матожиданием и дисперсией.

В-четвертых, формируются коэффициенты импульсной характеристики фильтра $\tilde{g}_n(t)$, моделирующего канал с дискретной многолучевостью.

Общая структура модели канала с дискретной многолучевостью представлена на рисунке 4.

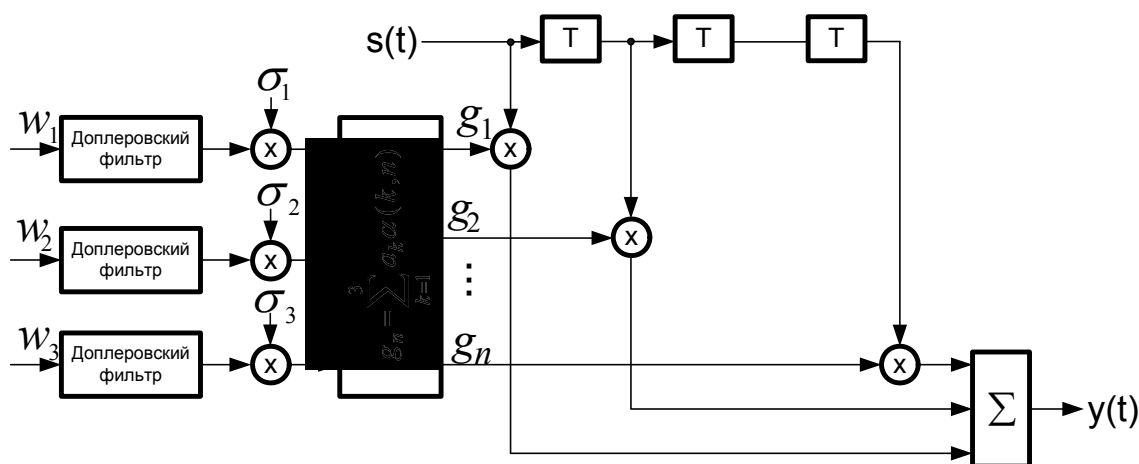


Рис. 4. Структура модели канала с дискретной многолучевостью

Модель включает следующие элементы:

– набор доплеровских фильтров (по числу лучей сигнала), формирующих из гауссовских случайных величин ω_i значения отсчетов ко-

коэффициентов передачи канала в каждом луче $\tilde{a}_k(t)$;

- блок формирования коэффициентов канального фильтра $\tilde{g}_n(t)$, представляющих собой отсчеты импульсной характеристики канала (канального фильтра);

- трансверсальный фильтр, на вход которого подаются отсчеты эквивалентного низкочастотного сигнала, полученные путем дискретизации в соответствии с теоремой Котельникова, а на отводы многосекционной линии задержки – коэффициенты $\tilde{g}_n(t)$.

На выходе фильтра имеем последовательность отсчетов эквивалентного низкочастотного многолучевого сигнала.

Разработка алгоритма модели многолучевого канала системы беспроводного доступа, функционирующей в условиях помех и замираний.

Каналы беспроводных сетей специального назначения отличаются в первую очередь тем, что они будут функционировать в условиях радиоподавления. Поэтому при моделировании каналов беспроводных сетей специального назначения возникает задача моделирования тракта помехи, которая, может решаться описанными выше методами.

Постановка преднамеренных помех радиосредствам беспроводных сетей, может эффективно осуществляться с применением летно-подъемных средств (ЛПС) и забрасываемых передатчиков помех (ЗПП). В зависимости от способа постановки помехи она может быть незамирающей (частный случай) и замирающей (общий случай) с различными характеристиками замираний. В частности, при постановке помехи с ЗПП тракт распространения помехи будет характеризоваться отсутствием прямой видимости, а значит и отсутствием прямого луча, а, следовательно, замирания помехи в лучах будут релейскими. При постановке помехи с ЛПС на входе приемника будет как сигнал, распространяющийся по прямой видимости и имеющий райсовские замирания, так и сигналы лучей, сформированных путями вне прямой видимости и характеризующихся релейскими замираниями.

Из анализа условий функционирования сетей беспроводного доступа известно, что в связи со случайным изменением параметров, характеризующих каналы беспроводных сетей, их импульсная характеристика будет иметь нестационарный характер (изменяющаяся во времени).

Так же известно, что для получения адекватных результатов оценки помехоустойчивости приема сигналов необходимо обеспечивать требуемую выборку сигнала для заданного доверительного интервала. Потому при разработке имитационной модели канала стоит вопрос об учете нестационарности его импульсной характеристики. Для этого в разработанной имитационной модели учитывается временной интервал наблюдения $t_m, m \in \{1 \dots M\}$, для которого обеспечивается передача сигнала с тре-

буемой выборкой и для заданной скорости передачи.

Результаты имитационного моделирования каналов систем беспроводного доступа специального назначения.

Имитационная модель многолучевого канала со структурными помехами позволяет получать отсчеты коэффициентов передачи канала для каждого луча $\tilde{a}_k$, $k = \overline{1, L}$ и отсчеты импульсной характеристики канала $\tilde{g}_n(t)$, учитывающие динамику изменения параметров сигнала (помехи) и доплеровский сдвиг частоты. Множество отсчетов коэффициентов передачи $\tilde{a}_k$ полностью характеризуют статистические свойства каждого луча сигнала (помехи) моделируемого канала с дискретной многолучевостью и замираниями сигнала (помехи). Набор получаемых с помощью модели коэффициентов $\tilde{g}_n(t)$ представляет собой отсчеты импульсной характеристики моделируемого многолучевого канала.

Таким образом, применение разработанной имитационной модели многолучевого канала с помехами позволяет на этапах формирования тактико-технических требований и проектирования комплексов средств беспроводного доступа специального назначения производить обоснованный выбор технических решений, в частности методов формирования и обработки сигналов. С применением имитационного моделирования могут быть в приемлемые сроки проанализированы различные способы построения средств беспроводного доступа с точки зрения эффективности функционирования в условиях нестационарности радиоканалов и дестабилизирующих воздействий. В частности, разработанная модель позволяет получать каналы с различными статистическими характеристиками сигналов и помех: незамирающий сигнал – незамирающая помеха, замирающий сигнал – незамирающая помеха, незамирающий сигнал – замирающая помеха, замирающий сигнал – замирающая помеха. При этом могут моделироваться такие типы замираний сигналов и помех как райсовские и релеевские с различными значениями параметров (которые могут задаваться для каждого из лучей), учитывается эффект Доплера, а также мощности сигнала (помехи) и задержки в каждом из лучей.

Кроме того, имеется возможность изменения частоты наблюдения, которая задается в соответствии с теоремой Котельникова как удвоенная частота максимального доплеровского сдвига в лучах. Это позволяет «отслеживать» замирания с требуемой скоростью.

Библиографический список

1. **Сотовые** системы мобильной радиосвязи : учебное пособие / В. Ю. Бабков, И. А. Цикин. – СПб. : Изд-во Политехн. ун-та, 2011. – 426 с.

2. **Моделирование** многолучевых радиоканалов для анализа и синтеза систем передачи информации / Под ред. В. И. Сифорова и А. В. Просина. – М. : Наука, 1978. – 170 с.

3. **Прокис** Дж. Цифровая связь / Под ред. Д. Д. Кловского; пер с англ. – М. : Радио и связь, 2000. – 800 с.

4. **Помехоустойчивая** передача сообщений по линейным каналам со случайно изменяющимися параметрами / Н. Е. Кириллов. – М. : Связь, 1971. – 256 с.

5. **Simulation** of communication system / M. C. Jeruchim, P. Balaban, K. S. Shanmugan / Kluwer Academic Publishers, New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow, 2002. – 907 p.

Аннотация

При имитационном моделировании каналов беспроводного доступа целесообразно осуществить переход от моделирования высокочастотных полосовых сигналов к их эквивалентным низкочастотным дискретным во времени представлениям – комплексной огибающей сигнала и эквивалентной низкочастотной импульсной характеристике канала. В статье рассмотрено, что для систем с OFDM моделирование каналов с дискретной многолучевостью целесообразно выполнять на основе линейных трансверсальных фильтров.

V. A. Alexandrov, A. A. Lubjannikov, O. L. Maltseva

The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of telecommunications

DEVELOPMENT OF SIMULATION MODEL OF MULTIPATH CHANNEL WIRELESS ACCESS

Annotation

The simulation of wireless access channels to make the transition from modeling high-frequency bandpass signals to their equivalent discrete in time-frequency representations – integrated baseband pulse-frequency characteristic and equivalent channel. In the article, that for systems with OFDM modeling channels with discrete multi-ray should be performed on the basis of linear transversal filters.

Keywords: simulation model, multi-channel wireless access, intentional interference, fading, unsteadiness.

References

1. Sotovye sistemy mobil'noj radiosvjazi: ucheb. posobie / V. Ju. Bab-kov, I. A. Cikin. – SPb. : Izd-vo Politehn. un-ta, 2011. – 426 s.

2. Modelirovanie mnogoluchevyh radiokanalog dlja analiza i sinteza sistem peredachi informacii / Pod red. V. I. Siforova i A. V. Prosina. – M. : Nauka, 1978. – 170 s.

3. Prokis Dzh. Cifrovaja svjaz' / Pod red. D. D. Klovskogo; per s angl. – M. : Radio i svjaz', 2000. – 800 s.

4. Pomehoustojchivaja peredacha soobshhenij po linejnym kanalam so sluchajno izmenjajushimisja parametrami / N. E. Kirillov. – M. : Svjaz', 1971. – 256 s.

5. Simulation of communication system / M. C. Jeruchim, P. Balaban, K. S. Shanmu-gan / Kluwer Academic Publishers, New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow, 2002. – 907 p.

Александров Вадим Анатольевич – начальник отдела Учебного военного центра ФГОБУ ВПО «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», vadim-aleksandrov@yandex.ru

Лубянников Александр Андреевич – кандидат педагогических наук, доцент, директор Института военного образования ФГОБУ ВПО «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», lubjannikov@yandex.ru

Мальцева Ольга Львовна – кандидат военных наук, профессор Учебного военного центра ФГОБУ ВПО «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», malcevaKVN@mail.ru

Е. Г. Борисов, Г. М. Машков

*Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича*

СОВМЕСТНАЯ ОБРАБОТКА ДАЛЬНОМЕРНО- ПЕЛЕНГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

многопозиционная радиолокационная система, дальномерные измерения, угломерные измерения, кооперативная обработка, метод наименьших квадратов

Точность определения координат и параметров движения целей является важнейшей задачей радиолокационных систем различного назначения. Для выполнения функций управления воздушным движением, процедур целеуказания, целераспределения, слежения за целью, оценки достижения заданного рубежа, определения координат относительного сближения объектов и т. д., требуется высокоточное определение пространственных координат цели и скоростей их изменения.

Традиционно задача высокоточного измерения координат цели решается путем увеличения отношения сигнал/шум, например, за счет применения сложных зондирующих сигналов, либо путем повышения энергетического потенциала РЛС [1].

Повышение точности оценивания координат достигается также процедурами фильтрации с использованием различных модификаций фильтра Калмана-Бьюсси в процессе вторичной обработки радиолокационной информации [2].

Увеличение энергетического потенциала РЛС, особенно размещенных на движущихся носителях, в ряде случаев проблематично по конструктивным соображениям. Применение в РЛС широкополосных сигналов также имеют ограничения, вызванные конструктивными исполнениями устройств их формирования и обработки.

Процедуры фильтрации параметров траектории цели при вторичной обработке информации в РЛС имеют ряд недостатков, а именно: последовательное накопление данных требует в ряде случаев длительного времени, кроме того, эти алгоритмы требуют априорной информации о гипотезе движения цели, что накладывает ограничения на их применимость.

Другим известным подходом к повышению точности оценки пространственных координат цели является интеграция моностатических РЛС в многопозиционные радиолокационные системы (МПРЛС) [3, 4]. В работах [5–7] рассмотрен ряд подходов к решению данной задачи, с

В работах [5–7] рассмотрен ряд подходов к решению данной задачи, с использованием кооперативной обработки радиолокационной информации. Кооперативность обработки радиолокационной информации в МПРЛС заключается в том, что все позиции РЛС способны принимать отраженные сигналы от целей в зоне ответственности при их облучении любой передающей позицией МПРЛС, что в итоге существенно увеличивает объем сигнальной и координатной информации [4].

Так в [5–7] получено выражение для оценки координат целей в МПРЛС оптимальное по критерию минимума среднеквадратической ошибки

$$\hat{\mathbf{X}} = (\mathbf{A}^T \Lambda \mathbf{W} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \Lambda \mathbf{W} \tilde{\mathbf{G}}, \quad (1)$$

где: $\tilde{\mathbf{G}}^T = \|z_1, z_2, \dots, z_N\|$ – вектор измеренных параметров; $\mathbf{W}$ – диагональная матрица весов дисперсий измерений; $\Lambda = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N]$ – диагональная матрица с размерами $N \times N$, $i = \overline{1, N}$, где N – количество измерений используемых в системе, которая учитывает наличие или отсутствие соответствующих измерений. Если i -е измерение используется в матрице $\tilde{\mathbf{G}}$, то $\lambda_i = 1$, если не используется, то $\lambda_i = 0$;

$$\mathbf{A} = \partial \mathbf{Z}(\hat{\mathbf{X}}) / \partial \hat{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} \partial z_1 / \partial \hat{x}_1 & \partial z_1 / \partial \hat{x}_2 & \dots & \partial z_1 / \partial \hat{x}_N \\ \partial z_2 / \partial \hat{x}_1 & \partial z_2 / \partial \hat{x}_2 & \dots & \partial z_2 / \partial \hat{x}_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \partial z_N / \partial \hat{x}_1 & \partial z_N / \partial \hat{x}_2 & \dots & \partial z_N / \partial \hat{x}_N \end{bmatrix} \text{ – матрица состояния системы, которая применительно к частному случаю линейной обработки ло-}$$

кационной информации в МПРЛС принимает вид:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1N} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N1} & a_{N2} & a_{N3} & a_{NN} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

При совместной обработке дальномерной и пеленгационной информации в МПРЛС с кооперативной обработкой измерений возникают некоторые математические трудности, связанные с трансцендентностью функций, входящих в исходные системы уравнений определения траекторных параметров.

Примем, что в двухпозиционной радиолокационной системе измерению подлежат суммы расстояний, измеренные на соответствующих позициях $R_{\Sigma 12}$ и $R_{\Sigma 21}$, разность расстояний $R_{\Delta 12}$ (данная величина измеряется в случае, если сама цель является источником радиоизлучения [1]) и угловые координаты цели $\gamma_1 = \arccos(\cos(\varepsilon_1)\cos(\beta_1))$, $\gamma_2 = \arccos(\cos(\varepsilon_2)\cos(\beta_2))$.

Поставим задачу исследовать точность определения координат цели при различном составе вектора измеренных координат $\tilde{\mathbf{G}}$ и организации кооперативной обработки измерений.

Рассмотрим варианты определения траекторных параметров на примере двухпозиционной радиолокационной системы (рис. 1).

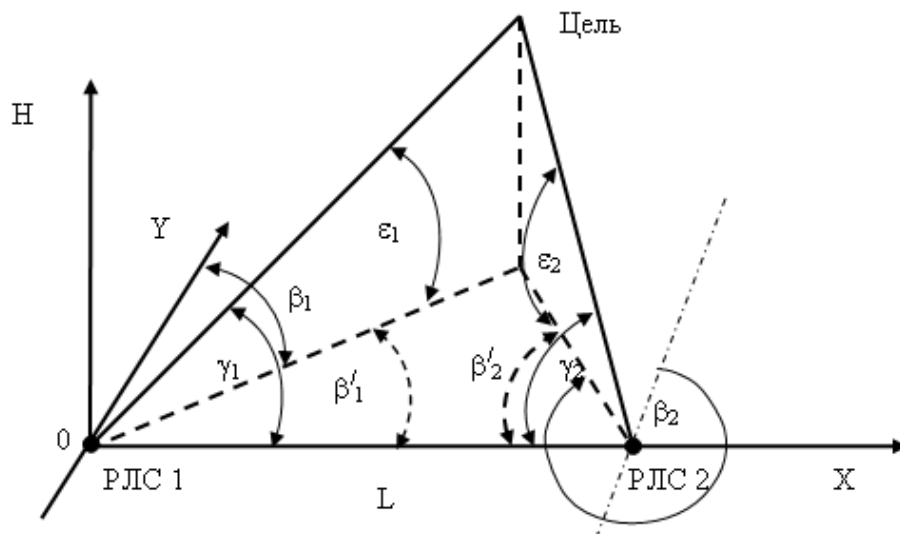


Рис. 1. Пояснение дальномерно-пеленгационных методов обработки информации

Триангуляционный способ дает следующие выражения для определения наклонных дальностей:

$$R_1 = L \frac{\sin(\gamma_2)}{\sin(\gamma_1 + \gamma_2)}, \quad R_2 = L \frac{\sin(\gamma_1)}{\sin(\gamma_1 + \gamma_2)}, \quad (3)$$

При суммарно-дальномерно-угломерном способе при измерении одной суммы расстояний и независимого вычисления дальностей, путем решения задачи триангуляции:

$$A^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad G^T = \begin{bmatrix} R_{\Sigma 12} & L \sin \gamma_2 / \sin(\gamma_1 + \gamma_2) & L \sin \gamma_1 / \sin(\gamma_1 + \gamma_2) \end{bmatrix},$$

подстановка этих выражений в (1) даст результат:

$$R_1 = \frac{1}{3} \left(R_{\Sigma 12} + 2L \frac{\sin(\gamma_2)}{\sin(\gamma_1 + \gamma_2)} - L \frac{\sin(\gamma_1)}{\sin(\gamma_1 + \gamma_2)} \right), \quad (4)$$

$$R_2 = \frac{1}{3} \left(R_{\Sigma 12} - L \frac{\sin(\gamma_2)}{\sin(\gamma_1 + \gamma_2)} + 2L \frac{\sin(\gamma_1)}{\sin(\gamma_1 + \gamma_2)} \right). \quad (5)$$

При разностно-дальномерно-угломерном способе при измерении одной суммы расстояний и независимого вычисления дальностей путем решения задачи триангуляции:

$$A^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad G^T = \begin{bmatrix} R_{\Delta 12} & L \sin \gamma_2 / \sin(\gamma_1 + \gamma_2) & L \sin \gamma_1 / \sin(\gamma_1 + \gamma_2) \end{bmatrix},$$

тогда:

$$R_1 = \frac{1}{3} \left(R_{\Delta 12} + 2L \frac{\sin(\beta_2)}{\sin(\beta_1 + \beta_2)} + L \frac{\sin(\beta_2)}{\sin(\beta_1 + \beta_2)} \right), \quad (6)$$

$$R_2 = \frac{1}{3} \left(-R_{\Delta 12} + L \frac{\sin(\beta_2)}{\sin(\beta_1 + \beta_2)} + 2L \frac{\sin(\beta_2)}{\sin(\beta_1 + \beta_2)} \right), \quad (7)$$

При суммарно-дальномерно-угломерном способе при измерении двух сумм расстояний и независимого вычисления дальностей, путем решения задачи триангуляции:

$$A^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad G^T = \begin{bmatrix} R_{\Sigma 12} & R_{\Sigma 21} & L \sin \beta_2 / \sin(\gamma_1 + \gamma_2) & L \sin \gamma_2 / \sin(\gamma_1 + \gamma_2) \end{bmatrix},$$

$$R_1 = \frac{1}{5} \left(R_{\Sigma 12} + R_{\Sigma 21} + 3 \frac{L \sin \gamma_2}{\sin(\gamma_1 + \gamma_2)} - 2 \frac{L \sin \gamma_1}{\sin(\gamma_1 + \gamma_2)} \right), \quad (8)$$

$$R_2 = \frac{1}{5} \left(R_{\Sigma 12} + R_{\Sigma 21} - 2 \frac{L \sin \gamma_2}{\sin(\gamma_1 + \gamma_2)} + 3 \frac{L \sin \gamma_1}{\sin(\gamma_1 + \gamma_2)} \right), \quad (9)$$

При суммарно-разностно-дальномерно-угломерном способе при измерении одной разности расстояний и одной суммы расстояний при независимом вычислении дальностей, путем решения задачи триангуляции:

$$A^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} R_{\Sigma 12} & R_{\Delta 12} & L \sin \beta_2 / \sin(\gamma_1 + \gamma_2) & L \sin \gamma_2 / \sin(\gamma_1 + \gamma_2) \end{bmatrix},$$

$$R_1 = \frac{1}{3} \left(R_{\Sigma 12} + R_{\Delta 12} + \frac{L \sin \gamma_2}{\sin(\gamma_1 + \gamma_2)} \right), \quad (10)$$

$$R_2 = \frac{1}{3} \left(R_{\Sigma 12} - R_{\Delta 12} + \frac{L \sin \gamma_1}{\sin(\gamma_1 + \gamma_2)} \right). \quad (11)$$

Суммарно-разностно-дальномерно-угломерный способ определения координат подразумевает следующий вид матрицы состояния и состав вектора измеренных координат:

$$A^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$G^T = \begin{bmatrix} R_{\Sigma 12} & R_{\Sigma 21} & R_{\Delta 12} & L \sin \gamma_2 / \sin(\gamma_1 + \gamma_2) & L \sin \gamma_1 / \sin(\gamma_1 + \gamma_2) \end{bmatrix},$$

$$R_1 = \frac{1}{5} R_{\Sigma 12} + \frac{1}{5} R_{\Sigma 21} + \frac{1}{3} R_{\Delta 12} + \frac{4}{15} L \frac{\sin(\beta_2)}{\sin(\beta_1 + \beta_2)} - \frac{1}{15} L \frac{\sin(\beta_1)}{\sin(\beta_1 + \beta_2)}, \quad (12)$$

$$R_2 = \frac{1}{5} R_{\Sigma 12} + \frac{1}{5} R_{\Sigma 21} - \frac{1}{3} R_{\Delta 12} - \frac{1}{15} L \frac{\sin(\beta_2)}{\sin(\beta_1 + \beta_2)} + \frac{4}{15} L \frac{\sin(\beta_1)}{\sin(\beta_1 + \beta_2)}, \quad (13)$$

На рисунке 2 приведены СКО определения дальности, полученные по формулам (3)–(13), где цифрами обозначено: 1 – СКО определения координат триангуляционным способом (по формуле 3); 2 – СКО определения координат суммарно-дальномерно-угломерным способом при измерении одной суммы расстояний и независимого вычисления дальностей и путем решения задачи триангуляции (формулы 4 и 5); 3 – СКО определения координат разностно-дальномерно-угломерным способом

при измерении одной разности расстояний и независимого вычисления дальностей, путем решения задачи триангуляции (формулы 6 и 7); 4 – СКО определения координат суммарно-дальномерно-угломерным способом при измерении двух разностей расстояний и независимого вычисления дальностей, путем решения задачи триангуляции (формулы 8 и 9); 5 – СКО определения координат суммарно-разностно-дальномерно-угломерным способом при измерении одной разности расстояний, одной суммы расстояний и независимого вычисления дальностей, путем решения задачи триангуляции (формулы 10 и 11); 6 – СКО определения координат суммарно-разностно-дальномерно-угломерным способом при измерении одной разности расстояний, двух сумм расстояний и независимого вычисления дальностей, путем решения задачи триангуляции (формулы 12 и 13).

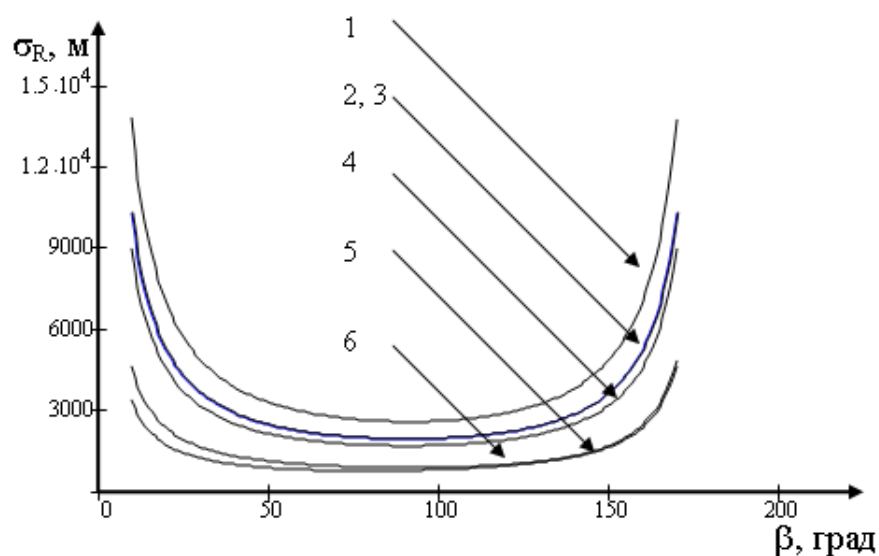


Рис. 2. СКО определения координат суммарно-разностно-дальномерно-угломерными способами при различном составе измеряемых координат

Суммарно-угломерный или суммарно-эллиптический способ определения координат описываются известными выражениями [1, 4]:

$$R_1 = \frac{R_{\Sigma 12}^2 - L^2}{2(R_{\Sigma 12} - L \cos(\gamma_1))}, \quad R_2 = \frac{R_{\Sigma 21}^2 - L^2}{2(R_{\Sigma 21} - L \cos(\gamma_2))}. \quad (14)$$

Совместная координатная обработка измерений разности расстояний и наклонных дальностей, полученных суммарно – угломерным способом дает результат:

$$A^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad G^T = \begin{bmatrix} R_{\Delta 12} & \frac{R_{\Sigma 12}^2 - L^2}{2(R_{\Sigma 12} - L \cos(\gamma_1))} & \frac{R_{\Sigma 21}^2 - L^2}{2(R_{\Sigma 21} - L \cos(\gamma_2))} \end{bmatrix},$$

$$R_1 = \frac{1}{3} \left(R_{\Delta 12} + \frac{R_{\Sigma 12}^2 - L^2}{(R_{\Sigma 12} - L \cos(\gamma_1))} + \frac{R_{\Sigma 21}^2 - L^2}{2(R_{\Sigma 21} - L \cos(\gamma_2))} \right), \quad (15)$$

$$R_2 = \frac{1}{3} \left(-R_{\Delta 12} + \frac{R_{\Sigma 12}^2 - L^2}{2(R_{\Sigma 12} - L \cos(\gamma_1))} + \frac{R_{\Sigma 21}^2 - L^2}{(R_{\Sigma 21} - L \cos(\gamma_2))} \right). \quad (16)$$

При учете измерений двух сумм расстояний и наклонных дальностей, полученных суммарно-угломерным способом получим:

$$A^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad G^T = \begin{bmatrix} R_{\Sigma 12} & R_{\Sigma 21} & \frac{R_{\Sigma 12}^2 - L^2}{2(R_{\Sigma 12} - L \cos(\gamma_1))} & \frac{R_{\Sigma 21}^2 - L^2}{2(R_{\Sigma 21} - L \cos(\gamma_2))} \end{bmatrix}$$

$$R_1 = \frac{1}{5} \left(R_{\Sigma 12} + R_{\Sigma 21} + \frac{3}{2} \frac{R_{\Sigma 12}^2 - L^2}{(R_{\Sigma 12} - L \cos(\gamma_1))} - \frac{R_{\Sigma 21}^2 - L^2}{(R_{\Sigma 21} - L \cos(\gamma_2))} \right), \quad (17)$$

$$R_2 = \frac{1}{5} \left(R_{\Sigma 12} + R_{\Sigma 21} - \frac{R_{\Sigma 12}^2 - L^2}{(R_{\Sigma 12} - L \cos(\gamma_1))} + \frac{3}{2} \frac{R_{\Sigma 21}^2 - L^2}{(R_{\Sigma 21} - L \cos(\gamma_2))} \right), \quad (18)$$

и наконец, учитывая результаты измерений разности расстояний:

$$A^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad G^T = \begin{bmatrix} R_{\Sigma 12} & R_{\Sigma 21} & R_{\Delta 12} & \frac{R_{\Sigma 12}^2 - L^2}{2(R_{\Sigma 12} - L \cos(\gamma_1))} & \frac{R_{\Sigma 21}^2 - L^2}{2(R_{\Sigma 21} - L \cos(\gamma_2))} \end{bmatrix}$$

$$R_1 = \frac{1}{5} R_{\Sigma 12} + \frac{1}{5} R_{\Sigma 21} + \frac{1}{3} R_{\Delta 12} + \frac{2}{15} \frac{R_{\Sigma 12}^2 - L^2}{(R_{\Sigma 12} - L \cos(\gamma_1))} - \frac{1}{30} \frac{R_{\Sigma 21}^2 - L^2}{(R_{\Sigma 21} - L \cos(\gamma_2))}, \quad (19)$$

$$R_2 = \frac{1}{5} R_{\Sigma 12} + \frac{1}{5} R_{\Sigma 21} - \frac{1}{3} R_{\Delta 12} - \frac{1}{30} \frac{R_{\Sigma 12}^2 - L^2}{(R_{\Sigma 12} - L \cos(\gamma_1))} + \frac{2}{15} \frac{R_{\Sigma 21}^2 - L^2}{(R_{\Sigma 21} - L \cos(\gamma_2))}, \quad (20)$$

На рисунке 3 приведены СКО ошибки определения координат рассмотренными способами.

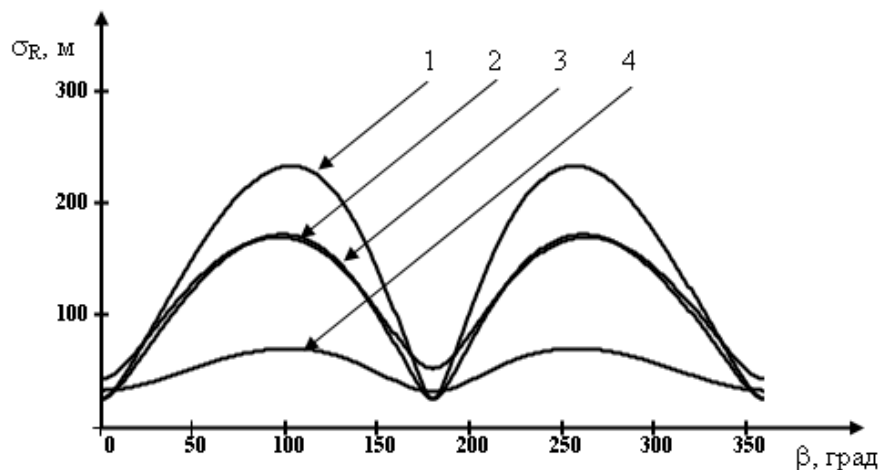


Рис. 3. СКО ошибок определения координат суммарно-эллиптическими способами определения дальности с кооперативной обработкой

Цифрами на рисунке обозначено: 1 – СКО определения координат суммарно-эллиптическим способом (формула 14); 2 – СКО определения координат суммарно-эллиптическим способом (формулы 15 и 16); 3 – СКО определения координат суммарно-эллиптическим способом (формулы 17 и 18); 4 – СКО определения координат суммарно-

эллиптическим способом (формулы 19 и 20).

Суммарно дальномерный способ определения угловых координат при измерении двух углов на позиции и неизвестной базе, позволяет получить следующие выражения для наклонных дальностей до цели:

$$R_1 = R_{\Sigma 12} \frac{\sin \gamma_2}{\sin \gamma_1 + \sin \gamma_2}, \quad R_2 = R_{\Sigma 12} \frac{\sin \gamma_1}{\sin \gamma_1 + \sin \gamma_2}. \quad (21)$$

Разностно-дальномерный с неизвестной базой, при измерении двух углов и разности расстояний при неизвестной базе:

$$R_1 = \frac{\Delta R_{12} \sin(\gamma_2)}{\sin(\gamma_2) - \sin(\gamma_1)}, \quad R_2 = \frac{\Delta R_{12} \sin(\gamma_1)}{\sin(\gamma_2) - \sin(\gamma_1)}. \quad (22)$$

Рассмотрим вариант организации кооперативной обработки при локализации цели суммарно-дальномерно-угломерной системой. Примем, что измерению подлежат суммы расстояний $R_{\Sigma 12} = R_1 + R_2$, $R_{\Sigma 21} = R_2 + R_1$, а также значения углов γ_1 и γ_2 , в этом случае система уравнений для определения дальномерных параметров имеет вид:

$$\begin{cases} R_1 + R_2 = R_{\Sigma 12} \\ R_1 + R_2 = R_{\Sigma 21} \\ R_1 \sin(\gamma_1) - R_2 \sin(\gamma_2) = 0 \end{cases}. \quad (23)$$

В этом случае матрица состояния примет вид: $A^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \sin(\gamma_1) \\ 1 & 1 & -\sin(\gamma_2) \end{bmatrix}$, а вектор измеренных параметров определяется как: $\|R_{\Sigma 12} \quad R_{\Sigma 21} \quad 0\|$, в результате подстановки в (1) получим:

$$R_1 = \frac{1}{2} \sin(\gamma_2) \frac{R_{\Sigma 12} + R_{\Sigma 21}}{\sin(\gamma_1) + \sin(\gamma_2)}, \quad R_2 = \frac{1}{2} \sin(\gamma_1) \frac{R_{\Sigma 12} + R_{\Sigma 21}}{\sin(\gamma_1) + \sin(\gamma_2)}. \quad (24)$$

Особенностью решения (24) является то, что угловые координаты γ_1 и γ_2 учитываются в формировании результирующего измерения, но не участвуют в явном виде в формировании измерений как при триангуляционном методе.

Кооперативная обработка при локализации цели суммарно-разностно-дальномерно-угломерной системой заключается в измерении сумм расстояний $R_{\Sigma 12} = R_1 + R_2$, их разности $\Delta R_{12} = R_1 - R_2$, а также значения углов γ_1 и γ_2 , т. е:

$$\begin{cases} R_1 + R_2 = R_{\Sigma 12} \\ R_1 - R_2 = \Delta R_{12} \\ R_1 \sin(\gamma_1) - R_2 \sin(\gamma_2) = 0 \end{cases} \quad (25)$$

при этом $A^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \sin(\gamma_1) \\ 1 & -1 & -\sin(\gamma_2) \end{bmatrix}$ и $G^T = \|R_{\Sigma 12} \quad R_{\Delta 12} \quad 0\|$, тогда учитывая (1),

получим:

$$R_1 = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{2 + \sin^2(\gamma_2)}{2 + \sin^2(\gamma_1) + \sin^2(\gamma_2)} + \frac{\sin(\gamma_1)\sin(\gamma_2)}{2 + \sin^2(\gamma_1) + \sin^2(\gamma_2)} \right) R_{\Sigma 12} + \left(\frac{2 + \sin^2(\gamma_2)}{2 + \sin^2(\gamma_1) + \sin^2(\gamma_2)} - \frac{\sin(\gamma_1)\sin(\gamma_2)}{2 + \sin^2(\gamma_1) + \sin^2(\gamma_2)} \right) R_{\Delta 12} \right], \quad (26)$$

$$R_2 = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{\sin(\gamma_1)\sin(\gamma_2)}{2 + \sin^2(\gamma_1) + \sin^2(\gamma_2)} + \frac{2 + \sin^2(\gamma_1)}{2 + \sin^2(\gamma_1) + \sin^2(\gamma_2)} \right) R_{\Sigma 12} + \left(\frac{\sin(\gamma_1)\sin(\gamma_2)}{2 + \sin^2(\gamma_1) + \sin^2(\gamma_2)} - \frac{2 + \sin^2(\gamma_1)}{2 + \sin^2(\gamma_1) + \sin^2(\gamma_2)} \right) R_{\Delta 12} \right]. \quad (27)$$

При наличии трех измерений двух сумм расстояний $R_{\Sigma 12}$, $R_{\Sigma 21}$ и $R_{\Delta 12}$ и двух угловых координат система уравнений (25) примет вид:

$$\begin{cases} R_1 + R_2 = R_{\Sigma 12} \\ R_1 + R_2 = R_{\Sigma 21} \\ R_1 - R_2 = \Delta R_{12} \\ R_1 \sin(\gamma_1) - R_2 \sin(\gamma_2) = 0 \end{cases}. \quad (28)$$

На основании (28) получим:

$$G^T = \begin{bmatrix} R_{\Sigma 12} & R_{\Sigma 12} & R_{\Delta 12} & 0 \end{bmatrix}, \quad A^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \sin(\gamma_1) \\ 1 & 1 & -1 & -\sin(\gamma_2) \end{bmatrix},$$

тогда:

$$R_1 = \left[\frac{3 + \sin^2(\gamma_2)}{8 + 3\sin^2(\gamma_1) + 3\sin^2(\gamma_2) + 2\sin(\gamma_1)\sin(\gamma_2)} + \frac{\sin(\gamma_1)\sin(\gamma_2) - 1}{8 + 3\sin^2(\gamma_1) + 3\sin^2(\gamma_2) + 2\sin(\gamma_1)\sin(\gamma_2)} \right] (R_{\Sigma 12} + R_{\Sigma 21}) + \left[\frac{3 + \sin^2(\gamma_2)}{8 + 3\sin^2(\gamma_1) + 3\sin^2(\gamma_2) + 2\sin(\gamma_1)\sin(\gamma_2)} - \frac{\sin(\gamma_1)\sin(\gamma_2) - 1}{8 + 3\sin^2(\gamma_1) + 3\sin^2(\gamma_2) + 2\sin(\gamma_1)\sin(\gamma_2)} \right] R_{\Delta 12}, \quad (29)$$

$$R_2 = \left[\frac{3 + \sin^2(\gamma_1)}{8 + 3\sin^2(\gamma_1) + 3\sin^2(\gamma_2) + 2\sin(\gamma_1)\sin(\gamma_2)} + \frac{\sin(\gamma_1)\sin(\gamma_2) - 1}{8 + 3\sin^2(\gamma_1) + 3\sin^2(\gamma_2) + 2\sin(\gamma_1)\sin(\gamma_2)} \right] (R_{\Sigma 12} + R_{\Sigma 21}) + \left[\frac{3 + \sin^2(\gamma_1)}{8 + 3\sin^2(\gamma_1) + 3\sin^2(\gamma_2) + 2\sin(\gamma_1)\sin(\gamma_2)} - \frac{\sin(\gamma_1)\sin(\gamma_2) - 1}{8 + 3\sin^2(\gamma_1) + 3\sin^2(\gamma_2) + 2\sin(\gamma_1)\sin(\gamma_2)} \right] R_{\Delta 12}. \quad (30)$$

На рисунках 4–6 приведены значения СКО определения координат, цифрами обозначено: 1 – СКО определения координат суммарно-дальномерно-угломерным способом (формулы 21); 2 – СКО определения координат суммарно-дальномерно-угломерным способом при измерении двух сумм расстояний и угловых координат (формула 24).

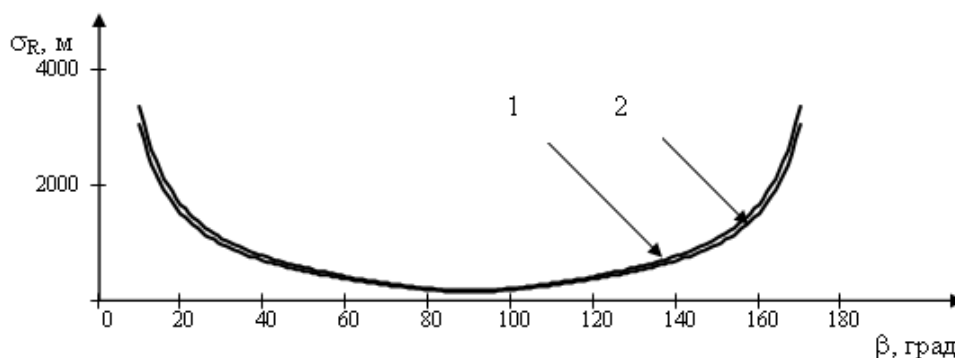


Рис. 4. СКО определения координат суммарно-разностно-дальномерно-угломерными способами при различном составе измеряемых координат

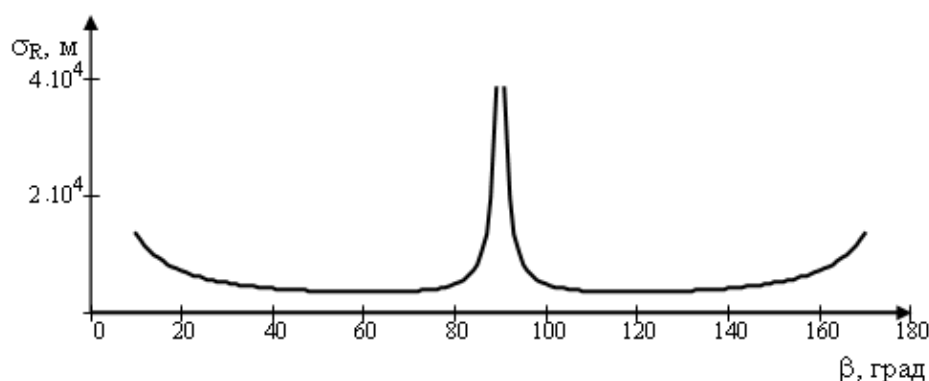


Рис. 5. СКО определения координат разностно-дальномерно-угломерным способом (формула 22)

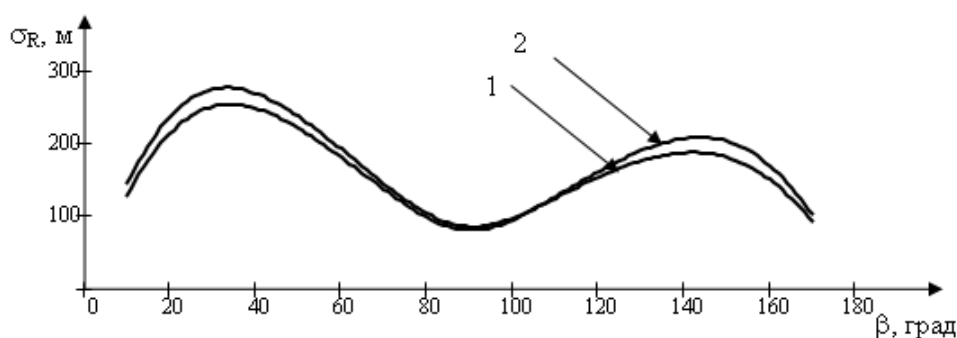


Рис. 6. СКО определения координат суммарно-разностно-дальномерно-угломерными способами при различном составе измеряемых координат

Цифрами на рисунке 6 обозначено: 1 – СКО определения координат суммарно-разностно-дальномерно-угломерным способом (формулы 24,

26 и 27); 2 – СКО определения координат суммарно-разностно-дальномерно-угломерным способом при измерении двух сумм расстояний, разности расстояний угловых координат (формулы 29 и 30).

Рассмотрим случай, когда измеряется разность расстояний $R_{\Delta 12} = R_1 - R_2$, и углы на каждой из позиций, что позволяет реализовать угломерно-разностно-дальномерный способ определения наклонных дальностей как:

$$R_1 = \frac{R_{\Delta 12}^2 - L^2}{2(R_{\Delta 12} - L \cos(\gamma_1))}, \quad R_2 = \frac{L^2 - R_{\Delta 12}^2}{2(R_{\Delta 12} + L \cos(\gamma_2))}. \quad (31)$$

Наличие измерений суммы расстояний и наклонных дальностей, вычисляемых по формулам (31), образует вектор измерений вида

$$G^T = \left\| R_{\Sigma 12} \quad \frac{R_{\Delta 12}^2 - L^2}{2(R_{\Delta 12} - L \cos(\gamma_1))} \quad \frac{L^2 - R_{\Delta 12}^2}{2(R_{\Delta 12} + L \cos(\gamma_2))} \right\|$$

и матрицу состояния $A^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$, что позволяет определить выражения для наклонных дальностей как:

$$R_1 = \frac{1}{3} R_{\Sigma 12} + \frac{1}{3} \frac{R_{\Delta 12}^2 - L^2}{(R_{\Delta 12} - L \cos(\gamma_1))} - \frac{1}{6} \frac{L^2 - R_{\Delta 12}^2}{(R_{\Delta 12} + L \cos(\gamma_2))}, \quad (32)$$

$$R_2 = \frac{1}{3} R_{\Sigma 12} - \frac{1}{6} \frac{R_{\Delta 12}^2 - L^2}{(R_{\Delta 12} - L \cos(\gamma_1))} + \frac{1}{3} \frac{L^2 - R_{\Delta 12}^2}{(R_{\Delta 12} + L \cos(\gamma_2))}. \quad (33)$$

Матрица состояний вида $A^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ при векторе измерений

$$G^T = \left\| R_{\Sigma 12} \quad R_{\Sigma 21} \quad \frac{R_{\Delta 12}^2 - L^2}{2(R_{\Delta 12} - L \cos(\gamma_1))} \quad \frac{L^2 - R_{\Delta 12}^2}{2(R_{\Delta 12} + L \cos(\gamma_2))} \right\|,$$

позволяет получить зависимости:

$$R_1 = \frac{1}{5} R_{\Sigma 12} + \frac{1}{5} R_{\Sigma 21} + \frac{3}{10} \frac{R_{\Delta 12}^2 - L^2}{(R_{\Delta 12} - L \cos(\gamma_1))} - \frac{1}{5} \frac{L^2 - R_{\Delta 12}^2}{(R_{\Delta 12} + L \cos(\gamma_2))}, \quad (34)$$

$$R_2 = \frac{1}{5} R_{\Sigma 12} + \frac{1}{5} R_{\Sigma 21} - \frac{1}{5} \frac{R_{\Delta 12}^2 - L^2}{(R_{\Delta 12} - L \cos(\gamma_1))} + \frac{3}{10} \frac{L^2 - R_{\Delta 12}^2}{(R_{\Delta 12} + L \cos(\gamma_2))}. \quad (35)$$

Матрица состояний вида $A^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ подразумевает наличие в векторе измерений уже используемой разности расстояний, что означает

$$G^T = \left\| R_{\Sigma 12} \quad R_{\Delta 12} \quad \frac{R_{\Delta 12}^2 - L^2}{2(R_{\Delta 12} - L \cos(\gamma_1))} \quad \frac{L^2 - R_{\Delta 12}^2}{2(R_{\Delta 12} + L \cos(\gamma_2))} \right\|,$$

позволяет получить зависимости:

$$R_1 = \frac{1}{3}R_{\Sigma 12} + \frac{1}{3}R_{\Delta 12} + \frac{1}{6} \frac{R_{\Delta 12}^2 - L^2}{(R_{\Delta 12} - L \cos(\gamma_1))}, \quad (36)$$

$$R_2 = \frac{1}{3}R_{\Sigma 12} - \frac{1}{3}R_{\Delta 12} + \frac{1}{6} \frac{L^2 - R_{\Delta 12}^2}{(R_{\Delta 12} + L \cos(\gamma_2))}. \quad (37)$$

При учете всех суммарных и разностных измерений $A^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$, что определяет

$$G^T = \begin{bmatrix} R_{\Sigma 12} & R_{\Sigma 21} & R_{\Delta 12} & \frac{R_{\Delta 12}^2 - L^2}{2(R_{\Delta 12} - L \cos(\gamma_1))} & \frac{L^2 - R_{\Delta 12}^2}{2(R_{\Delta 12} + L \cos(\gamma_2))} \end{bmatrix};$$

$$R_1 = \frac{1}{5}R_{\Sigma 12} + \frac{1}{5}R_{\Sigma 21} + \frac{1}{3}R_{\Delta 12} + \frac{2}{15} \frac{R_{\Delta 12}^2 - L^2}{(R_{\Delta 12} - L \cos(\gamma_1))} - \frac{1}{30} \frac{L^2 - R_{\Delta 12}^2}{(R_{\Delta 12} + L \cos(\gamma_2))}, \quad (38)$$

$$R_2 = \frac{1}{5}R_{\Sigma 12} + \frac{1}{5}R_{\Sigma 21} - \frac{1}{3}R_{\Delta 12} - \frac{1}{30} \frac{R_{\Delta 12}^2 - L^2}{(R_{\Delta 12} - L \cos(\gamma_1))} + \frac{1}{15} \frac{L^2 - R_{\Delta 12}^2}{(R_{\Delta 12} + L \cos(\gamma_2))}. \quad (39)$$

Выражения для наклонных дальностей могут иметь и другие формы записи в зависимости от способа организации измерений. Представим выражения для измеренных значений в виде:

$$\begin{cases} R_1 + R_2 + L = R_{\Sigma 12} \\ R_1 + R_2 - L = \Delta R_{12} \\ R_1 \sin(\gamma_1) - R_2 \sin(\gamma_2) = 0 \end{cases}. \quad (40)$$

Приведенные выражения означают следующую трактовку: сигнал, излученный первой позицией отражается от цели, принимается второй позицией и переизлучается в направлении первой позиции, где и производятся измерение величины $R_{\Sigma 12}$ и угла γ_2 . В момент приема сигнала излученного первой позицией излучает вторая РЛС, отраженный от цели сигнал принимается первой позицией, где относительно «прямого» сигнала измеряется величина ΔR_{12} и угол γ_1 . Из выражения (40) можно получить выражения для наклонных дальностей и базы:

$$R_1 = \frac{\Delta R_{12} + R_{\Sigma 12}}{2(\sin(\gamma_1) + \sin(\gamma_2))} \sin(\gamma_2), \quad R_2 = \frac{\Delta R_{12} + R_{\Sigma 12}}{2(\sin(\gamma_1) + \sin(\gamma_2))} \sin(\gamma_1), \quad L = 0.5(R_{\Sigma 12} - \Delta R_{12}). \quad (41)$$

При исходной системе уравнений вида:

$$\begin{cases} R_1 + R_2 + L = R_{\Sigma 12} \\ R_1 + R_2 - L = \Delta R_{12} \\ R_2^2 = R_1^2 + L^2 - 2R_1L \cos(\gamma_1) \end{cases}, \quad (42)$$

выражения для траекторных параметров представим формулами:

$$R_1 = \frac{R_{\Delta 12} R_{\Sigma 12}}{R_{\Delta 12} + R_{\Sigma 12} + (R_{\Delta 12} - R_{\Sigma 12}) \cos(\gamma_1)}, R_2 = \frac{1}{2} \frac{R_{\Delta 12}^2 + R_{\Sigma 12}^2 + (R_{\Delta 12}^2 - R_{\Sigma 12}^2) \cos(\gamma_1)}{R_{\Delta 12} + R_{\Sigma 12} + (R_{\Delta 12} - R_{\Sigma 12}) \cos(\gamma_1)},$$

$$L = 0.5(R_{\Sigma 12} - \Delta R_{12}). \quad (43)$$

На рисунке 7 приведены СКО определения координат, рассчитанные по формулам (31)–(39). Цифрами обозначено: 1 и 2 – СКО определения координат суммарно-разностно-дальномерно-угломерным способом (формулы 31); 3 – СКО определения координат суммарно-разностно-дальномерно-угломерным способом при измерении суммы расстояний, разности расстояний угловых координат (формулы 32 и 33); 4 – СКО определения координат суммарно-разностно-дальномерно-угломерным способом при измерении двух сумм расстояний и угловых координат (формулы 34 и 35); 5 – СКО определения координат суммарно-разностно-дальномерно-угломерным способом при измерении одной суммы расстояний, разности расстояний и угловых координат (формулы 36 и 37); 6 – СКО определения координат суммарно-разностно-дальномерно-угломерным способом при измерении двух сумм расстояний, разности расстояний и угловых координат (формулы 38 и 39). На рисунке 8 приведены СКО определения дальности, рассчитанные по формулам (41) и (43). Цифрами на рисунке обозначено 1 – СКО определения ошибок измерения координат, рассчитанных по формуле (41), 2 – СКО определения ошибок измерения координат рассчитанные по зависимостям (43).

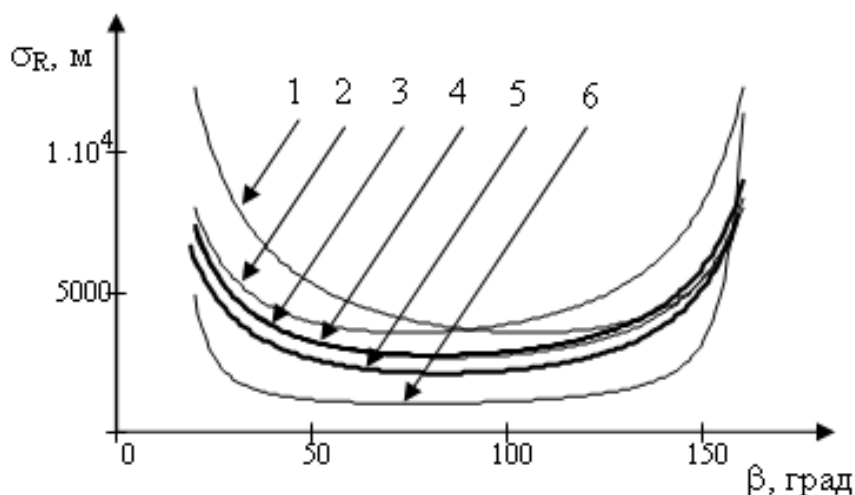


Рис. 7. СКО определения координат суммарно-разностно-дальномерно-угломерными способами при различном составе измеряемых координат

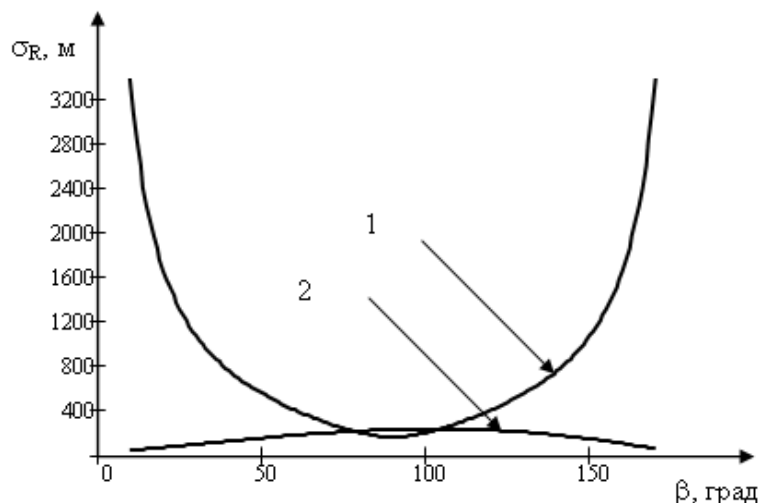


Рис. 8. СКО определения координат суммарно-разностно-дальномерно-угломерными способами при различном составе измеряемых координат

Суммарно-разностно-дальномерно-угломерный способ при измерении одного угла позволяет создать следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} R_1 + R_2 - L = \Delta R_{12} \\ R_1 + R_2 + L = R_{\Sigma 12} \\ R_1 \sin(\gamma_1) - R_2 \sin(\gamma_2) = 0 \\ R_1^2 - R_2^2 - L^2 + 2R_2L \cos(\gamma_1) = 0 \end{cases} \quad (44)$$

решением которой являются выражения для наклонных дальностей, базы и угловой координаты:

$$R_1 = \frac{R_{\Delta 12} R_{\Sigma 12}}{R_{\Delta 12} + R_{\Sigma 12} + (R_{\Delta 12} - R_{\Sigma 12}) \cos(\gamma_1)}, \quad R_2 = \frac{1}{2} \frac{R_{\Delta 12}^2 + R_{\Sigma 12}^2 + (R_{\Delta 12}^2 - R_{\Sigma 12}^2) \cos(\gamma_1)}{R_{\Delta 12} + R_{\Sigma 12} + (R_{\Delta 12} - R_{\Sigma 12}) \cos(\gamma_1)},$$

$$L = 0.5(R_{\Sigma 12} - \Delta R_{12}), \quad \gamma_2 = \arcsin \left[\left(\frac{2R_{\Delta 12} R_{\Sigma 12} \sin(\gamma_1)}{R_{\Delta 12}^2 + R_{\Sigma 12}^2 + (R_{\Delta 12}^2 - R_{\Sigma 12}^2) \cos(\gamma_1)} \right) \right]. \quad (45)$$

При записи системы исходных уравнений в виде:

$$\begin{cases} R_1 + R_2 - L = \Delta R_{12} \\ R_1 + R_2 + L = R_{\Sigma 12} \\ R_1 \cos(\gamma_1) + R_2 \cos(\gamma_2) = L \\ R_2^2 = R_1^2 + L^2 - 2R_2L \cos(\gamma_1) \end{cases} \quad (46)$$

Получим выражения для исходных параметров как:

$$R_1 = \frac{R_{\Delta 12} R_{\Sigma 12}}{R_{\Delta 12} + R_{\Sigma 12} + (R_{\Delta 12} - R_{\Sigma 12}) \cos(\gamma_1)}, \quad R_2 = \frac{1}{2} \frac{R_{\Delta 12}^2 + R_{\Sigma 12}^2 + (R_{\Delta 12}^2 - R_{\Sigma 12}^2) \cos(\gamma_1)}{R_{\Delta 12} + R_{\Sigma 12} + (R_{\Delta 12} - R_{\Sigma 12}) \cos(\gamma_1)},$$

$$L = 0.5(R_{\Sigma 12} - \Delta R_{12}), \quad \gamma_2 = \pi - \arccos \left[\left(\frac{R_{\Delta 12}^2 - R_{\Sigma 12}^2 + (R_{\Delta 12}^2 + R_{\Sigma 12}^2) \cos(\gamma_1)}{R_{\Delta 12}^2 + R_{\Sigma 12}^2 + (R_{\Delta 12}^2 - R_{\Sigma 12}^2) \cos(\gamma_1)} \right) \right]. \quad (47)$$

Выводы:

Рассмотренные в работе способы кооперативной обработки координатной информации позволяют сделать вывод, о том что:

- разработанные методы совместной обработки имеют существенные различия по точности решения задачи оценивая координат, это вызвано в первую очередь сложными соотношениями геометрических факторов системы;

- в большинстве случаев кооперативная обработка в зависимости от вида позволяет уменьшить СКО определения дальности, а ряде случаев точность увеличивается более чем в три раза;

- использование в явном виде результатов решения задачи триангуляции при любых вариантах кооперативной обработки обладает самой низкой точностью;

- применение кооперативной обработки позволяет в ряде случаев определить неизвестные значения базы, что актуально для локаторов расположенных на подвижных объектах.

Библиографический список:

1. **Теоретические** основы радиолокации: учеб. пособие для вузов / Я. Д. Ширман. – М. : Сов. радио, 1970. – 560 с.

2. **Основы** теории цифровой обработки радиолокационной информации / С. З. Кузьмин. – М. : Сов. радио, 1974. – 432 с.

3. **Многопозиционные** радиотехнические системы / В. С. Кондратьев, А. Ф. Котов, Л. Н. Марков. – М. : Радио и связь, 1986. – 264 с.

4. **Многопозиционная** радиолокация / В. С. Черняк. – М. : Радио и связь, 1993. – 416 с.

5. **Кооперативная** обработка координатной информации / Е. Г. Борисов // Компоненты и технологии. – 2012. – № 3. – С. 90 – 92.

6. **Управление** режимами совместной обработки информации в многопозиционной дальномерной радиолокационной системе / Е. Г. Борисов // Радиопромышленность. – 2012. – № 4. – С. 82–92.

7. **Получение** максимально правдоподобных оценок координат целей при кооперативной обработке дальномерно-угломерной информации / Е. Г. Борисов, Г. М. Машков // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2012. – Вып. 3. – С. 84–92.

Аннотация

Рассмотрен вариант кооперативной обработки дальномерно-пеленгационной информации в двухпозиционной радиолокационной системе. Показано, что кооперативная обработка локационной информации при различном составе измеренных параметров позволяет повысить точность определения координат целей.

E. G. Borisov, G. M. Mashkov

The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications

СОВМЕСТНАЯ ОБРАБОТКА ДАЛЬНОМЕРНО-ПЕЛЕНГАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

Annotation

A variant of the cooperative processing of ranging, direction-finding information in a bi-radar system. It is shown that the cooperative processing radar information at a different part of the measured parameters can improve the accuracy of target coordinates.

Key words: multiposition radar system, distance measurements, goniometric measurements, co-operative treatment, the method of least squares.

References

1. Teoreticheskie osnovy radiolokacii: ucheb. posobie dlja vuzov / Ja. D. Shirman. – M.: Sov. radio, 1970. – 560 s.
2. Osnovy teorii cifrovoj obrabotki radiolokacionnoj informacii / S. Z. Kuz'min. – M.: Sov. radio, 1974. – 432 s.
3. Mnogopozicionnye radiotekhnicheskie sistemy / V. S. Kondrat'ev, A. F. Kotov, L. N. Markov. – M.: Radio i svjaz', 1986. – 264 s.
4. Mnogopozicionnaja radiolokacija / V. S. Chernjak. – M.: Radio i svjaz', 1993. – 416 s.
5. Kooperativnaja obrabotka koordinatnoj informacii / E. G. Borisov // Komponenty i tehnologii. – 2012. – № 3. – S. 90 – 92.
6. Upravlenie rezhimami sovместnoj obrabotki informacii v mnogopozicionnoj dal'nomernoj radiolokacionnoj sisteme / E. G. Borisov // Radiopromyshlennost'. – 2012. – № 4. – S. 82–92.
7. Poluchenie maksimal'no pravdopodobnyh ocenok koordinat celej pri kooperativnoj obrabotke dal'nomerno-uglomernoj informacii / E. G. Borisov, G. M. Mashkov // Izvestija vuzov Rossii. Radioelektronika. – 2012. – Vyp. 3. – S. 84–92.

Борисов Евгений Геннадьевич – кандидат технических наук, доцент, профессор кафедры радиотехнических систем ФГОБУ ВПО «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», kafedra.rts@mail.ru

Машков Георгий Михайлович – доктор технических наук, профессор, первый проректор–проректор по учебной работе ФГОБУ ВПО «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», MashkovGM@sut.ru

УДК 621.396.67

В. Ю. Гойхман, Н. Г. Сибирякова

*Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича*

ПРОЦЕДУРА РЕГИСТРАЦИИ ТЕРМИНАЛА В СЕТЯХ LTE И IMS

сигнальные сообщения, процедуры, IMS, LTE

Регистрация пользователя является обязательным процессом необходимым для получения услуг в сети LTE и IMS [1–4].

Процесс регистрации служит для достижения ниже перечисленных целей.

Аутентификация пользователя – терминал проверяет может ли он доверять свое подключение этой сети, в свою очередь сеть так же должна убедиться, что пользователь легален и оператор будет получать оплату за используемые услуги (LTE и IMS).

Присвоение пользователю временных идентификаторов на радиодоступе позволяет сохранить конфиденциальность информации об абоненте. В LTE пользовательскому терминалу временно назначается идентификатор TIN (Temporary Identity used in Nextupdate) – «временный идентификатор для следующего обновления» идентифицирует UE и является параметром контекста MM UE. И используется при обновлении зоны слежения TAU или зоны маршрутизации RAU. TIN использует одно из трех значений P-TMSI, GUTI или RAT-related TMSI (LTE).

Регистрация местонахождения пользователя позволяет сети знать текущее местоположение абонента и уведомлять терминал о поступившем вызове (LTE и IMS).

Создание потока по умолчанию – позволяет абоненту всегда иметь соединение с сетью (LTE)

Регистрация в сети LTE

Процесс регистрации инициируется при включении мобильного устройства или в случае потери покрытия сети.

Каждый раз, когда терминал хочет установить соединение с сетью, выполняется процедура, называемая «случайным доступом». Для LTE определены две процедуры случайного доступа:

Случайный доступ используется, когда терминал начинает процедуру подключения к сети LTE attach или когда находится в исходном со-

стоянии (ECM-IDLE) и хочет передать пользовательскую информацию в восходящем или получить в нисходящем канале.

Случайный доступ используется в случаях, когда терминал находится в подключенном состоянии (ECM-CONNECTED). Например, данные должны быть переданы в нисходящем канале, но терминал не синхронизирован с сетью по какой-то причине.

Для реализации процедуры Случайного доступа терминал отправляет запрос Attach Request к ММЕ, который включает в себя идентификатор пользователя, а так же указатель запроса адреса Р-СSCF. В качестве идентификатора может использоваться IMSI, либо временный идентификатор.

Как только пользовательские идентификационные данные получены, выполняется процесс Аутентификации и Согласования ключей (АКА) для проверки подлинности терминала сетью.

Поскольку это самое первое подключение, выполняемое при включении питания терминала, ММЕ должна обновить информацию в HSS (LTE) для данного IMSI, а именно сохранить адрес ММЕ, обслуживающего абонента. В свою очередь, HSS предоставляет ММЕ информацию о зарегистрированном пользователе (включая данные по качеству обслуживания и доступу), которую в дальнейшем ММЕ будет использовать при обслуживании пользователя.

В рамках процедуры подключения, ММЕ пытается создать поток по умолчанию, который может быть использован терминалом после завершения процедуры регистрации в LTE, например, для регистрации пользователя в IMS.

В сети LTE, так называемые EPS потоки предназначены для переноса пользовательских данных между пользовательским терминалом и PGW или между пользовательским терминалом и SGW.

EPS поток состоит из радиоканала, потока на интерфейсе S1 между eNB и SGW и потока на интерфейсе S5/S8 между SGW и PGW. Транспортировка пользовательских данных происходит через GTP-туннель.

Каждый поток характеризуется определенным профилем QoS (качеством обслуживания). Таким образом, потоки пользовательской информации с разными требованиями QoS будут связаны с различными EPS потоками.

Когда терминал подключается к сети пакетной передачи данных (PDN), для него на время сессии определяется один EPS поток, который обеспечивает в сети EPC постоянное IP-присоединение между UE и внешней сетью PDN. Такой поток называется потоком по умолчанию.

Процедура активации потока с заданными параметрами (то есть выделенного) используется, когда терминал или сеть хотят активировать дополнительные услуги при нахождении терминала в активном состоянии.

ММЕ выбирает SGW и PGW, которые поддерживают поток пакетных данных. Далее создается поток по умолчанию, используя процедуру GTP создания потока.

К eNB отправляется сообщение, включающее Attach Accept от ММЕ. Здесь содержится выделенный терминалу TMSI в случае, если он не был выделен ранее или если его необходимо обновить, в случае перемещения пользователя.

В результате всей процедуры регистрации, терминал получает динамический IP-адрес (выделенный ему PGW во время процедуры создания потока и переданный с сообщением Attach Accept), а также адрес P-CSCF, обеспечивающий возможность подключения к IMS домену.

В рамках процедуры подключения (Attach) UE к EPC выполняется процедура аутентификации. Целью проведения аутентификации (АКА) является взаимная проверка подлинности между сетью и пользователем, а также вычисление в сетевых элементах и в UE ключей KASME (Key for Access Security Management Entity), которые обеспечивают шифрование и защиту целостности информации на различных интерфейсах сети LTE. АКА процедура всегда инициируется и управляется сетью.

Ключи безопасности, которые используются в терминале и сетевых элементах, генерируются в процессе аутентификации. Эти ключи используются для шифрования данных уровня управления, RRC и NAS, а также отвечают за защиту целостности RRC и NAS сообщений.

Сеть посылает к терминалу запрос аутентификации, содержащий случайное число RAND. Также отправляется маркер аутентификации AUTN, чтобы позволить терминалу провести аутентификацию сети и получить материал для шифрования и защиты целостности, а также рассчитать ответ RES.

Получив запрос аутентификации от сети, модуль UICC (Universal Integrated circuit Card) терминала пользователя проверяет маркер аутентификации AUTN (не устарела ли присланная информация). Найдя маркер аутентификации приемлемым, UICC вычисляет ответ RES на основании RAND, и отправляет его обратно в сеть. UICC также вычисляет ключ шифрования СК, ключ целостности ИК и передает их с помощью протокола NAS к ММЕ. Сеть пытается аутентифицировать терминал, путем сопоставления ответа RES со своим значением ответа XRES. Если эти два значения соответствуют друг другу, сеть говорит о том, что терминал является подлинным подписчиком и позволяет ему завершить процедуру Attach.

Следующим шагом, после того, как установился безопасный контекст, является активация процедуры контроля режима безопасности. Эта процедура инициируется ММЕ, который отправляет сообщение SECURITY MODE COMMAND в сторону терминала. Это сообщение ММЕ не шифрует, но его целостность защищена. Получив сообщение,

терминал подтверждает его, и если сообщение может быть принято, он посылает сообщение SECURITY MODE COMPLETE на MME.

После успешного обмена этими двумя сообщениями, меры по безопасности активированы в NAS, и любые последующие восходящие или нисходящие сообщения NAS будет защищено и зашифровано (рис. 1).

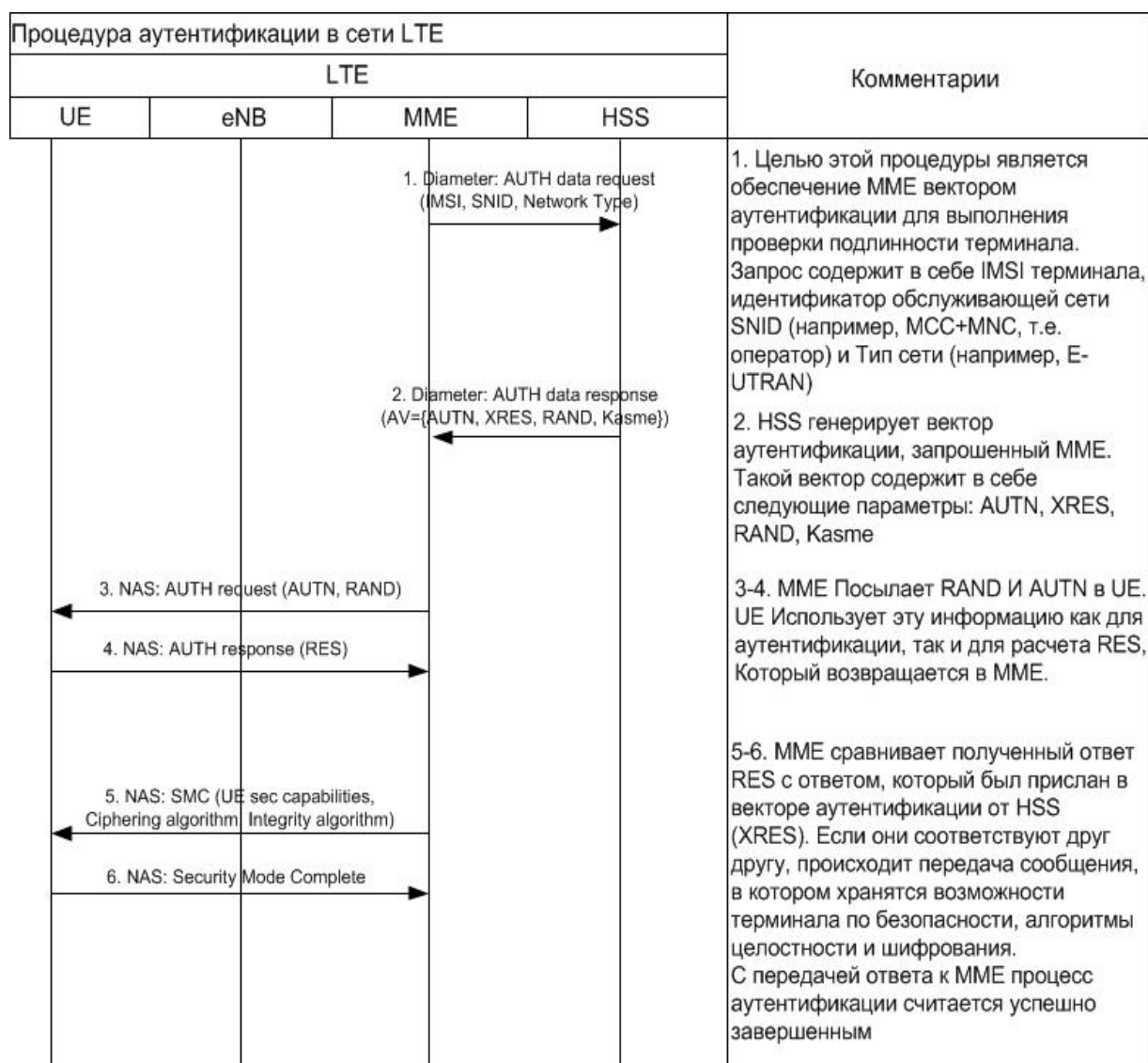


Рис. 1. Диаграмма процедуры аутентификации в сети LTE

Регистрация в сети IMS

Цель регистрации пользователя услуг подсистемы IMS заключается в обозначении «присутствия» пользователя и авторизации услуг подсистемы IMS. Она необходима перед установлением сессии.

В процессе регистрации пользователя услуг подсистемы IMS выполняются следующие действия: мобильный терминал «увязывает» свой PuUI с контактным адресом, выделенным при LTE attach; домашняя сеть идентифицирует мобильный терминал; мобильный терминал идентифи-

цирует свою домашнюю сеть; домашняя сеть авторизует процедуру SIP-регистрации и использования ресурсов подсистемы IMS; мобильный терминал UE и прокси-сервер P-CSCF устанавливают механизм безопасности для последующей передачи сообщений, набор защитных связей для обеспечения целостности используемых SIP-сообщений, алгоритмы сжатия SIP-сообщений (сжатие SIP-сообщений необходимо, прежде всего, для повышения эффективности использования радиointерфейса, поскольку протокол SIP основан на текстовом формате и содержит длинные сообщения большого объема).

После получения адреса P-CSCF в процессе выполнения процедуры LTE attach начинает процедуру регистрации в IMS. Для этого UE отправляет запрос протокола SIP Register к P-CSCF. PrUI и PuUI извлекаются из UICC или формируются на базе IMSI. В стартовой строке в поле Request URI указывается доменное имя домашней сети, в заголовках From и To указывается PuUI, в заголовке Contact-IP-адрес терминала пользователя. В заголовке Authorization указывается схема аутентификации Digest и закрытый идентификатор пользователя, для которого проводится аутентификация (PrUI). PrUI будет использоваться HSS и S-CSCF для идентификации пользователя. В заголовке Via указывается адрес элемента, через который запрос был протранслирован, то есть терминала пользователя, в заголовке Route указан принудительный путь маршрутизации: sip:[P-CSCF-IP]. Процедура регистрации пользователя услуг подсистемы IMS состоит из 20 шагов (рис. 2).

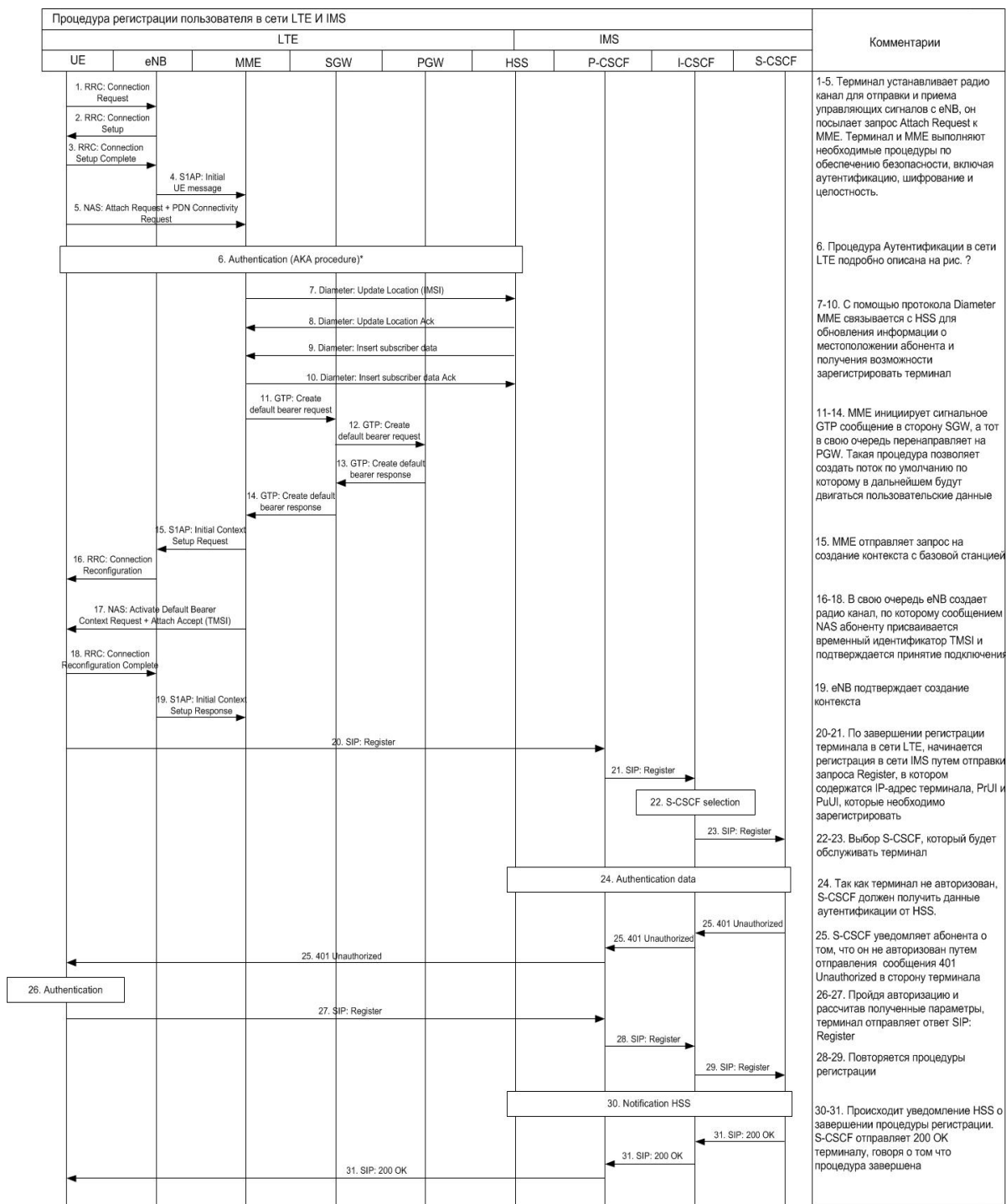


Рис. 2. Результирующая диаграмма регистрации в сетях LTE и IMS

Библиографический список

1. **3GPP TS 22.173**: IP Multimedia Core Network Subsystem (IMS) Multimedia Telephony Service and supplementary services [Электронный ресурс] // 3GPP: [сайт]. [2011]. URL http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/22_series/22.173/ (дата обращения: 15.04.2012).
2. **3GPP TS 22.228**: Service requirements for the IP Multimedia Subsystem (IMS) [Электронный ресурс] // 3GPP: [сайт]. [2011]. URL http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/22_series/22.228/ (дата обращения: 15.04.2012).
3. **3GPP TS 23.228**: IP Multimedia Subsystem (IMS) [Электронный ресурс] // 3GPP: [сайт]. [2010]. URL http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/23_series/23.228/ (дата обращения: 15.04.2012).
4. **3GPP TS 24.228**: Signaling flows for the IP multimedia call control based on Session Initiation Protocol (SIP) and Session Description Protocol (SDP) [Электронный ресурс] // 3GPP: [сайт]. [2006]. URL http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/24_series/24.228/ (дата обращения: 15.04.2012).

Аннотация

В данной статье разработаны диаграммы обмена сигнальными сообщениями между пользователем и основными узлами сетей LTE и IMS при регистрации и установлении мультимедийной сессии через IMS.

V. Goikhman, N. Sibiryakova

The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of telecommunications

THE PROCEDURE FOR REGISTERING A TERMINAL IN LTE AND IMS NETWORKS

Annotation

This paper developed a chart exchange signaling messages between the user and the basic units of LTE and IMS networks during registration and establishing a multimedia session through IMS.

Keywords: signaling messages, registration, session, LTE, IMS.

References

1. 3GPP TS 22.173: IP Multimedia Core Network Subsystem (IMS) Multimedia Telephony Service and supplementary services [On-line] // 3GPP: [web]. [2011]. URL http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/22_series/22.173/.
2. 3GPP TS 22.228: Service requirements for the IP Multimedia Subsystem (IMS) [On-line] // 3GPP: [web]. [2011]. URL http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/22_series/22.228/.
3. 3GPP TS 23.228: IP Multimedia Subsystem (IMS) [On-line] // 3GPP: [web]. [2010]. URL http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/23_series/23.228/.
4. 3GPP TS 24.228: Signaling flows for the IP multimedia call control based on Session Initiation Protocol (SIP) and Session Description Protocol (SDP) [On-line] // 3GPP: [web]. [2006]. URL http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/24_series/24.228/.

Гойхман Вадим Юрьевич – кандидат технических наук, доцент кафедры систем коммутации и распределения информации ФГОБУ ВПО «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», vg@sotsbi.ru

Сибирякова Нина Геннадиевна – доцент кафедры систем коммутации и распределения информации ФГОБУ ВПО «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», nina@sotsbi.ru

АНАЛИЗ ГРАНИЦ ДЛЯ УДЕЛЬНОЙ СКОРОСТИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫХ КОДОВ

помехоустойчивое кодирование, коды, границы кодов.

Одной из основных задач теории кодирования является задача оценки числа элементов (мощности) кода с заданным кодовым расстоянием. Применение данных границ позволяет исследователям оценить потенциальные возможности по используемым на практике помехоустойчивым кодам [1, 2].

Рассмотрим конечное поле Галуа GF_q состоящее из q элементов, где $q = p^m$, p - простое число, $m \in \mathbb{N}$. Чаще всего рассматривают случай, когда $q = 2$ и $GF_2 = \{0, 1\}$. Образует множество q -ичных векторов длины n (кодовые слова): $GF_q^n = \{x | x = (x_1, x_2, \dots, x_n), x_k \in GF_q, k = \overline{1, n}\}$. Известно, что двоичным кодом C длины n и объема (мощности) M называется конечное подмножество, состоящее из M элементов множества GF_2^n , т. е. $C \subseteq GF_2^n$. Аналогично q -ичный код - это подмножество из GF_q^n , т. е. $C \subseteq GF_q^n$.

Одной из проблем помехоустойчивого кодирования является поиск такого кода, который имеет малую размерность n , но большое число кодовых слов M для эффективного использования канала связи и большую величину d , чтобы исправлять ошибки. Поэтому синтез помехоустойчивых кодов можно сформулировать следующим образом: для заданных значений n и d найти такое $M(n, d) \subseteq M(GF_2^n, d)$, которое равно максимальному числу кодовых слов в коде (n, M, d) . Определим скорость помехоустойчивого кода как [1, 2]

$$R(n, d) = \frac{\text{ent}(\log_q M(GF_2^n, d))}{n} = \frac{1}{n} \text{ent} \left(\frac{\log_2 M(n, d)}{\log_2 q} \right).$$

Необходимо исследовать поведение $R(n, d)$ как функции от $d/n \in [0, 1]$ при $d, n \rightarrow \infty$. В теории помехоустойчивого кодирования верхние и нижние границы плотности упаковки, известные из теории решеток и упаковок переходят в другие известные границы Хэмминга, Плоткина, Варшамова-Гильберта и т. д. [1].

Верхняя граница Плоткина для произвольного q может быть приведена в виде:

$$R(n, d) \leq 1 - \frac{1}{n} \frac{qd - 1}{q - 1} + \frac{1 + \log_q d}{n}, \quad n \geq \frac{qd - 1}{q - 1},$$

и последним слагаемым при $n \rightarrow \infty$ можно пренебречь. Коды Макдональда, Рида-Маллера и Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ) при малых скоростях передачи лежат на границе Плоткина. Нижняя граница Варшамова-Гилберта имеет вид

$$\sum_{i=0}^{d-2} C_{n-1}^i (q-1)^i \geq q^{n-k}.$$

При $n \rightarrow \infty$ данная граница приобретает вид:

$$R(n, d) \geq 1 - H\left(\frac{d-2}{n-1}\right),$$

где $H(x) = -x \log_2 x - (1-x) \log_2 (1-x)$ [1, 2].

Все эти границы получены на основе комбинаторных свойств кодов. Граница Мак-Элиса утверждает, что при $d/n \in [0, 1/2]$ и $n \rightarrow \infty$ [1]

$$R(n, d) \leq \min_{x \in [0, 1 - \frac{2d}{n}]} \left[1 + h(x^2) - h\left(x^2 + \frac{2d}{n}x + \frac{2d}{n}\right) \right],$$

где $h(x) = H\left(\frac{1 - \sqrt{1-x}}{2}\right)$. При $d/n \in [0, 273; 0, 5]$ минимум правой части достигается при $x = 1 - \frac{2d}{n}$, и граница при $n \rightarrow \infty$ приобретает вид

$$R(n, d) \leq H\left(\frac{1}{2} - \sqrt{\frac{d}{n}\left(1 - \frac{d}{n}\right)}\right).$$

Наилучшие коды находятся где-то между этими границами. Важные результаты, полученные в данной области, приведены в работах Г. А. Кабатянского и В. И. Левенштейна [3]. В данной статье приведены основные положения, полученные этими авторами и дополнены практическими вычислениями границ при конечных значениях n .

Пусть рассматривается многочлен:

$$K_i^n(d) = \sum_{j=0}^i (-1)^j C_d^j C_{n-d}^{i-j},$$

принадлежащий классу многочленов Кравчука [2]. Здесь $C_n^k = \frac{n!}{k!(n-k)!}$.

Используя теорию решеток и упаковок, а также зональные сферические функции, Г. А. Кабатянский и В. И. Левенштейн доказали границы для упаковок в пространствах GF_2^n , GF_q^n , и $GF_2^{n,\omega}$ [3]. Пусть

$$P_i(t) \square P_i^{(n)}(t) = \frac{K_i^{(n)}(d)}{K_i^{(n)}(0)},$$

где $t = 1 - 2d/n$ и $i = \overline{0, n}$. Можно убедиться, что эти полиномы удовлетворяют рекуррентному соотношению $(n-k)P_{k+1}(t) = ntP_k(t) - kP_{k-1}(t)$. При этом легко вычислить, что первые многочлены имеют следующий вид: $P_0(t) = 1$, $P_1(t) = t$, $P_2(t) = \frac{nt^2 - 1}{n-1}$ и т. д.

Пусть $\eta_i = 1 - \frac{2[d_i(n-1)+1]}{n}$, $i = \overline{1, n-1}$ и $\xi_{i+1} = 1 - \frac{2[d_i(n-2)+1]}{n}$, $i = \overline{1, n-2}$, где $d_i(n)$ - наименьший нуль многочлена $K_i^{(n)}(d)$ и положим $d_0(n) = n+1$, $d_{n+1}(n) = 0$. Непосредственно определяя корни многочленов нетрудно убедиться, что

$$\begin{aligned} \xi_1 &= -1, \quad \xi_2 = 0, \quad \xi_3 = \frac{\sqrt{n-2}}{n}, \quad \xi_4 = \frac{\sqrt{3n-8}}{n}, \quad \xi_5 = \frac{\sqrt{3n-10 + \sqrt{6n^2 - 42n + 76}}}{n}, \\ \xi_6 &= \frac{\sqrt{5(n-4) + \sqrt{10n^2 - 90n + 126}}}{n}, \\ \eta_0 &= -1, \quad \eta_1 = -\frac{1}{n}, \quad \eta_2 = \frac{\sqrt{n-1} - 1}{n}, \quad \eta_3 = \frac{\sqrt{3n-5} - 1}{n}, \\ \eta_4 &= \frac{\sqrt{3n-7 + \sqrt{6n^2 - 30n + 40}} - 1}{n}, \quad \eta_5 = \frac{\sqrt{5(n-3) + \sqrt{10n^2 - 70n + 136}} - 1}{n}. \end{aligned}$$

Здесь ξ_k и η_k , $k \in \square$ являются наибольшими в интервале $[-1, 1)$ корнями уравнений $P_{k+1}(t) - P_{k-1}(t) = 0$ и $P_{k+1}(t) - P_k(t) = 0$ соответственно. Ниже приводится без доказательства теорема [3], определяющая границы упаковки в пространстве GF_2^n .

Теорема [3]. Пусть

$$B^*(s) = \begin{cases} B_{2k-1}(s), & \text{если } \xi_k \leq s < \eta_k, k = \overline{1, n-1}; \\ B_{2k}(s), & \text{если } \eta_k \leq s < \xi_{k+1}, k = \overline{1, n-1}; \\ B_{2n}(s), & \text{если } s = \xi_n, \end{cases}$$

где ξ_k и η_k определены выше и

$$B_{2k-1}(s) = \sum_{i=0}^{k-1} C_n^i - C_{n-1}^{k-1} \frac{P_{k-1}(s) - P_k(s)}{(1-s)P_k(s)},$$

$$B_{2k}(s) = \sum_{i=0}^k C_n^i - C_{n-1}^k \frac{(1+s)(P_k(s) - P_{k+1}(s))}{(1-s)(P_k(s) + P_{k+1}(s))}.$$

Функция $P_k(s)$ определена выше. Тогда функция $B^*(s)$ – возрастающая непрерывная функция на интервале $s \in [-1, 1 - 2/n]$ и

$$M(GF_2^n, d) \leq B^*\left(1 - \frac{2d}{n}\right), \quad 1 \leq d \leq n. \quad (1)$$

В частности, при $k = \overline{1, n}$

$$M(GF_2^n, d) \leq B_{2k-1}(\xi_k) = 2 \sum_{i=0}^{k-1} C_{n-1}^i, \quad \text{если } d \geq d_{k-1}(n-2) + 1,$$

$$M(GF_2^n, d) \leq B_{2k}(\eta_k) = 2 \sum_{i=0}^k C_n^i, \quad \text{если } d \geq d_k(n-1) + 1.$$

В таблице 1 приведены значения $B_i(s)$ и условия применения границы $M(GF_2^n, d) \leq B_i(s)$ при $s = 1 - 2d/n$.

ТАБЛИЦА 1. Условия применения границ

i – степень многочлена	$B_i(s), s = 1 - \frac{2d}{n}$	Условия применения границы $M(GF_2^n, d) \leq B_i(s), s = 1 - 2d/n$
1	$-\frac{1-s}{s}$	$-1 \leq s < -\frac{1}{n}, \frac{n+1}{2} < d \leq n$
2	$2n \frac{1-s}{1-ns}$	$-\frac{1}{n} \leq s < 0, \frac{n}{2} < d \leq \frac{n+1}{2}$
3	$n \frac{(1-s)(2+(n+1)s)}{1-ns^2}$	$0 \leq s < \frac{\sqrt{n-1}-1}{n}, \frac{n}{2} - \frac{\sqrt{n-1}-1}{2} < d \leq \frac{n}{2}$
4	$2n \frac{(1-s)(n-2+sn^2)}{n-1-(ns-1)^2}$	$\frac{\sqrt{n-1}-1}{n} \leq s < \frac{\sqrt{n-2}}{n},$ $\frac{n}{2} - \frac{\sqrt{n-2}}{2} < d \leq \frac{n}{2} - \frac{\sqrt{n-1}-1}{2}$

Граница $M(GF_2^n, d) \leq B_1\left(1 - \frac{2d}{n}\right)$ является границей Плоткина. Граница $M(GF_2^n, d) \leq B_3\left(1 - \frac{2d}{n}\right)$ может быть записана в виде [3]

$$M(GF_2^n, d) \leq \frac{2d(n(n+3) - 2n(n+1)d)}{n - (n-2d)^2}, \text{ если } n+1 - \sqrt{n-1} < 2d \leq n,$$

из которой следует, в частности, асимптотическая граница Мак-Элиса. Существуют коды, для которых указанные границы достигаются. Если, например, рассматривается код Голя $(24, 12, 8)$, $n = 24$, $d = 8$, то $M(GF_2^{24}, 8) = 4096$, так как при $k = 4$ и $n = 24$ получается равенство

$$B_{2k-1}(\xi_k) = 2 \sum_{i=0}^{k-1} C_{n-1}^i = 4096.$$

Построение границы для величины удельной скорости:

$$\frac{\log_2 M(GF_2^n, d)}{n}$$

основанное на результатах, приведенных выше и отраженных в (1) и таблице 1 предполагает выполнение двух задач:

1) Вычисление корней нормированного многочлена Кравчука.

2) Определения значения $B^*\left(1 - \frac{2d}{n}\right)$, которое в свою очередь осно-

вывается на вычислении функций $B_i(s)$, приведенных в таблице 1.

После выполнения этих задач верхняя граница строится по формуле

$$M(GF_2^n, d) \leq B^*\left(1 - \frac{2d}{n}\right).$$

Для решения данных задач были написаны программы на MathCad. Результаты решения первой задачи определения наибольших в интервале $[-1, 1)$ корней уравнений $P_{k+1}(t) - P_{k-1}(t) = 0$ и $P_{k+1}(t) - P_k(t) = 0$, приведены в таблице 2, 3. Эти корни определяют границы использования функций $B_i(s)$, приведенных в (1) и таблице 1.

ТАБЛИЦА 2. Наибольший в интервале $[-1, 1)$ корень η_k уравнения

$$P_{k+1}(t) - P_k(t) = 0$$

n	4	8	12	16	24
η_0	-1	-1	-1	-1	-1

n	4	8	12	16	24
η_1	-0,25	-0,125	-0,083333	-0,0625	-0,041667
η_2	0,183013	0,205719	0,193052	0,179561	0,15816
η_3	0,411438	0,419862	0,380647	0,34734	0,29939
η_4	0,5	0,566066	0,51946	0,47553	0,41035
η_5		0,662569	0,624408	0,577015	0,50149
η_6		0,719159	0,702978	0,65825	0,578032
η_7		0,744302	0,759632	0,723005	0,643027
η_8		0,75	0,797558	0,773729	0,698436
η_9			0,819746	0,812175	0,745607
η_{10}			0,829924	0,839776	0,785515
η_{11}			0,832937	0,857941	0,8189
η_{12}			0,833333	0,868342	0,846349
η_{13}				0,873114	0,868364
η_{14}				0,874669	0,88541
η_{15}				0,874974	0,897966
η_{16}				0,875	0,906583
η_{17}					0,91193
η_{18}					0,91481
η_{19}					0,916089
η_{20}					0,916532
η_{21}					0,916645
η_{22}					0,916664
η_{23}					0,916667

ТАБЛИЦА 3. Наибольший в интервале $[-1,1)$ корень ξ_k уравнения

$$P_{k+1}(t) - P_{k-1}(t) = 0$$

n	4	8	12	16	24
ξ_1	-1	-1	-1	-1	-1
ξ_2	0	0	0	0	0

n	4	8	12	16	24
ξ_3	0,353553	0,306186	0,263523	0,233854	0,195434
ξ_4	0,5	0,5	0,440959	0,395285	0,333333
ξ_5		0,626692	0,570578	0,517881	0,44143
ξ_6		0,703361	0,666667	0,614128	0,52996
ξ_7		0,740313	0,73641	0,690281	0,604042
ξ_8		0,75	0,784189	0,75	0,666667
ξ_9			0,813417	0,795679	0,719755
ξ_{10}			0,82786	0,829082	0,764628
ξ_{11}			0,832623	0,851751	0,802244
ξ_{12}			0,833333	0,865364	0,833333
ξ_{13}				0,872054	0,858487
ξ_{14}				0,874437	0,87822
ξ_{15}				0,874951	0,893034
ξ_{16}				0,875	0,903475
ξ_{17}					0,910195
ξ_{18}					0,913994
ξ_{19}					0,915785
ξ_{20}					0,916448
ξ_{21}					0,916629
ξ_{22}					0,916663
ξ_{23}					0,916666
ξ_{24}					0,916667

Левенштейна для скорости передачи информации $\frac{\log_2 M(GF_2^n, d)}{n}$

для кодов длины $n = 4, 8, 16$ и 24 .

Полученные и приведенные в таблице 2 и таблице 3 корни ξ_k и η_k , позволяют перейти к вычислению границ.

На рисунке приведены асимптотические верхняя и нижняя границы (пунктирные линии), справедливые при $n \rightarrow \infty$: верхняя граница Мак-

Элиса и нижняя граница Варшамова-Гилберта. Кроме этого, для каждого варианта при конечном n показана граница Левенштейна.

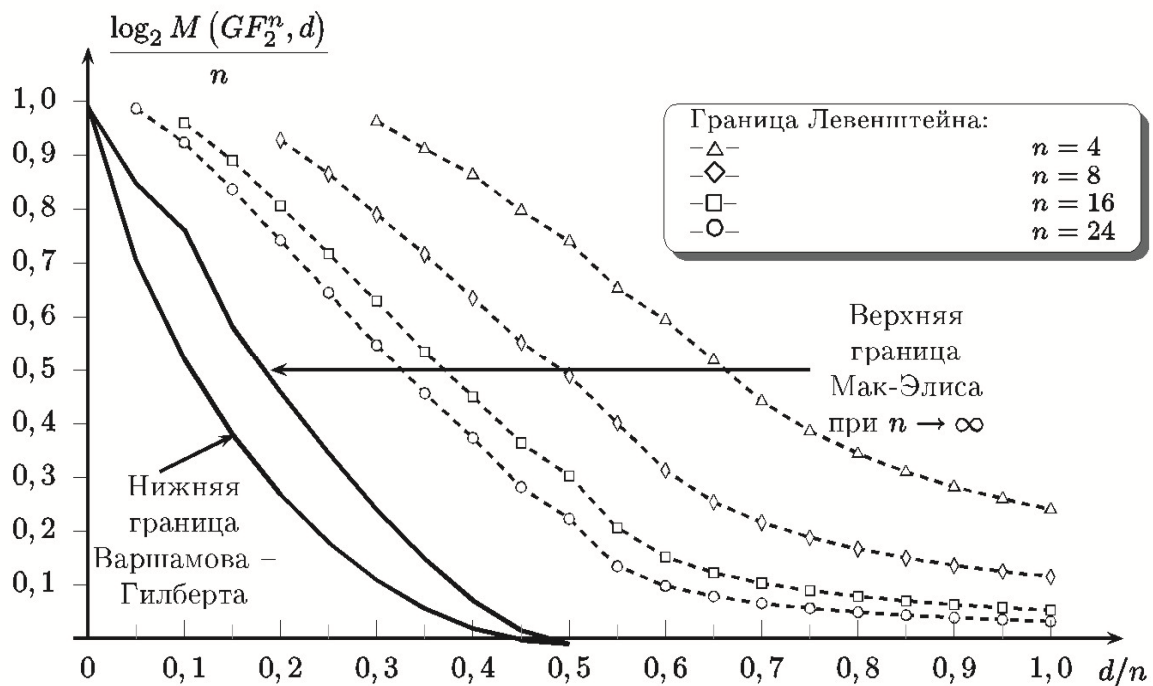


Рисунок. Предельные границы Варшамова-Гилберта, Мак-Элиса и граница

Полученные результаты позволяют сравнивать характеристики кодов с границами и по степени достижения ими этих границ судить об их потенциальных возможностях. Универсальность доказанных Левенштейном границ позволяет их использовать при любых конечных значениях длины кода n .

Библиографический список

1. Упаковки шаров, решетки и группы / Дж. Конвей, Н. Слоэн; пер. с англ. – М. : Мир, 1990.
2. Теория кодов, исправляющих ошибки / Ф. Дж. Мак-Вильямс, Н. Дж. А. Слоэн. – М. : Связь, 1979. – 744 с.
3. Границы для упаковок метрических пространств и некоторые их применения / В. И. Левенштейн // Проблемы кибернетики. – М. : Наука, 1983. – Вып. 40. – С. 43-110.

Аннотация

В данной статье приведены основные положения для границ помехоустойчивых кодов, полученные Г. А. Кабатяnskим и В. И. Левенштейном, и дополнены практическими вычислениями границ при конечных значениях n .

V. P. Grecev, S. E. Ivanov, N. V. Savischenko

Military Academy of Communication

THE ANALYSIS OF BORDERS FOR THE SPECIFIC SPEED OF NOISEPROOF CODES

Annotation

Basic provisions are given in this article for borders of the noiseproof codes, the received G. A. Kabatyanskim and V. I. Levenstein, and is added with practical calculations of borders at final values.

Key words: noiseproof coding, codes, borders of codes.

References

1. Upakovki sharov, reshetki i gruppy / Dzh. Konvej, N. Slojen; per. s angl. – M. : Mir, 1990.
2. Teorija kodov, ispravljajushhih oshibki / F. Dzh. Mak-Vil'jams, N. Dzh. A. Slojen. – M. : Svjaz', 1979. – 744 s.
3. Granicy dlja upakovok metricheskikh prostranstv i nekotorye ih primenenija / V. I. Levenshtejn // Problemy kibernetiki. – M. : Nauka, 1983. – Vyp. 40. – S. 43 110.

Грецев Валерий Петрович – кандидат технических наук, доцент кафедры общепрофессиональных дисциплин ФГКВОУ ВПО «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного», vgrecev@yandex.ru

Иванов Сергей Евгграфович – кандидат технических наук, заместитель начальника кафедры общепрофессиональных дисциплин ФГКВОУ ВПО «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного», evgrafiy@rambler.ru

Савищенко Николай Васильевич – доктор технических наук, профессор, заместитель начальника кафедры общепрофессиональных дисциплин ФГКВОУ ВПО «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного», snikaspb@mail.ru

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМА СИГНАЛОВ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ В КАНАЛЕ С БЕЛЫМ ГАУССОВСКИМ ШУМОМ

амплитудно-фазовая модуляция, помехоустойчивость, сигнальные конструкции, евклидово расстояние

В связи с необходимостью развития цифрового телевизионного вещания высокой четкости в 2004 г. был разработан стандарт DVB-S2 (Digital Video Broadcasting). За счет введения новых схем помехоустойчивого кодирования (кодов с низкой плотностью проверки на четность - LDPC) и использования дополнительно к фазовой и квадратурной амплитудной модуляции сигналов амплитудно-фазовой модуляции (рис. 1) разработчикам удалось повысить пропускную способность на величину порядка 30 % по сравнению со стандартом DVB-S. Сигналы амплитудно-фазовой модуляции нашли применение и в стандарте MIL-STD-188-110 (рис. 2). Используя результаты, приведенные в [1] можно, в принципе, найти формулы вероятности битовой или символьной ошибки для канала с детерминированными параметрами и аддитивным белым гауссовским шумом при оптимальном когерентном приеме по правилу максимального правдоподобия [2, 3]. Однако получение этих формул требует значительных и не автоматизируемых расчетов, которые предполагается выполнить авторами в последующем.

В первом приближении помехоустойчивость сигнальной конструкции характеризуется минимальным евклидовым расстоянием между его элементами $d = \min_{\substack{r,k=0,M-1, \\ r \neq k}} d(s_r, s_k)$, где s_r , $r = 0, M-1$ - сигналы, использу-

емые для передачи информации. Для оценки помехоустойчивости приема сигнальной конструкции могут также быть использованы показатели:

$$g_m = \frac{d}{2\sqrt{E_m}} \leq 1; \quad \alpha_m = g_m \sqrt{\log_2 M} \quad \text{и} \quad \alpha_c = \Pi \alpha_m, \quad \text{где} \quad \Pi = \sqrt{E_m/E_c} \quad - \text{пик-}$$

фактор сигнальной конструкции. В коэффициентах помехоустойчивости по средней и пиковой энергиям α_c , α_m соразмеряется расстояние между сигналами d с энергетическими затратами на передачу одного двоичного символа (бита).

При амплитудно-фазовой модуляции (АФМ) сигналы в общем случае располагаются на n концентрических окружностях радиуса

$$\sqrt{E_{m,1}} < \sqrt{E_{m,2}} < \dots < \sqrt{E_{m,n}},$$

где $\sqrt{E_{m,1}}$ – радиус наименьшей вложенной окружности, а $E_{m,n} = E_m$ – максимальная энергия сигнальной конструкции. Если $\sqrt{E_{m,1}} = 0$, то одна из сигнальных точек расположена в начале координат. Пусть число сигналов, расположенных на окружности радиуса $\sqrt{E_{m,v}}$, $v = \overline{1, n}$, равно M_v , $\sum_{v=1}^n M_v = M$. Такие сигнальные конструкции традиционно обозначаются как АФМ- M или АФМ- $M(M_1, M_2, \dots, M_n)$, где в скобке перечисляется число сигналов, расположенных на окружностях в порядке возрастания радиуса $\sqrt{E_{m,v}}$, $v = \overline{1, n}$. Минимальное евклидово расстояние на каждом из уровней $v = \overline{1, n}$ обозначим d_v , а между сигналами двух уровней (между v -уровнем и μ -уровнем) – $d^{(v,\mu)}$, где $v, \mu = \overline{1, n}$.

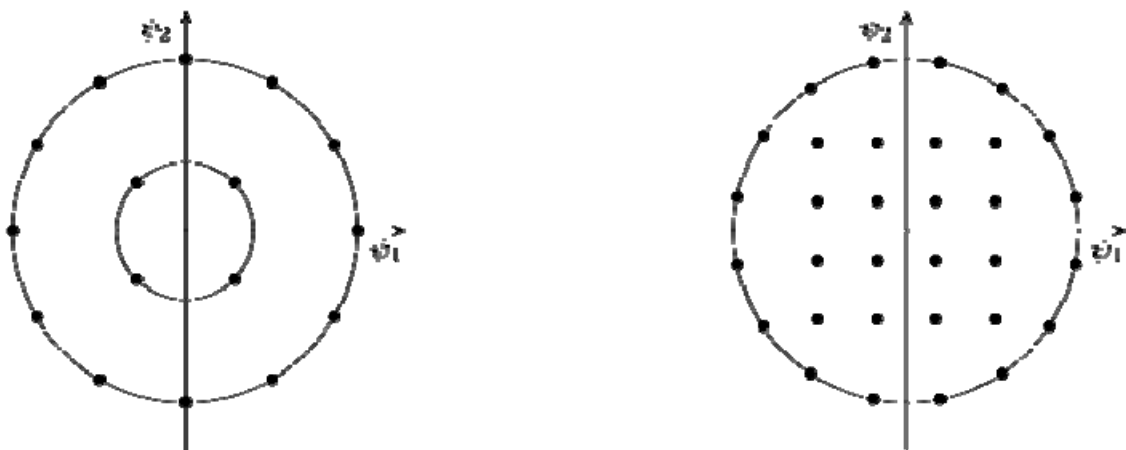


Рис. 1. Сигнальные конструкции АФМ-16(4,12) и АФМ-32(4,8,4,16) (стандарт MIL-STD-188-110)

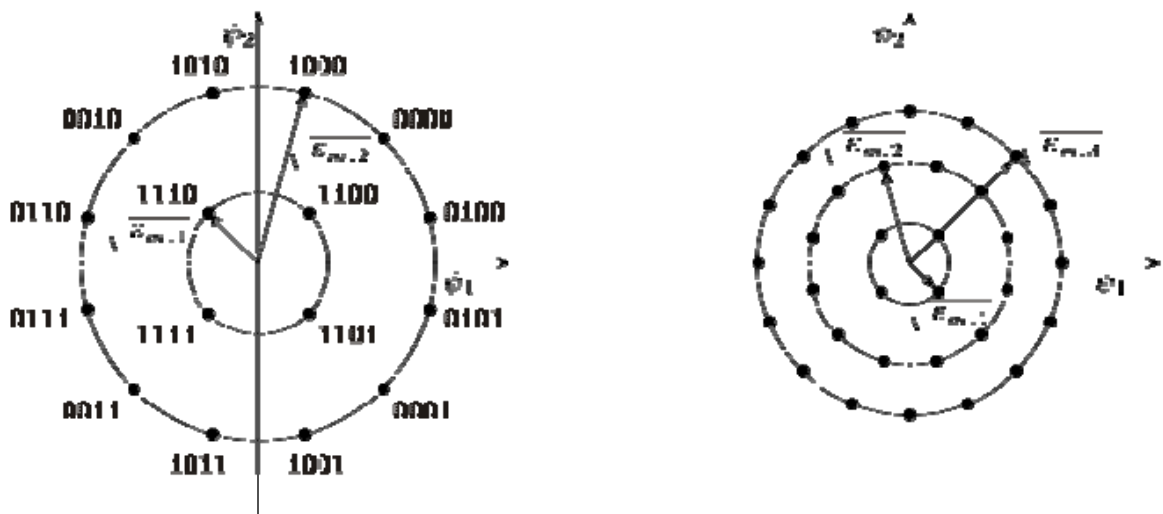


Рис.2. Сигнальные конструкции АФМ-16(4,12) и АФМ-32(4,12,16) (стандарт DVB-S2)

Замечание. Строго говоря, такое обозначение не очень информативно, так как можно построить большое количество сигнальных конструкций с фиксированными значениями числа сигналов на концентрических окружностях. Один из таких практических примеров – это сигнальные конструкции АФМ-16(4,12), применяемые в американском стандарте MIL-STD-188-110 и европейском стандарте DVB-S2. Отличие заключается в том, что в стандарте MIL-STD-188-110 на внешней окружности точки расположены в углах $\pi k/6$, $k = \overline{0,11}$, а в стандарте DVB-S2 – в углах $(2k+1)\pi/12$, $k = \overline{0,11}$. Можно использовать, например, более громоздкое, но и более информативное обозначение, в основе которого лежит либо декартова, либо полярная система координат. Последняя больше подходит к сигналам АФМ, так как содержит сведения об энергии и фазе сигнала. Тогда обозначения для АФМ- M можно представить в виде

$$\text{АФМ-}M \left(\left[\sqrt{E_{m,1}}, \varphi_0^{(1)}, \dots, \varphi_{M_1-1}^{(1)} \right], \dots, \left[\sqrt{E_{m,n}}, \varphi_0^{(n)}, \dots, \varphi_{M_1-1}^{(n)} \right] \right).$$

Если использовать обозначение для отношения радиусов окружностей¹

$$\gamma_k \square \frac{\sqrt{E_{m,k+1}}}{\sqrt{E_{m,1}}}, \quad \gamma \square \gamma_1, \quad k = \overline{0, n-1},$$

то тогда обозначение для сигналов АФМ можно переписать в виде

$$\text{АФМ-}M \left(\left[1, \varphi_0^{(1)}, \dots, \varphi_{M_1-1}^{(1)} \right], \dots, \left[\gamma_n, \varphi_0^{(n)}, \dots, \varphi_{M_1-1}^{(n)} \right] \right).$$

Пусть на каждом из уровней

$$\varphi_j^{(i)} - \varphi_{j-1}^{(i)} = 2\pi/M_i, \quad j = \overline{1, M_i-1},$$

т. е. предполагается, что на каждой концентрической окружности сигналы располагаются равномерно, как это осуществляется, например, в сигнальной конструкции ФМ- M_i , $i = \overline{1, n}$. Другими словами:

$$\varphi_j^{(i)} = \varphi_0^{(i)} + \frac{2\pi}{M_i} j, \quad j = \overline{0, M_i-1}.$$

В этом случае достаточно, чтобы был задан начальный угол $\varphi_0^{(i)}$ и число сигналов на этом уровне M_i :

¹ Предполагаем, что $\sqrt{E_{m,1}} \neq 0$. В противном случае определяем отношение $\gamma_k \square \sqrt{E_{m,k+1}} / \sqrt{E_{m,2}}$, $k = \overline{1, n-1}$.

$$\text{АФМ-}M\left(\left[\sqrt{E_{m,1}}, M_1, \varphi_0^{(1)}\right], \dots, \left[\sqrt{E_{m,n}}, M_n, \varphi_0^{(n)}\right]\right).$$

Координаты сигнальных точек на i -м уровне задаются

$$\mathbf{s}_j^{(i)} = \left(\sqrt{E_{m,i}} \cos \left[\varphi_0^{(i)} + \frac{2\pi}{M_i} j \right], \sqrt{E_{m,i}} \sin \left[\varphi_0^{(i)} + \frac{2\pi}{M_i} j \right] \right), \quad j = \overline{0, M_i - 1}.$$

Так как иногда, как, например, в стандарте DVB-S2, задаются не сами энергии сигналов, а соотношения между радиусами γ_k , $k = \overline{0, n-1}$, то можно использовать и такую запись:

$$\text{АФМ-}M\left(\left[1, M_1, \varphi_0^{(1)}\right], \dots, \left[\gamma_{n-1}, M_n, \varphi_0^{(n)}\right]\right).$$

Если воспользоваться этими обозначениями, то тогда сигналы АФМ-16(4,12), представленные в стандарте MIL-STD-188-110 и DVB-S2, можно записать в виде:

$$\begin{aligned} &\text{АФМ-16}\left(\left[1, 4, \pi/4\right], \left[\gamma_2, 12, 0\right]\right) \text{ и} \\ &\text{АФМ-16}\left(\left[1, 4, \pi/4\right], \left[\gamma_2, 12, \pi/12\right]\right). \end{aligned}$$

Используя эти обозначения, можно сразу увидеть существенные отличия между сигнальными конструкциями с одинаковым числом сигналов.

Для произвольной сигнальной конструкции АФМ- $M(M_1, M_2, \dots, M_n)$ максимальная энергия определяется по формуле

$$E_m \square E_{m,n} = \max(1, \gamma_1^2, \dots, \gamma_{n-1}^2) E_{m,1} = \gamma_{n-1}^2 E_{m,1},$$

а средняя энергия, в предположении равновероятной передачи сигналов, определяется как

$$E_c = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^n M_k E_{m,k} = E_{m,1} \sum_{k=1}^n \frac{M_k}{M} \gamma_{k-1}^2.$$

Отсюда несложно получить квадрат пик-фактора сигнальной конструкции:

$$\Pi^2 = \frac{E_m}{E_c} = \frac{M \gamma_{n-1}^2}{\sum_{k=1}^n M_k \gamma_{k-1}^2}.$$

Для дальнейшего использования этих формул необходимо связать минимальное евклидово расстояние $d = d_{\min}$ с $E_{m,1}$. Таким образом, окончательное решение нахождения максимальной E_m и средней E_c энергий сигналов подразумевает установление функциональной зависимости $E_{m,1} = f(d_{\min}^2)$. Формально для вычисления минимального евкли-

дова расстояния d необходимо сравнить все возможные расстояния между сигнальными точками, т. е. построить матрицу расстояний. При определенных ограничениях решение этой задачи может быть формализовано и упрощено.

Приведем методику вычисления минимального евклидова расстояния d при следующих предположениях: в сигнальной конструкции АФМ имеется n уровней и на каждом из уровней M_k , $k = \overline{1, n}$ сигналов, расположенных равномерно на окружности, т. е. имеем на каждом из уровней сигналы ФМ- M_k с произвольными начальными фазами $\varphi_0^{(k)}$, $k = \overline{1, n}$. Эти предположения соответствуют реальным АФМ, используемым на практике и, как увидим позже, не являются жесткими для данной методики, но их исключение будет приводить к более громоздким вычислениям. Условно можно представить эти предположения в виде

$$\text{АФМ-}M \left(\left\{ \gamma_{k-1}, M_k, \varphi_0^{(k)} \right\}_{k=\overline{1, n}} \right) = \bigcup_{k=1}^n \{ \text{ФМ-}M_k \}.$$

Такое разбиение сигнальной конструкции позволяет сформулировать основную идею, заключающуюся в том, что вычисление минимального евклидова расстояния d можно разбить на несколько этапов: вычисление минимального евклидова расстояния на каждом уровне $k = \overline{1, n}$ и вычисление его между ближайшими уровнями. Пусть $d^{(k)}$, $k = \overline{1, n}$ - минимальное евклидово расстояние на k -м уровне, а $d^{(k-1, k)}$, $k = \overline{1, n}$ - минимальное евклидово расстояние между $(k-1)$ -м и k -м уровнями, $k = \overline{2, n}$. Тогда очевидно, что

$$d^{(k)} = 2 \sin \frac{\pi}{M_k} \sqrt{E_{m, k}} = \alpha_k \gamma_{k-1} \sqrt{E_{m, 1}},$$

где $\alpha_k = 2 \sin \frac{\pi}{M_k}$. Координаты сигнальных точек на $(k-1)$ -м и k -м уровнях, $k = \overline{2, n}$ определяются соответственно как

$$\mathbf{s}_{r_{k-1}}^{(k-1)} = \left(\sqrt{E_{m, k-1}} \cos \left[\varphi_0^{(k-1)} + \frac{2\pi r_{k-1}}{M_{k-1}} \right], \sqrt{E_{m, k-1}} \sin \left[\varphi_0^{(k-1)} + \frac{2\pi r_{k-1}}{M_{k-1}} \right] \right),$$

где $r_{k-1} = \overline{0, M_{k-1} - 1}$ и

$$\mathbf{s}_{r_k}^{(k)} = \left(\sqrt{E_{m, k}} \cos \left[\varphi_0^{(k)} + \frac{2\pi r_k}{M_k} \right], \sqrt{E_{m, k}} \sin \left[\varphi_0^{(k)} + \frac{2\pi r_k}{M_k} \right] \right), r_k = \overline{0, M_k - 1}.$$

Пусть $d^{(k-1,k)} = d^{(k,k-1)}$ - минимальное евклидово расстояние между $(k-1)$ -м и k -м уровнями. Тогда очевидно, что

$$d^{(k-1,k)} = d\left(\mathbf{s}_{r_{k-1}}^{(k-1)}, \mathbf{s}_{r_k}^{(k)}\right) = \sqrt{\gamma_{k-2}^2 + \gamma_{k-1}^2 - 2\gamma_{k-2}\gamma_{k-1}\delta^{(k-1,k)}} \sqrt{E_{m,1}},$$

где $k = \overline{2, n}$, $\gamma_0 = 1$ и

$$\delta^{(k-1,k)} = \max_{\substack{r_{k-1}=\overline{0, M_{k-1}-1}, \\ r_k=\overline{0, M_k-1}}} \left\{ \cos \left[2\pi \left(\frac{r_{k-1}}{M_{k-1}} - \frac{r_k}{M_k} \right) + \varphi_0^{(k-1)} - \varphi_0^{(k)} \right] \right\}.$$

Таким образом, для определения минимального евклидова расстояния

необходимо сравнить между собой:

- а) n расстояний $d^{(k)}$, $k = \overline{1, n}$;
- б) $(n-1)$ расстояние $d^{(k-1,k)}$, $k = \overline{2, n}$.

Следовательно, $d_{\min}$ определяется из сравнения $(2n-1)$ расстояния:

$$\left\{ \begin{array}{l} d^{(1)} = \alpha_1 \sqrt{E_{m,1}}, \quad d^{(1,2)}(\gamma_1, \gamma_2) = \sqrt{\gamma_1^2 + 1 - 2\gamma_1 \delta^{(1,2)}} \sqrt{E_{m,1}}, \\ d^{(2)}(\gamma_1) = \alpha_2 \gamma_1 \sqrt{E_{m,1}}, \quad d^{(2,3)}(\gamma_1, \gamma_2) = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_1^2 - 2\gamma_1 \gamma_2 \delta^{(2,3)}} \sqrt{E_{m,1}}, \\ \dots \dots \\ d^{(n-1)}(\gamma_{n-1}) = \alpha_{n-1} \gamma_{n-2} \sqrt{E_{m,1}}, \quad d^{(n-1,n)}(\gamma_{n-2}, \gamma_{n-1}) = \\ = \sqrt{\gamma_{n-1}^2 + \gamma_{n-2}^2 - 2\gamma_{n-1} \gamma_{n-2} \delta^{(n-1,n)}} \sqrt{E_{m,1}}, \\ d^{(n)}(\gamma_{n-1}) = \alpha_n \gamma_{n-1} \sqrt{E_{m,1}}. \end{array} \right.$$

В общем случае

$$d_{\min}(\gamma_1, \dots, \gamma_{n-1}) = \min \left\{ d^{(1)}, \dots, d^{(n)}(\gamma_{n-1}), d^{(1,2)}(\gamma_1), \dots, d^{(n-1,n)}(\gamma_{n-2}, \gamma_{n-1}) \right\}.$$

При сравнении этих значений следует учитывать, что последовательность $\{\gamma_k\}$, $k = \overline{0, n-1}$ является строго возрастающей, т. е. $1 < \gamma_1 < \gamma_2 < \dots < \gamma_{n-1}$. Кроме этого во многих практических случаях предполагается, что число сигналов с каждым уровнем растет, т. е. выполняется условие $M_1 \leq M_2 \leq \dots \leq M_n$. Следовательно, последовательность $\{\alpha_k\}$, $k = \overline{1, n}$ является убывающей, т. е. $\alpha_1 \geq \alpha_2 \geq \dots \geq \alpha_n$. Так как в исходных условиях известны конкретные значения $\{\gamma_k\}$, $k = \overline{0, n-1}$, задаваемые, например, в стандарте, а элементы последовательности $\{\alpha_k\}$,

$k = \overline{1, n}$ легко вычисляются, исходя из условия $\alpha_k = 2 \sin \frac{\pi}{M_k}$, остается

определить $\delta^{(k-1, k)}$ и тогда сравнение всех расстояний не представляется сложным. Задача вычисления $\delta^{(k-1, k)}$, $k = \overline{2, n}$ может быть сведена к задаче

$$\varphi^{(k-1, k)} = \max_{\substack{r_{k-1}=0, M_{k-1}-1, \\ r_k=0, M_k-1}} \left\{ 2\pi \left(\frac{r_{k-1}}{M_{k-1}} - \frac{r_k}{M_k} \right) + \varphi_0^{(k-1)} - \varphi_0^{(k)} \right\}.$$

При геометрическом представлении сигнальной конструкции необходимость в переборе всех возможных вариантов отпадает, и остаются только те номера сигналов r_{k-1} и r_k , соответственно на $(k-1)$ -м и k -м уровне, которые являются претендентами на решение. Кроме этого, симметрия, присутствующая во многих сигнальных конструкциях, также позволяет исключить лишний перебор точек, которые заведомо не могут быть решением.

В качестве примера приведем решение задачи нахождения минимального евклидова расстояния для случая расположения сигнальных точек на двух концентрических окружностях, $n = 2$. Если $1 > \alpha_2 > \frac{\alpha_1}{1 + \alpha_1}$,

то

$$d_{\min} = \begin{cases} d^{(1,2)} = \gamma - 1, & \gamma \in (1, 1 + \alpha_1], \\ d^{(1)} = \alpha_1, & \gamma \in [1 + \alpha_1, \infty). \end{cases}$$

Если $0 < \alpha_2 < \frac{\alpha_1}{1 + \alpha_1} < 1$, то

$$d_{\min} = \begin{cases} d^{(1,2)} = \gamma - 1, & \gamma \in \left(1, \frac{1}{1 - \alpha_2}\right], \\ d^{(2)} = \alpha_2 \gamma, & \gamma \in \left[\frac{1}{1 - \alpha_2}, \frac{\alpha_1}{\alpha_2}\right), \\ d^{(1)} = \alpha_1, & \gamma \in \left[\frac{\alpha_1}{\alpha_2}, \infty\right). \end{cases}$$

Если $\alpha_1 \geq \alpha_2 > 1$

$$d_{\min} = \begin{cases} d^{(1,2)} = \gamma - 1, & \gamma \in (1, 1 + \alpha_1], \\ d^{(1)} = \alpha_1, & \gamma \in [1 + \alpha_1, \infty). \end{cases}$$

Таким образом, в данной статье приведена методика, позволяющая исследователям сравнивать по критерию максимума минимального евклидова расстояния d сигналы амплитудно-фазовой модуляции между собой с другими сигналами.

Библиографический список

1. **Специальные** интегральные функции, применяемые в теории связи: монография / Н. В. Савищенко. – СПб. : ВАС, 2012. – 560 с.
2. **Цифровая** связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр; пер. с англ. – М. : Вильямс, 2003. – 1104 с.
3. **Расчет** помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: справочник / В. И. Коржик, Л. М. Финк, К. Н. Щелкунов. – М. : Радио и связь, 1981. – 232 с.

Аннотация

В статье приведена методика, позволяющая исследователям сравнивать по критерию максимума минимального евклидова расстояния d сигналы амплитудно-фазовой модуляции между собой с другими сигналами.

V. P. Grecev, S. E. Ivanov, N. V. Savischenko

Military Academy of Communication

EVALUATION OF NOISE SIGNAL AMPLITUDE-PHASE MODULATION IN WHITE GAUSSIAN NOISE CHANNEL

Annotation

In the article the technique of allowing researchers to compare on the basis of the maximum minimum Euclidean distance amplitude-phase modulation signals together with other signals.

Key words: the amplitude-phase modulation, interference, signal structures, the Euclidean distance.

References

1. Special'nye integral'nye funkicii, primenjaemye v teorii svjazi : monografija / N. V. Savishhenko. – SPb. : VAS, 2012. – 560 s.
2. Cifrovaja svjaz'. Teoreticheskie osnovy i prakticheskoe primenenie / B. Skljjar; per. s angl. – M. : Vil'jams, 2003. – 1104 s.
3. Raschet pomehoustojchivosti sistem peredachi diskretnyh soobshhenij: spravochnik / V. I. Korzhik, L. M. Fink, K. N. Shhelkunov. – M. : Radio i svjaz', 1981. – 232 s.

Грецев Валерий Петрович – кандидат технических наук, доцент кафедры общепрофессиональных дисциплин ФГКВОУ ВПО «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного», vgrecev@yandex.ru

Иванов Сергей Евгграфович – кандидат технических наук, заместитель начальника кафедры общепрофессиональных дисциплин ФГКВОУ ВПО «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного», evgrafiy@rambler.ru

Савищенко Николай Васильевич – доктор технических наук, профессор, заместитель начальника кафедры общепрофессиональных дисциплин ФГКВОУ ВПО «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного», snikaspb@mail.ru

УДК 621.45.018.5

А. В. Давыдов, С. В. Дьяков, А. А. Панкин

Военная академия связи им. С. М. Буденного

АЛГОРИТМ СИНТЕЗА СИСТЕМЫ ПОКАЗАТЕЛЕЙ НАДЕЖНОСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ НАПРАВЛЕНИЙ НА ОСНОВЕ ЭКСТРАПОЛИРУЮЩЕЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

тесты, сообщения, искусственные нейронные сети, надежность

На современном этапе развития телекоммуникационного пространства качество связи характеризуется соответствующими показателями, достижение которых невозможно без надежного функционирования информационных направлений (ИН) системы связи и ее элементов. Данная характеристика определяется избыточностью ИН и надежностью применяемых средств связи, в том числе и ее составляющими. Данный перечень показателей задается в тактико-техническом задании на разработку средств связи и уточняется в период их приемки в ходе государственных испытаний. Анализ показывает, что данные требования предъявляются без учета условий, характерных для эксплуатации техники связи в различных условиях.

Одним из основных этапов оценивания надежности сложной информационной системы является этап разработки иерархически связанной системы показателей надежности (СПН) эксплуатации этой системы.

Впервые такой подход был предложен Пирсоном, Лефковицем, Такахарой и Шоффером [1, 2]. Весомый вклад в создание научных основ формирования СПН внесли Е. С. Вентцель, Н. П. Бусленко, Б. Р. Левин, Г. Б. Петухов, где были сформулированы основные требования к СПН и даны общие рекомендации по их достижению. Главным недостатком рассмотренного подхода является то, что при его использовании редко формулируется синтезируемая СПН системы.

Анализ перечисленных выше работ позволяет сделать вывод о том, что для оценивания надежности ИН применима СПН, построенная с использованием математических методов теории искусственных нейронных сетей (ИНС). Данный нейросетевой алгоритм формулирует перечень показателей надежности существенных свойств ИН, по которым производится оценивание надежности ИН.

Выбор структуры нейронной сети осуществляется в соответствии с особенностями и сложностью задачи. Для решения отдельных типов задач уже существуют оптимальные конфигурации. Основу модели ИНС составляет искусственный нейрон (базовый процессорный элемент (БПЭ)).

Применительно к задаче синтеза СПН ИН для оценивания надежности ИН в условиях неопределенности предлагается подход, использующий ИНС и учитывающий субъективные факторы, вносимые пользователем при классификации частных показателей надежности, неопределенность при включении отдельных компонент в состав синтезируемой СПН существенных свойств ИН, характеризующих его состояние.

Основу данного подхода составляет экспертная система, предназначенная для снижения уровня неопределенности при формировании синтезируемой СПН и локальных СПН (ЛСПН), для прогнозирования состава данных систем по имеющимся априорным данным. Аналогичный подход впервые предложен Б. Коско, подробно описан в [3] и использует так называемые экстраполирующие нейронные сети (ЭНС), являющиеся разновидностью известных моделей ассоциативной памяти [3]–[5].

Проблема обоснованной формулировки параметрического пространства состояний, обоснованности включения тех или иных показателей надежности в состав синтезированной СПН и ЛСПН для последующего оценивания надежности ИН достаточно сложна [6, 7].

Задача решается на базе различных структур ИНС с различными принципами организации памяти, принципами обучения. На базе ИНС с обратными связями построена известная модель ассоциативной памяти (сеть Хопфилда) [3, 8]. Разновидностью модели ассоциативной памяти является ЭНС (рис. 1) [3].

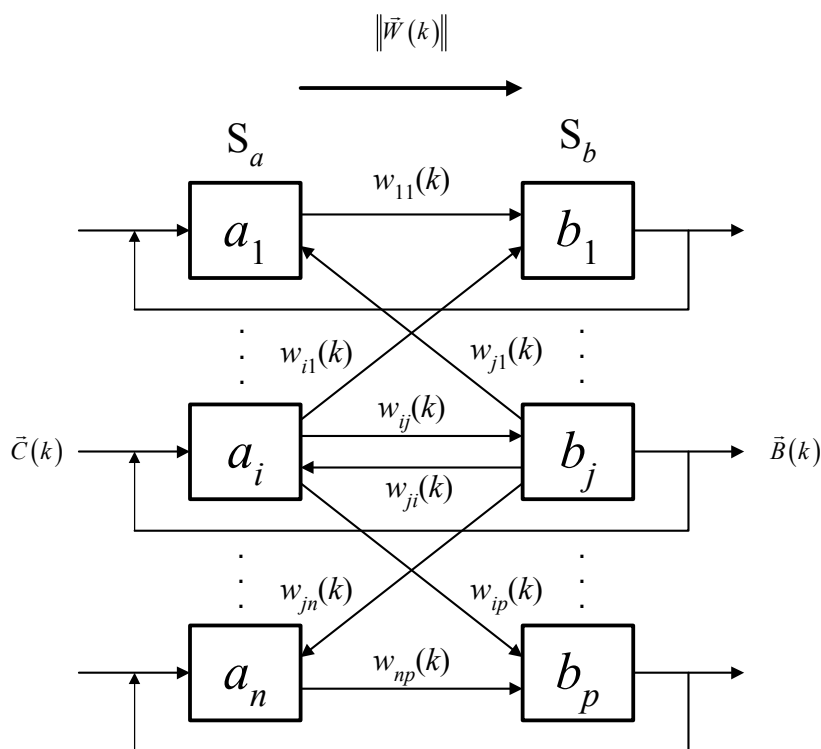


Рис. 1. Вариант структуры ЭНС для синтеза СПН ИН

ЭНС такого класса состоит из двух слоев нейронов – входного S_a и выходного S_b . Входной слой S_a состоит из n нейронов, обладающих набором прямых и обратных связей с p нейронами выходного слоя S_b , причем количество входных и выходных образов равно ($n = p$).

В качестве функции активации используется ступенчатая пороговая функция вида:

$$f(x) = \begin{cases} +1, x > 0; \\ -1, x < 0; \\ 0, x = 0. \end{cases}$$

В ЭНС используется когнитивная карта, полностью задаваемая матрицей связей вида:

$$\|\vec{W}(k)\| = \begin{bmatrix} w_{11}(k) & \dots & w_{1n}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{p1}(k) & \dots & w_{pn}(k) \end{bmatrix} \quad (1)$$

Каждый элемент $w_{ij}(k)$ матрицы (1) характеризует взаимосвязь, корреляционную зависимость i -го и j -го ПН на k -ом шаге эксплуатации ИН, причем положительные связи кодируются 1, отрицательные -1 , а отсутствие связей между ПН кодируется 0. Аналогия структур когнитивных карт и ИНС обусловлена тем, что каждый из ПН ИН (объектов, концептов когнитивной карты) может выступать как отдельный нейрон, а коэффициенты связей между ними – как синаптические веса [3].

Разработанный алгоритм функционирования ЭНС для синтеза СПН ИН в условиях неполноты и противоречивости исходных данных и недостоверно заданных параметрах, характеризующих свойства ИН в различных условиях эксплуатации, представлен на рисунке 2.

На вход ЭНС поступает входной образ, характеризующий множество существенных свойств (ПН) ИН, составляющих основу обобщенной СПН ИН

$$\vec{C}(k) = [c_1(k), c_2(k), \dots, c_n(k)].$$

Предположим, пользователь определил, что в данный момент времени на k -ом шаге в интересах оценивания надежности ИН гарантированно будут использоваться (обязательно нужны) p компонент входного образа, составляющие множество $\Omega_p(k)$, а другие ПН ИН, не определены. В целях получения обоснованных результатов оценивания надежности ИН необходимо реконструировать недостающие компоненты СПН.

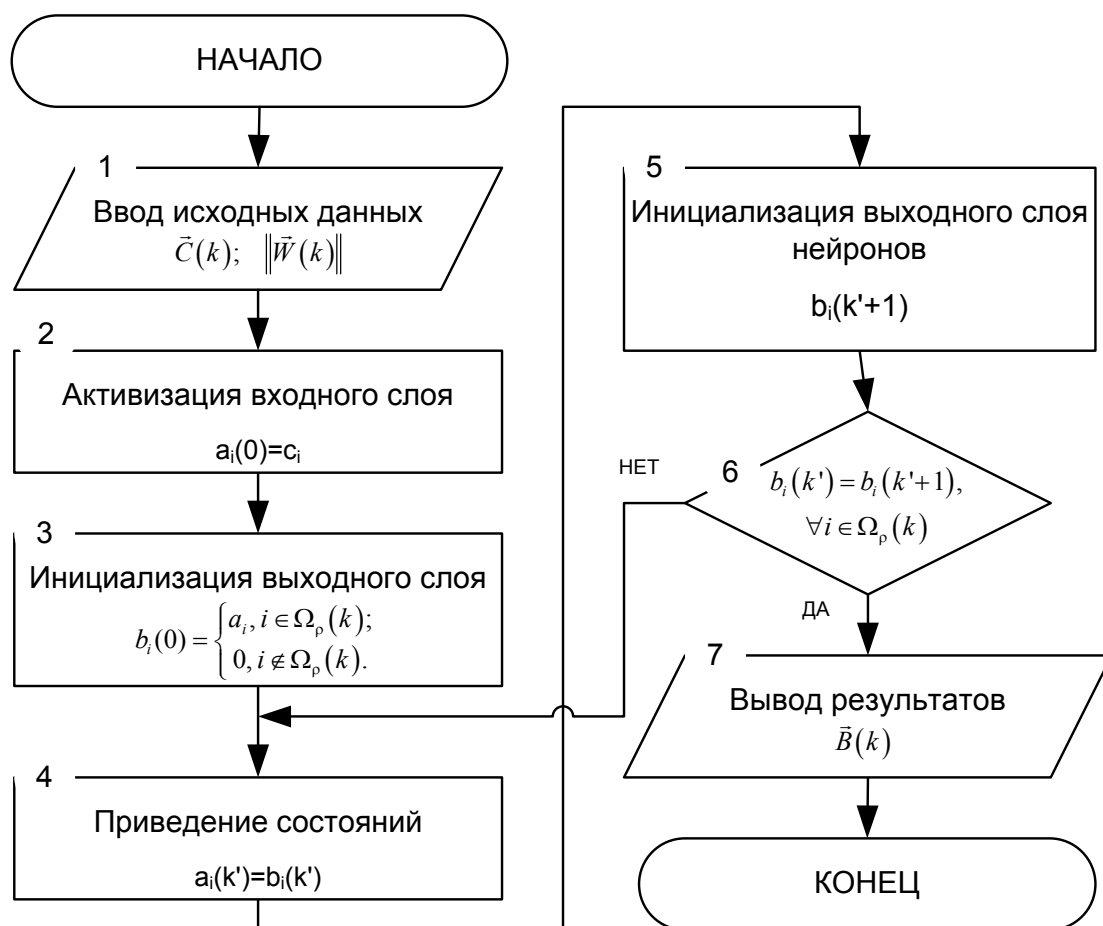


Рис. 2. Алгоритм синтеза СПН ИН на основе ЭНС

Функционирование ЭНС осуществляется следующим образом:

– активизация входного слоя S_a ЭНС (рис. 1) входным образом (блок 2 алгоритма, рис. 2). Иными словами, это приведение нейронов входного слоя в начальные состояния

$$a_i(0) = c_i, \quad (2)$$

– причем нулевой (стартовый) такт экстраполяции ЭНС в выражении (2), а также последующие такты осуществляются в рамках k -го шага эксплуатации и оценивания надежности ИН и обозначаются $k' = 0, 1, 2, \dots$;

– производится начальная инициализация (блок 3 алгоритма) нейронов выходного слоя ЭНС в соответствии с выражением:

$$b_i(0) = \begin{cases} a_i, i \in \Omega_p(k); \\ 0, i \notin \Omega_p(k); \end{cases}$$

– происходит приведение нейронов входного слоя ЭНС на данном k' -ом такте к состоянию нейронов выходного слоя (блок 4 алгоритма):

$$a_i(k') = b_i(k');$$

– производится вычисление новых состояний нейронов выходного слоя (блок 5 алгоритма) для всех $i \in \Omega_p(k)$ по формуле:

$$b_i(k' + 1) = f \left(\sum_{j=1}^n a_j(k') \cdot w_{ij}(k) \right) = f \left(\sum_{j=1}^n b_j(k') \cdot w_{ij}(k) \right)$$

– повторение выполнения блоков 4 и 5 до тех пор, пока ЭНС на каком либо k' -ом такте не достигнет стабильного состояния (блок 6 алгоритма).

Таким образом, предложен алгоритм синтеза СПН ИН в интересах оценивания надежности его состояния, позволяющий устранить неопределенность при синтезировании СПН и ЛСПН существенных свойств ИН. Уточнение, реконструкция недостающих компонент СПН позволяют повысить объективность задания исходных данных для оценивания надежности ИН, а в конечном итоге точность оценивания состояния ИН в целом по сравнению с системами контроля, построенными без учета разнородных мнений экспертов.

Библиографический список

1. **Многокритериальная** оптимизация / А. А. Ланне, Д. А. Улахович. – Л. : ВАС, 1984. – 94 с.
2. **Управляемые** марковские процессы и их приложения / Е. Б. Дынкин, А. А. Юшкевич. – М. : Наука, 1975. – 338 с.

3. **Искусственные** нейронные сети / М. А. Щербаков. – Пенза : Изд. Пензенского государственного технического университета, 1996. – 85 с.
4. **Нейрокомпьютерная** техника. Теория и практика / Ф. Уоссер-ман. – М. : Мир, 1992. – 240 с.
5. **Искусственные** нейронные сети. Теория и практика / В. В. Круглов, В. В. Борисов. – 2-е изд., стереотип. – М. : Горячая линия – Телеком, 2002. – 382 с.
6. **Основы** теории эффективности целенаправленных процессов / Г. Б. Петухов. – М. : МО СССР, 1989. – 660 с.
7. Кузнецов В. Е. Диссертация... канд. техн. наук. – СПб. : ВАС, 1998.
8. **Нейросетевые** системы управления / В. А. Терехов, Д. В. Ефимов, И. Ю. Тюкин, В. Н. Антонов. – СПб. : Изд. СПбУ, 1999. – 265 с.

Аннотация

Одним из ключевых вопросов при проведении НИОКР является оценивание надежности информационных направлений (ИН). Однако методы, применяемые при контрольных испытаниях на надежность, ориентированы на анализ отдельных объектов (изделий) в рамках сетей, систем и направлений связи. Основой для решения данных задач могут выступать методы экспертного анализа с использованием теории искусственных нейронных сетей (ИНС).

A. V. Davydov, S. V. Dyakov, A. A. Pankin

Military Academy of Communication

SYNTHESIS ALGORITHM SYSTEM PERFORMANCE RELIABILITY OF INFORMATION AREAS BASED ON NEURAL NETWORK EXTRAPOLATES

Annotation

One of the key issues in the conduct of research and development is the evaluation of information security trends. However, the methods used for testing the reliability of the test, are focused on the analysis of individual objects (products) in networks, systems, and communications channels. The basis for solving these problems may take methods expert analysis using the theory of artificial neural networks.

Key words: tests, the right message, artificial neural network reliability.

References

1. Mnogokriterial'naja optimizacija / A. A. Lanne, D. A. Ulahovich. – L. : VAS, 1984. – 94 s.
2. Upravljaemye markovskie processy i ih prilozhenija / E. B. Dynkin, A. A. Jushkevich. – M. : Nauka, 1975. – 338 s.
3. Iskusstvennye nejronnye seti / M. A. Shherbakov. – Penza : Izd. Penzenskogo gosudarstvennogo tehničeskogo universiteta, 1996. – 85 s.

4. Nejrokomp'juternaja tehnika. Teorija i praktika / F. Uosserman. – M. : Mir, 1992. – 240 s.
5. Iskusstvennye nejronnye seti. Teorija i praktika / V. V. Kruglov, V. V. Borisov. – 2-e izd., stereotip. – M. : Gorjachaja linija – Telekom, 2002. – 382 s.
6. Osnovy teorii jeffektivnosti celenapravlennyh processov / G. B. Petuhov. – M. : MO SSSR, 1989. – 660 s.
7. Kuznecov V. E. Dissertacija... kand. tehn. nauk. – SPb. : VAS, 1998.
8. Nejrosetevye sistemy upravlenija / V. A. Terehov, D. V. Efimov, I. Ju. Tjugin, V. N. Antonov. – SPb. : Izd. SPbU, 1999. – 265 s.

Давыдов Александр Викторович – кандидат технических наук, доцент, начальник кафедры общепрофессиональных дисциплин ФГКВОУ ВПО «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного», alex_dav2001@mail.ru

Дьяков Сергей Вячеславович – кандидат технических наук, доцент кафедры общепрофессиональных дисциплин ФГКВОУ ВПО «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного», srgdyakov@rambler.ru

Панкин Андрей Алексеевич – кандидат технических наук, преподаватель кафедры общепрофессиональных дисциплин ФГКВОУ ВПО «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного», Andrey85000@yandex.ru

СПОСОБ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ СРЕДСТВ МОНИТОРИНГА ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ

информационная безопасность, мониторинг информационной безопасности, психофизиологическое состояние оператора

Для обеспечения достоверного и полного анализа состояния защищенности автоматизированных систем (АС) требуется вариант системы мониторинга информационной безопасности (ИБ), при котором будут контролироваться все без исключения объекты, средства и параметры АС, оказывающие влияние на состояние защищенности АС. В этом случае обеспечивается выявление всех нарушений информационной безопасности, приводящих к снижению ИБ АС. Однако создание такой системы мониторинга ИБ является достаточно затратным, что требует поиска других путей решения данной проблемы.

Объективной основой для разработки способа является факт повышения ошибочных действий (совершения нарушений ИБ) оператора при выходе параметров его ПФС за пределы интервала допустимых значений. Это позволит перейти от равновероятного распределения заданного ограниченного ресурса системы мониторинга ИБ к распределению по объектам АС с большей вероятностью совершения нарушений ИБ.

Под автоматизированной системой понимается система, состоящая из персонала и комплекса средств автоматизации его деятельности, реализующая информационную технологию выполнения установленных функций [1].

Под информационной безопасностью понимается состояние защищенности национальных интересов в информационной сфере, определяющихся совокупностью сбалансированных интересов личности, общества и государства. Одной из составляющих ИБ в информационной сфере является защита информационных ресурсов от несанкционированного доступа, обеспечение безопасности информационных и телекоммуникационных систем, как уже развернутых, так и создаваемых [2].

Под нарушением ИБ понимается случайное или преднамеренное неправомерное действие физического лица (субъекта, объекта) в отношении объекта, следствием которых является нарушение безопасности информации при ее обработке техническими средствами в информационных системах, вызывающее негативные последствия (ущерб/вред) [3].

Психофизиологическое состояние (ПФС) обслуживающего персонала любой человеко-машинной системы существенно влияет на уровень безотказности, безошибочности и своевременности рабочих операций [4].

Реализация способа представлена на рисунке 1 и поясняется следующим образом:

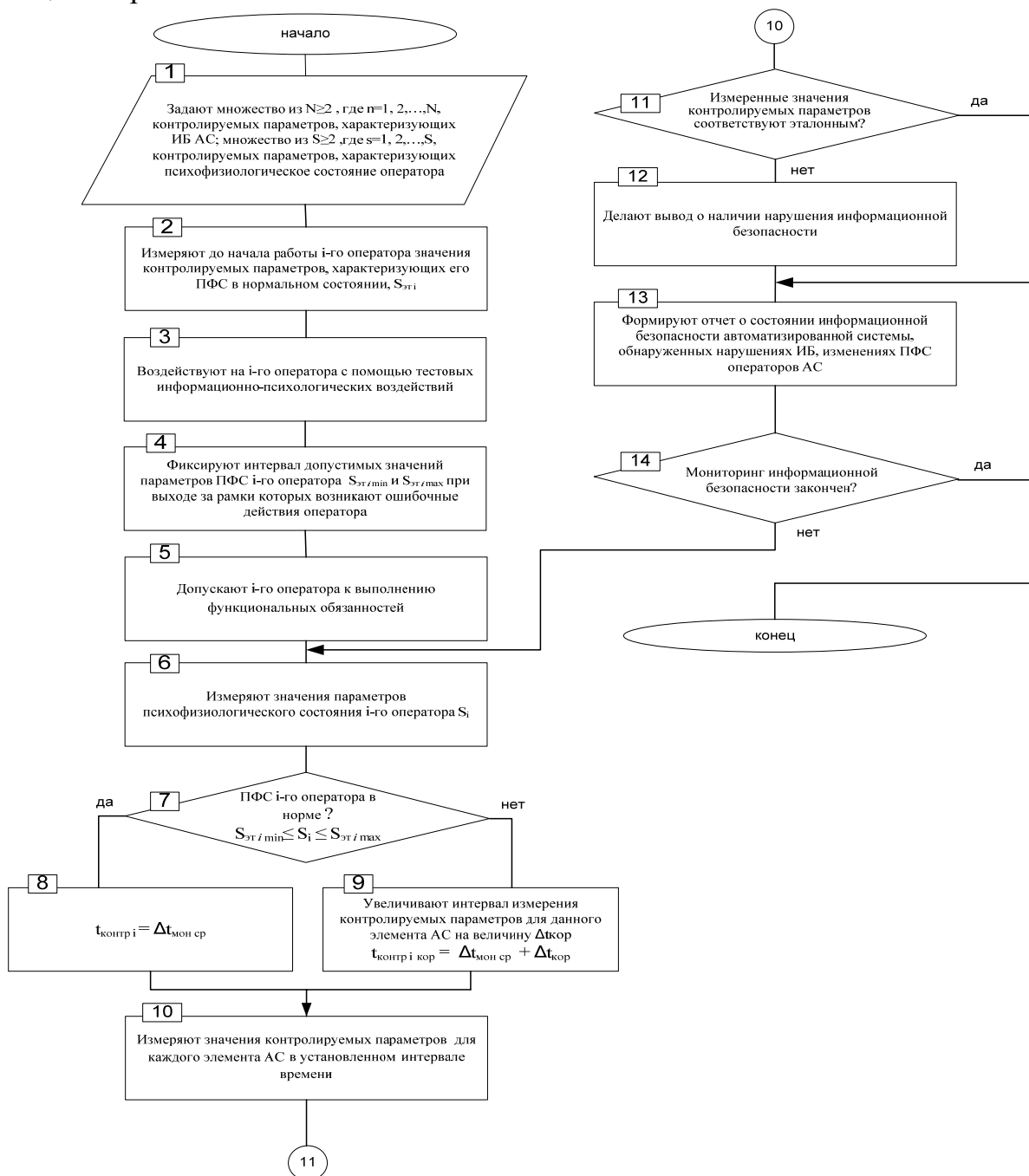


Рис. 1. Алгоритм способа распределения средств мониторинга ИБ

В блоке 1 задают исходные данные: множество из $N \geq 2$, где $n = 1, 2, \dots, N$, контролируемых параметров, характеризующих информационную безопасность АС, $M \geq N$ эталонных значений контролируемых па-

раметров, множество из $S \geq 2$, где $s = 1, 2, \dots, S$, контролируемых параметров, характеризующих психофизиологическое состояние оператора. Измеряют до начала работы i -го оператора значения контролируемых параметров, характеризующих его ПФС в нормальном состоянии, $S_{эт\ i}$ (блок 2).

В блоке 3 воздействуют на i -го оператора с помощью тестовых информационно-психологических воздействий [5] и запоминают интервал допустимых значений параметров ПФС i -го оператора $S_{эт\ i\ min}$ и $S_{эт\ i\ max}$ при выходе за рамки которых оператор АС совершает ошибочные действия (допускает нарушения ИБ) (блок 4). В блоке 5 допускают i -го оператора к выполнению функциональных обязанностей и измеряют значения параметров его психофизиологического состояния с помощью средств (датчиков) контроля ПФС (блок 6). В блоке 7 сравнивают измеренные значения параметров ПФС оператора с интервалом допустимых значений параметров ПФС i -го оператора $S_{эт\ i\ min} \leq S_i \leq S_{эт\ i\ max}$, в случае если они не выходят за пределы допустимого интервала осуществляют дальнейший контроль ПФС i -го оператора и измерение контролируемых параметров с заданным интервалом измерения контролируемых параметров $\Delta t_{мон}$ (блок 8). В блоке 9 в случае выхода хотя бы одного из контролируемых параметров ПФС i -го оператора за пределы интервала допустимых значений $S_{эт\ i\ min}$ и $S_{эт\ i\ max}$ увеличивают интервал времени измерения контролируемых параметров, характеризующих ИБ АС, для данного элемента АС на величину $\Delta t_{кор}$ до достижения оператором нормального ПФС. В блоке 10 измеряют значения контролируемых параметров, характеризующих ИБ АС с заданным интервалом времени ($t_{контр\ i}$ или $t_{контр\ i\ кор}$). В блоке 11 сравнивают измеренные значения контролируемых параметров, характеризующих ИБ АС с эталонными значениями. В случае если значения этих параметров не совпадают с эталонными, делают вывод о наличии нарушения ИБ АС (блок 12).

В блоке 13 по результатам сравнения значений контролируемых параметров с эталонными значениями формируют отчет о состоянии защищенности АС, в который включают сведения о допущенных нарушениях информационной безопасности, состоянии защищенности АС, характере изменений ПФС операторов. Если мониторинг ИБ АС не закончен (блок 14), то переходят к блоку измерения ПФС оператора (блок 6) и повторяют цикл проверки.

На рисунке 2 показана схема, поясняющая реализацию предлагаемого способа. На оператора АС, выполняющего свои функциональные обязанности, устанавливаются средства (датчики) контроля параметров ПФС [6].

Данные о состоянии параметров ПФС передаются по каналам связи на систему контроля ПФС операторов, в которой хранятся эталонные значения параметров ПФС каждого оператора. Эталонные значения па-

раметров ПФС формируются до момента допуска оператора к выполнению функциональных обязанностей с помощью тестовых информационно-психологических воздействий. В результате сравнения измеренных параметров ПФС с эталонными значениями на систему управления средствами мониторинга подается сигнал о выходе параметров ПФС i -го оператора за пределы интервала допустимых значений. Система мониторинга ИБ состоит из системы управления средствами мониторинга и средств мониторинга.

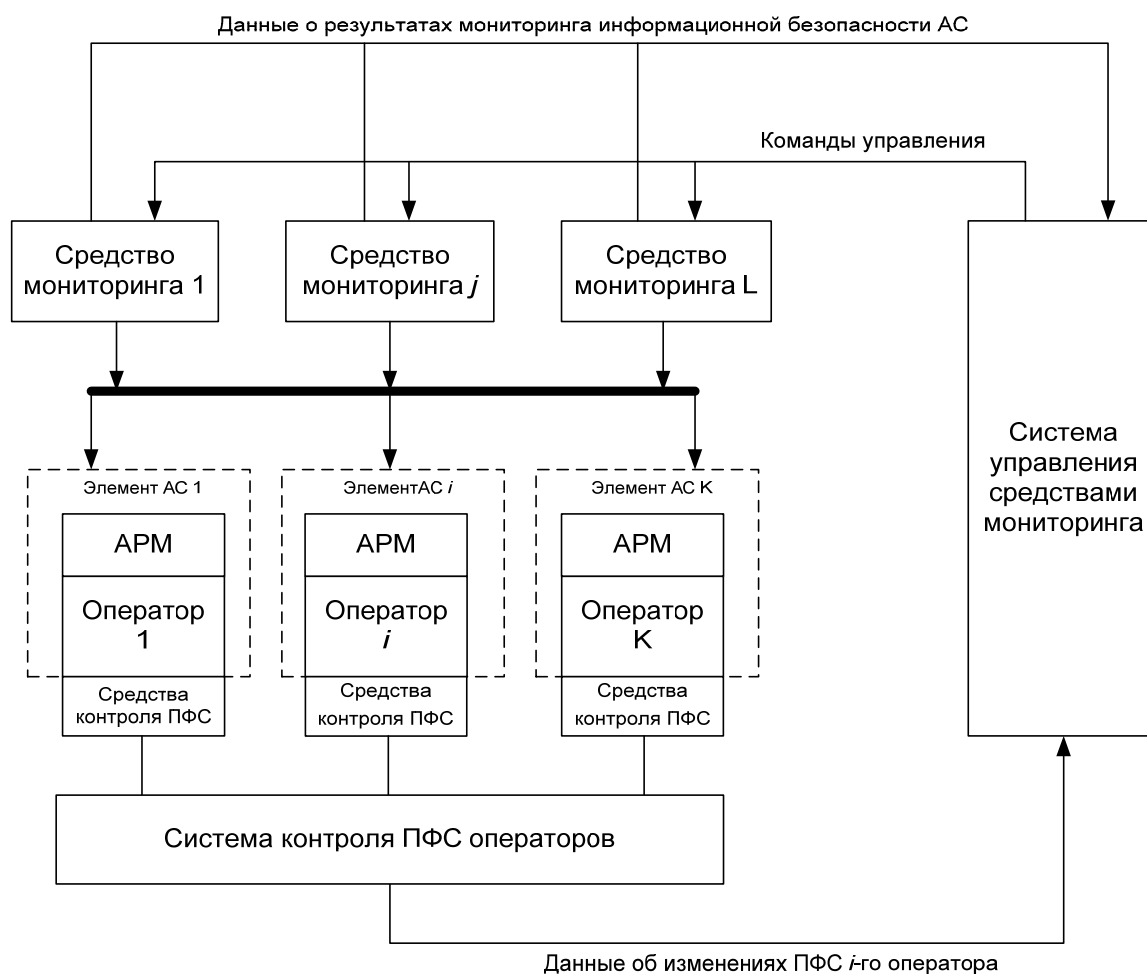


Рис. 2. Схема, поясняющая работу предложенного способа

На основании этих данных система управления средствами мониторинга подает команду средствам мониторинга на увеличение времени мониторинга контролируемых параметров элемента АС того оператора, параметры ПФС которого вышли за пределы интервала допустимых значений. Средства мониторинга ИБ измеряют с заданным интервалом значения контролируемых параметров, характеризующих безопасность АС (нарушения ИБ) и передают данные по каналам связи на систему управления средствами мониторинга. На основании данных о результатах измерения контролируемых параметров система управления сред-

ствами мониторинга формирует отчет о состоянии безопасности АС, о наличии нарушений ИБ и о характере изменений ПФС операторов АС.

Таким образом, за счет учета ПФС операторов АС при распределении средств мониторинга и определении интервала времени измерения контролируемых параметров обеспечивается повышение своевременности обнаружения нарушений ИБ. Реализация данного способа позволит перейти от равновероятного распределения средств мониторинга по объектам АС к такому распределению средств мониторинга, при котором осуществляется контроль объектов АС с большей вероятностью совершения нарушений ИБ.

Библиографический список

1. **ГОСТ 34.003-90** Автоматизированные системы. Основные термины и определения. – М. : Стандартинформ, 1990. – 16 с.
2. **Доктрина** информационной безопасности Российской Федерации от 9 сентября 2000 г. № ПР-1895.
3. **ГОСТ Р 53114-2008** обеспечение информационной безопасности в организации. Основные термины и определения. – М. : Стандартинформ, 2009.
4. **Психология** / В. Н. Дружинин. – 2-е изд. – СПб. : Питер, 2009. – 656 с.
5. **Анализ** физиологических реакций, регистрируемых в процессе опроса с использованием полиграфа: практическое пособие / Ю. И. Холодный. – М., 1999. – 6 с.
6. **Аппаратура** и методы клинического мониторинга / Л. И. Калакутский, Э. С. Манелис. – М. : Высшая школа, 2004. – 159 с.

Аннотация

В работе предложен способ распределения средств мониторинга информационной безопасности автоматизированных систем на основе данных о психофизиологическом состоянии операторов. Данный способ позволяет с высокой вероятностью выявлять нарушения информационной безопасности, которые допускают операторы при работе в автоматизированных системах.

S. V. Dyakov, V. G. Erishov, A. A. Pankin

Military Academy of Communication

THE WAY TO DISTRIBUTION MEANS OF MONITORING INFORMATION SECURITY

Annotation

In work the way of distribution of means of monitoring of information security on the

basis of the data about a psychophysiological condition of operators is offered. The given way allows to reveal infringements of information security which are supposed by operators at work in the automated systems with high probability.

Key words: information security, information security monitoring, psychophysiological condition of the operator.

References

1. GOST 34.003-90 Avtomatizirovannye sistemy. Osnovnye terminy i opredelenija. – M. : Standartinform, 1990. – 16 s.
2. Doktrina informacionnoj bezopasnosti Rossijskoj Federacii ot 9 sentjabrja 2000 g. № PR-1895.
3. GOST R 53114-2008 obespechenie informacionnoj bezopasnosti v organizacii. Osnovnye terminy i opredelenija. – M. : Standartinform, 2009.
4. Psihologija / V. N. Druzhinin. – 2-e izd. – SPb. : Piter, 2009. – 656 s.
5. Analiz fiziologicheskikh reakcij, registriruemых v processe oprosa s ispol'zovaniem poligrafa: prakticheskoe posobie / Ju. I. Holodnyj. – M., 1999. – 6 s.
6. Apparatura i metody klinicheskogo monitoringa / L. I. Kalakutskij, Je. S. Manelis. – M. : Vysshaja shkola, 2004. – 159 s.

Дьяков Сергей Вячеславович – кандидат технических наук, доцент кафедры общепрофессиональных дисциплин ФГКВОУ ВПО «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного», srgdyakov@rambler.ru

Ерышов Вадим Георгиевич – кандидат технических наук, старший преподаватель кафедры общепрофессиональных дисциплин ФГКВОУ ВПО «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного», eryshov@mail.ru

Панкин Андрей Алексеевич – кандидат технических наук, преподаватель кафедры общепрофессиональных дисциплин ФГКВОУ ВПО «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного», Andrey85000@yandex.ru

УДК 338.246

Т. А. Блатова

Санкт-Петербургский филиал «Ленинградское отделение центрального научно-исследовательского института связи»

ИННОВАЦИОННЫЕ ПРОЦЕССЫ В СОВРЕМЕННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ, ИХ ЭТАПЫ И ОСОБЕННОСТИ

инновационный процесс, модель, открытые инновации, телекоммуникации

На протяжении последних шестидесяти лет теоретические представления ученых о содержании и инициаторах инновационных процессов постоянно эволюционировали и нашли отражение в шести поколениях моделей инновационных процессов. Наиболее подробно их эволюция рассмотрена в статье английского экономиста Р. Росвелла [1]. В своей статье, приводя описание моделей первых пяти поколений, Росвелл напоминает, что они являются лишь неким упрощением реальности, при этом все виды инновационных процессов продолжают существовать в различных формах и сегодня.

Модели первого *1G* (1950-е и середина 1960-х годов) и второго *2G* (середина 1960-х и начало 1970-х годов) поколений – это две линейные модели: «технологического толчка» (*technology push*) и «рыночного притяжения» инноваций (*market pull*). В данных моделях инновационный процесс рассматривался как последовательность этапов по трансформации новых знаний в новые продукты с различными инициаторами процесса.

Третье поколение соответствует началу 1970-х – середине 1980-х годов. Модель инновационного процесса *3G* получила название совмещенной, поскольку вместе с НИОКР новые технологии и новые потребности служили главными источниками инновационных идей, а инновационный процесс, хотя все еще оставался последовательным, но уже имел обратные связи.

В начале 1980-х годов появилась модель четвертого поколения – интегрированная. Интегрированная модель *4G* инновационного процесса обозначила переход к пониманию инновации как параллельно-последовательного процесса, включающего одновременно элементы исследований и разработок, маркетинга, проектирования, инжиниринга и т. д.

В 1990-х годах создается модель пятого поколения *5G*, представляющая собой развитие модели *4G*, в которой инновационный процесс

начинает носить сетевой характер. Особое внимание уделяется использованию информационных и коммуникационных технологий для укрепления внутренних и внешних связей организации. Важность информации и данных в инновационном процессе привела к появлению большого числа *IT*-решений, которые облегчают хранение и обмен информации.

В начале XXI века формируется модель шестого поколения *6G*: «модель открытых инноваций», появление которой связано с глобализацией НИОКР и мультидисциплинарным характером современных инноваций. В основу описания инновационного процесса легли «скрытые» знания. Здесь инновационный процесс – многоуровневая система, создающая своего рода инфраструктуру для разработки и реализации нововведения, требующая адекватного механизма координации и управления деятельностью всех участников (как по горизонтали, так и по вертикали) с целью достижения сбалансированных интересов [2].

Инновационные процессы в каждой отрасли различны и зависят от особенностей отраслевых инноваций, существующих взаимосвязей, доступа к новым знаниям, организационной структуры.

Рассмотрим основные этапы инновационного процесса, характерные для продуктовых инноваций в телекоммуникационной отрасли. В соответствии с жизненным циклом инновации таких этапов можно определить четыре со следующими условными названиями:

- 1) научно-исследовательский;
- 2) инженерно-технический этап;
- 3) организационно-технологический этап;
- 4) эксплуатационный этап.

Этап 1, научно-исследовательский, включает в себя проведение фундаментальных и прикладных исследований выполняемых в рамках научно-исследовательских работ (НИР). Фундаментальные исследования, как правило, проводятся в академических институтах, специализированных лабораториях, высших учебных заведениях [3]. Целью фундаментальных исследований является генерирование перспективных идей, их отбор и развитие, определение возможности реализации. При этом имеется наибольшая вероятность получения отрицательного результата, поэтому в мировой практике финансирование фундаментальных исследований осуществляется из государственного бюджета на безвозвратной основе. Прикладные исследования проводятся в научных и научно-исследовательских учреждениях всех видов, в том числе и в отраслевых научно-исследовательских институтах (НИИ), и финансируются как за счет бюджета (в рамках государственных целевых программ или на конкурсной основе), так и за счет негосударственных заказчиков. На этом этапе в качестве инвесторов могут выступать также частные фирмы. Прикладные исследования направлены на определение способов приме-

нения результатов фундаментальных исследований и их уточнение. Они могут быть теоретическими и экспериментальными, связанными с созданием моделей. Здесь происходит разработка лабораторных технологий и методов испытаний, изготовление и испытание макетов новых изделий, нестандартного оборудования. Затем производятся специальные расчеты для оценки и последующей корректировки исследований, отсева неперспективных идей. Конечным результатом этого этапа является техническое задание, рекомендации.

Результат прикладных исследований сопряжен с большой долей неопределенности, поэтому, на этом этапе также велика вероятность получения отрицательного результата и возникает возможность риска потери вложенных средств.

Этап 2, инженерно-технический, базируется на проведении опытно-конструкторских разработок (ОКР), их осуществляют отраслевые научно-исследовательские институты (НИИ), конструкторских бюро (КБ) с привлечением опытных производств, а так же научно-производственные подразделения крупных телекоммуникационных компаний. Результатом работы является, как правило, прототип изделия, его работающий опытный образец. Источники финансирования аналогичны источникам на первом этапе, а также привлекаются собственные средства организаций и предприятий.

Опытно-конструкторские разработки направлены на создание новых образцов, прошедших испытание и пригодных для производственного и коммерческого использования.

На этапе 3, организационно-технологическом, по сути, происходит коммерциализация нового продукта, заключающаяся в запуске его в производство, обеспечении выхода на рынок. Таким образом, этап включает в себя производство и потребление. Поэтому для него, как правило, требуются большие инвестиции для организационно-технологической подготовки производства или расширения производственных мощностей, обучения персонала, рекламной деятельности и др. Реакция рынка на новый продукт на этом этапе только определяется, поэтому инвестиции продолжают носить рискованный характер, так как существуют риски отторжения.

Этап 4 – эксплуатационный, на этом этапе осуществляется сервисное обслуживание и поддержка изделия.

Таким образом, инновационный процесс в телекоммуникациях охватывает цикл от разработки идеи до ее реализации на коммерческой основе.

Результатом инновационной деятельности в телекоммуникациях можно считать также:

- мелкосерийную продукцию, изготовленную на экспериментальной базе ВУЗов и НИИ;
- программную продукцию;
- научно-производственные услуги с использованием уникальной аппаратуры и оборудования;
- услуги в области информатики, информационного, метрологического, патентно-лицензионного обеспечения НИОКР и производства;
- консалтинговые услуги;
- знание и эффективное использование рыночных возможностей.

Многими российскими телекоммуникационными компаниями в настоящее время используются линейные модели инновационного процесса *1G* и *2G*. Поэтому, разработанное за 1–1,5 года новое телекоммуникационного оборудования так и остается невостребованным, так как за это время рынок уже переориентировался на другие конкурентные продукты. В настоящее время для эффективной разработки весь инновационный цикл, от начала исследования до постановки продукта на производство, должен быть значительно короче.

Проводимая на протяжении последних лет государственная политика, направленная на инновационное развитие России, и вышеупомянутые факторы являются объективными предпосылками для использования в российских телекоммуникациях такого подхода к инновациям, который позволит получать максимальный экономический эффект от совместной реализации инновационных проектов. Такая модель инновационных процессов относится к шестому поколению – это модель открытых инноваций.

Открытые инновации создают для работающих на телекоммуникационном рынке российских компаний, новые возможности, которые будут способствовать как повышению конкурентоспособности отрасли, так и экономике страны в целом. Поэтому важным направлением в изучении инновационных процессов *6G* становится выявление реальных факторов, способствующих или препятствующих их осуществлению.

Библиографический список

1. **Towards** the Fifth-generation Innovation Process / R. Rothwell // *International Marketing Review*. – 1994. – Vol. 11. – No. 1. – P. 7–31.
2. **Идея**, воплощенная в продукте. Трансформация моделей инновационного процесса / З. Козловская, В. Качанов // *Беларуская думка*. – 2008. – № 12. – С. 34–36.
3. **Теоретические** основы инновационного анализа хозяйствующего субъекта / Н. А. Батурина // *Справочник экономиста*. – 2008. – № 9. – С. 75–82.

Аннотация

Инновационные процессы в современных телекоммуникациях представляют собой достаточно сложную систему, которая требует создания определенной инфраструктуры и эффективного управления. Анализ эволюции моделей инновационных процессов применительно к отрасли телекоммуникаций показывает, что линейные модели первого и второго поколений в настоящее время неэффективны. Сокращение инновационного цикла и увеличение стоимости научно-исследовательских работ создают предпосылки для перехода отрасли к открытым инновациям.

Т. А. Блатова

Sankt-Peterburgskij filial «Leningradskoe otделение central'nogo nauchno-issledovatel'skogo instituta svyazi»

INNOVATIVE PROCESSES IN MODERN TELECOMMUNICATIONS, THEIR STAGES AND FEATURES

Annotation

The innovative processes in modern telecommunications represent rather complicated system which should be managed effectively and demands creation of specific infrastructure. The analysis of the innovative processes models evolution for telecommunications shows that first and second generation linear models are inefficient today. Reduced duration of an innovative cycle and increased research efforts create preconditions for transition of branch to open innovations.

Key words: innovative process, model, open innovations, telecommunications.

References

1. Towards the Fifth-generation Innovation Process / R. Rothwell // International Marketing Review. – 1994. – Vol. 11. – No. 1. – P. 7–31.
2. Ideja, voploshhennaja v produkte. Transformacija modelej innovacionnogo process-sa / Z. Kozlovskaja, V. Kachanov // Belaruskaja dumka. – 2008. – № 12. – S. 34–36.
3. Teoreticheskie osnovy innovacionnogo analiza hozjajstvujushhego subekta / N. A. Baturina // Spravochnik jekonomista. – 2008. – № 9. – S. 75–82.

Блатова Татьяна Александровна – начальник Технопарка Санкт-Петербургского филиала «Ленинградское отделение центрального научно-исследовательского института связи», nsnlon@gmail.com

ЭЛЕКТРОННЫЙ НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ СПБГУТ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ТЕЛЕКОМУНИКАЦИИ

ТРЕБОВАНИЯ К РУКОПИСЯМ НАУЧНЫХ СТАТЕЙ, ПОДАВАЕМЫМ ДЛЯ ПУБЛИКАЦИИ

ОБЩИЕ ТРЕБОВАНИЯ И УСЛОВИЯ

1.1 Редакция принимает материалы (рукописи научных статей на русском или английском языках и сопроводительные документы), в которых приводятся результаты научной деятельности автора(ов).

1.2 Прием материалов осуществляется лично от авторов (наб. р. Мойки 61, каб. 269), **через сайт журнала www.itt.sut.ru**.

1.3 В журнале не публикуются ранее опубликованные результаты научной деятельности автора(ов).

1.4 Подаваемые для публикации рукописи должны быть законченными работами, однако могут быть продолжающимися (разбитые на части и имеющие выводы по частям).

1.5 Результаты исследований должны соответствовать одной из научной отрасли: физико-математической (01.02.00, 01.04.00); технической (05.12.00, 05.13.00, 05.27.00), экономической (08.00.05 - экономика и управление в сфере IT и телекоммуникаций).

1.6 Материалы представляются в электронном виде (архив rar/zip) в следующем комплекте:

Файл 1 – рукопись научной статьи в формате MS Word (.doc). Если в рукописи присутствуют рисунки, необходимо приложить их в исходных форматах.

Файл 2 – скан первой страницы рукописи, подписанной автором(ами) - не предоставляется при личной подаче.

Файл 3 – информация об авторах, включая персональные данные и согласие на их обработку (фамилия, имя отчество полностью, дата рождения, место работы, ученая степень и звание, должность, паспортные сведения (серия, номер, дата выдачи, кем выдан), контактный e-мэйл, телефон) в формате MS Word (.doc).

Файл 4 – информация об авторах (без персональных данных) на английском языке в формате MS Word (.doc).

Файл 5 – экспертное заключение о возможности опубликования рукописи в открытом доступе, заверенное по месту обучения или работы в сканированном виде. Авторам следует предусмотреть наличие письменного согласия на публикацию от лиц или организаций, по заказу которых производились те или иные исследования, прямые или косвенные результаты которых планируются к публикации в журнале. Отказ в представлении такого согласия может послужить отказом в публикации рукописи.

Файл 6 (для студентов-исследователей, магистров, аспирантов и соискателей ученых степеней) – рецензия научного руководителя, подпись научного руководителя заверяется по месту его работы в сканированном виде.

Рецензия должна содержать:

- актуальность рассматриваемых результатов;
- научную новизну предполагаемых решений;
- критический обзор статьи (включая замечания и предложения по их устранению);
- определение возможности публикации статьи в журнале.

подпись и дату рецензирования, заверение подписи.

1.7 После получения материалов в полном объеме (п. 1.6) автору отправляется для заключения лицензионный договор о передаче неисключительных прав на использование произведения (может быть в виде оферты) и квитанция на оплату организационного взноса.

Редакция оставляет за собой право отбора рукописей для журнала и затребовать дополнительные документы.

1.8 Рукописи и носители информации авторам не возвращаются, гонорар не выплачивается.

1.9 Все рукописи проходят внешнюю экспертную оценку – рецензирование. При отрицательном заключении рукопись отклоняется для публикации.

1.10 При наличии положительной рецензии с рекомендацией рукописи к публикации или рекомендацией доработать рукопись (устранить замечания) и оплаченного организационного взноса, рукопись передается на предпечатную подготовку. При передаче на предпечатную подготовку рукописи, устанавливается срок ее выхода из печати. При отрицательной повторной рецензии рукопись отклоняется для публикации.

1.11 В процессе предпечатной подготовки рукопись вычитывается редактором/корректором. В это время редактор/корректор будет обращаться к автору(ам) для исключения неточностей, ошибок, опечаток и пр. по указанным автором(ами) e-мэйлу/телефону.

1.12 После второй корректуры рукопись ставится в выпуск, подписывается в печать. Внесение авторских исправлений после подписания рукописи/выпуска в печать невозможно.

Важная информация. Неисключительные права на все материалы, опубликованные в журнале принадлежат СПбГУТ. Все материалы, авторские права на которые принадлежат СПбГУТ, могут быть воспроизведены при наличии письменного разрешения от СПбГУТ. Ссылка на первоисточник обязательна. Настоящие требования могут быть изменены без оповещения. Актуальные требования будут расположены на сайте журнала - <http://www.itt.sut.ru>.

ТРЕБОВАНИЯ К ФАЙЛУ РУКОПИСИ

2.1 Объем текста научной статьи – не менее 8 и не более 12-ти машинописных страниц (с рисунками, таблицами, библиографией). Формат страницы – А4, при этом каждое поле должно быть 25 мм, за исключением левого - 30 мм. Абзацный отступ 10 мм.

2.2 На первой странице рукописи до текста указываются УДК, фамилии, инициалы авторов, название статьи, ключевые слова.

2.3 Структура рукописи следующая:

- УДК (размер шрифта 14, расположение текста по левому краю);
- для определения УДК используйте on-line классификатор www.udcc.org;
- фамилия, инициалы автора (авторов) (с расстановкой по алфавиту) с указанием места обучения или работы (размер шрифта 14, расположение текста по левому краю);
- название рукописи (размер шрифта 14, заглавные буквы, расположение текста по левому краю);
- ключевые слова (размер шрифта 12, расположение текста по ширине);
- текст рукописи (размер шрифта 14, расположение текста по ширине):

- введение;
- пункты и подпункты;
- заключение (выводы);
- библиографический список (размер шрифта 14, расположение текста по ширине);
- аннотация (размер шрифта 14, расположение текста по ширине) приводится на отдельной странице после библиографического списка.

На английском языке (на русском, если язык рукописи английский) представляются: фамилия и имя автора, место работы или учебы, название статьи, аннотация (абстракт), ключевые слова, библиографический список, сведения об авторе(ах).

При написании аннотации рекомендуем использовать статью «Сысоев, П. В. Правила написания аннотации / П. В. Сысоев // Иностранные языки в школе / гл. ред. Н. П. Каменецкая. – 2009. – №4. – С.81-83».

2.4 Текст рукописи должен быть тщательно вычитан и подписан всеми авторами на первой странице, правка текста и исправление рисунков, корректировка аннотации выполняются редактором журнала совместно с автором(ами).

2.5 Верстку производить по приведенным требованиям, стили и макросы не применять.

2.6 Буквы в тексте и формулах латинского алфавита набираются курсивом, буквы греческого и русского алфавитов – прямым шрифтом. Математические символы lim, lg, ln, arg, sin, min и т. д. набираются прямым шрифтом.

2.7 Не следует применять сходные по начертанию буквы латинского, греческого и русского алфавитов, использовать собственные макросы и рисунки для букв.

2.8 Следует различать буквы O и ноль 0; дефис «-», знак минуса и тире «—».

2.9 Формулы должны быть набраны только в редакторе MS Equation, а отдельные символы и буквы формул в тексте статьи должны быть набраны в редакторе MS Word (не в Equation!). Длинные формулы следует разбивать на независимые фрагменты (каждая строка – отдельный объект). Нумеровать нужно только те формулы, на которые есть ссылки в тексте.

2.10 Нельзя использовать рисунки и таблицы для размещения формул.

2.11 Рисунки и фотографии располагаются в тексте.

2.12 Ширина таблиц (шрифт 12 pt) не должна превышать ширину страницы.

2.13 Все таблицы, графики, схемы и рисунки должны быть подписаны и обязательно оформлены с переводом в формат MS Word.

2.14 На рисунках буквы латинского алфавита в сканированном виде также набираются курсивом, а буквы греческого и русского алфавитов – прямым шрифтом.

2.15 Перечень источников приводится общим списком в конце статьи. Составляется в соответствии с последовательностью ссылок в тексте. Ссылки на источники в тексте приводятся в квадратных скобках.

2.16 Примеры оформления библиографических описаний различных изданий приведены в ГОСТ Р 7.0.5 2008 «Библиографическая ссылка. Общие требования и правила составления».

ПАРТНЕР ЖУРНАЛА)))
электронное периодическое издание

admin@glonass-portal.ru
www.glonass-portal.ru



Основной задачей данного ресурса является информационная поддержка потребителей по вопросам спутниковой навигации на базе системы ГЛОНАСС (РФ). На сайте содержится информация о текущем состоянии орбитальной группировки ГЛОНАСС, публикуется постоянно обновляемый каталог ГЛОНАСС-оборудования и компаний, новости отрасли, новинки навигационной аппаратуры для наземного транспорта, статьи и интервью на актуальные темы, работает форум сайта.

НАУЧНОЕ ИЗДАНИЕ

Информационные технологии и телекоммуникации

Электронный научный журнал

Выпуск 1-2013

Минимальные системные требования для просмотра издания:

Тип компьютера, процессор, сопроцессор, частота: Pentium IV и выше / аналогичное; оперативная память (RAM): 256 Мб и выше; необходимо на винчестере: не менее 64 Мб; ОС MacOS, Windows (XP, Vista, 7) / аналогичное; видеосистема: встроенная; дополнительное ПО: Adobe Reader версия от 7.X или аналогичное. Защита от незаконного распространения: реализуется встроенными средствами Adobe Acrobat.

Неисключительные права на все материалы, опубликованные в данном издании принадлежат СПбГУТ.

Все материалы, авторские права на которые принадлежат СПбГУТ, могут быть воспроизведены при наличии письменного разрешения от СПбГУТ.

Ссылка на первоисточник обязательна.

По вопросам приобретения неисключительных прав и использования журнала обращайтесь по тел. (812) 312- 83-79, e-mail telecomsut@gmail.com

Идея создания журнала состоит в полноформатном информировании сообщества о тенденциях развития IT и телекоммуникационной отраслей, в сочетании новейших достижений науки и их внедрения в производство. Наш журнал это не только окно информации, но и площадка для научных дискуссий. Мы готовы предоставить площадку как для ученых с именем, так и для только делающих первые шаги в науке. Журнал ориентирован на статьи в области физико-математических; технических (05.12.00, 05.13.00, 05.27.00), исторических (07.00.10), экономических (08.00.05 - управление инновациями, связь, экономические аспекты IT и телекоммуникаций) наук.

Подписано в печать 31.03.2013

Вышло в свет 20.04.2013

Уст. объем 4,375 печ. л. Заказ № 002-ИТТ-2013.

191186, СПб, наб. р. Мойки, 61

E-mail: telecomsut@gmail.com

www.itt.sut.ru

