

## РАДИОТЕХНИКА

---



**О.М. Булгаков,**  
доктор технических наук, доцент



**И.В. Лазарев,**  
кандидат технических наук, доцент

### **МЕТОД СИНТЕЗА СТРУКТУР МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ УСТРОЙСТВ КЛАССИФИКАЦИИ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ ПО КРИТЕРИЮ «ЭФФЕКТИВНОСТЬ — ИНТЕГРИРОВАННЫЕ ЗАТРАТЫ» В УСЛОВИЯХ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ**

### **SYNTHESIS METHOD OF STRUCTURES OF MICROPROCESSOR DEVICES OF AIR OBJECTS CLASSIFICATION BY CRITERION «EFFICIENCY - THE INTEGRATED EXPENSES» IN THE CONDITIONS OF PARAMETRICAL APRIORISTIC UNCERTAINTY**

*Разработан метод оптимизации микропроцессорных устройств классификации воздушных объектов, обеспечивающий достижение требуемого уровня эффективности распознавания при минимальных интегрированных затратах.*

*The method of optimization microprocessor devices of the air objects classification, providing achievement of demanded level of recognition efficiency at the minimum integrated expenses is developed.*

В процессе проектирования микропроцессорных устройств классификации (МПУК) воздушных объектов в РЛС с широкополосными зондирующими сигналами носителем информации выступает дальностный радиолокационный портрет (ДРЛП), имеющий тесную связь с радиальным размером воздушных объектов. Признаки, содержащиеся в ДРЛП, обеспечивают решение распознавания воздушных объектов в условиях многоальтернативной классификации (первый класс — крупноразмерные, второй класс — среднеразмерные, третий класс — малоразмерные летательные аппараты) [1].

В настоящее время синтез структур устройств классификации осуществляется эвристическими методами, основанными на опыте и интуиции разработчика, что позволяет получать многообразие устройств, требующих проверки их на эффективность, т.е. удовлетворяющих тем или иным показателям эффективности. Это в первую очередь связано с большим разнообразием подходов к понятию эффективности радиотехнических систем [2—5].

Величина положительного эффекта применительно к решению задачи распознавания воздушных объектов производится по критериям, заимствованным из статистической теории радиолокации и распознавания образов. Так, например, оптимальный алгоритм распознавания воздушных объектов по их ДРЛП, основанный на использовании байесовской процедуры, свидетельствует о том, что специфические особенности ДРЛП, сложность наложения штрафов за ошибочные решения вызывают трудности для непосредственного использования критерия Байеса в интересах оценки эффективности устройств классификации воздушных объектов. Вместе с тем, учитывая различную важность воздушных объектов и разные априорные вероятности распознаваемых классов, целесообразно задавать вероятность ошибочных решений в каждом из распознаваемых классов, что обеспечивается использованием критерия Неймана — Пирсона. Однако использование данного критерия характерно для двухальтернативного распознавания воздушных объектов, что сдерживает его применение в условиях многоальтернативного распознавания классов.

Кроме того, данные критерии не позволяют сравнить варианты МПУК воздушных объектов с точки зрения выбранных схмотехнических решений, используемой элементной базы, аппаратных и программных затрат и совершенно не отражают качественных показателей системы, т.е. её применения вследствие многоальтернативного распознавания.

Эффективность — комплексный показатель и проявляется в процессе использования устройства по своему функциональному назначению по критерию «эффективность — стоимость» [4]. При этом  $i$ -й вариант МПУК воздушных объектов, предназначенный для реализации алгоритма распознавания, отвечает требованиям эффективности в условиях выделенного ресурса, если суммарные затраты на реализацию МПУК воздушных объектов соответствуют выделенному ресурсу. В этом случае принимается решение о целесообразности использования данного комплекта аппаратуры для построения устройств классификации. В противном же случае из набора МПУК воздушных объектов должен быть исключён данный вариант построения, как не удовлетворяющий критерию «эффективность — стоимость».

Поэтому для сравнительного сопоставления между собой различных вариантов МПУК воздушных объектов можно использовать вектор показателей, образующий результирующий критерий вида

$$\mathbf{J}_p = \|\mathbf{H}_i, \mathbf{W}_i\|, \quad (1)$$

где  $H_i$  — показатель эффективности при реализации  $i$ -го варианта;  $W_i$  — ресурсные затраты на реализацию  $i$ -го варианта.

При этом задача векторной оптимизации [5] в общем виде заключается в том, чтобы найти устройство ( $B$ ) среди множества допустимых ( $B_{don}$ ), которое обладает наилучшим значением вектора  $\mathbf{J}_p$ . При этом правило оптимальности

$$J_{\text{ронт}} = \inf_{B \in B_{\text{дон}}} J_{\text{р}}. \quad (2)$$

Для решения (2) необходимо свести многокритериальную задачу к однокритериальной. В общем случае показатели  $H_i$ ,  $W_i$  зависят от решаемой задачи, синтезируемого алгоритма распознавания воздушных объектов и способа его реализации.

Однако следует отметить, что в интересах повышения эффективности группировки ПВО процесс принятия решения о принадлежности воздушных объектов к одному из вышеуказанных классов должен осуществляться в режиме реального масштаба времени (за время, не превышающее  $T_{\text{дон}}$ ). Вместе с тем рассмотренные выше критерии эффективности не предусматривают рамки временного ограничения, что сдерживает их практическое использование.

В [6] показано, что применительно к решению задачи многоальтернативной классификации воздушных объектов показатели критерия оптимальности синтезируемого устройства могут быть представлены в виде

$$J_{\text{р}} = \|H_i, W_i, S_i\|, \quad (3)$$

где  $S_i$  — временные затраты на выполнение алгоритма классификации при реализации  $i$ -го варианта. При этом в совокупности  $W_i$  и  $S_i$  определяют интегрированные затраты.

В условиях трёхальтернативной классификации целесообразно в качестве показателя эффективности использование величины полной вероятности ошибок распознавания целей

$$P_{\text{ош}} = 1 - \frac{1}{\kappa} \sum_{i=1}^{\kappa} P_{ii},$$

где  $\kappa$  — число распознаваемых классов;  $P_{ii}$  — вероятность правильного распознавания.

Величина  $W_i$  определяет суммарные затраты на реализацию  $i$ -го варианта и может быть представлена в виде

$$W_{\Sigma} = W_{\text{ан}} + W_{\text{ал}} + W_{\text{с}},$$

где  $W_{\text{ан}}$  — затраты на аппаратные средства;  $W_{\text{ал}}$  — затраты на разработку алгоритма распознавания;  $W_{\text{с}}$  — затраты на схемотехническую разработку устройства классификации.

В случае решения данной задачи в рамках выбранного базиса (признаков классификации и решающих правил) исследователь будет обладать некоторым множеством устройств классификации, среди которых могут быть как допустимые, так и недопустимые.

Для нахождения величины  $B_{\text{дон}}$  устройств необходимо представить выражение (3) в виде зависимости, связывающей данные показатели, для чего требуется проведение исследований структур МПУК воздушных объектов в целях получения априорной статистики и статистического моделирования МПУК воздушных объектов с применением вычислительной техники.

На следующем этапе, имея априорные данные, необходимо осуществить выбор множества допустимых устройств классификации с эффективностью, не хуже задан-

ной. Анализ результатов моделирования МПУК воздушных объектов позволяет критерий  $J_p$  представить функциональной зависимостью вида

$$J_p(x, \alpha, \beta) = x + e^{-\alpha x} + e^{-\beta x}. \quad (4)$$

Здесь  $x = P_{ош} / P_{ош \cdot доп}$ ,  $0 < x \leq 1$ ;  $P_{ош \cdot доп}$  — допустимая вероятность ошибки распознавания;  $\alpha$  и  $\beta$  — коэффициенты, учитывающие аппаратные и временные затраты, соответственно, значения которых больше единицы.

Выражение (4) дифференцируемо и при заданных  $x$  из указанного диапазона в результате моделирования на ЭВМ позволяет определять пограничные значения коэффициентов  $\alpha$  и  $\beta$ , определяющих область оптимизации. Используемые методы упрощения решения оптимизационной задачи, как правило, направлены на сведение векторного синтеза к скалярному. Сущность данного подхода заключается в переводе всех показателей, входящих в критерий  $J_p$ , кроме одного, например, наиболее важного, в ряд ограничений с оптимизацией системы классификации лишь по одному параметру. Вместе с тем, оптимальное устройство соответствует минимальному значению  $J_p$ , полученному при строгом решении (2).

Учитывая, что базис задан, то выражение (3) может быть представлено в виде

$$J_p = \left\| P_{ош i} / P_{ош \cdot доп}, W_{\Sigma i} / W_{доп}, T_{\Sigma i} / T_{доп} \right\|. \quad (5)$$

Здесь  $P_{ош i}$  — вероятность ошибки распознавания воздушных объектов  $i$ -м микропроцессорным устройством классификации;  $W_{\Sigma i}, W_{доп}$  — суммарные затраты на реализацию  $i$ -го варианта МПУК воздушных объектов и допустимые затраты, соответственно;  $T_{\Sigma i}, T_{доп}$  — суммарные временные затраты при реализации  $i$ -го решающего правила и допустимые временные затраты, отвечающие режиму реального масштаба времени.

Для нахождения минимального значения  $J_p$  воспользуемся методом множителей Лагранжа, для чего с учётом (5) выражение (4) представим в виде

$$\begin{cases} J_p(\bar{U}) = U_1 + e^{-U_1 U_2} + e^{-U_1 U_3} \rightarrow \inf \\ U_1 \geq \tilde{P}_{\min}, U_1 U_2 \leq -\ln \tilde{W}_{\min}, U_1 U_3 \leq -\ln \tilde{T}_{\min} \end{cases} \quad (6)$$

при ограничениях на величины  $\tilde{P}_{\min}, \tilde{W}_{\min}, \tilde{T}_{\min}$  вида

$$\tilde{P}_{\min} \leq P_{ош} / P_{ош \cdot доп} \leq 1; \tilde{W}_{\min} \leq W_{\Sigma} / W_{доп} \leq 1; \tilde{T}_{\min} \leq T_{\Sigma} / T_{доп} \leq 1.$$

На основании выражения (6) функция Лагранжа может быть записана в виде

$$\begin{aligned} L(\bar{U}) = & \lambda_0 (U_1 + e^{-U_1 U_2} + e^{-U_1 U_3}) + \mu_1 (\tilde{P}_{\min} - U_1) + \\ & + \mu_2 (U_1 U_2 + \ln \tilde{W}_{\min}) + \mu_3 (U_1 U_3 + \ln \tilde{T}_{\min}). \end{aligned} \quad (7)$$

Здесь  $\lambda_0$  — множитель Лагранжа.

Для нахождения оценок  $U_1^*, U_2^*, U_3^*$  необходимо выражение (7) продифференцировать по искомым параметрам и результаты приравнять нулю.

В результате применения данного правила получим систему уравнений

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_0 - \lambda_0 U_2 e^{-U_1 U_2} - \lambda_0 U_3 e^{-U_1 U_3} - \mu_1 + \mu_2 U_2 + \mu_3 U_3 = 0; \\ -\lambda_0 U_1 e^{-U_1 U_2} + \mu_2 U_1 = 0; \\ -\lambda_0 U_1 e^{-U_1 U_3} + \mu_3 U_1 = 0. \\ U_1 = \tilde{P}_{\min}; \\ U_1 U_2 = -\ln \tilde{W}_{\min}; \\ U_1 U_3 = -\ln \tilde{T}_{\min}. \end{array} \right. \quad (8)$$

Решение системы (8) путём элементарных преобразований сводится к виду:

$$U_1^* = \tilde{P}_{\min}, U_2^* = -\ln \tilde{W}_{\min} / \tilde{P}_{\min}, U_3^* = -\ln \tilde{T}_{\min} / \tilde{P}_{\min}.$$

С учётом полученного решения

$$\inf J_{\mathbf{p}}(\bar{U}) = J(U_1^*, U_2^*, U_3^*) = \tilde{P}_{\min} + \tilde{W}_{\min} + \tilde{T}_{\min}. \quad (9)$$

Принимая во внимание выражение (9), оптимальное МПУК воздушных объектов, реализующее правило выражение (2) с учётом важности показателей, определится как

$$J_{\mathbf{p}} = \omega_1 \tilde{P}_{\min} + \omega_2 \tilde{W}_{\min} + \omega_3 \tilde{T}_{\min}. \quad (10)$$

Здесь величины  $\omega_1, \omega_2, \omega_3$  — весовые коэффициенты, которые, например, должны удовлетворять условию  $\sum_{i=1}^3 \omega_i = 1$ . При этом они могут быть одинаковы, т.е.

$\omega_1 = \omega_2 = \omega_3$ , либо различными с учётом важности показателей, которые можно получить, например, с привлечением мнения экспертов (используя метод экспертных оценок).

Таким образом, предложен метод оптимизации МПУК воздушных объектов по векторному критерию «эффективность — интегрированные затраты». Данный метод является обобщением известных из теоретических основ распознавания образов статистических подходов. Однако данному методу синтеза в рамках выбранного базиса свойственно применение векторного критерия оптимизации всего устройства классификации, с использованием на одном из этапов результатов статистического моделирования МПУК воздушных объектов с привлечением вычислительной техники. При этом оптимальное устройство классификации находится среди допустимых путём строгого решения оптимизационной задачи.

Применение предложенного метода позволит наиболее полно исследовать альтернативные варианты МПУК воздушных объектов, обоснованно определять предпо-

читательный вариант устройства классификации и существенно сократить время при проектировании канала распознавания воздушных объектов.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Небабин В.Г., Сергеев В.В. Методы и тактика радиолокационного распознавания. — М.: Радио и связь, 1984.
2. Чумаков Н.М., Серебряный Е.И. Оценка эффективности сложных технических устройств. — М.: Сов. радио, 1980.
3. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. — М.: Радио и связь, 1991.
4. Селекция и распознавание на основе локационной информации / Горелик А.Л., Барабаш Ю.Л., Кривошеев О.В., Эпштейн С.С.; под ред. А.Л.Горелика. — М.: Радио и связь, 1990.
5. Гуткин Л.С. Оптимизация радиоэлектронных устройств. — М.: Сов. радио, 1975.
6. Лазарев И.В. Система показателей векторного критерия эффективности микропроцессорных устройств классификации воздушных объектов // Вестник Воронежского института МВД России. — 2008.— №2.— С.80—83.
7. Галлеев Э.М., Тихомиров В.М. Оптимизация: Теория. Примеры. Задачи. — М.: Эдиториал УРСС, 2000.

#### СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Булгаков Олег Митрофанович. Заместитель начальника по учебной работе. Доктор технических наук, доцент.

Воронежский институт МВД России.

Россия, 394065, г. Воронеж, проспект Патриотов, 53.

Лазарев Иван Владимирович. Начальник кафедры радиотехники. Кандидат технических наук, доцент.

Воронежский институт МВД России.

E-mail: vorhmscl @ comch.ru

Россия, 394065, г. Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел.(4732)476-472.

Bulgakov Oleg Mitrofanovich. The deputy head on academic work. Doctor of technical sciences, assistant professor.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53.

Lazarev Ivan Vladimirovich. The head of the Radio Engineering chair. Candidate of technical sciences, assistant professor.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (4732) 476-472.

**Ключевые слова к статье:** методика; оптимизационная задача.

**Key words:** technique; optimizing problem.

**УДК 621.396**



**В.И. Костылев,**  
*доктор физико-математических наук,  
профессор, ВГУ*



**С.А. Панфилов,**  
*ВГУ*

## **АНАЛИЗ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ШУМА БИСТАТИЧЕСКИХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ**

### **THE ANALYSIS OF EXPERIMENTAL NOISE OF BISTATIC RADIO SYSTEMS**

*Проанализированы результаты двух экспериментов по исследованию бистатической радиотехнической системы. Проведён статистический и спектральный анализ полученных данных.*

*The article describes the results of two experiments on noise of bistatic radio system. A statistical and spectral analysis of the experimental data is provided.*

В последнее время вновь возник практический интерес к многопозиционным радиотехническим системам, а в частности к просветным бистатическим радиотехническим системам [1]. Бистатические системы обладают рядом преимуществ по сравнению с традиционными моностатическими системами. Одно из основных преимуществ напрямую связано с конфигурацией передающей и приемной частей такой системы. Если в моностатическом случае приёмник и передатчик системы объединены в одно устройство, то в бистатическом случае они разнесены в пространстве. Частный случай бистатической системы реализуется, если угол, под которым из цели видны приёмник и передатчик (бистатический угол), близок к развернутому, такая система называется просветной. При моностатической конфигурации радиотехнической системы определяющую роль в формировании полезного сигнала на входе приёмника играет отражающая способность объектов. Если же цель в силу физических свойств не отражает сигнал, то для моностатического радара она будет невидимой. Обратный эффект будет наблюдаться для просветной системы — цель будет частично закрывать передаваемую электромагнитную волну, и приёмник будет принимать «теневой» сигнал. Такой принцип работы просветной системы позволяет надёжно обнаруживать малозаметные цели, например самолеты типа «стелс».

К основным недостаткам просветных бистатических систем относят отсутствие разрешения по дальности, что потенциально приводит к высокому уровню шума, получаемого приёмником от окружающего пространства. Например, при использовании бистатической системы на морской поверхности уровень шума может достигать значений в  $10 \text{ дБм}^2$  [3].

В настоящей статье рассмотрены и проанализированы результаты двух экспериментов по исследованию просветной бистатической радиотехнической системы.

Первый эксперимент проходил на теннисном корте, огороженном металлической сеткой, сквозь которую проросли различные растения. Приёмник и передатчик бистатической системы располагались на расстоянии 18 м друг от друга. Линия, соединяющая приёмник и передатчик (базовая линия), всегда была параллельна оградительной сетке. Вид-схема эксперимента приведена на рис. 1.

Передатчик излучал непрерывную монохроматическую волну с несущей частотой 900 МГц. Измерения были проведены для трёх различных поляризаций передаваемой волны — горизонтальной, вертикальной и круговой. Кроме того, измерения проводились при трёх различных расстояниях базовой линии от оградительной сетки: 1 м, 2 м и 4 м. Измерения проводились при достаточно сильном ветре на корте.

В приёмнике происходила обработка сигнала, в основном связанная с переносом несущей частоты спектра сигнала на нулевую частоту. Далее полученный сигнал записывался в память компьютера с использованием программной среды MATLAB. При этом частота дискретизации полученных данных составляла 10 кГц.



Рис. 1. Вид-схема эксперимента: А — блок приёмника; В — передающая антенна (передатчик); С — анемометр, измеряющий скорость и направление ветра; D — видеокамера

При анализе различных радиотехнических процессов в качестве модели шума зачастую рассматривается модель белого гауссова шума, которая характеризуется равномерным распределением мощности по всему диапазону частот и гауссовым распределением плотности вероятности его значений.

Спектральные и статистические характеристики являются основными характеристиками, используемыми для описания случайных процессов. Спектральный анализ получен-

ного шума был выполнен с использованием метода множественной классификации сигналов (метод MUSIC) [4]. В основе метода лежит анализ собственных чисел и собственных векторов корреляционной матрицы сигнала. Графики псевдоспектра экспериментально полученного шума, рассчитанные в программной среде MATLAB, показаны на рис. 2.

Расчёт статистических характеристик выполнен в пакете Statistic Toolbox программной среды MATLAB, а гистограммы плотности вероятности значений и их гауссовы огибающие построены в пакете Distribution Fitting Toolbox. Гауссовы огибающие построены по методу максимального правдоподобия.

Как видно из графиков, спектр экспериментального шума всех измерений обладает двумя явными пиками на частотах в окрестности 350 Гц и 3650 Гц. Для расстояния 2 м, горизонтальной и вертикальной поляризаций пик в окрестности частоты 3650 Гц не выражен явно. Наличие пиков спектра может быть связано с резонансными явлениями, происходящими в окружающей среде.

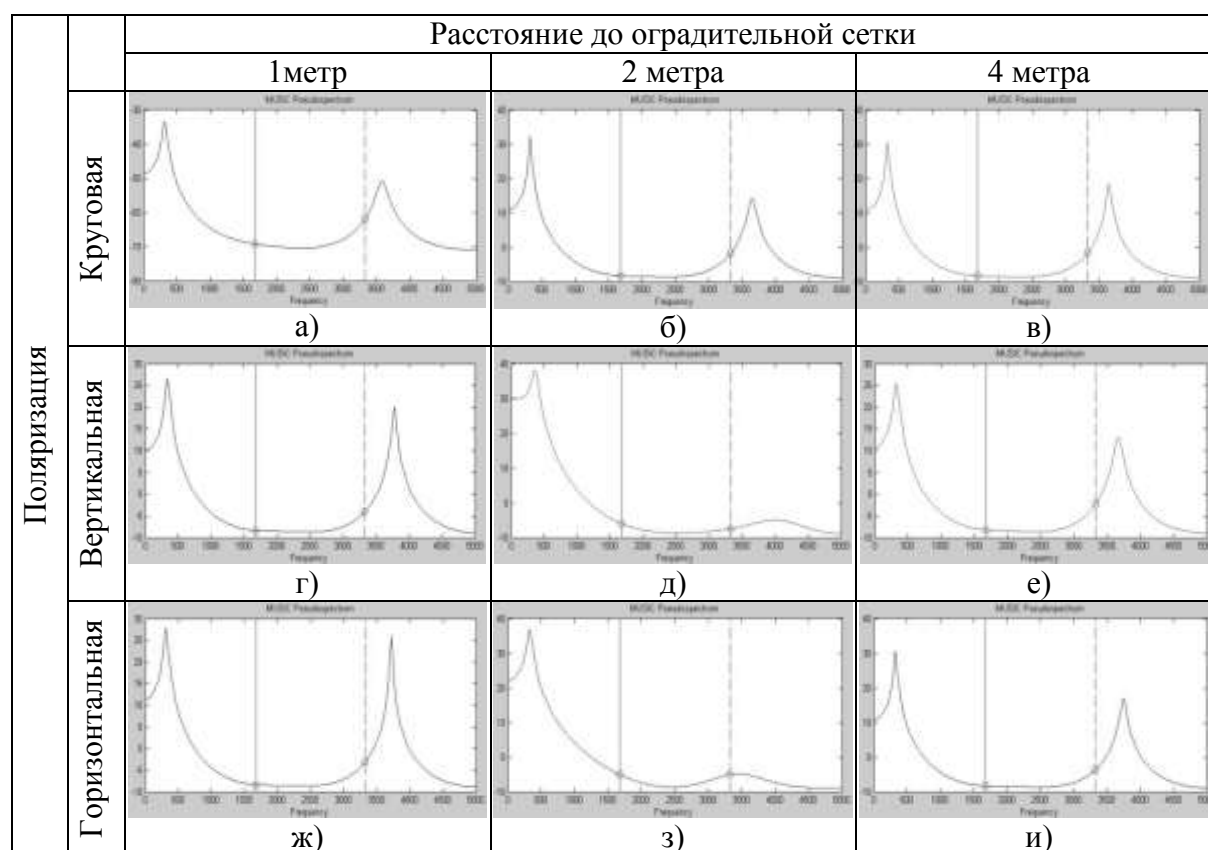


Рис. 2. Графики псевдоспектра экспериментального шума, полученные при использовании метода MUSIC: а — расстояние 1 м, круговая поляризация; б — расстояние 2 м, круговая поляризация; в — расстояние 4 м, круговая поляризация; г — расстояние 1 м, вертикальная поляризация; д — расстояние 2 м, вертикальная поляризация; е — расстояние 4 м, вертикальная поляризация; ж — расстояние 1 м, горизонтальная поляризация; з — расстояние 2 м, горизонтальная поляризация; и — расстояние 4 м, горизонтальная поляризация

Таблица 1

## Основные статистические характеристики шума

| Характеристики                            | Вид поляризации |       |       |              |       |       |                |       |       |
|-------------------------------------------|-----------------|-------|-------|--------------|-------|-------|----------------|-------|-------|
|                                           | круговая        |       |       | вертикальная |       |       | горизонтальная |       |       |
| Расстояние до забора, м                   | 1               | 2     | 4     | 1            | 2     | 4     | 1              | 2     | 4     |
| Коэффициент эксцесса                      | 2,77            | 2,64  | 2,78  | 2,94         | 2,96  | 2,72  | 3,08           | 3,51  | 3,08  |
| Арифметическое среднее $10^{-8} x$        | 0,07            | -0,44 | -0,45 | -11,77       | 0     | -0,02 | -0,47          | 0     | -0,15 |
| Медиана $10^{-2} x$                       | 0,6             | -1,69 | -1,35 | 0,2          | 1,87  | -0,24 | 0,36           | 0,18  | -0,03 |
| Максимальное значение $10^{-2} x$         | 0,71            | 0,92  | 0,85  | 0,76         | 1,9   | 0,53  | 0,8            | 1,51  | 0,87  |
| Размах выборки $10^{-2} x$                | 1,47            | 1,81  | 1,67  | 1,51         | 3,85  | 1,01  | 1,63           | 3,08  | 1,79  |
| Коэффициент асимметрии                    | -0,18           | 0,25  | 0,19  | -0,05        | -0,16 | 0,09  | -0,10          | -0,09 | -0,02 |
| Среднеквадратичное отклонение $10^{-2} x$ | 0,19            | 0,24  | 0,21  | 0,16         | 0,4   | 0,13  | 0,17           | 0,36  | 0,21  |
| Дисперсия $10^{-7} x$                     | 3,6             | 5,56  | 4,28  | 2,69         | 16,19 | 1,66  | 2,98           | 13,13 | 4,43  |

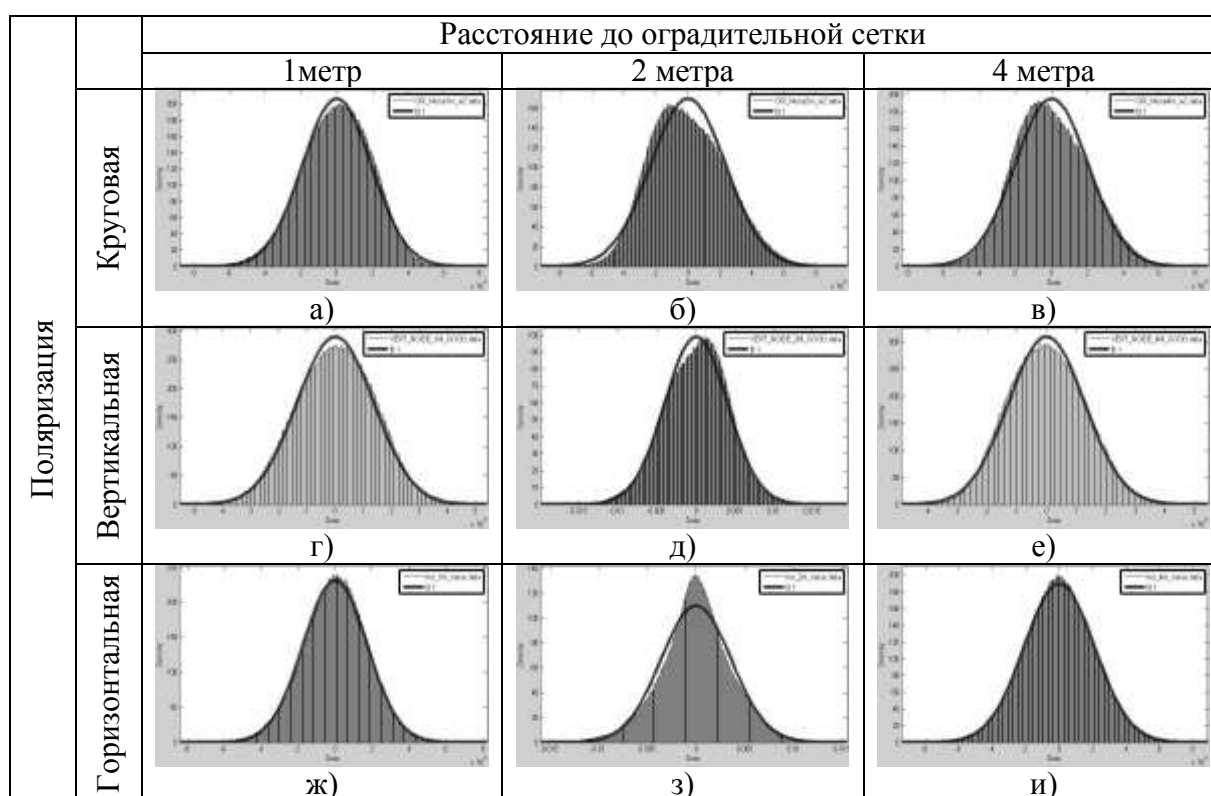


Рис. 3. Гистограммы распределения значений экспериментального шума и гауссовы огибающие: а — расстояние 1 м, круговая поляризация; б — расстояние 2 м, круговая поляризация; в — расстояние 4 м, круговая поляризация; г — расстояние 1 м, вертикальная поляризация; д — расстояние 2 м, вертикальная поляризация; е — расстояние 4 м, вертикальная поляризация; ж — расстояние 1 м, горизонтальная поляризация; з — расстояние 2 м, горизонтальная поляризация; и — расстояние 4 м, горизонтальная поляризация

Статистические характеристики экспериментального шума, приведённые в табл. 1, схожи для всех измерений, и выявить какой-либо зависимости ни от расстояния между базовой линией и оградительной сеткой, ни от поляризации излучаемой волны не удалось. Для всех измерений характерно отличие коэффициентов асимметрии и эксцесса от нуля, что говорит об отличии распределения плотности вероятности экспериментального шума от гауссова. Это подтверждается рис. 3, на котором приведены гистограммы распределения плотности вероятности и их гауссовы огибающие.

Второй эксперимент по исследованию просветной бистатистической радиотехнической системы проходил на автомобильной дороге. Было использовано то же самое оборудование, что и в первом эксперименте. Приёмник и передатчик располагались по разные стороны дороги на расстоянии 16 м друг от друга, причём базовая линия была перпендикулярна линии дороги. Были получены теневые сигналы при прохождении автомобилями разных линейных размеров базовой линии.

Эксперимент проводился для автомобилей четырёх классов, различных линейных размеров от малых (автомобили можно отнести к классам «хэтчбек» и «седан» класса «С»), до больших (автомобили можно отнести к классам «минивэн» и «грузовик»).

Для автомобиля каждого класса было проведено три измерения. Таким образом, было получено двенадцать экспериментальных сигналов. Во всех двенадцати измерениях был использован передатчик, который передавал плоскополяризованную электромагнитную волну.

Экспериментальные теневые сигналы с помощью аппарата вейвлет-анализа были разделены на сигнальную и шумовую компоненты. Выделение шумовой компоненты выполнялось в пакете расширения Wavelet Toolbox программной среды MATLAB.

Для выделения шумовой компоненты был выбран метод ограничения уровня детализирующих коэффициентов вейвлет-разложения [5]. Задав определенный порог для их уровня и «отсекая» коэффициенты ниже этого порога, можно значительно снизить уровень шума, а значит, и выделить шумовую компоненту. Это равносильно заданию оптимального пути по дереву вейвлет-преобразования. Возможны различные типы порогов ограничения, при этом устанавливаются различные правила выбора порога.

В работе использован минимаксный метод оценки выбора порога при условии априорной неопределённости характеристик шума.

На рис. 3 показан пример графика зашумленного сигнала и сигнала после удаления шумовой компоненты.

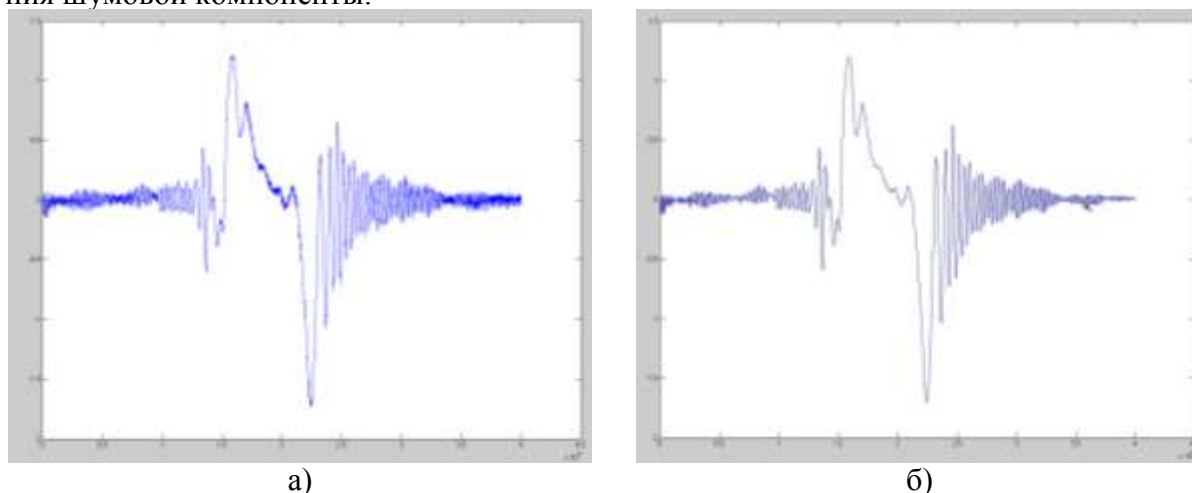


Рис. 3. График сигналов для автомобиля «хэтчбек»: а — зашумленный сигнал; б — сигнал после удаления шумовой компоненты

Предметом исследования и анализа этой части работы является именно шумовая компонента сигнала, которая может как ухудшать характеристики приёмного или, например, решающего устройства, так и нести дополнительную информацию о цели, пересекающей базовую линию.

Для полученных шумовых компонент были построены графики спектральной плотности мощности с использованием метода MUSIC (рис. 4), гистограммы плотности вероятности распределения значений и их огибающие, построенные с использованием метода максимального правдоподобия (рис. 5). Кроме того, были рассчитаны основные статистические характеристики шумовых компонент (табл. 2).

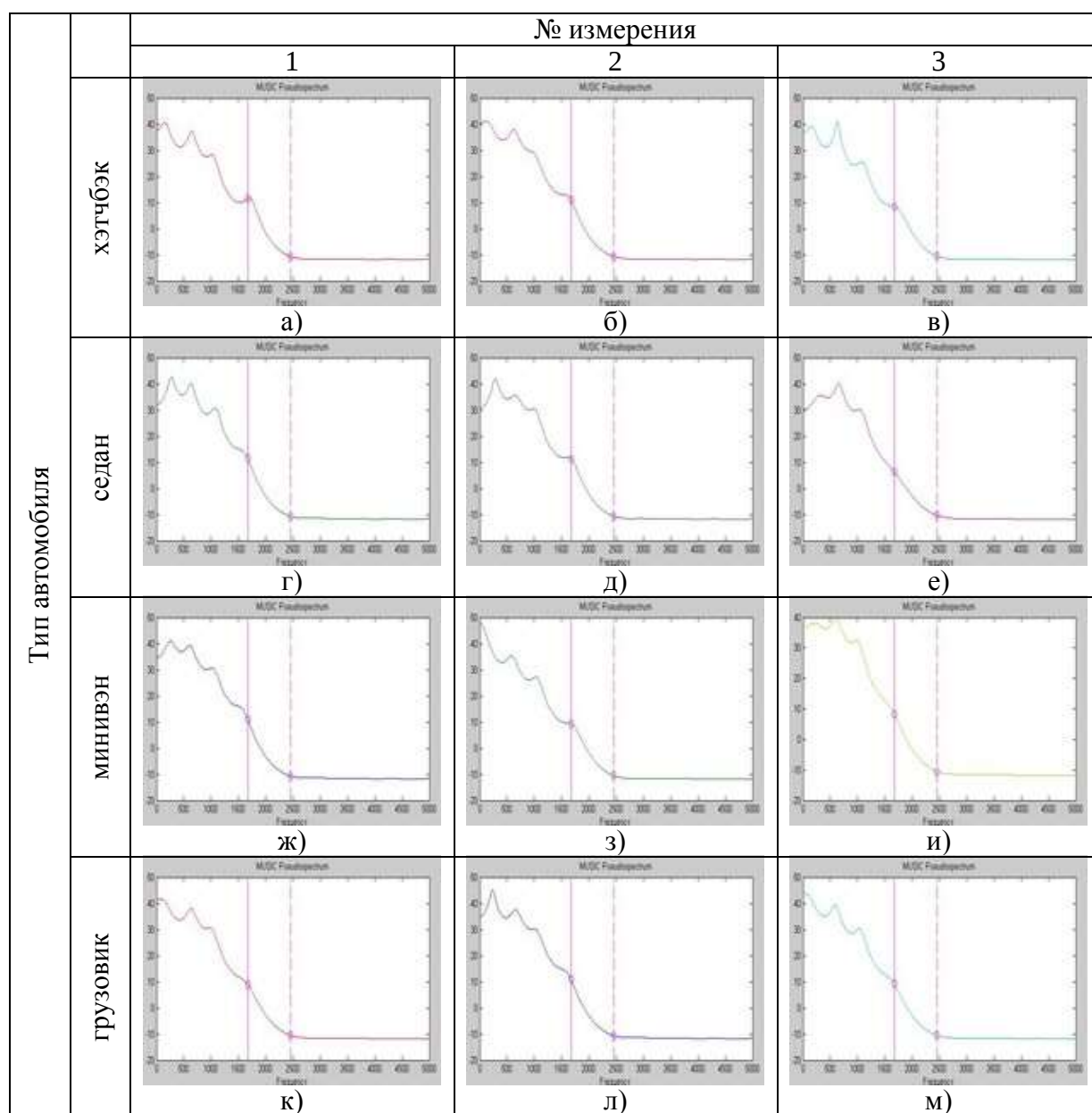


Рис. 4. Графики псевдоспектра шумовых компонент, полученные при использовании метода MUSIC: а — в — автомобиль типа «хэтчбэк»; г — е — автомобиль типа «седан»; ж — и — автомобиль типа «минивэн»; к — м — автомобиль типа «грузовик»

Как видно из графиков спектральной плотности мощности, представленных на рис. 4, спектр вычисленных шумовых компонент не является белым. Основная энергия шумовых компонент экспериментальных сигналов сосредоточена в области до 3000 Гц. Для всех измерений характерно наличие трёх или четырёх неявных пиков графика псевдоспектра в области частот от 250 до 2000 Гц. Графики псевдоспектра схожи для всех измерений, и выявить какую-либо зависимость от линейных размеров автомобилей не удалось.

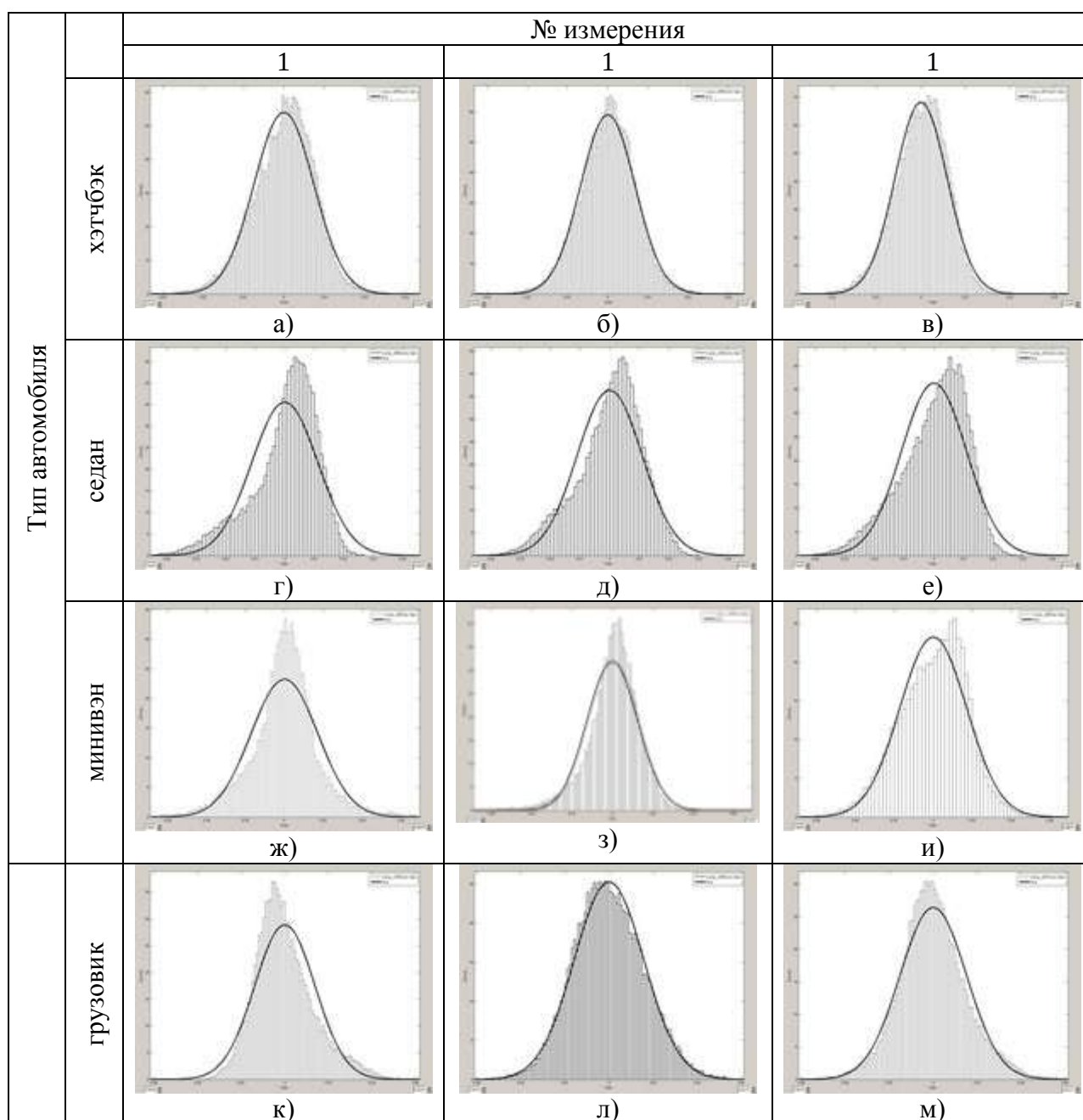


Рис. 5. Гистограммы распределения плотности вероятности распределения значений и их гауссовы огибающие: а — в — автомобиль типа «хэтчбек»; г — е — автомобиль типа «седан»; ж — и — автомобиль типа «минивэн»; к — м — автомобиль типа «грузовик»

Как видно из рис. 5, распределение значений шумовых компонент экспериментальных сигналов не является гауссовым, хотя и близко к нему. Все гистограммы обладают асимметрией. Это может быть связано с асимметрией кузова автомобиля. Для автомобилей малых размеров коэффициент асимметрии отрицателен, а для класса «грузовик» — положителен. Это, возможно, связано с тем, что во время прохождения автомобилем больших линейных размеров базовой линии он закрывает от приёмника не только передаваемую электромагнитную волну, но и часть шума, создаваемого окружающей средой. Все распределения значений обладают положительным коэффициентом эксцесса, что говорит об остром пике гистограммы в окрестности математического ожидания.

Таблица 2

Основные статистические характеристики шумовых компонент

| Характеристики                                 | Тип автомобиля |       |       |       |       |       |         |       |       |          |       |       |
|------------------------------------------------|----------------|-------|-------|-------|-------|-------|---------|-------|-------|----------|-------|-------|
|                                                | хэтчбэк        |       |       | седан |       |       | минивэн |       |       | грузовик |       |       |
| Номер измерения                                | 1              | 2     | 3     | 1     | 2     | 3     | 1       | 2     | 3     | 1        | 2     | 3     |
| Коэффициент эксцесса                           | 3,37           | 3,46  | 3,54  | 3,14  | 3,09  | 3,69  | 4,84    | 3,04  | 4,77  | 7,27     | 2,95  | 3,69  |
| Арифметическое среднее                         | 0              | 0     | 0     | 0     | 0     | 0     | 0       | 0     | 0     | 0        | 0     | 0     |
| Медиана $10^{-4} \times$                       | 5,72           | 5,72  | 12,97 | 15,10 | 18,78 | 22,0  | 5,50    | 16,91 | 12,00 | -4,10    | -6,39 | -7,51 |
| Максимальное значение $10^{-2} \times$         | 2,53           | 2,41  | 2,70  | 2,97  | 2,98  | 2,68  | 8,29    | 5,65  | 4,23  | 7,34     | 5,98  | 7,31  |
| Размах выборки $10^{-2} \times$                | 6,75           | 6,28  | 13,63 | 7,24  | 7,70  | 7,51  | 15,3    | 13,11 | 10,98 | 11,7     | 11,51 | 13,59 |
| Коэффициент асимметрии                         | -3,80          | -3,73 | -3,54 | -5,75 | -6,65 | -9,23 | 0,67    | -3,26 | -8,25 | 7,50     | 1,55  | 2,39  |
| Среднеквадратичное отклонение $10^{-3} \times$ | 7,38           | 6,82  | 8,16  | 10,97 | 11,13 | 11,21 | 17,2    | 17,15 | 12,49 | 9,15     | 15,79 | 15,10 |
| Дисперсия $10^{-5} \times$                     | 5,45           | 4,65  | 6,65  | 12,03 | 12,38 | 12,57 | 29,8    | 29,42 | 15,61 | 8,38     | 24,94 | 22,79 |

Шум, полученный как результат исследования данных двух экспериментов, различен. Различны и спектральные характеристики, и статистические. Гистограммы распределения значений экспериментально полученного шума не являются гауссовыми, хотя и близки к ним. Кроме того, результаты анализа шумовых компонент сигналов второго эксперимента показывают некоторую зависимость статистических характеристик от типа цели, пересекающей базовую линию.

Таким образом, экспериментальный шум бистатической радиотехнической системы зависит от типа окружающей среды, а также от типа цели.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Kostylev V.I. Bistatic Radars / V.I. Kostylev // Bistatic Radars : Principles and Practice / ed. M. Cherniakov. — Chichester, UK: Wiley, 2007. — Pt. II, chaps. 9–14. — P. 189—394.
2. Advances in Bistatic Radar/ ed. Willis N. J., Griffiths H. D. — Raleigh, USA: SciTech. Pub., 2007. — 494 p.

3. Cherniakov M. Ultra-Wideband Forward Scattering Radar: Definition and Potential/ M. Cherniakov, Cheng Hu, M. Gashinova, M. Antoniou, V. Sizov, L. Daniel // 4th EMRS DTC Technical Conference. — Edinburgh, UK, 2007, Proceedings. — P. A2.
4. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. — СПб.: Питер, 2002. — 608 с.
5. Смоленцев Н.К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в Matlab. — М.: ДМК, 2005. — 304 с.
6. Addison P. S. The Illustrated Wavelet Transform Handbook. Introductory, Theory and Applications in Science, Engineering, Medicine and Finance. — Bristol, U.K.: IOP Publishing Ltd., 2002. — 362 p.

### СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Костылев Владимир Иванович. Профессор кафедры электроники. Доктор физико-математических наук, профессор.

Воронежский государственный университет.

E-mail: prof.kostylev@gmail.com

Россия, 394006, Воронеж, Университетская пл., д.1. Тел. (4732) 208-284.

Панфилов Сергей Анатольевич. Аспирант кафедры электроники.

Воронежский государственный университет.

E-mail: serzhps@gmail.com

Россия, 394006, Воронеж, Университетская пл., д.1. Тел. (4732) 208-284.

Kostylev Vladimir Ivanovich. Professor of chair of Electronics. Doctor of physical and mathematical sciences, professor.

Voronezh State University.

Work address: Russia, 394006, Voronezh, Universitetskaya pl., 1. Tel. (4732) 208-284.

Panfilov Sergey Anatolievich. Post-graduate student of chair of Electronics.

Voronezh State University.

Work address: Russia, 394006, Voronezh, Universitetskaya pl., 1. Tel. (4732) 208-284.

**Ключевые слова к статье:** бистатистические радиотехнические системы; шум; статистические характеристики; спектральные характеристики.

**Key words:** bistatic radio systems; noise; statistical characteristics; spectral characteristics.

**УДК 621.391**



**В.И. Парфёнов,**  
доктор физико-математических наук,  
профессор, ВГУ



**Т.С. Ужакова,**  
Концерн «Созвездие»

## **ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОМЕХОЗАЩИЩЁННОСТИ МОДИФИЦИРОВАННЫХ АЛГОРИТМОВ ПРИЁМА СИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ ИМПУЛЬСНОГО ТИПА**

### **CHARACTERISTICS OF NOISE IMMUNITY OF THE MODIFIED ALGORITHMS OF RECEPTION OF SIGNALS IN THE PRESENCE OF HINDRANCES OF PULSE TYPE**

*Предложен новый алгоритм, позволяющий повысить помехоустойчивость корреляционно-фильтровых каналов при когерентной и некогерентной обработках. Проведено исследование эффективности работы этого алгоритма для задачи оценки неизвестной длительности полезного сигнала.*

*The new algorithm is offered, allowing to raise a noise stability of correlation-filter channels at coherent and not coherent processings. Research of an overall performance of this algorithm for the problem of an estimation of unknown duration of a useful signal is carried out.*

Помехи радиоприёму имеют весьма разнообразный и сложный характер. При рассмотрении вопросов, связанных с обнаружением сигналов в помехах или с оценкой (измерением) параметров сигналов, часто предполагают, что помехи имеют характер стационарного случайного процесса с нормальным распределением. Такие помехи называют флуктуационными [1]. Однако некоторые виды помех, например импульсные, имеют характер нестационарного процесса. Помехи импульсного типа характеризуются частыми большими выбросами мгновенных значений и описываются распределениями вероятности с положительным эксцессом.

Обработка сигналов в радиоприемных устройствах (обнаружителях, измерителях и пр.), рассчитанных на нормальную помеху, выполняется в корреляционно-фильтровых каналах, включённых либо до, либо после амплитудного детектора. Однако при наличии им-

пульсных помех, кроме накопления сигнала, осуществляемого такими корреляционно-фильтровыми каналами, существенным элементом оптимальной обработки является нелинейное преобразование. Данная статья посвящена исследованию помехозащищённости корреляционно-фильтровых каналов (как при когерентной, так и при некогерентной обработке), дополненных нелинейными безынерционными элементами (НЭ).

Рассмотрим задачу приёма сигнала  $s(t)$  на фоне аддитивной суммы широкополосного флуктуационного шума  $n(t)$  и импульсной помехи  $N(t)$ . В этом случае приёмники таких сигналов обычно строятся по схеме последовательно соединённых НЭ и канала с корреляционной обработкой. Отличие от правила приёма при наличии только флуктуационного шума заключается в присутствии на входе приёмного устройства нелинейного элемента с амплитудной характеристикой, определяемой плотностью вероятности импульсной помехи. Во многих случаях, в частности для помех с  $\varepsilon$ -загрязнёнными гауссовыми распределениями [2], в качестве НЭ используют стандартный линейный ограничитель (ЛО) с характеристикой, показанной на рис. 1 сплошной линией.

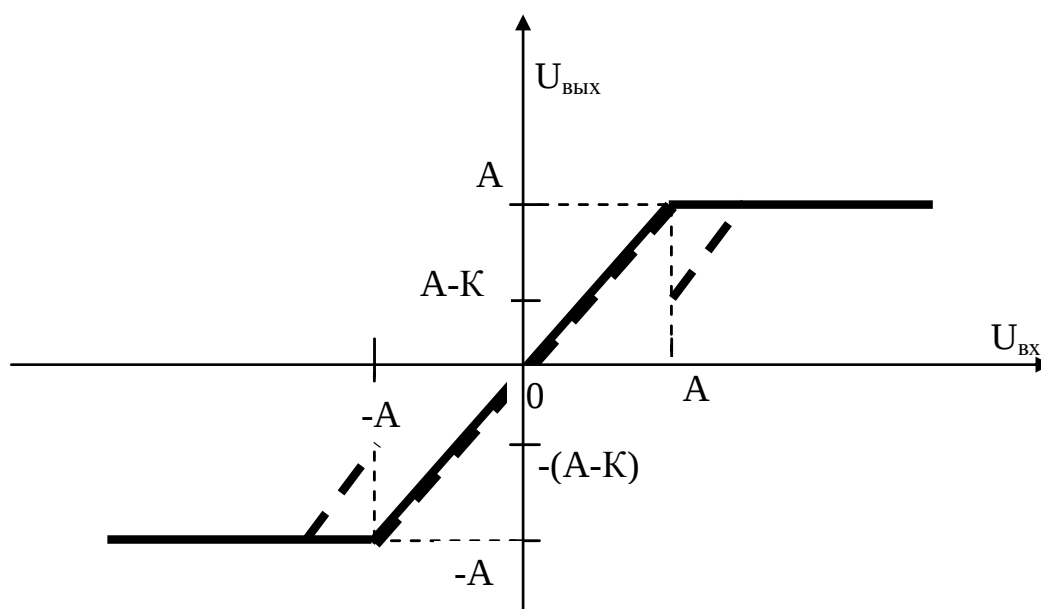


Рис. 1. Амплитудная характеристика стандартного линейного ограничителя

Предлагается использовать вместо линейного ограничителя модифицированный ограничитель (МО). На рис. 2 приведена структурная схема такого ограничителя [3].

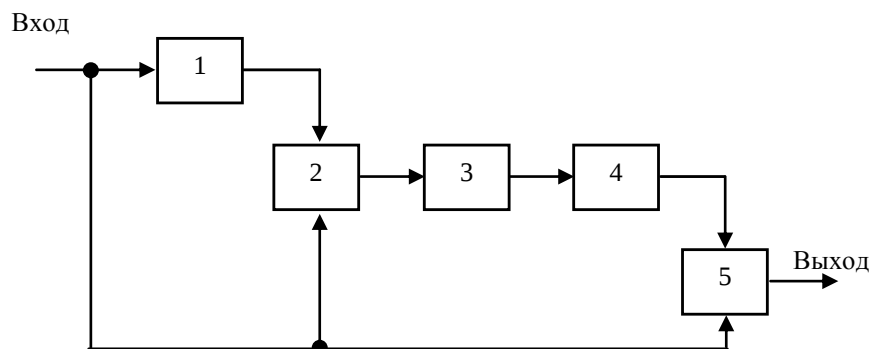


Рис. 2. Структурная схема модифицированного амплитудного ограничителя

На этом рисунке обозначено:

- 1 — линейный ограничитель с уровнем ограничения  $\pm A$ ;
- 2 и 5 — первое и второе вычитающие устройства;
- 3 — нелинейный элемент с характеристикой вида  $\text{sign}(x)$  (идеальный ограничитель);
- 4 — усилитель с коэффициентом усиления  $K$ .

Модифицированный ограничитель в отличие от линейного в случае превышения входящим сигналом порогового уровня  $A$  вычитает из него некоторое постоянное значение, определяемое коэффициентом  $K$ , доводя уровень сигнала до требуемого. Несложно показать, что входной и выходной сигналы МО связаны соотношением

$$y(t) = \begin{cases} x(t), & |x(t)| \leq A \\ x(t) - K\text{sign}(x(t)), & |x(t)| > A \end{cases} = x(t) - K\text{sign}(x(t))u(|x(t)| - A),$$

где  $u(\cdot)$  — функция единичного скачка (функция Хевисайда).

На рис. 1 штриховой линией показана амплитудная характеристика такого МО.

Рассмотрим характеристики приёма радиосигналов с известными и неизвестными начальными фазами (когерентная и некогерентная обработки) при использовании МО. Предположим, что полезный сигнал — это радиоимпульс с длительностью  $\tau_0$ :

$$s(t, \tau_0) = \begin{cases} A_c \cos(\omega_0 t + \varphi_c), & 0 \leq t \leq \tau_0, \\ 0, & t > \tau_0; \end{cases} = A_c \cos(\omega_0 t + \varphi_c)[u(t) - u(t - \tau_0)]; \quad (1)$$

флуктуационный шум  $n(t)$  — гауссов стационарный случайный процесс типа белого шума с односторонней спектральной плотностью мощности  $N_0$ ;

импульсная помеха  $N(t)$  — импульс со случайным моментом появления  $\tau_{II}$ :

$$N(t) = A_{II} e^{-\alpha(t-\tau_{II})} \cos(\omega_0(t-\tau_{II}))u(t-\tau_{II}). \quad (2)$$

Параметр  $\alpha$  этой помехи характеризует её ширину; параметр  $\tau_{II}$ , характеризующий момент её появления, предполагается равномерно распределённой случайной величиной на интервале наблюдения.

Предположим, что решается задача оценки неизвестной длительности  $\tau \in [T_1; T_2]$  полезного сигнала на фоне флуктуационного шума и импульсной помехи. Здесь  $T_1$  и  $T_2$  — нижняя и верхняя границы априорного интервала возможных значений этой длительности, причём  $0 < T_1 < T_2 < T$ , где  $[0; T]$  — интервал наблюдения. Алгоритм оценки длительности существенно зависит от типа обработки — когерентной или некогерентной.

Вначале рассматриваем когерентную обработку, полагая начальную фазу сигнала (1) априори известной. При отсутствии импульсной помехи обработка должна заключаться в поиске положения абсолютного (наибольшего) максимума  $\hat{\tau}$  логарифма функционала отношения правдоподобия [4] вида

$$M(\tau) = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t)s(t, \tau)dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T s^2(t, \tau)dt, \quad (3)$$

т.е.

$$\hat{\tau} = \arg \sup_{\tau \in [T_1; T_2]} M(\tau). \quad (4)$$

Учитывая (1), перепишем (3) в виде

$$M(\tau) = \frac{2A_c}{N_0} \int_0^{\tau} [x(t) - \frac{A_c}{2} \cos(\omega_0 t + \varphi_c)] \cos(\omega_0 t + \varphi_c) dt.$$

В дальнейшем будем рассматривать только дискретную обработку. В этом случае последнее выражение переписывается так:

$$M(\tau_n) = M_n = \frac{2A_c}{N_0} \sum_{k=0}^n [x(t_k) - \frac{A_c}{2} \cos(\omega_0 t_k + \varphi_c)] \cos(\omega_0 t_k + \varphi_c) \Delta, \quad (5)$$

где  $t_k$  — моменты, в которые берутся отсчёты реализации наблюдаемых данных  $x(t) = s(t, \tau_0) + n(t) + N(t)$ ,  $\Delta = t_k - t_{k-1}$  — интервал между отсчётами.

Отбрасывая в (5) постоянный несущественный множитель, приходим к заключению, что при когерентной обработке алгоритм оценки длительности должен заключаться в поиске положения абсолютного максимума решающей статистики

$$L_n = \sum_{k=0}^n [x(t_k) - \frac{A_c}{2} \cos(\omega_0 t_k + \varphi_c)] \cos(\omega_0 t_k + \varphi_c) \cong \sum_{k=0}^n [x(t_k) \cos(\omega_0 t_k + \varphi_c) - \frac{A_c}{4}]. \quad (6)$$

Как отмечалось ранее, при наличии еще и импульсной помехи до схемы вычисления решающей статистики (6) необходимо разместить безынерционный нелинейный элемент — ЛО или МО. Определим и сравним между собой характеристики алгоритмов оценки длительности  $\hat{\tau}$  для следующих трёх алгоритмов. Первый из этих алгоритмов синтезирован для случая отсутствия импульсной помехи и основан на алгоритме (6). Будем называть этот алгоритм оценки «стандартным измерителем». Второй алгоритм строится по известной схеме «НЭ — коррелятор», где в качестве НЭ использован линейный ограничитель. Подобный измеритель будем называть «измерителем с ЛО». Наконец, третий алгоритм отличается от второго заменой ЛО на модифицированный ограничитель и будет называться «измерителем с МО».

Точность оценки неизвестного параметра  $\hat{\tau}$  будем характеризовать условными смещением и рассеянием оценки:  $d(\hat{\tau}|\tau_0) = \langle \hat{\tau} - \tau_0 | \tau_0 \rangle$  и  $V(\hat{\tau}|\tau_0) = \langle (\hat{\tau} - \tau_0)^2 | \tau_0 \rangle$ ,

где  $\tau_0$  — истинное значение длительности сигнала. Эти характеристики были получены с помощью статистического моделирования трёх рассмотренных алгоритмов на ЭВМ. На рис. 3 изображены зависимости рассеяний оценки длительности от отношения сигнал/шум (ОСШ)

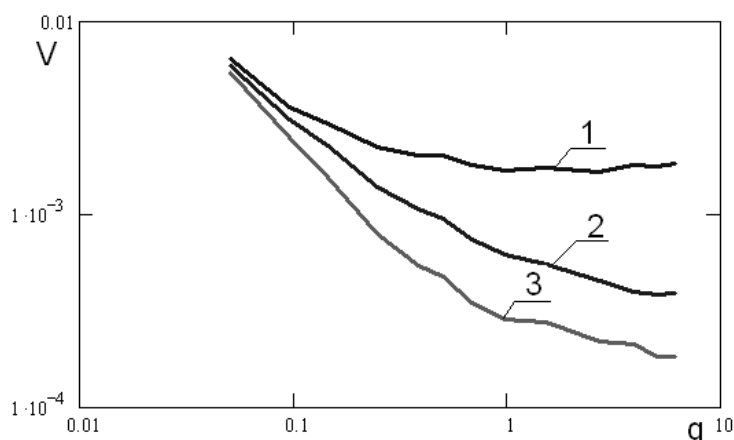


Рис. 3. Рассеяние оценки длительности для разных типов измерителей в случае когерентной обработки

$$q = \frac{\sum_{i=1}^N s_i^2}{N\sigma^2},$$

где  $\sigma^2 = \frac{N_0}{2\Delta}$  — дисперсия гауссовых некоррелированных случайных величин, описывающих отсчёты флуктуационного шума. Кривой 1 на этом рисунке построена зависимость  $V(q)$  для «стандартного измерителя», кривой 2 — для измерителя с ЛО и кривой 3 — для измерителя с МО.

При анализе измерителя с МО выбирались следующие параметры этого измерителя:  $A = A_c + 3\sigma$ ,  $K = \frac{\min(A_{\Pi}, 10)}{2}$ . Анализ рис. 3 свидетельствует о том, что измеритель с МО даёт наиболее точную оценку (с минимальным рассеянием оценки) по сравнению с другими алгоритмами, независимо от ОСШ. Расчёты показывают, что смещение оценки длительности для всех трёх алгоритмов близко к нулю и поэтому здесь не приводится.

Предположим теперь, что начальная фаза  $\varphi_c$  сигнала (1) случайная, равномерно распределённая на интервале  $[0; 2\pi]$ . В этом случае необходимо использовать некогерентную обработку, т.е. усреднять функционал отношения правдоподобия  $\exp(M(\tau))$  (3) по начальной фазе  $\varphi_c$ . В результате такого усреднения теперь необходимо формировать решающую статистику в виде

$$M(\tau) = I_0(|X(\tau)|) \exp\left(-\frac{A_c^2 \tau}{2N_0}\right) \quad (7)$$

и определять положение её абсолютного максимума. В (7) обозначено

$$|X(\tau)| = \sqrt{R^2(\tau) + Q^2(\tau)},$$

$$R(\tau) = \frac{2A_c}{N_0} \int_0^\tau x(t) \cos(\omega_0 t) dt, \quad Q(\tau) = \frac{2A_c}{N_0} \int_0^\tau x(t) \sin(\omega_0 t) dt,$$

$I_0(\cdot)$  — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Алгоритм оценки длительности на основе вычислений (7) достаточно сложен с точки зрения практической реализации — необходим амплитудный детектор с характеристикой  $\ln(I_0(x))$ . Однако при слабых или сильных сигналах возможны упрощения, основанные на следующих приближениях:

$$\ln(I_0(x)) \cong \frac{x^2}{4} \text{ при } x < 1 \text{ и } \ln(I_0(x)) \cong x \text{ при } x > 1.$$

Следовательно, при слабых сигналах используемый детектор — это квадратичный детектор, а при сильных — линейный детектор. Несложно показать, что решающая статистика при использовании линейного детектора принимает вид (опять рассматривается дискретная обработка):

$$L_n = \frac{2}{A_c} \sqrt{\left[\sum_{k=0}^n x(t_k) \cos(\omega_0 t_k)\right]^2 + \left[\sum_{k=0}^n x(t_k) \sin(\omega_0 t_k)\right]^2} - \frac{n}{2}.$$

Если имеется импульсная помеха, то, как и ранее, до применения этой квадратурной обработки необходимо поставить НЭ — в нашем случае ЛО или МО.

С помощью статистического моделирования на ЭВМ были проанализированы три описанных ранее алгоритма при некогерентной обработке, и результаты этого моделирования приведены на рис. 4.

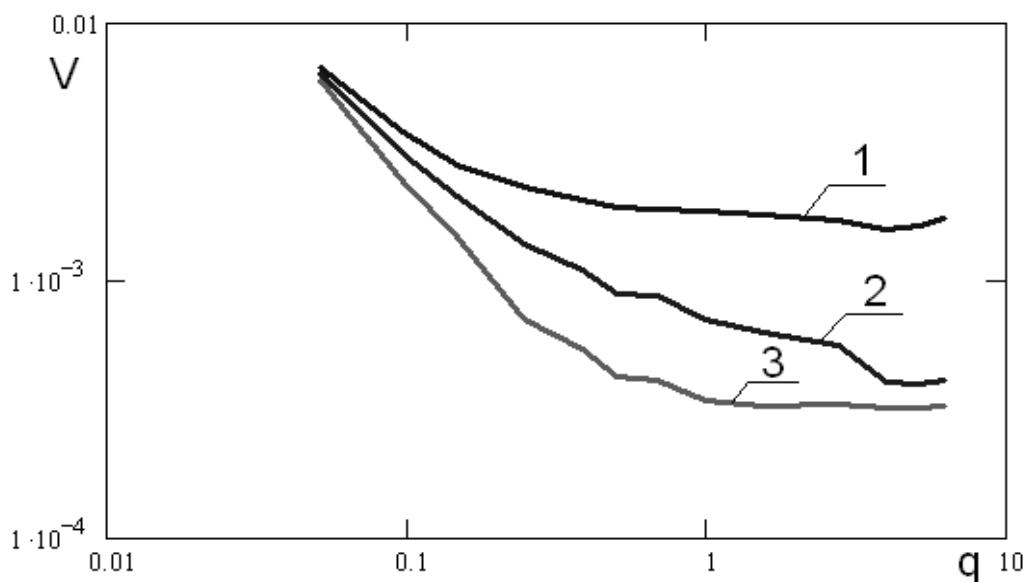


Рис. 4. Рассеяние оценки длительности для разных типов измерителей в случае некогерентной обработки

На этом рисунке приведены зависимости рассеяния оценки длительности при некогерентной обработке от ОСШ  $q$  для трёх рассматриваемых алгоритмов. Как и ранее, кривой 1 изображена зависимость  $V(q)$  для «стандартного измерителя», кривой 2 — для измерителя с ЛО и кривой 3 — для измерителя с МО.

Видно, что, как и при когерентной обработке, при некогерентной обработке такой алгоритм с МО обладает лучшими характеристиками по сравнению со стандартными.

Кроме того, наличие случайной фазы (при некогерентной обработке) ухудшает характеристики оценки длительности сигнала весьма незначительно.

Если же использовать квадратичный детектор в алгоритме оценки длительности (вместо линейного, рассмотренного ранее), то расчеты показывают, что в этом случае все три измерителя (стандартный, с ЛО и с МО) приводят примерно к одинаковым результатам.

Таким образом, предложен модифицированный алгоритм оценки длительности радиосигнала, использующий в качестве нелинейного элемента, являющегося неотъемлемым звеном приёмного устройства при наличии импульсных помех, новый, так называемый модифицированный ограничитель. Характерной особенностью этого ограничителя является сохранение им информации о сигнале при ограничении входной смеси сигнала с шума и помехой. В результате, как показано в статье, наличие такого модифицированного алгоритма обработки вместо стандартных приводит к увеличению точности оценки. Причём это улучшение наблюдается как при когерентной, так и некогерентной обработках.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Теория обнаружения сигналов / П.С.Акимов [и др.]; под ред. П.А.Бакута. — М.: Радио и связь, 1984. — 440 с.
2. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. — М.: Радио и связь, 1992. — 304 с.
3. Парфенов В.И., Ужахова Т.С. Повышение эффективности систем борьбы с импульсными помехами // Теория и техника радиосвязи.— 2009. — № 4. — С. 52—58.
4. Тихонов В.И. Оптимальный приём сигналов.— М.: Радио и связь, 1983. — 320 с.

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Парфёнов Владимир Иванович. Профессор кафедры радиофизики. Доктор физико-математических наук, профессор.

Воронежский государственный университет.

E-mail: vip@phys.vsu.ru.

Россия, 394006, г. Воронеж, Университетская площадь, 1. Тел. (4732) 208-916.

Ужахова Тамара Султановна. Аспирант ОАО «Концерн «Созвездие».

ОАО «Концерн «Созвездие».

E-mail: osp@sozvezdie.su.

Россия, 394018, ул. Плехановская, 14. Тел. (4732) 552-995.

Parfenov Vladimir Ivanovich. Professor of the Radiophysics chair. Doctor of physical and mathematical sciences, professor.

Voronezh State University.

Work address: Russia, 394006, Voronezh, Universitetskaya pl., 1. Tel. (4732) 208-916.

Uzhakhova Tamara Sultanovna. The post-graduate student of public corporation «Concern «Sozvezdie».

Public corporation «Concern «Sozvezdie».

Work address: Russia, 394018, Voronezh, Plekhanovskaya str., 14. Tel. (4732) 552-995.

**Ключевые слова к статье:** импульсные помехи; модифицированный ограничитель; оценка длительности; рассеяние оценки.

**Key words:** pulse noises; modified limiter; estimation of duration; variance of estimation.

**УДК 621.391**



**И.В. Лазарев,**  
кандидат технических наук, доцент

## **К ВОПРОСУ ОЦЕНИВАНИЯ РАКУРСА ЦЕЛИ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ**

### **THE PROBLEM OF THE ALTERNATING A FORESHORTENING PURPOSE IN RADIO ENGINEERING SYSTEMS OF A SPECIAL PURPOSE**

*Разработан упрощённый алгоритм оценивания ракурса воздушной цели по координатной информации применительно к РЛС кругового обзора.*

*The simplified algorithm alternating an foreshortening air target under the co-ordinate information with reference to radar station the circular review is developed.*

В [1] показано, что для классификации воздушных объектов в РЛС с широкополосными зондирующими сигналами может быть использована длительность дальностных радиолокационных портретов (ДРЛП), функционально связанная с радиальной протяжённостью цели. Однако радиальная протяжённость воздушной цели зависит от её ракурса ( $\Psi$ ) относительно РЛС. Анализ проведённых нами исследований показывает, что радиальная протяжённость (длительность ДРЛП) воздушного объекта может быть представлена следующей зависимостью:

$$\tau_n = \tau_{n_{cp}} (\epsilon + A \cos 2\Psi) \text{ при } 0 \leq \Psi \leq 180^\circ. \quad (1)$$

Здесь  $\tau_{n_{cp}}$  – длительность ДРЛП на ракурсах  $\Psi=45^\circ+k\pi$ , а коэффициенты  $\epsilon$ ,  $A$  оцениваются на основе статистических данных.

Анализ выражения (1) показывает, что для учёта длительности ДРЛП на разных ракурсах в интересах классификации воздушных объектов необходимо иметь информацию о величине  $\cos 2\Psi$ .

Следует отметить, что измерители ракурса известны, однако они определяют его либо применительно к аппаратуре станции наведения ракет, в которых осуществляется слежение за воздушной целью, либо алгоритмическим способом в системах автомати-

зированного управления путём вычисления декартовых координат и скорости их изменения.

Вместе с тем, в классе обзорных («координатных») РЛС вышеуказанные измерители не могут быть использованы, так как РЛС данного класса позволяет лишь измерять азимут и дальность до лоцируемой цели, но не вычисляет скорость их изменения.

Следовательно, возникает задача получения оценок о ракурсе воздушной цели в «координатных» РЛС кругового обзора.

При оценивании ракурса цели воспользуемся следующей моделью: полагаем, что за время цикла классификации воздушная цель летит равномерно, прямолинейно и на постоянной высоте. При этом ракурс цели будет характеризоваться с помощью двух углов, которые образуются между линией визирования цели и горизонтальной плоскостью, совпадающей с землёй ( $\frac{\pi}{2} - \theta$ ), и между проекцией линии визирования цели и осью абсцисс (рис.1).

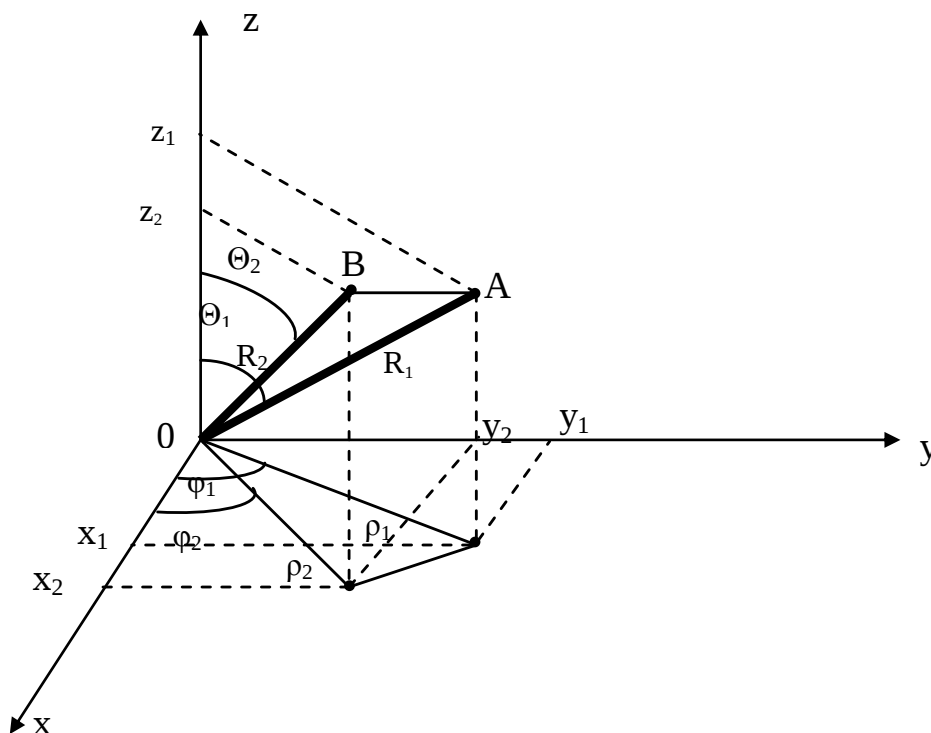


Рис. 1. Геометрия задачи определения ракурса цели

Используя рис.1, оценим величину ракурса воздушной цели. Известно, что величина  $\cos \Psi$  определяется из выражения [2]:

$$\cos \Psi = \frac{x_1 x_2 + y_1 y_2 + z_1 z_2}{R_1 R_2}, \quad (2)$$

где величины  $R_1$  и  $R_2$  оцениваются из соотношений

$$R_1 = \sqrt{x_1^2 + y_1^2 + z_1^2}, \quad R_2 = \sqrt{x_2^2 + y_2^2 + z_2^2}.$$

Для нахождения величин  $x_i, y_i, z_i$  воспользуемся цилиндрической системой координат [2]

$$\begin{cases} x = \rho \cos \varphi \\ y = \rho \sin \varphi \\ z = z \end{cases}$$

С учётом приведённой системы выражение (2) после подстановки и элементарных преобразований приводится к виду

$$\cos \Psi = \frac{\rho_1 \rho_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2) + z_1 z_2}{\sqrt{\rho_1^2 + z_1^2} \cdot \sqrt{\rho_2^2 + z_2^2}} = \frac{\cos(\varphi_1 - \varphi_2) + \frac{z_1}{\rho_1} \cdot \frac{z_2}{\rho_2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{z_1}{\rho_1}\right)^2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{z_2}{\rho_2}\right)^2}}. \quad (3)$$

В результате получим следующее выражение для ракурса цели:

$$\Psi = \arccos \left( \frac{\cos(\varphi_1 - \varphi_2) + \frac{z_1}{\rho_1} \cdot \frac{z_2}{\rho_2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{z_1}{\rho_1}\right)^2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{z_2}{\rho_2}\right)^2}} \right). \quad (4)$$

Использование выражения (4) на практике сдерживается сложностью технической реализации. Вместе с тем, анализ применения «координатных» РЛС кругового обзора позволяет в выражении (4) положить  $\rho_i \gg z_i$ . Сравним результаты расчёта ракурса воздушной цели по формуле (4) с ракурсом  $\Psi = \varphi_1 - \varphi_2$ , получаемым при выполнении условия  $z_i / \rho_i \rightarrow 0$  ( $i=1,2$ ).

Результаты расчётов ракурса с учётом принятых допущений приведены на графике (рис. 2).

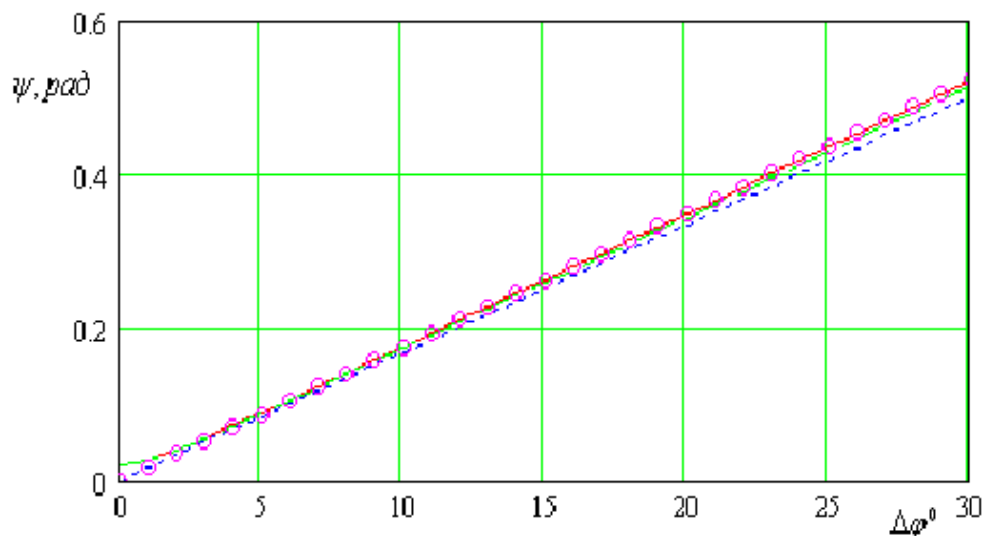


Рис. 2. Зависимости оценивания ракурса воздушной цели при различных значениях  $z_i, \rho_i$

На рис. 2 сплошной линией показана зависимость ракурса от  $\Delta\varphi$  при  $z_1/\rho_1=0,1$ ,  $z_2/\rho_2=0,08$ , пунктирной — зависимость при  $z_1/\rho_1=0,2$ ,  $z_2/\rho_2=0,18$ , а штрихпунктирной линией — зависимость при  $z_1/\rho_1=0,3$ ,  $z_2/\rho_2=0,3$ . «Кружками» обозначена зависимость ракурса от  $\Delta\varphi$  при  $z_1/\rho_1=z_2/\rho_2=0$ .

Анализ проведённых расчётов показывает, что на дальностях локации воздушных объектов, представляющих наибольший практический интерес, соотношение  $z_i/\rho_i$  не превышает величины 0,18. Из анализа рис. 2 следует, что при  $z_i/\rho_i < 0,18$  относительное отклонение оценки ракурса, получаемой с учётом формулы (4), от ракурса  $\Psi = \varphi_1 - \varphi_2$  не превышает 0,3%. В этом случае в выражении (3) величина  $\cos \Psi = \cos(\varphi_1 - \varphi_2)$ , что равносильно  $\Psi = \varphi_1 - \varphi_2$ .

Следовательно, для оценивания ракурса воздушной цели можно перейти от пространственной системы координат к системе координат на плоскости (рис. 3).

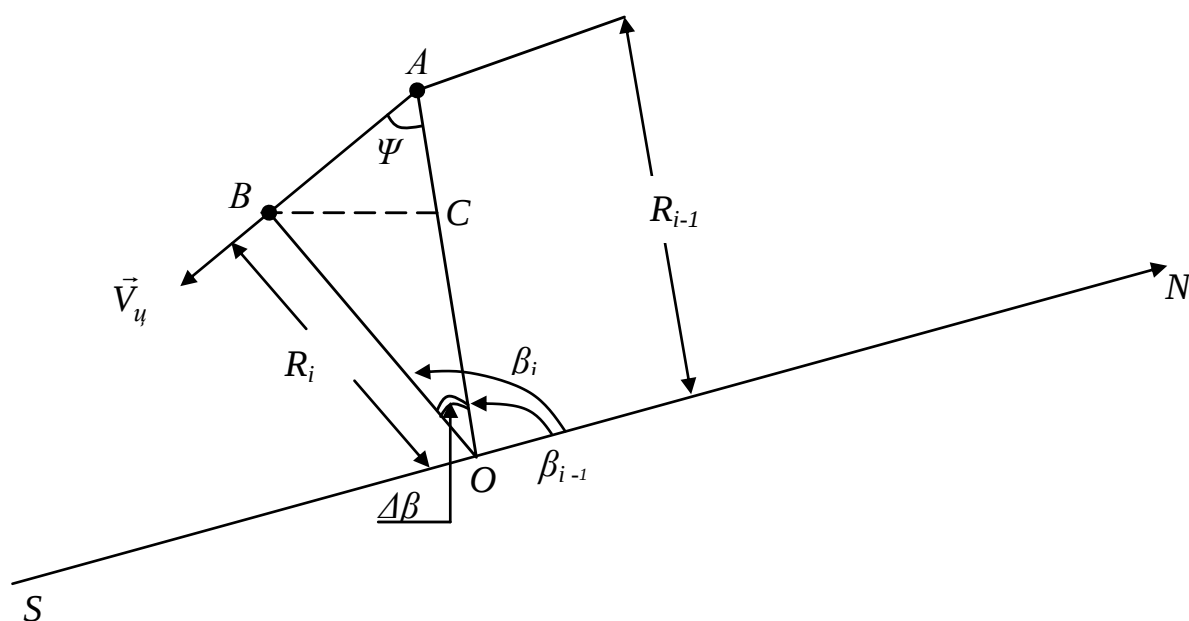


Рис. 3. Геометрия задачи оценки ракурса цели

На рис. 3 направление на север совмещено с положительным направлением оси абсцисс, углы  $\beta_i$  и  $\beta_{i-1}$  — азимуты цели в смежных периодах обзора.

Известно, что для оценки  $\cos 2\Psi$  можно воспользоваться выражением [2]

$$\cos 2\Psi = \cos^2 \Psi - \sin^2 \Psi = 1 - 2 \sin^2 \Psi. \quad (5)$$

Из треугольника ОВА следует

$$BA \sin \Psi = R_i \sin \Delta\beta. \quad (6)$$

Из выражения (5) выразим  $\sin \Psi$  следующим образом:

$$\sin \Psi = \frac{R_i \sin \Delta\beta}{BA} = \frac{R_i \sin(\beta_i - \beta_{i-1})}{BA},$$

где величина  $BA$  определяется из выражения

$$BA = \sqrt{R_{i-1}^2 + R_i^2 - 2R_i R_{i-1} \cos \Delta\beta}. \quad (7)$$

С учётом выражения (7) величину  $\sin \Psi$  можно привести к виду

$$\sin \Psi = \frac{R_i \sin \Delta\beta}{\sqrt{R_{i-1}^2 + R_i^2 - 2R_{i-1} \cdot R_i \cos \Delta\beta}}. \quad (8)$$

Величину  $\cos 2\Psi$  вычислим, используя выражения (5) и (8):

$$\cos 2\Psi = 1 - \frac{2R_i^2 \sin^2 \Delta\beta}{R_{i-1}^2 + R_i^2 - 2R_i \cdot R_{i-1} \cos \Delta\beta}. \quad (9)$$

Введя обозначение  $\Delta = \frac{R_{i-1}}{R_i}$ , выражение (9) приводим к виду

$$\cos 2\Psi = 1 - \frac{2\sin^2 \Delta\beta}{1 + \Delta^2 - 2\Delta \cos \Delta\beta}. \quad (10)$$

В итоге выражение для ракурса воздушной цели с учётом формулы (10) принимает вид

$$\Psi = \frac{1}{2} \arccos \left( 1 - \frac{2\sin^2 \Delta\beta}{1 + \Delta^2 - 2\Delta \cos \Delta\beta} \right). \quad (11)$$

Таким образом, из сравнения формул (4) и (11) следует, что для расчёта ракурса воздушной цели по упрощённой формуле (11) необходимо меньшее количество экспериментальных данных. При этом требуется для двух моментов времени (периодов обзора) измерить отношение двух наклонных дальностей до лоцируемой цели и разности их азимутов. Вместе с тем, в реальных условиях погрешность вычисления ракурса воздушной цели в соответствии с выражением (11) не превышает долей процента.

Полученный алгоритм оценивания ракурса воздушной цели, основанный на использовании информации об азимуте и дальности в «координатной» РЛС кругового обзора, позволяет его учитывать на этапе принятия решения о классе распознаваемой цели в микропроцессорных устройствах классификации.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Митрофанов Д.Г., Сафонов А.В., Прохоркин А.Г. Моделирование задачи распознавания целей по их радиолокационным изображениям нейросетевым способом // Радиотехника. — 2007. — №2. — С.3 —9.
2. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. — М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1980.

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРЕ СТАТЬИ:

Лазарев Иван Владимирович. Начальник кафедры радиотехники. Кандидат технических наук, доцент.

Воронежский институт МВД России.

E-mail: vorhmscl @ comch.ru

Россия, 394065, г. Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел.(4732)476-472.

Lazarev Ivan Vladimirovich. The head of the Radio Engineering chair. Candidate of technical sciences, assistant professor.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (4732) 476-472.

**Ключевые слова к статье:** ракурс воздушной цели; алгоритм.

**Key words:** an air target foreshortening; algorithm.

**УДК 621.396**

## ИЗДАНИЯ ВОРОНЕЖСКОГО ИНСТИТУТА МВД РОССИИ

Теория цифровой обработки сигналов: учеб. пособие / А.Н. Голубинский, С.В. Ролдугин, И.В. Лазарев. — Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2009. — 132 с.

Учебное пособие представляет собой базовый курс по цифровой обработке сигналов. В нем изложены теоретические основы цифровой обработки сигналов: способы описания дискретных и цифровых сигналов и систем во временной,  $z$ - и частотной областях, включая дискретное и быстрое преобразования Фурье, а также основные методы и особенности синтеза цифровых линейных фильтров. Рассматривается влияние на работу цифровых устройств эффектов квантования и конечной разрядности блоков цифровых систем. В пособии рассмотрены методы модуляции и способы, применяемые для передачи цифровой информации. Отдельные главы посвящены введению в теорию линейного предсказания и принципам нелинейной обработки сигналов. Книга содержит большое количество иллюстраций и примеров. Пособие предназначено для курсантов, слушателей и студентов радиотехнического факультета, обучающихся по специальностям: 210406 — Сети связи и системы коммутации, 210403 — Защищенные системы связи.



**А.В. Леншин,**  
доктор технических наук,  
ВВАИУ



**В.А. Мыльников,**  
ФГНИИЦ РЭБ ОЭСЗ



**Е.Н. Сажин,**  
ФГНИИЦ РЭБ ОЭСЗ

## **РЕЗУЛЬТАТЫ ОБОСНОВАНИЯ СТРУКТУРЫ ПЕЛЕНГАТОРНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ ШИРОКОДИАПАЗОННЫХ МОБИЛЬНЫХ РАДИОПЕЛЕНГАТОРОВ**

### **RESULTS OF A JUSTIFICATION OF STRUCTURES OF A DIRECTION-FINDING ANTENNA ARRAY OF A WIDE BAND MOBILE RADIO DIRECTION FINDER**

*Обоснована структура антенной решётки мобильных широкодиапазонных радиопеленгаторов. Предложена трёхэтапная процедура пеленгования с малыми методическими ошибками.*

*The structure of the antenna array of mobile wide band radio direction finder is justified. The three-step procedure of a direction-finding with small method errors of direction finding is developed.*

Одной из основных причин низкой чувствительности работающих в диапазонах ультравысоких и сверхвысоких частот широкодиапазонных мобильных радиопеленгаторов с круговой зоной действия является неудовлетворительная эффективная площадь ненаправленных антенн в составе пеленгаторных антенных решёток. Одним из способов повышения чувствительности таких радиопеленгаторов является применение в пеленгаторных антенных решётках направленных логопериодических вибраторных антенн (ЛПВА) вертикальной поляризации. Однако из-за электродинамического взаимодействия между ЛПВА в составе антенной решётки их диаграммы направленности (ДН) и пеленгационные характеристики (ПХ) искажаются, в результате увеличиваются методические ошибки пеленгования, ограничивающие номенклатуру возможных структур построения пеленгаторных антенных решёток и алгоритмов получения пеленга.

Цель работы — обоснование структуры антенной решётки широкодиапазонного радиопеленгатора на основе ЛПВА и алгоритма пеленгования в круговом азимутальном секторе с малыми методическими ошибками.

Для пеленгования в круговом азимутальном секторе при типовом значении ширины амплитудной ДН ЛПВА по уровню «минус» 3дБ в азимутальной плоскости равном  $(67 \div 60)^\circ$  минимальное число  $N_{\min}$  идентичных ЛПВА в составе антенной решётки радиопеленгатора должно быть не менее шести, а осевые линии ЛПВА должны быть ориентированы вдоль соответствующих  $N_{\min}$  азимутальных направлений, равномерно распределённых в круговом азимутальном секторе. В такой структуре возможно применение только амплитудного метода пеленгования, точность которого существенно зависит от форм амплитудных ДН ЛПВА, которые, в свою очередь, зависят от частоты радиосигнала.

Одним из путей повышения точности пеленгования в круговом азимутальном секторе с использованием антенных решёток из направленных антенн является введение в их состав линейных антенных подрешёток, нормали к которым ориентированы вдоль соответствующих  $N_{\min}$  азимутальных направлений, равномерно распределённых в круговом азимутальном секторе. В такой структуре реализация фазового метода пеленгования с малыми ошибками становится возможной, но при этом база подрешётки должна быть не менее  $4\lambda$  [1]. В данном случае использование минимально возможного числа направленных антенн линейной антенной подрешётки, равного двум, недостаточно, так как из-за высокого уровня боковых лепестков (УБЛ) в ДН [2] пеленгование будет носить неоднозначный характер [1]. Для снижения УБЛ в каждую из линейных двухэлементных антенных подрешёток достаточно добавить ещё по одной антенне, идентичной каждой из антенн подрешётки, с размещением её фазового центра между фазовыми центрами пары антенн таким образом, чтобы в образованной из трёх идентичных антенн линейной антенной подрешётке три различных расстояния  $b_1$ ,  $b_2$  и  $b_3$  между возможными парами антенн (базы) были связаны между собой по закону возрастающей геометрической прогрессии с множителем  $p$  [3]:

$$b_1 < b_2 = pb_1 < b_3 = pb_2 = p^2b_1. \quad (1)$$

Для трёхэлементной неэквидистантной линейной антенной решётки оптимальным по критерию наибольшей достоверности пеленгования при заданном отношении  $b/\lambda$  является обоснованное в [3] значение  $p=1,618...$

На рис. 1 представлена схема расположения в азимутальной плоскости осевых линий  $i(k)$ -х логопериодических вибраторных антенн  $\vec{E} \vec{I} \vec{A}_{i(k)}$  вертикальной поляризации, где  $k=1,...,6$  — порядковый номер трёхэлементной антенной подрешётки,  $i=1,2,3$  — порядковый номер антенного элемента в составе  $k$ -й трёхэлементной линейной антенной подрешётки, образующих восемнадцатизлементную пеленгаторную антенную решётку. Кроме того, на рис. 1 указаны направления отсчёта азимута  $\theta$  и истинного азимута  $\theta_{\text{ЕД}}$  на источник радиоизлучения (ИРИ) относительно осевой линии  $Ox$  антенной решётки, совпадающей со значением азимута  $\theta=0^\circ$ .

При пеленговании ИРИ с использованием обоснованной структуры пеленгаторной антенной решётки представляется целесообразным применение следующей процедуры определения азимута  $\theta$ .

На первом этапе путём сравнения шести пар радиосигналов, принятых на длине волны  $\lambda$  шестью парами соседних антенных элементов смежных трёхэлементных ли-

нейных антенных подрешёток  $\vec{E} \vec{I} \hat{A} \hat{A}_{1(m)}$  и  $\vec{E} \vec{I} \hat{A} \hat{A}_{3(k)}$ , выбирают пару  $\vec{E} \vec{I} \hat{A} \hat{A}_{1(m_{\max})}$  и  $\vec{E} \vec{I} \hat{A} \hat{A}_{3(k_{\max})}$ , на выходе которых хотя бы один радиосигнал имеет наибольший уровень, где  $k_{\max} \in [1, 2, \dots, 6]$ ;

$$m_{\max} = \begin{cases} k_{\max} + 1, & \text{если } k_{\max} < 6; \\ 1, & \text{если } k_{\max} = 6. \end{cases}$$

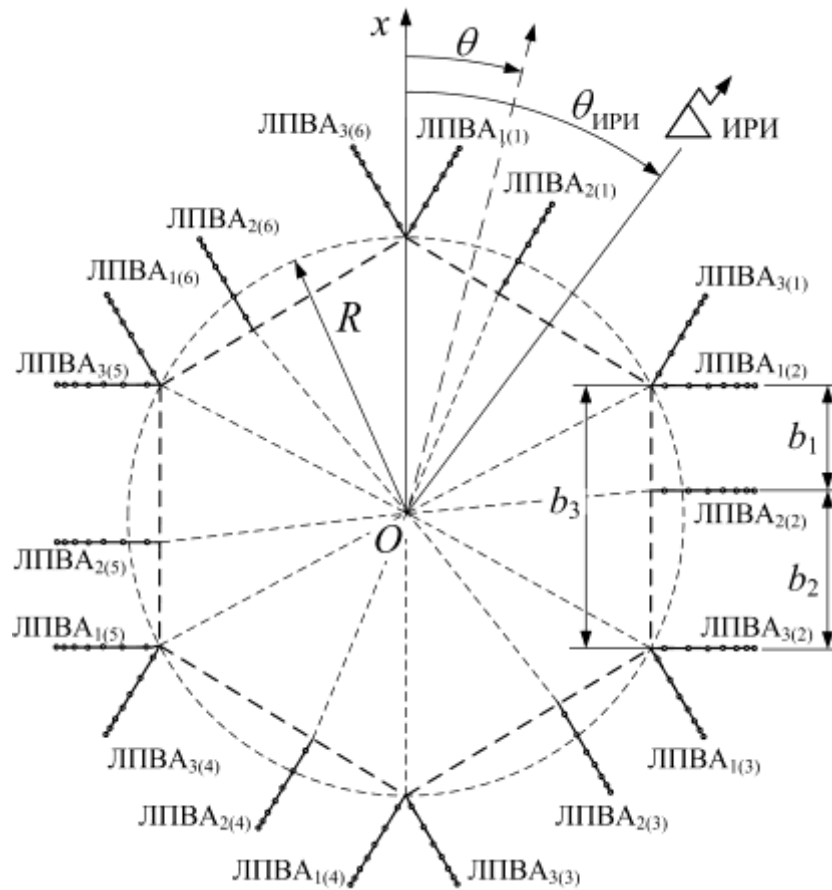


Рис. 1. Схема расположения в азимутальной плоскости осевых линий ЛПВА вертикальной поляризации, образующих восемнадцатиеlementную пеленгаторную антенную решётку

На втором этапе определяется отношение  $\hat{I}$  мощностей  $P_{1(m_{\max})}$  и  $P_{3(k_{\max})}$  радиосигналов, принятых парой выбранных  $\vec{E} \vec{I} \hat{A} \hat{A}_{1(m_{\max})}$  и  $\vec{E} \vec{I} \hat{A} \hat{A}_{3(k_{\max})}$ , в соответствии с соотношением

$$\hat{I} = P_{3(k_{\max})} / P_{1(m_{\max})}. \quad (2)$$

С погрешностью  $\Delta \hat{\theta}_A$  определяют азимут ИРИ  $\hat{\theta}_A$  путём сравнения оценки полученного значения  $\hat{I}$  с априорно известной пеленгационной характеристикой  $\hat{I}(\lambda, \theta)$ .

На третьем этапе из двух смежных трёхэлементных линейных антенных подрешёток, состоящих из  $\hat{E}\hat{I}\hat{A}\hat{A}_{i(m_{\max})}$  или  $\hat{E}\hat{I}\hat{A}\hat{A}_{i(k_{\max})}$ , где  $i=1,2,3$ , выбирают подрешётку из ЛПВА, направления осевых линий которых наиболее близки к азимутальному направлению  $\hat{\theta}_A$ . Затем значение пеленга уточняется с использованием выбранной трёхэлементной неэквидистантной линейной антенной подрешётки фазовым методом, реализуемым, например, путём сканирования  $F^2(\lambda, \theta)$  (по мощности) в пределах углового сектора  $\hat{\theta}_A \pm \Delta\theta_{A\max}$  и определения азимута  $\hat{\theta}$  ИРИ в соответствии с соотношением

$$\hat{\theta}_0 = \arg \left( \max_{\theta \in (\hat{\theta}_A \pm \Delta\theta_{A\max})} (F^2(\lambda, \theta)) \right). \quad (3)$$

Для оценки методических ошибок пеленгования, возникающих при использовании предложенной трёхэтапной процедуры формирования ПХ было проведено математическое моделирование ДН антенн решётки, амплитудных и фазовых ПХ, с учётом электродинамического взаимодействия между ЛПВА при соотношении максимальной  $\lambda_{\max}$  и минимальной  $\lambda_{\min}$  длин волн рабочего диапазона  $K_\lambda = \lambda_{\max}/\lambda_{\min} = 4$ . Учёт электродинамического взаимодействия между антеннами при расчёте ДН антенн антенной решётки осуществлялся с использованием современного программного продукта моделирования антенн MMANA [4].

На рис. 2 для среднегеометрической длины волны рабочего диапазона  $\lambda = 2\lambda_{\min} = \lambda_{\max}/2$  представлена пеленгационная характеристика  $\hat{I}(2\lambda_{\min}, \theta)$ , полученная на основе использования амплитудных диаграмм направленности ЛПВА<sub>1(1)</sub> и ЛПВА<sub>3(6)</sub> в соответствии с соотношением (2).

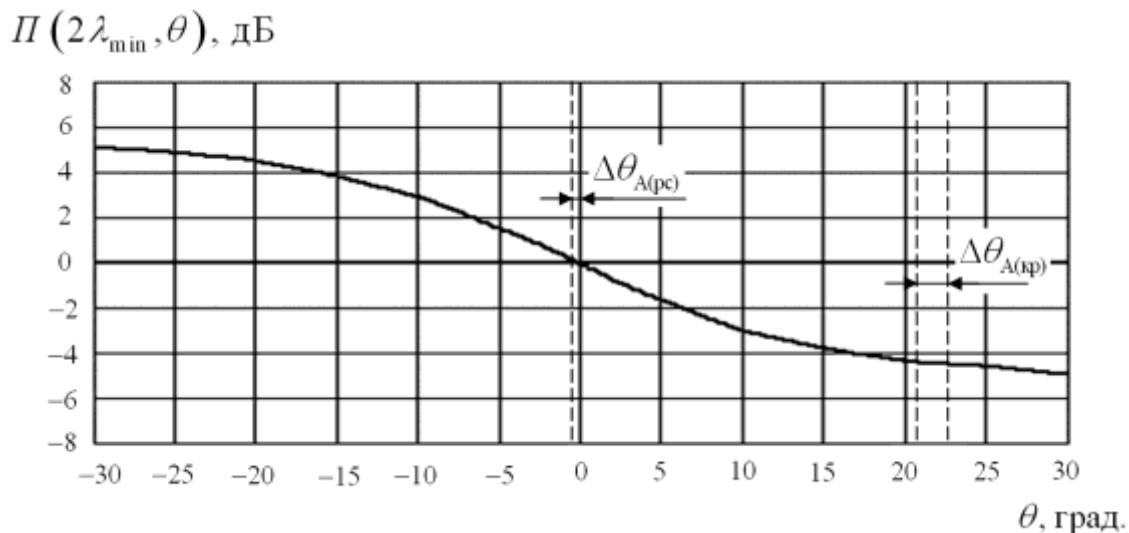


Рис. 2. Пеленгационная характеристика, полученная на основе использования амплитудных ДН  $\hat{E}\hat{I}\hat{A}\hat{A}_{1(1)}$  и  $\hat{E}\hat{I}\hat{A}\hat{A}_{3(6)}$

Из данного рисунка видно, что ошибка  $\Delta\theta_A$  пеленгования может проявляться как в смещении на угол  $\Delta\theta_{A(\delta\hat{n})}$  равносигнального направления относительно оси симметрии пеленгационной пары антенн, так и в возникновении ошибки  $\Delta\theta_{A(\hat{e}\hat{o})}$  из-за появления суще-

ственной азимутальной зависимости крутизны пеленгационной характеристики.

Отмеченные на рис. 2 пунктирными линиями значения ошибок  $\Delta\theta_{\hat{A}(\partial\eta)}$  и  $\Delta\theta_{\hat{A}(\partial\delta)}$  пеленгования показывают, что максимальное значение ошибки  $\Delta\theta_{A_{\max}}$  пеленгования с использованием амплитудного метода составляет  $3^\circ$ .

Рассмотрим возможности уточнения оценки азимута  $\hat{\theta}_A$  ИРИ путём сканирования фазированной трёхэлементной антенной подрешётки из трёх ЛПВА в пределах углового сектора  $\hat{\theta}_A \pm \Delta\theta_{A_{\max}}$ .

Нормированные ДН  $F^2(2\lambda_{\min}, \theta)$ , полученные путём фазирования неэквидистантной линейной антенной решётки из трёх антенн  $\hat{E}\hat{I}\hat{A}_{1(1)}$ ,  $\hat{E}\hat{I}\hat{A}_{2(1)}$ , и  $\hat{E}\hat{I}\hat{A}_{3(1)}$  при значении азимута  $\theta_{\hat{E}\hat{I}\hat{E}}$ , равном  $0^\circ$  и  $30^\circ$ , представлены на рис. 3.

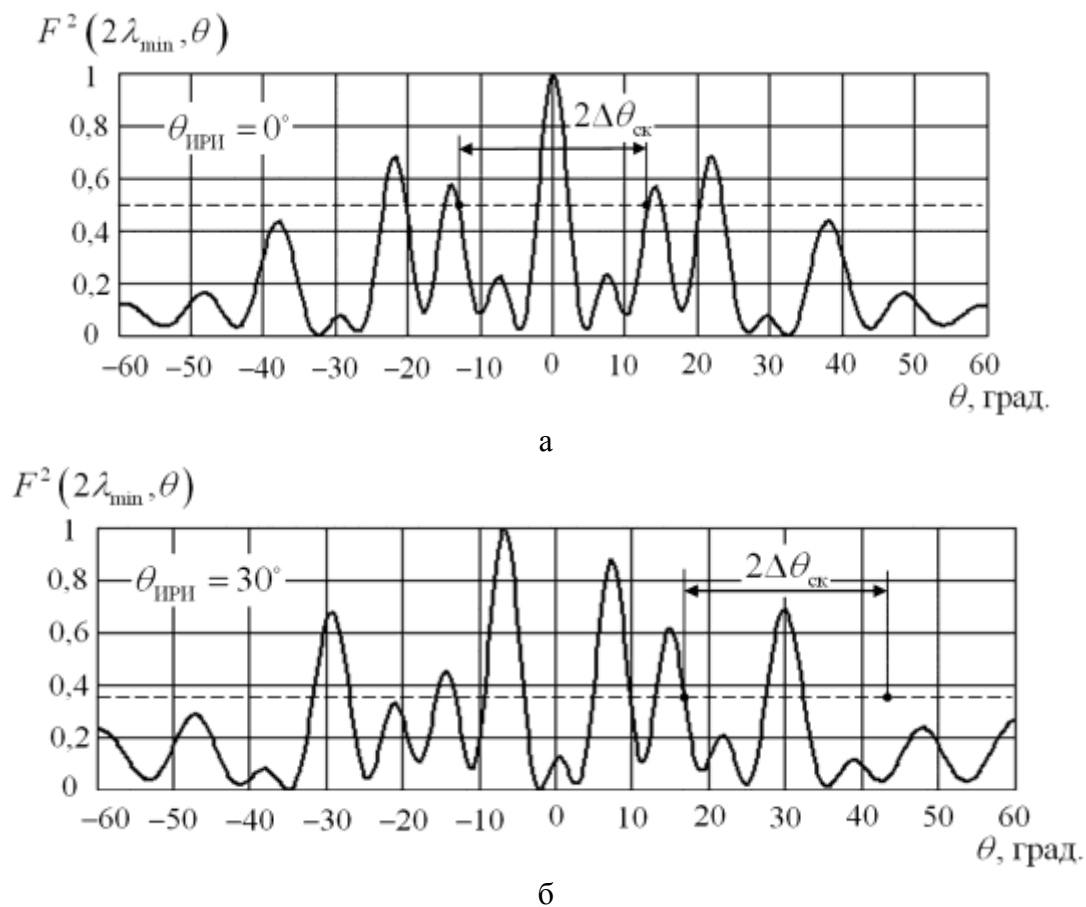


Рис. 3. Нормированные ДН по мощности фазированной неэквидистантной линейной антенной решётки из трёх ЛПВА при  $\theta_{\hat{E}\hat{I}\hat{E}} = 0^\circ$  (а) и  $\theta_{\hat{E}\hat{I}\hat{E}} = 30^\circ$  (б)

На рис. 3 пунктирными линиями отмечены границы сектора сканирования  $2\Delta\theta_{\hat{n}\hat{e}}$  ДН  $F^2(2\lambda_{\min}, \theta)$  в окрестности значений азимута  $\theta_{\hat{E}\hat{I}\hat{E}} \pm \Delta\theta_{\hat{n}\hat{e}}$ , в пределах которых локальные максимумы ДН, соответствующие азимуту  $\theta_{\hat{E}\hat{I}\hat{E}}$ , не менее чем на 3 дБ превышают уровни боковых лепестков ДН. Как следует из анализа графиков на рис. 3, значения  $\Delta\theta_{\hat{n}\hat{e}}$  слабо зависят от азимутального положения ИРИ в пределах сектора сканиро-

вания ДН  $\pm 30^\circ$ . При этом допустимое для однозначного пеленгования фазовым методом значение азимутального сектора  $\Delta\theta_{\text{не}}$  составляет  $13^\circ$  и не менее чем в 4 раза превышает полученное значение для ошибок  $\Delta\theta_{\text{Аmax}}$  пеленгования ИРИ с использованием амплитудного метода, что обеспечивает возможность получения однозначной оценки азимута ИРИ  $\hat{\theta}_0$  фазовым методом с использованием соотношения (3).

Для оценки ошибки пеленгования  $\Delta\hat{\theta}_0$  на рис. 4 представлен локальный лепесток нормированной ДН  $F^2(2\lambda_{\min}, \theta)$ , полученный в азимутальном секторе  $\pm 2,5^\circ$  относительно азимута ИРИ  $\theta_{\text{ИРИ}} = 30^\circ$  при фазировании неэквидистантной линейной антенной решётки из трёх антенн  $\text{ЛПВА}_{1(1)}$ ,  $\text{ЛПВА}_{2(1)}$  и  $\text{ЛПВА}_{3(1)}$ . Анализ графика на рис. 4 показывает, что ошибка  $\Delta\hat{\theta}_0$  пеленгования не превышает  $0,2^\circ$ .

Таким образом, на основе сочетания достоинств, присущих фазовому и амплитудному методам пеленгования, а также благодаря выбору геометрии решётки, обеспечивающей минимальный УБЛ, была обоснована структура пеленгаторной антенной решётки из ЛПВА вертикальной поляризации, обеспечивающая при использовании предложенной трёхэтапной процедуры формирование ПХ в круговом азимутальном секторе с малыми (не превышает  $0,2^\circ$ ) методическими ошибками при четырехкратном перекрытии рабочего диапазона длин волн.

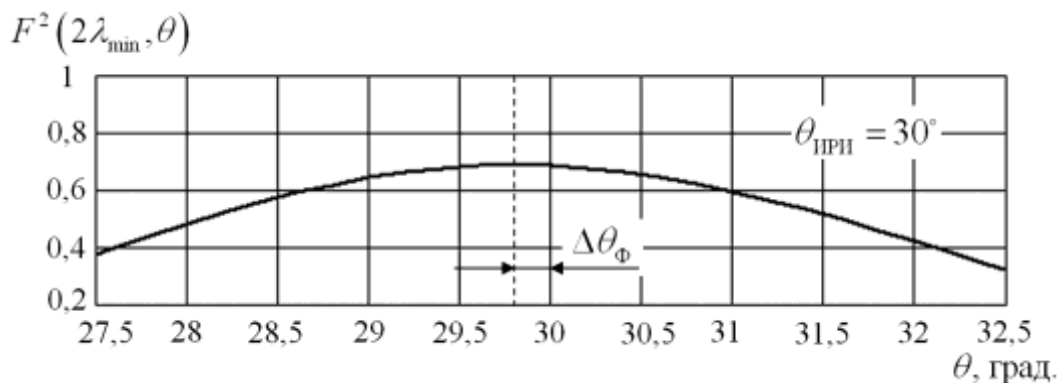


Рис. 4. Локальные лепестки нормированных ДН по мощности фазированной неэквидистантной линейной антенной решётки из трёх антенн ЛПВА<sub>1(1)</sub>, ЛПВА<sub>2(1)</sub> и ЛПВА<sub>3(1)</sub> при  $\theta_{\text{ИРИ}} = 30^\circ$

Показана возможность использования плоских антенных решёток с логопериодическими вибраторными антеннами нормальной поляризации при построении широкополосных радиопеленгаторов с круговой зоной действия, к которым предъявляются повышенные требования не только по чувствительности, но и по точности пеленгования.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Кулес И. С., Старик М. Е. Основы радиопеленгации.— М.: Сов. радио, 1964.— 640 с.
2. Марков Г. Т. Сазонов Д. М. Антенны. — М.: Энергия, 1975. — 528 с.
3. Виноградов А. Д. Синтез структуры широкополосного фазового радиопеленгатора с круговой зоной действия // Антенны.— 2001. — № 6 (52). — С. 48—52.
4. Гончаренко И. В. Антенны КВ и УКВ. Часть I. Компьютерное моделирование.

ММАНА. — М.: ИП РадиоСофт, Журнал «Радио», 2004. — 128 с.

**СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:**

Леньшин Андрей Валентинович. Профессор кафедры. Доктор технических наук.  
Военный авиационный инженерный университет.  
Россия, 394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная, 153.

Мыльников Владимир Александрович. Старший научный сотрудник.  
Федеральное государственное учреждение «Федеральный государственный  
научно-исследовательский испытательный центр радиоэлектронной борьбы и оценки  
эффективности снижения заметности» Министерства обороны Российской Федерации.  
E-mail: senmail@rambler.ru  
Россия, 394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная, 153, Тел. (4732) 344-999.

Сажин Евгений Николаевич. Младший научный сотрудник.  
Федеральное государственное учреждение «Федеральный государственный  
научно-исследовательский испытательный центр радиоэлектронной борьбы и оценки  
эффективности снижения заметности» Министерства обороны Российской Федерации.  
E-mail: senmail@rambler.ru  
Россия, 394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная, 153, Тел. (4732) 344-999.

Lenshin Andrey Valentinovich. Professor of chair. Doctor of technical sciences.  
Military Aviation Engineers University.  
Work address: Russia, 394052, Voronezh, Krasnoznamennaya str., 153.

Mylnikov Vladimir Alexandrovich. Senior research engineer.  
Federal Public Organization «Federal Public Research and Testing Centre of the Elec-  
tronic Warfare and Estimation of the Effectivity Obscurity» of the Ministry of Defence of  
Russia.  
Work address: Russia, 394052, Voronezh, Krasnoznamennaya str., 153. Tel. (4732)  
344-999.

Sazhin Eugene Nikolayevich. Younger research engineer.  
Federal Public Organization «Federal Public Research and Testing Centre of the Elec-  
tronic Warfare and Estimation of the Effectivity Obscurity » of the Ministry of Defence of  
Russia.  
Work address: Russia, 394052, Voronezh, Krasnoznamennaya str., 153. Tel. (4732)  
344-999.

**Ключевые слова к статье:** амплитудный метод пеленгования; фазовый метод  
пеленгования; логопериодическая вибраторная антенна.

**Key words:** peak method of direction finding; phase method of direction finding; log-  
periodic antenna.

**УДК 621.396.663**



**С.А. Шерстюков,**  
кандидат технических  
наук, доцент



**В.В. Недомолкин**



**С.В. Канавин**

## **МОДЕЛИРОВАНИЕ КВАДРАТУРНОГО ФОРМИРОВАТЕЛЯ РАДИОСИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В РЕЖИМЕ ИМПУЛЬСНО-ШУМОВОГО МОДУЛИРУЮЩЕГО ВОЗДЕЙСТВИЯ**

### **QUADRATURE FORMER MODELLING OF RADIO SIGNALS WITH A PHASE MODULATION IN A MODE OF PULSE-NOISE MODULATING INFLUENCE**

*Получены результаты моделирования в виде временных и спектральных форм фазомодулированных полосовым шумом помех при различных значениях индексов модуляции, реализуемых структурной схемой квадратурного сумматора девиации фазы на базе радиочастотных интегральных микросхем векторных модуляторов в квадратурных каналах и цифровых функциональных преобразователей модулирующего напряжения. Результаты доказывают высокую эффективность использования квадратурных формирователей радиосигналов с угловой модуляцией в системах радиоэлектронного подавления.*

*Results of modelling in the time form and spectral shape phase-modulated by strip noise of disturbances at the various values indexes of modulation realised by the skeleton diagramme of the quadrature adder of a phase deviation on the basis of radio-frequency integrated circuits of vector modulators in the quadrature channels and digital functional converters of the modulating voltage are received. New results prove high efficiency of the quadrature formers using of radio signals with an angle modulation in the radioelectronic suppression systems.*

В настоящее время в технике радиоэлектронного подавления систем радиосвязи широкое распространение получили маскирующие помехи [1] в виде несущих, модулированных по фазе (частоте) ограниченным по амплитуде частотно-манипулированным двухполосным шумом с различными значениями эффективных девиаций фаз (частот) [1]. Такие помехи в технической литературе называют фазомодулированными (ФМШП) (или частотно-модулированными (ЧМШП)) полосовым шумом, при этом граничные частоты первой и второй полос шума также могут иметь различные значения. Манипуляция полосового шума, как известно [1], осуществляется хаотической импульсной последовательностью (ХИП), которую можно получить, используя алгоритм формирования последовательности со случайным следованием единичных и нулевых посылок:

$$S_{XIII} = \sum_{k=0}^{N_{n-1}} \sum_{n=0}^{N_{u-1}} f \left\{ \begin{array}{l} t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot n + P \cdot k \leq t_i \leq t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot (n+1) + P \cdot k, \\ \left\{ \begin{array}{l} md(1) \geq 0,5 \\ 1, \\ 0 \end{array} \right. \end{array} \right\}, \quad (1)$$

где  $t_3$  — длительность интервала задержки кодовой посылки относительно момента времени  $t_i=0$ ;  $N_u$  — количество импульсов в посылке;  $T_n$  — длительность кодовой посылки;  $N_n$  — количество посылок в последовательности;  $P$  — период повторения посылок.

Одним из эффективных методов формирования таких помех является квадратурный метод [2], реализуемый с помощью квадратурных формирователей радиосигналов с угловой модуляцией: квадратурными фазовыми модуляторами (КФМ) [3] и квадратурными сумматорами девиации фазы (КСДФ) [4]. Его особенностью является возможность  $N$ -кратного увеличения девиаций частот и фаз в широком диапазоне рабочих частот при отсутствии паразитной амплитудной (ПАМ) и фазовой (ПФМ) модуляций за счёт формирования управляющих компенсационных сигналов синфазного и квадратурного каналов и применения последовательного включения  $N$  каскадов КФМ.

Для определения возможности и оценки точности формирования широкополосных ФМШП квадратурным сумматором девиации фазы [4], при индексах модуляции  $m_\varphi \leq 31,4$  рад,  $m_\varphi \leq 63$  рад и  $m_\varphi \leq 94,5$  рад, проведём в режиме импульсно-шумового модулирующего воздействия с использованием программ OrCAD 9.1 и MathCAD 14 моделирование структурной схемы КСДФ на базе радиочастотных интегральных микросхем векторных модуляторов (РИМВМ) в квадратурных каналах и цифровыми функциональными преобразователями модулирующего напряжения (ЦФПМН) [4], схемотехническая модель которого представлена на рис. 1.

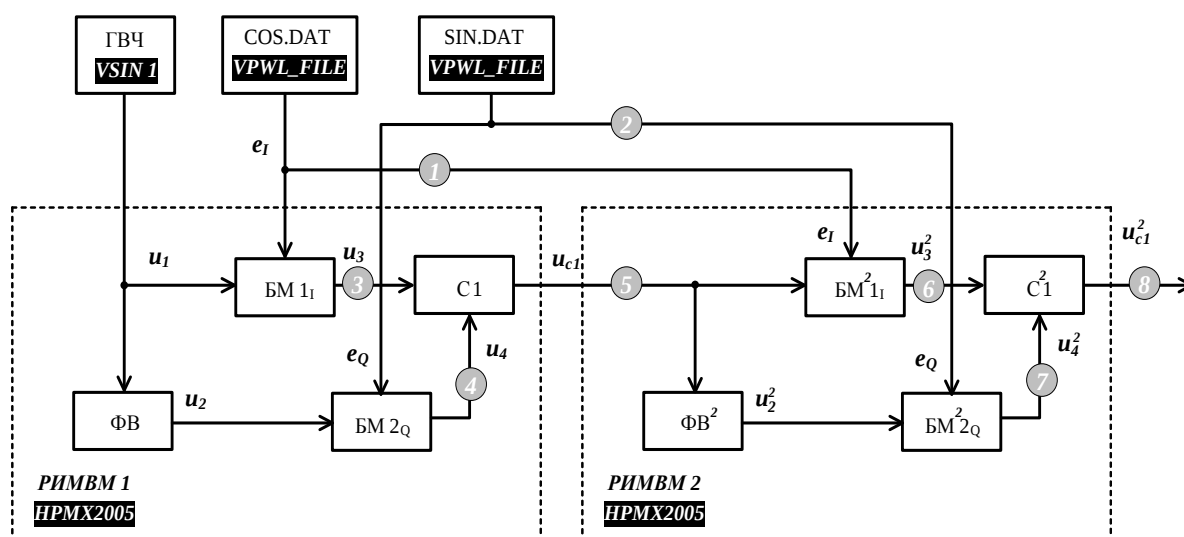


Рис. 1. Схемотехническая модель квадратурных сумматоров девиации фазы в квадратурных каналах и цифровых функциональных преобразователей модулирующего напряжения

В схемотехнической модели на рис. 1 для двукратного увеличения девиации фазы используются две последовательно включённые микросхемы НРМХ2005 из библиотеки программы OrCAD 9.1, а для трёхкратного увеличения фазы, соответственно, три микросхемы (на рис. 1 не показаны). Модулирующие напряжения подаются на управляющие входы балансных модуляторов 1 и 2 из кусочно-линейных источников напряжений, заданных в файлах *VPWL\_FILE*, в которых прописаны модели MathCAD 14: *FILE=sin.dat*, *FILE=cos.dat*, при этом на выходах файлов реализуются управляющие напряжения, достаточные для формирования неискажённой помехи с индексом фазовой модуляции  $m_\phi \leq 31,4$  рад.

С целью определения возможности и оценки точности формирования широкополосных помех при  $m_\phi \leq 31,4$  рад проведём в режиме импульсно-шумового модулирующего воздействия моделирование структурной схемы квадратурного сумматора девиации фазы в квадратурных каналах с использованием программ OrCAD 9.1 и MathCAD 14, представленной на рис. 1.

При этом, используя результаты моделирования при шумовом модулирующем воздействии [4], по методике, изложенной в [5], построим модель модулирующего воздействия в виде частотно-манипулированного полосового шума (ЧМнПШ), а затем осуществим её синусное и косинусное преобразования в ЦФПМН при аппроксимациях функций  $\sin(x)$  и  $\cos(x)$  степенными полиномами, соответственно, девяносто девятой и девяносто восьмой степенями.

Алгоритм формирования математической модели запишем с использованием выражения (1) в следующем виде :

$$ЧМнПШ(t_i) = \sum_{k=0}^{N_{n-1}} \sum_{n=0}^{N_{u-1}} f \left[ \begin{array}{l} t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot n + P \cdot k \leq t_i \leq t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot (n+1) + P \cdot k, \\ \left[ \begin{array}{l} rnd(1) \geq 0,5 \\ Re\{IFFT[H_1(j\omega) \cdot FFT(Sh_i(t_i))]\}, \\ Re\{IFFT[H_2(j\omega) \cdot FFT(Sh_i(t_i))]\} \end{array} \right] \\ 0 \end{array} \right], \quad (2)$$

где  $H_1(j\omega)$ ,  $H_2(j\omega)$  — комплексные передаточные функции фильтров, обеспечивающие выделение полос шума в соответствии с описанием помехи;  $Sh(t_i)$  — вектор значений первичной шумовой последовательности с нормальным законом распределения;  $FFT(x)$  и  $IFFT(x)$  — функции прямого и обратного быстрых преобразований Фурье.

Сформируем массив шума с нормальным законом распределения  $Q$ , введём граничные частоты полос  $f11$ ,  $f12$ ,  $f21$ ,  $f22$  и выполним фильтрацию шума в частотной области. После обратного преобразования Фурье массивы  $Sq1$  и  $Sq2$  будут содержать необходимые для формирования помехи шумовые фрагменты, представленные в табл. 1.

Таблица 1

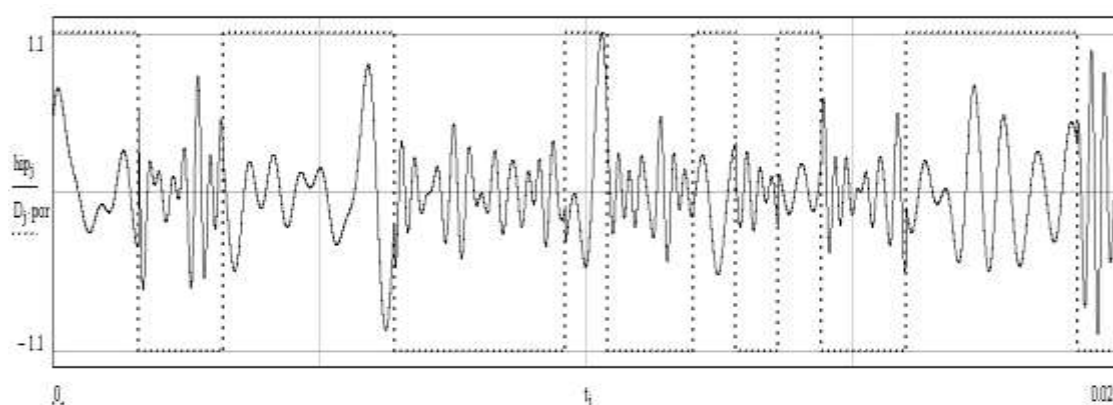
| № строки | Идентификаторы и программные коды модели |                   |                              |                                 |                                                 |               |
|----------|------------------------------------------|-------------------|------------------------------|---------------------------------|-------------------------------------------------|---------------|
|          | двухполосного шума                       |                   |                              |                                 |                                                 |               |
| 1        | $f11:=1000$                              | $f12:=450$<br>$0$ | $f21:=500$<br>$0$            | $f22:=100$<br>$00$              | $Q:=morm(20001,0,1)$                            | $SQ:=cfft(Q)$ |
| 2        | $SQ1_j:=if(f11 < f12, SQ_j, 0)$          |                   |                              | $SQ2_j:=if(f21 < f22, SQ_j, 0)$ |                                                 |               |
| 3        | $Sq1:=icfft(SQ1)$                        |                   | $Sq1_j:=Re(Sq1_j)$           |                                 | $Sq2:=icfft(SQ2)$<br>$Sq2_j:=Re(Sq2_j)$         |               |
| 4        | $Sm1:=max(Sq1)$                          |                   | $Sq1_j := \frac{Sq1_j}{sm1}$ |                                 | $Sm2:=max(Sq2)$<br>$Sq2_j := \frac{Sq2_j}{sm2}$ |               |

Далее вводится порог  $por$  для ограничения пик-фактора шума, пересчитываются с его учётом значения массивов  $Sq1$  и  $Sq2$ , задаётся длина  $dS$  элементарного импульса ХИП и формируется её идентификатор  $hip$  (табл. 2).

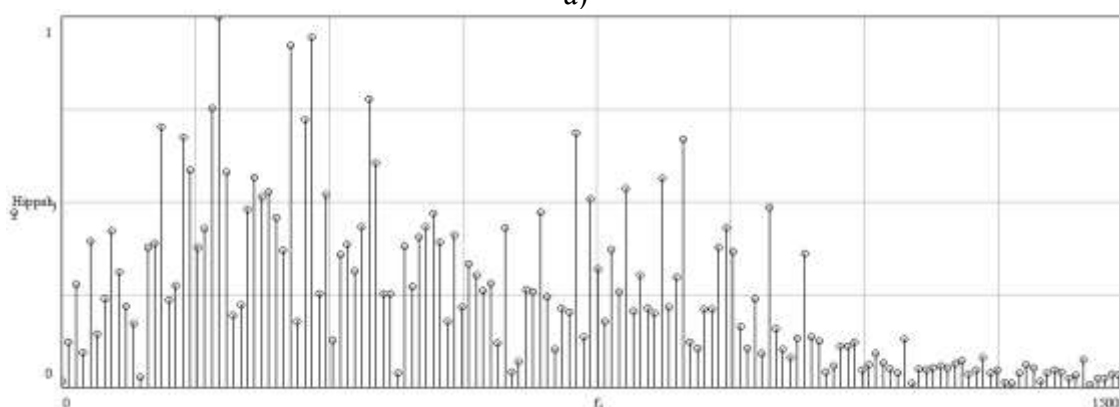
Таблица 2

| № строки | Идентификаторы и программные коды модели хаотической импульсной последовательностью и модулирующего шума |                                                                 |                                |                    |
|----------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------|--------------------------------|--------------------|
| 1        | $por:=1$                                                                                                 | $Sq1_j := if( Sq1_j  > por, if( Sq1_j  > 0, por, -por), Sq1_j)$ |                                |                    |
| 2        | $Sq2_j := if( Sq2_j  > por, if( Sq2_j  > 0, por, -por), Sq2_j)$                                          |                                                                 |                                |                    |
| 3        | $dS:=8 \cdot 10^{-4}$                                                                                    | $dL:=dS \cdot 10^6$                                             | $h:=0, dL..20000$              | $rh:=0..dL$        |
| 4        | $Rn_h:=md(10 \cdot \pi \cdot Q_1)$                                                                       | $Y_h:=\Phi(\sin(Rn_h))$                                         |                                | $Y_{(h+rh)}:= Y_h$ |
| 5        | $D_j:=if(Y_j>0.5,1,-1)$                                                                                  |                                                                 | $hip_j:=if(D_j=1,Sq1_j,Sq2_j)$ |                    |

На рис. 2, а, б показаны, соответственно, временные представления двухполосного шума и ХИП, а также спектр двухполосного шума, полученные с помощью модели (2) и табл. 1, 2.



а)



б)

Рис. 2. Временные представления двухполосного шума  $hip_j$  и хаотической импульсной последовательностью  $D_j \cdot por$  (рис. а) и спектр двухполосного шума  $Hippsh_j$  (б), полученные с помощью модели (2), табл. 1 и 2

На основании полученных результатов проведём разработку в MathCAD 14 моделей функциональных преобразователей при  $m_\phi = 31,4$  рад, в условиях импульсно-шумового модулирующего воздействия.

С учётом выражения (2) запишем математические модели, реализующие синусный и косинусный преобразователи при модулирующем напряжении  $ЧМнПШ(t_i)$

$$e_k = 1 - \frac{1}{2!}(ЧМнПШ(t_i))^2 + \frac{1}{4!}(ЧМнПШ(t_i))^4 - \frac{1}{6!}(ЧМнПШ(t_i))^6 \pm \dots \quad (3)$$

$$\dots + \frac{1}{98!}(ЧМнПШ(t_i))^{98} + \Delta \sin x(n),$$

$$e_c = (ЧМнПШ(t_i)) - \frac{1}{3!}(ЧМнПШ(t_i))^3 + \frac{1}{5!}(ЧМнПШ(t_i))^5 \mp \dots \quad (4)$$

$$\dots - \frac{1}{99!}(ЧМнПШ(t_i))^{99} + \Delta \sin x(n).$$

С использованием табл. 1 и табл. 2 преобразуем аналитические модели (3) и (4) в программные коды MathCAD 14, а результаты представим в виде табл. 3.

Таблица 3

| № строки | Идентификаторы и программные коды модели                                                                                                                  |                          |                       |                           |                                 |
|----------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------|-----------------------|---------------------------|---------------------------------|
| 1        | $j := 1..10000$                                                                                                                                           | $t_j := j \cdot 10^{-6}$ | $f_j := j \cdot 10^2$ | $D := 31,4$               | $\Delta := 1,957 \cdot 10^{-3}$ |
| 2        | $sst_j := D \cdot hip_j - D^3 \cdot \frac{hip_j^3}{3!} + D^5 \cdot \frac{hip_j^5}{5!} \mp \dots - D^{99} \cdot \frac{hip_j^{99}}{99!} + \Delta \sin x(n)$ |                          |                       |                           |                                 |
| 3        | $cst_j := 1 - D^2 \cdot \frac{hip_j^2}{2!} + D^4 \cdot \frac{hip_j^4}{4!} \mp \dots + D^{98} \cdot \frac{hip_j^{98}}{98!} + \Delta \sin x(n)$             |                          |                       |                           |                                 |
| 4        | $Sw := cfft(sst)$                                                                                                                                         | $q_j :=  Sw_j $          | $r := \max(q)$        | $SSST_j := \frac{q_j}{r}$ |                                 |
| 5        | $Sw := cfft(cst)$                                                                                                                                         | $d_j :=  Sw_j $          | $r := \max(d)$        | $SCST_j := \frac{d_j}{r}$ |                                 |

На рис. 3, а, б (вверху) показаны фрагменты временных форм, а на рис. 3, в, г — спектры сигналов функций  $\sin(x)$  и  $\cos(x)$ , полученные на основании табл. 3 в режиме импульсно-шумового модулирующего воздействия.

На временных формах рис. 3, а, б цифрами показаны: 1 — временные представления соответственно функций  $\sin(x)$  и  $\cos(x)$ ; 2 — хаотическая импульсная последовательность, 3 — двухполосного шума, 4 — скачки фаз функций  $\sin(x)$  и  $\cos(x)$ ; 5 — скачки фаз двухполосного шума, 6 — скачки фаз хаотической импульсной последовательности.

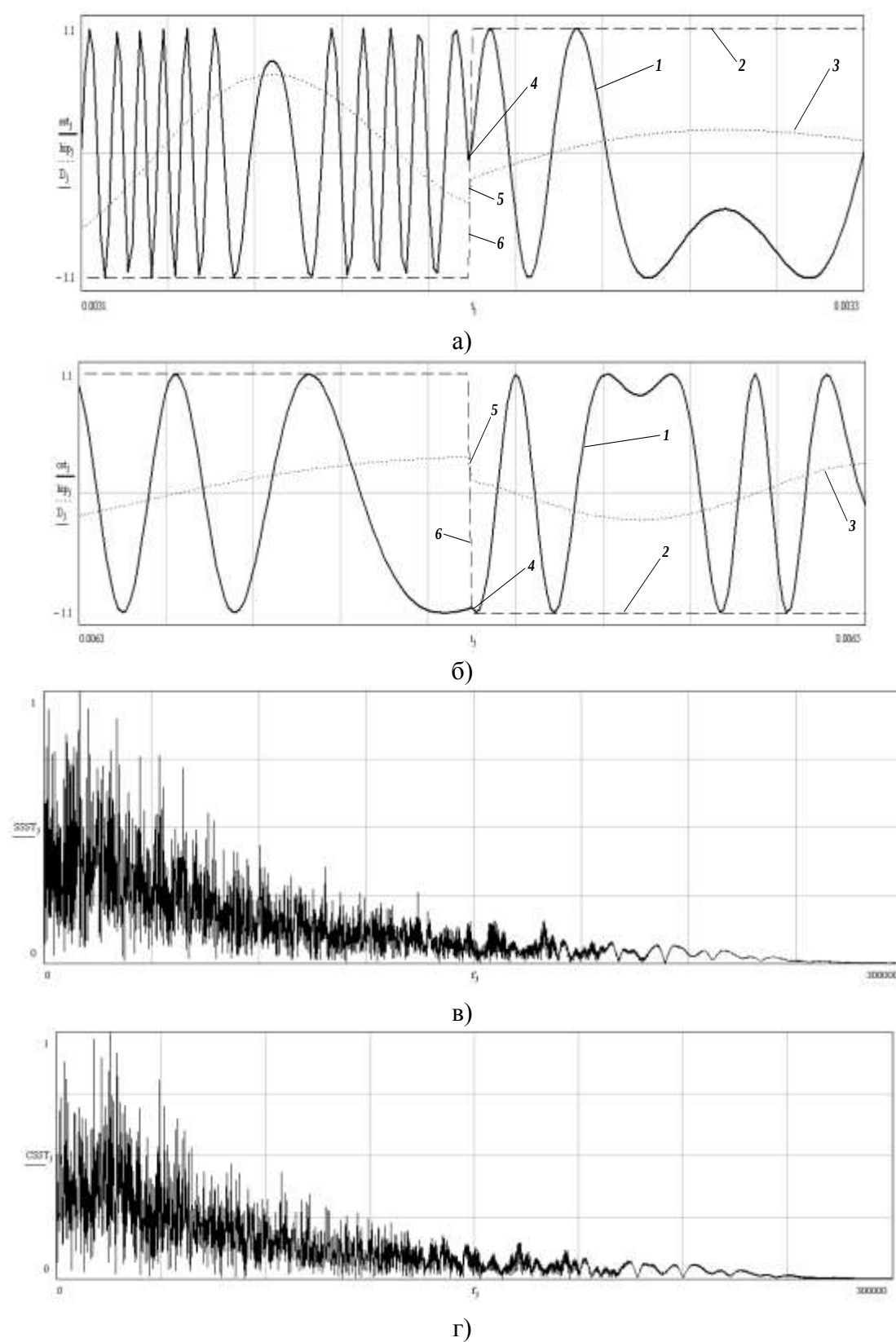


Рис. 3. Фрагменты временных форм (а, б) и спектры (в, г) сигналов функций  $\sin(x)$  и  $\cos(x)$ , полученные с помощью табл. 3, при  $D=31,4$

Результаты формирования временных представлений сигналов функций  $\sin(x)$  и  $\cos(x)$  записываются в выходные файлы MathCAD 14 для подключения их в программу OrCAD 9.1 с целью исследования высокочастотной части КСДФ:

- для функции  $\sin(x)$ ,  $m_\varphi \leq 31,4$  рад  
 $i := 0 \dots 1 \quad sig_{j,i} := if(i=0, t_j, sst_j) \quad WRITEPRN («sin.dat»):=sig$  (5)

- для функции  $\cos(x)$ ,  $m_\varphi \leq 31,4$  рад  
 $i := 0 \dots 1 \quad sig_{j,i} := if(i=0, t_j, cst_j) \quad WRITEPRN («cos.dat»):=sig.$  (6)

Используя схемотехническую модель, представленную на рис.1, осуществим в OrCAD 9.1 модуляцию несущей по фазе управляющими сигналами из кусочно-линейных источников напряжений, заданных в файлах VPWL\_FILE (V12, V13), в которых прописаны соответственно модели MathCAD 14 (5) и (6):  $FILE=sin.dat$ ,  $FILE=cos.dat$ .

При этом математическая модель выходного фазомодулированного полосового шума будет представлена выражением

$$\begin{aligned}
 u_c = U_1 & \left\{ \cos \omega t \cos \left[ m_\varphi \sum_{k=0}^{N_{n-1}} \sum_{n=0}^{N_{u-1}} f \left[ \begin{array}{l} t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot n + P \cdot k \leq t_i \leq t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot (n+1) + P \cdot k, \\ \left[ \begin{array}{l} rnd(1) \geq 0,5 \\ Re\{IFFT[H_1(j\omega) \cdot FFT(Sh_i(t_i))]\}, \\ Re\{IFFT[H_2(j\omega) \cdot FFT(Sh_i(t_i))]\} \end{array} \right] \end{array} \right] \right] - \right. \\
 & \left. - \sin \omega t \sin \left[ m_\varphi \sum_{k=0}^{N_{n-1}} \sum_{n=0}^{N_{u-1}} f \left[ \begin{array}{l} t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot n + P \cdot k \leq t_i \leq t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot (n+1) + P \cdot k, \\ \left[ \begin{array}{l} rnd(1) \geq 0,5 \\ Re\{IFFT[H_1(j\omega) \cdot FFT(Sh_i(t_i))]\}, \\ Re\{IFFT[H_2(j\omega) \cdot FFT(Sh_i(t_i))]\} \end{array} \right] \end{array} \right] \right] \right] = \\
 & = U_c \cos \left\{ \omega t + m_\varphi \sum_{k=0}^{N_{n-1}} \sum_{n=0}^{N_{u-1}} f \left[ \begin{array}{l} t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot n + P \cdot k \leq t_i \leq t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot (n+1) + P \cdot k, \\ \left[ \begin{array}{l} rnd(1) \geq 0,5 \\ Re\{IFFT[H_1(j\omega) \cdot FFT(Sh_i(t_i))]\}, \\ Re\{IFFT[H_2(j\omega) \cdot FFT(Sh_i(t_i))]\} \end{array} \right] \end{array} \right] \right\}, \quad (7)
 \end{aligned}$$

где  $U_c = U_1$  — постоянная амплитуда.

На рис. 4 и 5 представлены результаты моделирования модели КСДФ, исследуемого в режиме импульсно-шумового модулирующего воздействия, при индексе фазовой модуляции  $m_\varphi = 31,4$  рад. Анализ рисунков показывает, что огибающая спектра ФМШП, модулированная шумовым напряжением с нормальным законом распределения, имеет выходную форму, соответствующую нормальному закону распределения; в то же время постоянная амплитуда временной формы в точке (5) свидетельствует об отсутствии ПАМ в

ФМШП. Данные факты подтверждают высокую эффективность и точность формирования ФМШП (или ЧМШП) предложенной структурной схемой, представленной выше. При этом появляется возможность, как в случаях гармонического и шумового модулирующих воздействий [4]  $N$ -кратного повышения девиации фазы ФМШП за счёт использования данной структурной схемы, при аппроксимациях функций  $\sin(x)$  и  $\cos(x)$  степенными полиномами, соответственно, девяносто девятой и девяносто восьмой степенями.

В работе проведено моделирование КСДФ на базе балансных модуляторов в квадратурных каналах и ЦФПМН с использованием схемотехнической модели, представленной на рис. 1, в режиме импульсно-шумового модулирующего напряжения, при  $N=2$  и  $N=3$ .

На рис. 6 приведены спектры ФМШП, полученные в результате исследования модели КСДФ (рис. 1), при использовании двух каскадов ( $N=2$ ,  $m_\phi=63 \text{ рад}$ ) (рис. 6, а) и трёх каскадов ( $N=3$ ,  $m_\phi=94,5 \text{ рад}$ ) (рис. 6, б), в режиме импульсно-шумового модулирующего воздействия.

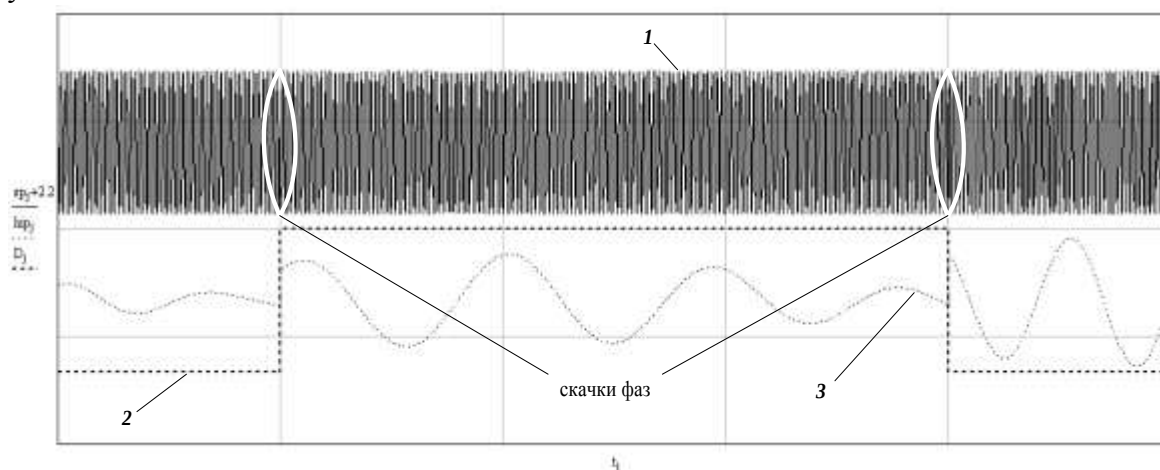


Рис. 4. Временные формы двухполосного шума (3), хаотической импульсной последовательности (2) и выходного фазомодулированного полосового шума (1) в точке (5) модели, изображённой на рис. 1, в режиме импульсно-шумового модулирующего воздействия, при индексе фазовой модуляции  $m_\phi=31,4 \text{ рад}$

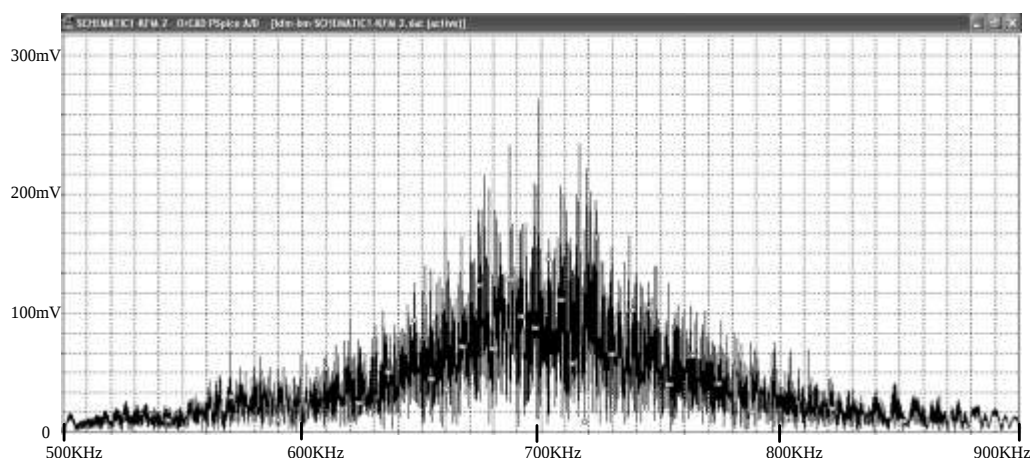


Рис. 5. Выходной спектр фазомодулированного полосового шума в точке (5) модели, изображённой на рис. 1, в режиме импульсно-шумового модулирующего воздействия, при индексе фазовой модуляции  $m_\phi=31,4 \text{ рад}$

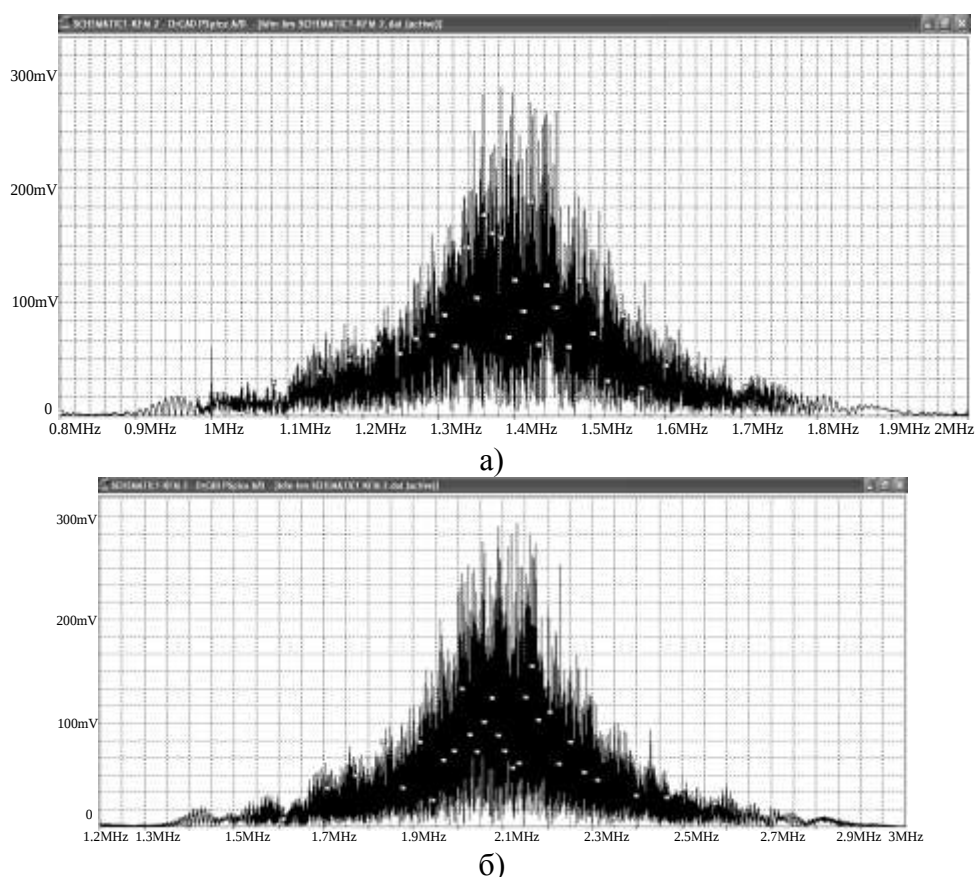


Рис. 6. Спектры выходных фазомодулированных полосовых шумов, полученные в результате моделирования (рис. 1), при использовании двух каскадов ( $N=2$ ,  $m_\phi=63 \text{ рад}$ ) (а) и трёх каскадов ( $N=3$ ,  $m_\phi=94,5 \text{ рад}$ ) (б) в режиме импульсно-шумового модулирующего воздействия

Как видно, огибающие спектров ФМШП имеют стабильные выходные формы, соответствующие нормальному закону распределения. При этом, в отличие от прямоугольного модулирующего спектра, имеющего резкие обрывы спектральной интенсивности на границе, и дающего наиболее узкий спектр, гауссов модулирующий спектр является более расплывчатым, и ещё более расплывчатым будет модулирующий спектр в виде экспоненциальной функции [6], у которого спектральная интенсивность с увеличением частоты падает медленнее. Таким образом, высокая эффективность и точность формирования фазомодулированного (частотно-модулированного) шума и фазомодулированного (частотно-модулированного) полосового шума подтверждаются тем фактом, что при больших девиациях форма спектра колебаний с угловой модуляцией становится близкой к гауссовой независимо от формы модулирующего спектра (экспоненциального, колокольного или типа «распределения Коши» [7]).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Основы построения комплексов и средств радиоподавления радиосвязи. Часть 2 / В.Ф. Мельников, В.А. Линник, Н.Н. Воронин, В.Н. Грачёв.— Воронеж: ВВВИУРЭ, 1993.
2. Armstrong E.M. A Method of Reducing Disurbance in Radio-Signaling by a System of Frequency Modulation. — Proe. IRE, 1936. — V.24.— № 5. — P. 689.
3. Квадратурные формирователи радиосигналов: монография / П.А. Попов, С.А. Шерстюков, Д.А. Жайворонок, В.В. Ромашов; под ред. П.А. Попова. — Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2001. — 176 с.

4. Шерстюков С.А., Хохлов Н.С., Никулин С.С. Теория и применение квадратурных формирователей радиосигналов с угловой модуляцией: монография.— Воронеж: Научная книга, 2009. — 145 с.
5. Антипенский Р.В., Змий Б.Ф. Моделирование сигналов и их преобразований в линейных цепях. — Воронеж: ВАИУ, 2008. — 361 с.
6. Цветнов В.В., Демин В.П., Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие. — М.: Изд-во МАИ, 1998. — С. 112 — 117.
7. Сергиевский Б.Д., Оганесянц Л.Г. Спектры колебаний, модулированных по фазе флуктуациями // Радиотехника и электроника. — 1966. — Т. XI.— №5. — С. 811 — 821.

### СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Шерстюков Сергей Анатольевич. Профессор кафедры телекоммуникационных систем. Кандидат технических наук, доцент.

Воронежский институт МВД России.

E-mail: [sergesher@rambler.ru](mailto:sergesher@rambler.ru)

Россия, 394065, Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. 8-910-345-33-15.

Недомолкин Валерий Вячеславович. Преподаватель-методист отдела информационно-технического обеспечения учебного процесса.

Воронежский институт МВД России.

E-mail: [nedom\\_1963@mail.ru](mailto:nedom_1963@mail.ru)

Россия, 394065, Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. 8-908-134-25-65.

Канавин Сергей Владимирович. Слушатель 5 курса радиотехнического факультета.

Воронежский институт МВД России.

E-mail: [sergejj-kanavin@rambler.ru](mailto:sergejj-kanavin@rambler.ru)

Россия, 394065, Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. 8-910-286-81-18.

Sherstyukov Sergey Anatolyevich. Professor of the Telecommunication Systems chair. Candidate of technical sciences, assistant professor.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. 8-910-345-33-15.

Nedomolkin Valery Vyacheslavovich. Lecturer-methodist of the Information Maintenance of Educational Process division.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. 8-908-134-25-65.

Kanavin Sergey Vladimirovich. 5-year cadet of Radioengineering department.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. 8-910-286-81-18.

**Ключевые слова к статье:** квадратурный формирователь; функциональный преобразователь модулирующего напряжения; фазомодулированная полосовым шумом помеха.

**Key words:** quadrature former; functional converter of a modulating voltage; phase-modulated strip noise a disturbance.

**УДК 621.396.62**

## ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

---



**О.М. Булгаков,**  
*доктор технических наук, доцент*



**А.Н. Голубинский,**  
*кандидат технических наук*

### **ОЦЕНКА ЧАСТОТЫ ОСНОВНОГО ТОНА РЕЧЕВОГО СИГНАЛА МЕТОДОМ МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ ПРИ ИЗВЕСТНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИИ АМПЛИТУД И НАЧАЛЬНЫХ ФАЗ ГАРМОНИК СЛОЖНОГО НЕСУЩЕГО КОЛЕБАНИЯ**

### **PITCH FREQUENCY ESTIMATION OF A SPEECH SIGNAL BY A MAXIMUM LIKELIHOOD METHOD AT KNOWN DISTRIBUTION OF AMPLITUDES AND INITIAL PHASES OF HARMONICS OF THE COMPOUND CARRYING OSCILLATION**

*Разработан способ оценки частоты основного тона речевого сигнала при оптимальной временной обработке на основе математической модели с полигармонической несущей. Получены точностные характеристики оценки частоты основного тона методом максимального правдоподобия при известных априорных распределениях амплитуд и начальных фаз гармоник.*

*The approach of pitch frequency estimation of a speech signal at optimum time processing on the basis of mathematical model with polyharmonic carrying is developed. The accuracy characteristics of pitch frequency estimation by maximum likelihood method at known a priori distributions of amplitudes and initial phases of harmonics are calculated.*

Оценивание периода (или частоты) основного тона является одной из наиболее важных задач в обработке речи [1]. Выделитель основного тона используется в вокодерах, системах идентификации и верификации дикторов, в устройствах, предназначенных для глухих [1]. В этой связи важным качеством метода оценки частоты основного тона является его универсальность, т.е. обеспечение удовлетворительных результатов для различных дикторов в различных областях применения и условиях эксплуатации.

Адекватная математическая модель  $u(t)$ , описывающая вокализованные речевые сегменты [2], обеспечивает принципиальную возможность создания алгоритмов оптимальной обработки, например для расчёта оценки частоты основного тона [3].

Цель работы — разработка способа оценки частоты основного тона речевого сигнала при оптимальной временной обработке на основе математической модели с полигармонической несущей для случая известных априорных распределений амплитуд и начальных фаз гармоник.

Оптимальным приёмником (по Вудворту) называется приёмное устройство, образующее на своём выходе апостериорное распределение оцениваемого параметра [4]. В условиях априорной неопределённости оцениваемого параметра, при неслучайном (хотя и неизвестном) оцениваемом параметре, а также когда получение апостериорного распределения сложнее, чем получение функции отношения правдоподобия, целесообразно в качестве оптимального метода оценки использовать метод максимального правдоподобия (МП) [3].

Пусть детерминированный сигнал  $u(t, f_0)$  принимается на фоне шума  $n(t)$ , при этом требуется оценить значение существенного параметра  $f_0$ , заключённого в сигнале  $u(t, f_0)$ .

Рассмотрим оценку частоты основного тона методом максимального правдоподобия, оперируя математической моделью речевого сигнала:

$$\xi(t, f_0) = u(t, f_0) + n(t), \quad (1)$$

где  $u(t, f_0)$  — детерминированный сигнал, представленный модуляционной полигармонической моделью [5]:

$$u(t, f_0) = \sum_{k=0}^K M_k \cos(2\pi k F_0^{\text{мод}} t + \Phi_k) \sum_{l=1}^L U_l \cos(2\pi l f_0 t + \varphi_l), \quad t \in [0; \tau_n]. \quad (2)$$

Здесь  $M_k$  и  $F_0^{\text{мод}}$  — соответственно глубина амплитудной модуляции  $k$ -й гармоники и наименьшая частота модулирующего колебания;  $U_l$  — амплитуда  $l$ -й гармоники несущего колебания;  $f_0$  — частота основного тона (ЧОТ);  $\Phi_k$  и  $\varphi_l$  — соответственно начальные фазы модулирующих и несущих гармоник;  $(K+1)$  и  $L$  — количество модулирующих и несущих гармоник соответственно. Функция  $n(t)$  в выражении (1) — шумовая компонента в виде гауссова случайного процесса с нулевым средним значением и функцией корреляции вида

$$R(t_1, t_2) = \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2), \quad (3)$$

где  $N_0$  — односторонняя спектральная плотность мощности;  $\delta(\cdot)$  —  $\delta$ -функция Дирака.

Из-за наличия шумовой компоненты по принятому колебанию (1) нельзя с полной достоверностью определить его ЧОТ. Наличие шумов обуславливает случайный характер результатов наблюдений. Измерение ЧОТ по сигналу  $u(t, f_0)$  при наблюдении реализации случайного сигнала  $\xi(t, f_0)$  (1) проведём на основе методов математической статистики [4,6]. Поскольку определение неизвестного параметра  $f$  производится на основе обработки реализации случайного сигнала, то оценка параметра также является случайной величиной. В этом случае наиболее полные сведения о возможных значениях параметра содержатся в апостериорной плотности вероятности

$W_{ps}(f) = W[f|\xi(t, \theta_0)]$ , которая является условной плотностью вероятности параметра  $f$  при условии, что принята данная реализация  $\xi(t, f_0)$  [4]. Перепишем апостериорную плотность вероятности, выделяя априорные сведения  $W_{pr}(f)$  [6]:

$$W_{ps}(f) = K W_{pr}(f) \Lambda(f), \quad (4)$$

где  $\Lambda(\theta)$  — функционал отношения правдоподобия (ФОП) [6];  $K$  — нормирующий коэффициент. Оценка параметра  $f$  по апостериорному распределению производится на основе байесовского метода, минимизирующего среднюю величину потерь, возникающих при неточном определении параметра [6]. Если априорное распределение  $W_{pr}(f)$  неизвестно, то оценка может производиться по максимуму ФОП [4,6]. Выбор оценки по максимуму  $\Lambda(\theta)$  оправдан тем, что при увеличении времени наблюдения или увеличении энергетического отношения сигнал/шум (ОСШ) оценка максимального правдоподобия (ОМП) становится состоятельной, эффективной, асимптотически байесовской, асимптотически нормальной [4,7].

При наблюдении сигнала (1) на фоне аддитивного гауссова шума с функцией корреляции (3) логарифм ФОП (ЛФОП) имеет вид [4]:

$$M(f) = \frac{2}{N_0} \int_0^T \xi(t, f_0) u(t, f) dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T u^2(t, f) dt, \quad (5)$$

где  $T$  — время наблюдения.

ОМП параметра  $f$  определяется как

$$\hat{f}_0 = \arg \sup M(f). \quad (6)$$

Устройство, формирующее (5), называют приёмником максимального правдоподобия (ПМП) [4]. При этом ЛФОП (5) является достаточной статистикой и определяет ту существенную операцию, которую надо произвести над принятой реализацией, чтобы извлечь всю информацию о неизвестном параметре, содержащуюся в реализации  $\xi(t, f_0)$ . Заметим, что в выражении для ЛФОП (5) от принятой реализации  $\xi(t, f_0)$  зависит только первое слагаемое, которое также является достаточной статистикой:

$$M_0(f) = \frac{2}{N_0} \int_0^T \xi(t, f_0) u(t, f) dt. \quad (7)$$

В ходе исследований было выяснено, что полигармоническое модулирующее колебание, входящее в выражение (2), практически не оказывает влияния на точность оценки ЧОТ. Таким образом, в качестве опорного сигнала  $u(t, f)$  будем использовать полигармоническую математическую модель без учёта модуляции:

$$u(t, f) = \sum_{l=1}^L U_l \cos(2\pi l f t + \varphi_l). \quad (8)$$

Положим, что амплитуды  $U_l$  и начальные фазы  $\varphi_l$  несущих гармоник априори известны (например, из предварительного спектрального анализа).

Структура оптимального приёмника, синтезированного по методу максимального правдоподобия, при наблюдении сигнала (1) на основе ЛФОП (5) имеет вид, представленный на рис. 1, где обозначены:

- блок 1 — интегратор  $\int_0^T \Xi(t) dt$  или сумматор  $\Delta \sum_{i=0}^{N-1} \Xi(i\Delta)$  в зависимости от того,

обрабатывается аналоговый входной сигнал  $\xi(t, f_0)$  или дискретный  $\xi_i(f_0) = \xi(i\Delta, f_0)$ , то есть данный блок реализует взятие интеграла по Стильтесу [8]; при этом опорный сигнал  $u(t, f)$  для непрерывной обработки имеет вид (8), а для дискретной обработки принимается равным  $u_i(f) \equiv u(i\Delta, f)$ ;

- блок 2 — квадратор;

- блок 3 — блок расчёта оценки ЧОТ в соответствии с выражением (6).

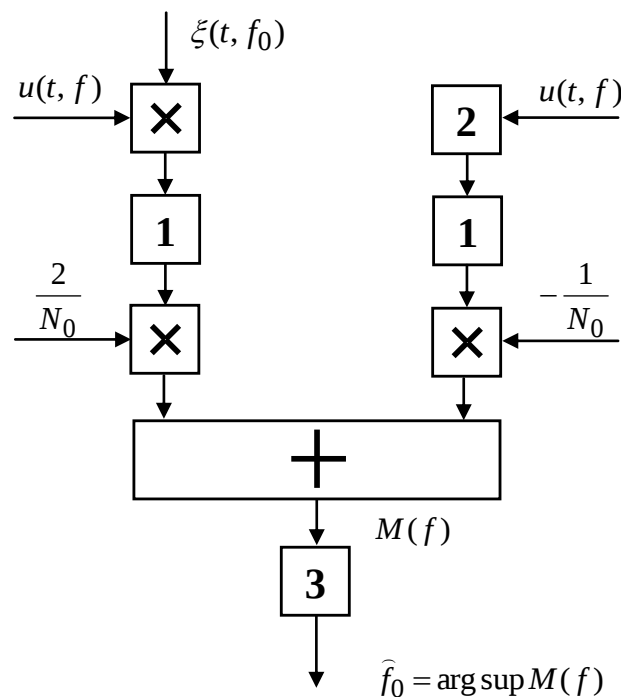


Рис. 1. Блок-схема алгоритма измерения частоты основного тона речевого сигнала методом максимального правдоподобия при известных амплитудах и начальных фазах несущих гармоник

Проанализируем зависимость выходного эффекта ПМП в виде ЛФОП  $M(f)$  (5) от частоты опорного сигнала  $f$ . На рис.2 представлен график нормированного на наибольшее значение ЛФОП  $M_N(f)$ , полученный для речевого материала в виде слова “он”, при трёхгармоническом опорном сигнале ( $L = 3$ ) при значениях амплитуд гармоник  $U_l = 1$  и начальных фаз  $\varphi_l = 0$ .

График на рис. 2 свидетельствует о наличии глобального максимума, соответствующего наибольшему значению ЛФОП, аргумент которого является оценкой, и в данном случае оценка ЧОТ равна  $\hat{f}_0 = 155,1$  Гц.

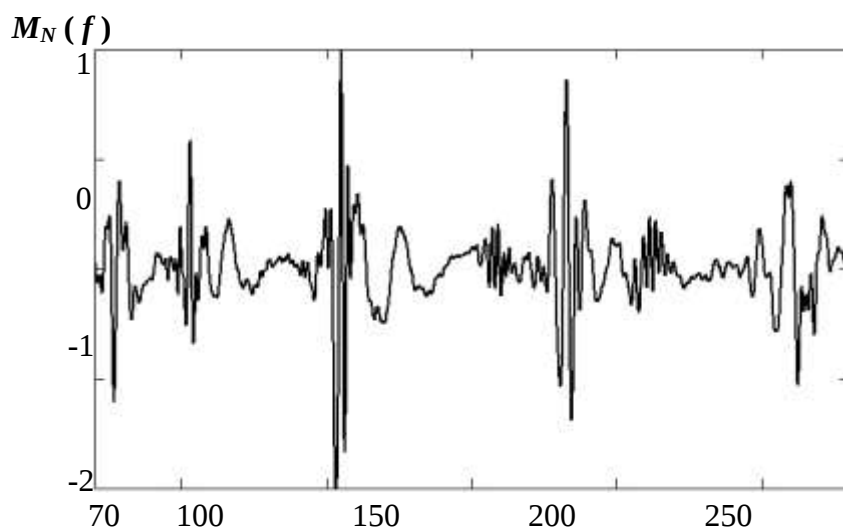


Рис. 2. Нормированный логарифм функционала отношения правдоподобия при неизвестных значениях амплитуд и начальных фаз гармоник при трёхгармоническом опорном сигнале

Сигнал на выходе ПМП, характеризуемый ЛФОП (5), с учётом принятой реализации  $\xi(t, f_0)$  (1) может быть представлен в виде

$$M(f) = \hat{S}(f) + \hat{N}(f), \quad (9)$$

т.е. ЛФОП представляется суммой колебаний, где

$$\hat{S}(f) = \hat{S}(f_0, f) - \hat{Q}(f)/2 = \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t, f_0)u(t, f) dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T u^2(t, f) dt \quad (10)$$

сигнальная функция ЛФОП;

$$\hat{N}(f) = \frac{2}{N_0} \int_0^T n(t)u(t, f) dt \quad (11)$$

шумовая (помеховая) функция ЛФОП;

$$\hat{S}(f_0, f) = \frac{2}{N_0} \int_0^T u(t, f_0)u(t, f) dt \quad (12)$$

сигнальная функция на выходе оптимального приёмника (7);

$$\hat{Q}(f) = \hat{S}(f, f) = \frac{2}{N_0} \int_0^T u^2(t, f) dt \quad (13)$$

ОСШ на выходе оптимального приёмника (7). Сигнал на выходе оптимального приёмника (7) соответственно может быть представлен в виде

$$M_0(f) = \hat{S}(f_0, f) + \hat{N}(f). \quad (14)$$

При этом ОСШ по мощности для принятого сигнала на выходе оптимального приёмника (7):

$$z^2 \equiv \hat{Q}(f_0). \quad (15)$$

Подробное обсуждение свойств колебания на выходе ПМП при наблюдении сигнала вида (1) можно найти, например, в [4].

Исследуем характеристики оценки ЧОТ  $\hat{f}_0$ , полученной по методу максимального правдоподобия на основе ЛФОП (5) при известных амплитудах и начальных фазах несущих гармоник.

Согласно методу максимального правдоподобия, оценка определяется по положению максимума выходного эффекта приёмника максимального правдоподобия:

$$M(f) = M_0(f) - \hat{Q}(f)/2. \quad (16)$$

Поскольку при наличии помех оценка носит случайный характер, то её характеристиками являются характеристики случайных величин, а именно: смещение, дисперсия, рассеяние [4]. Эти характеристики оценок могут быть найдены, если известно решение уравнения правдоподобия

$$\frac{dM(f)}{df} = 0. \quad (17)$$

При этом ОМП соответствует случаю решения уравнения (17), когда

$$\left[ \frac{dM(f)}{df} \right]_{\hat{f}_0} = 0 \quad \text{при} \quad \left[ \frac{d^2 M(f)}{df^2} \right]_{\hat{f}_0} < 0. \quad (18)$$

Отметим, что в общем случае уравнение (17) нелинейное, а поэтому общих методов его решения нет. Однако в широко распространённом на практике случае достаточно надёжных оценок (ненадёжные оценки не представляют интереса для практики) решение этого уравнения может быть найдено методом малого параметра, с помощью которого нелинейное уравнение правдоподобия максимизируется, приводя тем самым к возможности получения его приближённого общего решения.

В известной реализации метода малого параметра [4] используется разложение оценок в степенной ряд по величине обратной ОСШ на выходе приёмника. Таким образом, приближённое решение уравнения правдоподобия можно найти методом малого параметра при большом энергетическом ОСШ [4].

Будем считать, что  $M(f)$  сходится к сигнальной функции  $\hat{S}(f)$  в смысле «почти наверное»:  $P\{\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} M(f) = \hat{S}(f)\} = 1$  [9], где  $\varepsilon = 1/z$  ( $z$  — ОСШ по напряжению на выходе оптимального приёмника (7) в точке  $f = f_0$ ), тогда характеристики оценок, полученные методом малого параметра, в значительной степени определяют точность оценок параметров.

При условии высокой апостериорной точности можно ограничиться использованием лишь первого приближения. В этом случае оценка угла  $\hat{f}_0$  асимптотически несмещённая и имеет нормальное распределение. При этом дисперсия оценки является асимптотически эффективной и определяется выражением [4]

$$D(\hat{f}_0 | f_0) = \left[ \frac{\partial^2 \hat{S}(f_1, f_2)}{\partial f_1 \partial f_2} \bigg|_{f_1=f_2=f_0} \right]^{-1}. \quad (19)$$

Условную дисперсию зачастую бывает удобнее выразить через производные нормированной сигнальной функции:

$$S(f_1, f_2) = \hat{S}(f_1, f_2) / z^2. \quad (20)$$

Таким образом,

$$D(\hat{f}_0 | f_0) = \frac{1}{z^2} \left[ \frac{\partial^2 S(f_1, f_2)}{\partial f_1 \partial f_2} \Big|_{f_1=f_2=f_0} \right]^{-1}. \quad (19a)$$

В качестве примера рассмотрим актуальный для практики случай, когда начальные фазы опорного полигармонического колебания (8) имеют фиксированное значение. В этой связи положим начальные фазы гармоник равными нулю  $\varphi_l = 0$ . Подставляя при данном допущении функцию (8) в выражение (12), с учётом (20) запишем нормированную сигнальную функцию следующим образом:

$$S(f_1, f_2) = \left( \sum_{l=1}^L U_l^2 \right)^{-1} \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L U_l U_m \{ \text{sinc}[2\pi(l f_1 - m f_2)T] + \text{sinc}[2\pi(l f_1 + m f_2)T] \}. \quad (21)$$

Подставляя (21) в (19a) и выполняя дифференцирование в точке истинного значения, получим выражение для условной дисперсии оценки при априори известных значениях амплитуд и начальных фаз гармоник принимаемого сигнала:

$$D(\hat{f}_0 | f_0) = \frac{1}{4\pi^2 z^2 T^2} \sum_{l=1}^L U_l^2 \left[ \sum_{\substack{l,m=1 \\ l \neq m}}^L U_l U_m l m \{ \text{sinc}[2\pi(l-m)f_0 T] - \text{sinc}[2\pi(l+m)f_0 T] \} + \frac{1}{3} \sum_{l=1}^L U_l^2 l^2 \right]^{-1}. \quad (22)$$

На рис. 3 приведён график зависимости среднеквадратичного отклонения (СКО) оценки:

$$\sigma(\hat{f}_0 | f_0) = \sqrt{D(\hat{f}_0 | f_0)} \quad (23)$$

от количества гармоник  $L$  в опорном сигнале  $u(t, f)$  и истинного значения ЧОТ  $f_0$  при  $U_l = \text{const}$ .

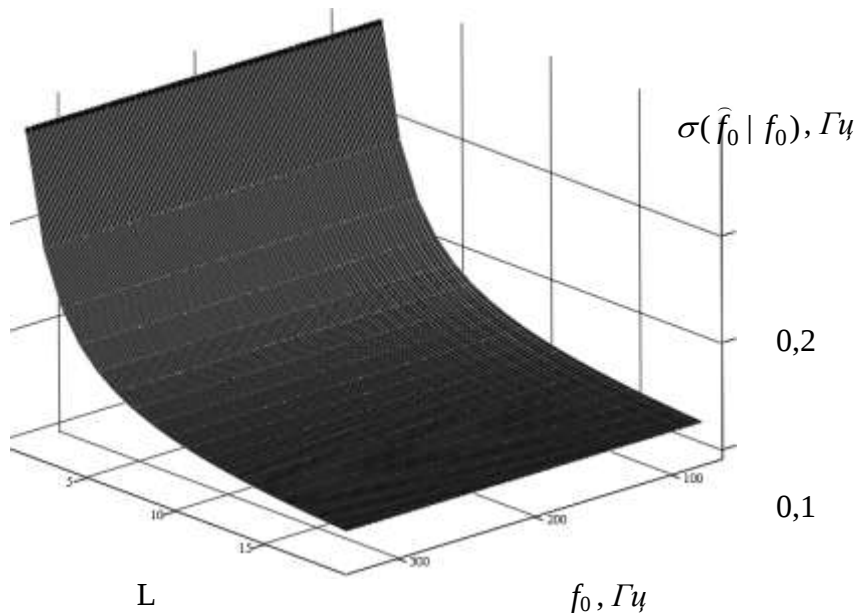


Рис. 3. Среднеквадратичное отклонение оценки частоты основного тона в зависимости от количества гармоник в опорном сигнале и истинного значения частоты основного тона

Из графика (рис. 3) видно, что при увеличении количества гармоник  $L$  (от одной до девятнадцати) происходит уменьшение  $\sigma(\hat{f}_0 | f_0)$ , а при увеличении истинного значения ЧОТ  $f_0$  наблюдаются незначительные осцилляции  $\sigma(\hat{f}_0 | f_0)$  при несущественном уменьшении СКО.

Функция  $\text{sinc}(x)$  быстро затухает при  $x > 1$ , а в реальных условиях измерения, когда произведение  $f_0 T = T/T_0 > 1,4$ . Таким образом, первое слагаемое в квадратных скобках в степени «-1» выражения (22) много меньше второго слагаемого, что позволяет записать приближённую формулу для оценки ЧОТ:

$$D(\hat{f}_0 | f_0) \approx \frac{3}{4\pi^2 z^2 T^2} \sum_{l=1}^L U_l^2 \left[ \sum_{l=1}^L U_l^2 l^2 \right]^{-1}. \quad (22a)$$

При  $U_l = \text{const}$  выражение для дисперсии (22a) принимает вид

$$D(\hat{f}_0 | f_0) = \frac{3L}{4\pi^2 z^2 T^2} \left[ \sum_{l=1}^L l^2 \right]^{-1}. \quad (22б)$$

Для случая  $L = 3$

$$D(\hat{f}_0 | f_0) = \frac{9}{56\pi^2 z^2 T^2}, \quad (22в)$$

при этом СКО, соответствующее (22в), равно

$$\sigma(\hat{f}_0 | f_0) = \frac{3}{2\sqrt{14} \pi z T}. \quad (24)$$

Таким образом, полученные условные дисперсии позволяют характеризовать и анализировать потенциальную точность оценки ЧОТ при оптимальной временной обработке речевого сигнала на основе метода максимального правдоподобия.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Рабинер Л.Р., Шафер Р.В. Цифровая обработка речевых сигналов. — М.: Радио и связь, 1981. — 496 с.
2. Голубинский А.Н. К вопросу о модели речевого сигнала для верификации личности по голосу // Вестник ВИ МВД России. — 2005. — С. 29—34.
3. Голубинский А.Н. Расчёт частоты основного тона речевого сигнала на основе полигармонической математической модели // Вестник ВИ МВД России. — 2009. — №1. — С. 81—89.
4. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. — М.: Сов. радио, 1978. — 296 с.
5. Голубинский А.Н. Методика расчета параметров модели речевого сигнала в виде импульса АМ-колебания с несколькими несущими частотами, для случая модуляции суммой гармоник // Системы управления и информационные технологии. — 2008. — № 4.1. — С. 156—161.
6. Боровков А.А. Математическая статистика. — М.: Наука, 1984. — 472 с.
7. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. — М.: Сов. радио, 1972. — Т.1. — 744 с.
8. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. — М.: Наука, 1973. — 832 с.
9. Кендалл М. Статистические выводы и связи / М. Кендалл, А. Стьюарт. — М.: Наука, 1973. — 900 с.

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Булгаков Олег Митрофанович. Заместитель начальника по учебной работе. Доктор технических наук, доцент.

Воронежский институт МВД России.  
Россия, 394065, г. Воронеж, проспект Патриотов, 53.

Голубинский Андрей Николаевич. Старший преподаватель кафедры радиотехники. Кандидат технических наук.

Воронежский институт МВД России.  
Россия, 394065, г. Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (4732) 476-472.

Bulgakov Oleg Mitrofanovich. The deputy head on academic work. Doctor of technical sciences, assistant professor.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.  
Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53.

Golubinskiy Andrey Nikolaevich. Senior lecturer of the chair of Radio Engineering. Candidate of technical sciences.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.  
Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (4732) 476-472.

**Ключевые слова к статье:** основной тон; речевой сигнал; метод максимального правдоподобия; известное априорное распределение; амплитуда и начальная фаза гармоники; несущее колебание; точность оценки.

**Key words:** pitch; speech signal; maximum likelihood method; known a priori distribution; amplitude and initial phase of harmonic; carrying oscillation; accuracy of estimate.

УДК 621.39

## ИЗДАНИЯ ВОРОНЕЖСКОГО ИНСТИТУТА МВД РОССИИ

Лазарев И.В. Пассивные радиокомпоненты радиоэлектронных средств: учебное пособие. — Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2010. — 96 с.

В учебном пособии рассмотрены физические принципы построения, параметры и характеристики пассивных радиокомпонентов (резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности, трансформаторов, реле и линий задержки), применяемых для изготовления основных узлов радиоэлектронных средств. Приводятся сведения об их стандартизации и маркировке. Учебное пособие предназначено для курсантов высших учебных заведений и соответствует разделам учебной программы «Радиоматериалы и радиокомпоненты» специальности 210302.65 – «Радиотехника».



**А.В. Данеев,**  
доктор технических наук,  
профессор, ВСИ МВД  
России



**А.А. Воробьев,**  
доктор технических наук,  
НПО «Орион»



**Д.М. Лебедев,**  
НПО «Орион»

## **ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ ПОВЕДЕНИЯ СЛОЖНЫХ ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ НЕБЛАГОПРИЯТНЫХ ФАКТОРОВ**

### **INVESTIGATION OF DYNAMICS OF BEHAVIOUR OF COMPLEX ORGANIZING TECHNICAL SYSTEMS IN CONDITION OF THE INFLUENCE OF DISADVANTAGE FACTORS**

*Рассмотрены практические решения по исследованию динамики поведения сложной организационно-технической системы (СОТС), функционирующей в условиях воздействия неблагоприятных факторов, с применением простейших теоретико-игровых методов. Использование таких решений позволяет выявлять уязвимые места СОТС с целью дальнейшего проведения мероприятий по их нейтрализации.*

*Practical decisions are considered in article on investigation of dynamics of behaviour of complex organizing technical system (COTS), functioning in condition of the influence of disadvantage factors with using the most simplest game-theoretical methods. Using such decisions allows to reveal the weak points COTS for the reason the further undertaking action upon their neutralizations.*

Современные сложные организационно-технические системы (СОТС) широко используются в существующей информационной инфраструктуре Российской Федерации и в значительной степени влияют на обеспечение жизнедеятельности и формирование условий для дальнейшего развития государства. В зависимости от реализации конкретных информационных технологий СОТС представляют собой достаточно жёстко определённую совокупность программных, аппаратных и организационных (информационных, математических, лингвистических и других) средств и включают:

- информационные ресурсы, содержащие информацию, необходимую для реализации основных процессов;
- средства и системы информатизации, программные средства (операционные системы, системы управления базами данных, и др.), автоматизированные системы управления, системы связи и передачи данных, осуществляющие приём, обработку, хранение и передачу информации, их информативные физические поля;
- технические средства и системы, обрабатывающие информацию, а также сами помещения, предназначенные для обработки такой информации;
- персонал, обеспечивающий деятельность СОТС;
- систему нормативно-технических документов, регламентирующих применение и функционирование сложных систем.

Прогрессирующее усложнение современных СОТС, резко повышая возможности реализации основных технологических процессов, одновременно определяет их уязвимость от воздействия неблагоприятных факторов (НФ) самой различной природы. Под НФ в широком смысле понимается комплекс мероприятий (явлений), приводящий к нарушению, дезорганизации или полному прекращению (срыву, выводу из строя) функционирования СОТС. Достаточно очевидно, что для большинства специализированных СОТС ущерб от проявления НФ может исчисляться сотнями миллионов рублей и привести к необратимым последствиям, оказывая влияние на качество функционирования СОТС и жизнедеятельность государства. Данное обстоятельство определяет актуальность анализа и прогнозирования динамики поведения сложных систем в условиях воздействия НФ различной природы.

В общей постановке процесс функционирования СОТС в условиях воздействия НФ может рассматриваться как конфликтная ситуация. Для исследования подобных конфликтных ситуаций традиционно эффективным является использование теоретико-игровых подходов. При этом следует учитывать, что характерная особенность игр, являющихся моделями реальных конфликтных ситуаций экономического, политического, военного и социального характера, заключается в том, что игроки получают лишь вероятностную информацию о результатах своих действий, действиях противника и о правилах игры. В частности, у игроков может отсутствовать информация относительно других игроков или их функций выигрыша, о физических возможностях и стратегиях участников конфликта, о различных аспектах игры и т. п. Игра, в которой одной из сторон неизвестны все стратегии предыдущих ходов другой стороны, классифицируется как *игра с неполной информацией*. учёт неполноты информации в игре приводит к серьёзным математическим трудностям, возникающим как при формулировке правил игры, так и при её решении.

Вопросу исследования игр с неполной информацией посвящена достаточно обширная литература (например, [1, 2, 4]), однако имеющиеся на сегодняшний день теоретические результаты не объединены единой методологической основой. С практической точки зрения наибольший интерес представляют исследования игр с ограничениями информационного типа, состоящими в задании определённых условий на информированность игроков о стратегиях и функциях выигрыша на языке математической теории информации [5], игр с запаздыванием информации на фиксированный отрезок времени, а также модель Харсаньи [8]. В последней рассмотрен алгоритм построения для широкого класса игр с неполной информацией эквивалентных им игр с полной информацией. Существенным ограничением модели Харсаньи является наличие условий, характерных для кооперативных игр, в которых интересы сторон не противоположны.

В общем случае сложность принятия решений в условиях конфликта обусловлена, во-первых, отсутствием информации о возможных стратегиях «противника», а во-вторых, отсутствием информации о степени их опасности или вероятности появления. Широко используемым в настоящее время методом «снятия» неопределённости первого рода является применение экспертных систем, что позволяет перейти от игры с неполной информацией к игре с «несовершенной» информацией. Согласно [4], последняя отличается тем, что стороны не знают предыдущих ходов в игре, но полностью информированы о всех параметрах, характеризующих игровую ситуацию в начале игры, когда еще не сделан ни один ход. В этих условиях получение дополнительной информации о наиболее вероятных действиях «противника» состоит в многократном проигрывании конфликтной ситуации и сборе статистических данных. Результатом обработки статистических данных является определение самых опасных стратегий, которые можно рассматривать как наиболее вероятные.

Наиболее простым и достаточно эффективным способом исследования статической (без учёта динамики развития, или одношаговой) конфликтной ситуации является представление её в виде матричной игры. Основным методом решения игр с нулевой суммой является сведение их к задачам линейного программирования (ЛП) [6]. При этом коэффициенты  $\phi_{i\theta}$  игровой матрицы отражают выигрыш одной из сторон и неотрицательны. Каждой игре с платежной матрицей  $\Phi = (\phi_{i\theta})$ ,  $(\phi_{i\theta} \geq 0)$  соответствует следующая пара взаимосопряжённых задач ЛП:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^n \phi_{i\theta} \xi_i &\geq \underline{V}, \quad \theta = 1, \dots, w, \\ \sum_{i=1}^n \xi_i &= 1, \\ \xi_i &\geq 0, \quad i = 1, \dots, n, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

и

$$\left. \begin{aligned} \sum_{\theta=1}^w \phi_{i\theta} \eta_{\theta} &\leq \bar{V}, \quad i = 1, \dots, n, \\ \sum_{\theta=1}^w \eta_{\theta} &= 1, \\ \eta_{\theta} &\geq 0, \quad \theta = 1, \dots, w \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где  $\xi_i$  — вероятность применения стратегии  $i$  первой стороной;  
 $\eta_{\theta}$  — вероятность применения стратегии  $\theta$  второй стороной;  
 $\underline{V}$  — нижняя цена игры (выигрыш первой стороны);  
 $\bar{V}$  — верхняя цена игры (проигрыш второй стороны);  
 $n$  — количество стратегий первой стороны;  
 $w$  — количество стратегий второй стороны.

Аналогично каждой паре взаимосопряжённых задач ЛП можно привести в соответствие матричную игру, цена и оптимальные стратегии которой позволяют вычислить оптимальные планы двойственных задач. В общем случае решение задач основано на применении симплекс-метода (СМ) и его модификаций.

Решение задач (1) и (2) СМ позволяет получить значения вероятностей выбора смешанных стратегий и цены игры, равной, в силу основной теоремы теории игр, совпадающим экстремумам целевых функций  $\Phi(i, \theta)$  и  $-\Phi(i, \theta)$ .

СМ обладает хорошей сходимостью и даёт точное решение, однако его практическое использование ограничено рядом существенных недостатков:

- с ростом размерности задачи объем вычислений значительно увеличивается;
- получение решений задач большой размерности требует значительных временных затрат;
- для решения задач требуется большой объем оперативной памяти.

Учитывая недостатки численных методов решения задач ЛП, а также необходимость применения в большинстве случаев приближённых исходных данных для построения платежной матрицы, формализующей конфликтную ситуацию, целесообразно использовать итеративные методы решения матричных игр. На сегодняшний день наиболее исследованным и получившим широкое практическое применение является итеративный метод решения игр, предложенный Брауном [7] и обоснованный Дж. Робинсон [3].

Итеративный метод Брауна — Робинсон (ИМБР) представляет собой многошаговый процесс, характеризующийся тем, что на каждом шаге существует некоторое приближённое решение, точность которого всё возрастает по мере увеличения числа шагов. Несмотря на медленную сходимость, метод имеет ряд серьёзных преимуществ по сравнению с численными методами ЛП:

- цикличность метода;
- простота выполнения отдельных циклов и реализации на ЭВМ;
- наглядность процесса получения дополнительной информации о характеристиках стратегий в ходе игры;
- возможность получения приближённого результата в любой момент времени;
- с ростом размерности задач объем вычислений возрастает незначительно;
- для решения задач не требуется большой объем оперативной памяти.

Для нахождения решения задач большой размерности последнее обстоятельство часто является решающим.

Основная идея ИМБР состоит в том, что одна из сторон строит гипотетическую последовательность партий, пытаясь в каждой из них улучшить используемую смешанную стратегию как свою, так и другой стороны путём учёта опыта розыгрыша всех предшествующих фиктивных партий. В результате проведения ряда итераций относительные частоты применения чистых стратегий приближённо можно принять в качестве оптимальных смешанных стратегий участников конфликта, а средний выигрыш является приближённым значением цены игры.

Практически решение удобно искать, воспользовавшись таблицей.

Промежуточные результаты решения матричной игры ИМБР

| $v$ | $i$ | $R_{11}$ | $R_{12}$ | ... | $R_{1w}$ | $\theta$ | $R_{21}$ | $R_{22}$ | ... | $R_{2n}$ | $\underline{V}$ | $\bar{V}$ | $V$ |
|-----|-----|----------|----------|-----|----------|----------|----------|----------|-----|----------|-----------------|-----------|-----|
|     |     |          |          |     |          |          |          |          |     |          |                 |           |     |

Здесь  $v$  — номер итерации (номер партии игры);

$i$  — номер выбранной стратегии первой стороны;

$R_{1\theta}$  — суммарный выигрыш первой стороны при использовании второй стратегии  $\theta$ ;

$\theta$  — номер выбранной стратегии второй стороны;

$R_{2i}$  — суммарный проигрыш второй стороны при использовании первой стратегии  $i$ ;

$\underline{V}$  — средний выигрыш первой стороны на  $\mathcal{G}$  итерациях;

$\bar{V}$  — средний проигрыш второй стороны на  $\mathcal{G}$  итерациях;

$V$  — средняя цена игры.

Входящие в таблицу значения находятся по формулам

$$R_{1\theta}^{(\nu+1)} = R_{1\theta}^{(\nu)} + \phi_{i\theta}, \quad \theta = 1, \dots, w. \quad (3)$$

$$R_{2i}^{(\nu+1)} = R_{2i}^{(\nu)} + \phi_{i\theta}, \quad i = 1, \dots, n. \quad (4)$$

$$\nu^{(\nu)} = \frac{\min_{\theta} R_{1\theta}^{(\nu)}}{\mathcal{G}}. \quad (5)$$

$$\bar{V}^{(\nu)} = \frac{\max_i R_{2i}^{(\nu)}}{\mathcal{G}}. \quad (6)$$

$$V^{(\nu)} = \frac{V^{(\nu)} + \bar{V}^{(\nu)}}{2}. \quad (7)$$

Процесс последовательного совершенствования стратегий может продолжаться сколь угодно долго. С увеличением количества итераций значения смешанных стратегий  $\xi = \|\xi_i\|$  и  $\eta = \|\eta_{\theta}\|$  и цена игры всё более приближаются к истинным. Признаком окончания итеративного процесса может быть достижение требуемой точности полученного результата или выполнение заданного количества итераций. Как правило, предпочтение отдается первому варианту. При этом достаточно актуальной является задача оценивания точности решений, получаемых в ходе итеративного процесса.

Существующие итеративные методы, применяемые для решения матричной игры, в зависимости от реализации процедуры выбора в партиях фиктивной игры можно разделить на два класса. К первому классу относятся итеративные процессы, в которых стратегии обеих сторон определяются одновременно. При этом стороны одновременно делают первый выбор и, получая информацию о решении противника, одновременно выбирают в каждой последующей партии чистую стратегию, наиболее выгодную против сформированной до этого смешанной стратегии противника.

В ряде случаев описание реальных конфликтов предполагает поочерёдный выбор стратегий сторонами, что соответствует итеративным процессам второго класса. К ним относится ИМБР, реализующий процедуру поочередного выбора.

Хотя итеративные методы обоих классов имеют много общего, накопленный опыт решения игр показывает, что процедура с поочерёдным выбором стратегий сходится гораздо быстрее второй процедуры.

Практическое использование итеративного метода обуславливает необходимость исследования его сходимости для оценивания точности результата, полученного на любом шаге итеративного процесса. Робинсон доказала, что после большого числа партий выигрыш в фиктивной игре с поочерёдным выбором стратегий стабилизируется и стремится к цене игры. Задача получения теоретических оценок сходимости ИМБР

нашла отражение в ряде работ [6]. Известна достаточно слабая априорная оценка погрешности  $\delta_{\theta}^{(v)}$  в определении цены игры после  $v$  итераций, предложенная в [9]:

$$\delta_{\theta}^{(v)} = \frac{1}{n+w-2}. \quad (8)$$

На практике итеративный процесс сходится гораздо быстрее, чем этого можно было ожидать по оценочной формуле (8). Сложность получения хороших теоретических оценок состоит в том, что сходимость ИМБР сильно зависит от элементов платёжных матриц и, таким образом, существуют задачи, для которых процесс сходится достаточно медленно.

Обозначим разность  $\Delta V$  получаемых на итерации  $\mathcal{G}$  значений верхней и нижней цены игры

$$\Delta V^{(v)} = \bar{V}^{(v)} - \underline{V}^{(v)}, \quad (9)$$

тогда, согласно [3],

$$\lim_{\mathcal{G} \rightarrow \infty} \Delta V^{(v)} = 0. \quad (10)$$

Это позволяет сделать вывод о возможности практического использования значения погрешности  $\delta_e^{(v)}$ , вычисляемого в ходе итеративного процесса по формуле

$$\delta_e^{(v)} = \frac{\bar{V}^{(v)} - \underline{V}^{(v)}}{\bar{V}^{(v)} + \underline{V}^{(v)}} = 2 \frac{\Delta V^{(v)}}{V^{(v)}}. \quad (11)$$

В качестве примера рассмотрим решение матрицы

$$\hat{O}(i, \theta) = \begin{bmatrix} 4 & 1 & 3 \\ 3 & 5 & 2 \\ 0 & 6 & 8 \end{bmatrix}.$$

Путём сведения матричной игры к двойственной задаче ЛП и ее решения СМ было получено точное решение:

$$\xi = (0,489; 0,40; 0,111);$$

$$\eta = (0,556; 0,20; 0,244);$$

$$V = 3,1555556.$$

При требовании к точности результата  $\delta \leq 0,05$ , удовлетворительное решение при использовании оценки (11) достигалось уже после 28 итераций:

$$\xi = (0,464; 0,429; 0,107);$$

$$\eta = (0,571; 0,143; 0,286);$$

$$V = 3,20.$$

В то же время расчёты с использованием априорной оценки (7) показывают, что требуемая точность может быть достигнута лишь после 160000 итераций.

Анализ результатов решения матричной игры ИМБР с использованием оценок (7) и (11), приведённых на рис. 1—3, и сравнение их с результатами решения задачи СМ, позволяет сделать вывод о целесообразности использования оценки (11).

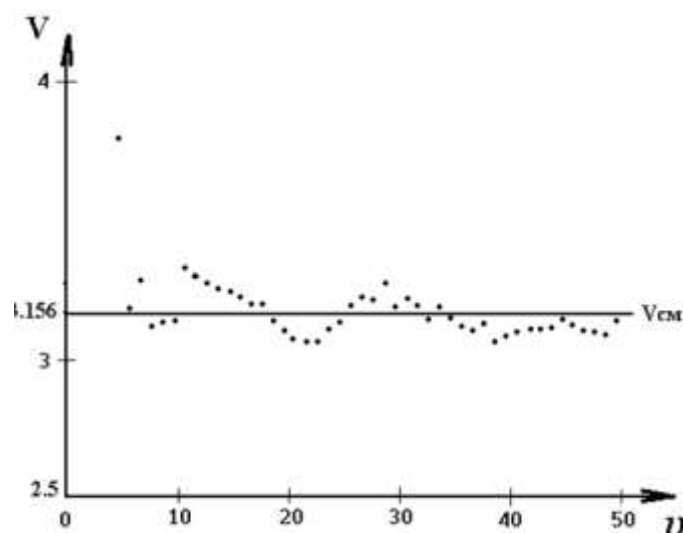
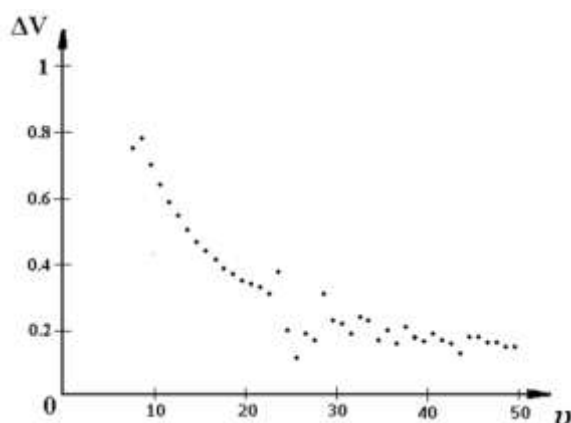
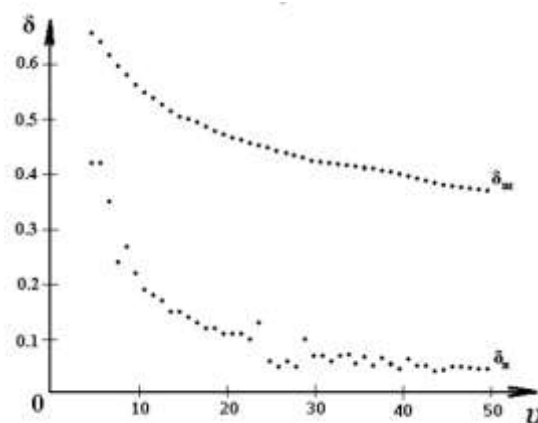


Рис. 1. Значение цены игры, полученное СМ и ИМБР

Необходимо отметить, что принятие решений в конфликтных ситуациях с неопределённостью связано с двумя проблемами, которые могут значительно повлиять на исход конфликта. Первой проблемой является невозможность реализации смешанной стратегии. Выбор наилучшего варианта  $\theta$ , имеющего наибольшее значение  $\xi_{\theta}^* = \max_{\theta} \xi_{\theta}$ , имеет тот недостаток, что при этом *существует* такая стратегия  $i$ , применение которой против  $\theta$  приводит к потерям, большим, чем  $\bar{V}$ . Вторая проблема состоит в следующем. При моделировании конфликта предполагается, что «противнику» неизвестно множество используемых стратегий и их характеристики.

Рис. 2. Динамика изменения значения разности верхней и нижней цены игры  $\Delta V$  в ходе итеративного процессаРис. 3. Зависимость изменения значений априорной  $\delta_{\theta}^{(g)}$  и апостериорной  $\delta_e^{(g)}$  оценок погрешности результата от количества итераций

Учитывая нецелесообразность одновременного использования нескольких стратегий, выбираемых в соответствии с полученными значениями  $\xi_\theta > 0$ , логично предположить, что для решения описанных проблем характеристики стратегий должны иметь возможность модификации и адаптации. При этом под модификацией понимается совокупность мероприятий, направленных на изменение ключевых параметров используемых стратегий. Соответственно, адаптация — совокупность мероприятий, целью которых является оперативное реагирование на изменение стратегий «противника». Следовательно, возможность модификации и адаптации позволяет скрыть информацию о характеристиках стратегий, используемых в конфликтных ситуациях, и является гарантией того, что реальный проигрыш не превысит величины  $\bar{V}$  (выигрыш будет не менее  $\underline{V}$ ).

При исследовании динамики поведения СОТС как конфликтной ситуации с нестрогим соперничеством необходимо осуществить достаточно несложный переход от матричной игры к биматричной посредством задания различных платёжных функций для каждого участника конфликта. Поиск решения биматричных игр возможен также с использованием известных математических алгоритмов, например на основе алгоритма Лемке Хаусона.

Таким образом, рассмотрены практические решения по исследованию динамики поведения СОТС, функционирующей в условиях воздействия неблагоприятных факторов, с применением простейших теоретико-игровых методов. Использование таких решений позволяет выявлять уязвимые места СОТС с целью дальнейшего проведения мероприятий по их нейтрализации.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Гаврилов В.М. Оптимальные процессы в конфликтных ситуациях. — М.: Сов. радио, 1969. — 160 с.
2. Крапивин В.Ф. Теоретико-игровые методы синтеза сложных систем в конфликтных ситуациях / В.Ф. Крапивин. — М.: Сов. радио, 1972. — 192 с.
3. Робинсон Дж. Итеративный метод решения игр // Матричные игры. — М.: Физматгиз, 1961. — С. 110—118.
4. Саати Т.Л. Математические модели конфликтных ситуаций. — М.: Сов. радио, 1977. — 280 с.
5. Стратонович Р.Л., Гришанин Б.А. Игровые задачи с ограничениями информационного типа // Известия АН СССР. Техническая кибернетика.— 1968.— №1.
6. Юдин Д.Б., Гольштейн Е.Г. Линейное программирование. Теория, методы и приложения. — М.: Физматгиз, 1969. — 424 с.
7. Brown G.W. Iterative Solutions of games by fictitious play // Activity Analysis of Production and Allocation, ed. by Koopmans, Cowles Commission for Research in Economics Monograph, №13, Wiley, New York, 1951.
8. Harsanyi I. C. Games with incomplete information played by “Bayesian” players. «Management Sci», 1968, v.14, pt. I: №3, p.159—182; pt.II, №5, p.320—334; pt.III, №7.
9. Shapiro H. N. Note on a computation method in the theory of games. Comm. Pure and Appl. Math. 11, 4, 1958.

## **СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:**

Данеев Алексей Васильевич. Начальник учебного отдела. Доктор технических наук, профессор.

Восточно-Сибирский институт МВД России.

Россия, 664074, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 110. Тел. (3952) 410-112.

Воробьев Альберт Анатольевич. Ведущий научный сотрудник. Доктор технических наук, старший научный сотрудник.

Открытое акционерное общество «Научно-производственная организация «Орион».

Россия, 143090, Московская область, г. Краснознаменск, ул. Октябрьская, д. 7.

Лебедев Денис Михайлович. Научный сотрудник.

Открытое акционерное общество «Научно-производственная организация «Орион».

Россия, 143090, Московская область, г. Краснознаменск, ул. Октябрьская, д. 7.

Daneev Aleksey Vasilievich. The chief of the scholastic division. Doctor of the technical sciences, professor.

East-Siberian Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 664074, Irkutsk, Lermontov str., 110. Tel. (3952) 410-112.

Vorobiev Albert Anatolievich. The main scientific employee.

Open join-stock company "Research-and-production organization "Orion". The Doctor of the technical sciences.

Work address: Russia, 143090, Moscow region, Krasnoznamensk, Ocyabrskaya str., 7.

Lebedev Denis Mikhaylovich. The scientific employee.

Open join-stock company "Research-and-production organization "Orion".

Work address: Russia, 143090, Moscow region, Krasnoznamensk, Ocyabrskaya str., 7.

**Ключевые слова к статье:** сложные организационно-технические системы; программные средства, неблагоприятные факторы; игры с неполной информацией

**Key words:** complex organizing-technical systems; software programs; disadvantage factors; games with incomplete information.

**УДК 519.83**



**С. А. Лебедев,**  
кандидат технических наук, ДГЗИ МВД  
России

## **ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РЕФЛЕКСИИ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ ПРОГРАММНО-УПРАВЛЯЕМЫХ ОРГАНИЗАЦИОННЫХ СИСТЕМ**

### **REFLECTION USE AT MODELLING OF PROGRAM-CONTROLLED ORGANIZATIONAL SYSTEM ACTIVITIES**

*На основе формально-логического подхода предложена модель задачи принятия решений организационной системой при различных рангах рефлексии. Рассмотрен механизм оценки целевых установок программно-управляемой организационной системы, позволяющий или исключить их для будущей деятельности системы, или принять их как декларацию этой деятельности.*

*In terms of formally-logical approach the model of decision-making problem of organizational system at various reflexive ranks is offered. The mechanism of program-controlled organizational system purposes estimation, allowing to exclude their for future system activities or to take their as declaration of this activity is examined.*

Как известно [1], на процесс планирования деятельности организационной системы (ОС), в том числе и подразделений вневедомственной охраны (ВО), оказывают влияние большое количество внутренних и внешних факторов (внешняя среда). Вследствие этого при разработке программ действия подразделения ВО на основе сетевой модели его целевых установок (ЦУ) [2] возникает задача установления актуальности целей и предварительной оценки их реализуемости в условиях взаимодействия (конфликта) с элементами внешней среды. Решить данную задачу — оценить ЦУ — значит определить своё отношение к ней, установить её значимость, меру соответствия принятым нормам, критериям, выработанным принципам. Отмеченные обстоятельства обуславливают необходимость использования идей рефлексивного управления в конфликте [3, 4] при моделировании деятельности подразделений ВО.

Рассмотрим общий случай, когда имеется  $n$  взаимодействующих систем (организаций)  $I_1, I_2, \dots, I_n$ . Предположим, что каждая из них имеет определённую систему управления (принятия решений) соответственно  $S_1, S_2, \dots, S_n$ , каждая из которых включает в себя управляющую подсистему, управляемые объекты и источники информации о внешней среде.

На основе информации, поступающей от источников и элементов системы  $S_i$ , каждая управляющая подсистема формирует некоторую информационную модель  $J_i(\beta)$  ситуации  $\beta$ . Кроме модели ситуации, каждая система  $S_i$  может располагать ещё и моделями представлений об этой ситуации других систем  $S_j$  ( $j \neq i$ ). Такие модели будем обозначать через  $J_i(J_j(\beta))$ . На основе модели  $J_i(\beta)$  система  $S_i$  определяет свои возможности по достижению определённых состояний элементов систем и объектов внешней среды или по выполнению определённых действий. Обозначим множество предложений, описывающих представление системы  $S_i$  о своих возможностях, через  $M_i^i$ .

На основании модели  $J_i(J_j(\beta))$  система  $S_i$  может сформировать представление и о возможностях системы  $S_j$ . Множество предложений, описывающих это представление, обозначим через  $M_j^i$ . Система  $S_j$ , в свою очередь, может располагать информационной моделью  $J_j(J_k(\beta))$ . Поэтому  $S_i$  может сформировать множество предложений, описывающих представление системы  $S_j$  о возможностях системы  $S_k$ . Обозначим это множество  $M_k^{ji}$ . В общем случае через  $M_{j_m}^{j_{m-1} j_{m-2} \dots j_1 i}$  будем обозначать предположения системы  $S_i$  о возможностях системы  $S_{j_m}$ , построенные на основе модели  $J_i(J_{j_1}(J_{j_2}(\dots(J_{j_m}(\beta))\dots)))$ .

Кроме возможностей необходимо описать цели участников взаимодействия (или конфликта), которые можно представить как некоторые желаемые ситуации.

Допустим, что для каждой системы  $S_i$  существует множество предложений  $A_i^i$ , описывающих желаемые свойства системы и её окружения, которые должны быть обеспечены в результате её функционирования, и выражающих тем самым её целевую установку (ЦУ). Аналогично предположениям о возможностях других систем  $S_i$  может построить предположения об их ЦУ. Такие предположения, аналогично предположениям о возможностях, будем обозначать через  $A_{j_m}^{j_{m-1} j_{m-2} \dots j_1 i}$ .

Постановка задачи принятия решения (ПР) определяется соотношением ЦУ (сотрудничество или конфликт) и предположениями об информированности сторон.

Если система  $S_i$ , принимающая решение, учитывает модели ЦУ и возможностей других систем вида  $A_{j_m}^{j_{m-1} j_{m-2} \dots j_1 i}$ ,  $M_{j_m}^{j_{m-1} j_{m-2} \dots j_1 i}$ , то в процессе выработки решения она осуществляет отражение или рефлексию рассуждений, воспроизводимых в управляющих органах этих систем. Управление, основанное на таком процессе ПР, называется рефлексивным [5].

Ограничимся далее рассмотрением только двух взаимодействующих (противодействующих) сторон:  $I_1$  — подразделения ВО, располагающего системой управления  $S_1$ ;  $I_2$  — преступная группировка, располагающая системой управления её членами  $S_2$ .

Обозначим через  $G_j^i$  представление или модель задачи ПР системы  $S_j$  стороны  $I_i$  с позиции стороны  $I_i$ , которая реализована в системе  $S_i$ .

При нулевом ранге рефлексии  $S_1$  её модель задачи имеет вид  $G_1^1 \equiv \{A_1^1, M_1^1, M_2^1\}$ , где  $M_2^1$  рассматривается как множество стратегий «природы». Если система  $S_1$  использует при ПР модель задачи  $G_1^1 \equiv \{A_1^1, M_1^1, A_2^1, M_2^1, M_1^{21}\}$ , где  $A_2^1, M_2^1, M_1^{21}$  составляют представление  $S_1$  о задаче  $S_2$ :  $G_2^1 \equiv \{A_2^1, M_2^1, M_1^{21}\}$ , то ранг рефлексии  $S_1$  равен 1. Принятие первого ранга рефлексии означает, что система учитывает целенаправленность действий  $S_2$ , т.е. полагает, что  $S_2$  имеет нулевой ранг рефлексии [5].

Для случая рефлексии 2-го ранга модель задачи  $S_1$  имеет вид  $G_1^1 = \{A_1^1, M_1^1, A_2^1, M_2^1, M_1^{21}, M_2^{121}\}$ , где представление  $S_1$  о задаче  $S_2$  соответствует 1-му рангу рефлексии  $S_2$ :  $G_2^1 = \{A_2^1, M_2^1, A_1^{21}, M_1^{21}, M_2^{121}\}$ .

Предположение о ЦУ и возможностях взаимодействующей стороны позволяет обоснованно определить или дополнить структуру ЦУ стороны, принимающей решение.

Рассмотрим процесс построения структуры ЦУ стороны  $I_1$  при рефлексии 1-го ранга, когда конечные ЦУ сторон  $I_1$  и  $I_2$  прямо противоположны (рис. 1). Вначале система  $S_1$  на основании имеющихся моделей  $A_2^1, M_2^1, M_1^{21}$  определяет структуру целей системы  $S_2$  и строит сетевую модель задачи для  $S_2$ . Допустим, что эта модель имеет вид, показанный на рис. 1, а. При этом модель  $M_1^{21}$  используется для выбора действий  $S_2$ , позволяющих свести к минимуму влияние возможных действий  $S_1$  на достижение целей  $S_2$ . Если конечная цель системы выражается утверждением и имеет конъюнктивные составляющие  $b_{11}, b_{12}, \dots, b_{1m}$  (вершина-круг), то поскольку интересы систем противоположны, конечной целью  $S_1$  является  $a \equiv \neg b$ . Дизъюнктивными составляющими этой цели будут:  $a_{11} \equiv \neg b_{11}$ ;  $a_{12} \equiv \neg b_{12}$ ;  $\dots$ ;  $a_{1m} \equiv \neg b_{1m}$  (вершина-полукруг), так как чтобы не позволить  $S_2$  достичь конечной конъюнктивной цели,  $S_1$  достаточно воспрепятствовать достижению одной из её составляющих. Дизъюнктивной цели системы  $S_2$  будет соответствовать цель  $S_1$  в виде конъюнкции её составляющих, взятых со знаком отрицания. Применяя эти правила и по отношению к остальным составляющим, можно определить структуру целей  $S_1$ . Затем на основании модели возможностей  $M_1^1$  можно осуществить планирование действий  $S_1$  в соответствии с полученной на первом этапе структурой целей.

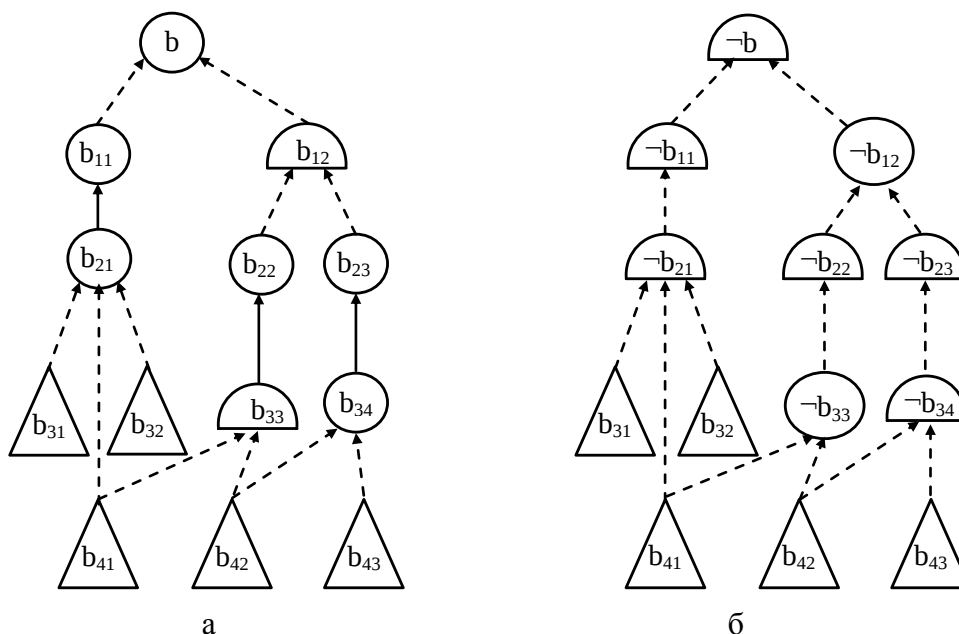


Рис. 1. Структуры целевых установок для систем с противоположными интересами: а — структура целевых установок  $S_2$ ; б — структура целевых установок  $S_1$

Следует иметь в виду, что при преобразовании сетевой модели задачи  $S_2$  в структуру целей  $S_1$  отношение предшествования между целями  $S_2$  заменяется отношением подчинения. Это означает, что независимо от того, является ли данная цель  $b_i$  составляющей ЦУ  $S_2$  или необходимым условием её достижения, её отрицание  $\neg b_i$  преобразуется в оперативную цель  $S_1$ . Отсюда следует, что конъюнктивно достижимым целям  $S_2$  должны соответ-

ствовать дизъюнктивные цели  $S_1$ , а дизъюнктивно достижимым — конъюнктивные цели  $S_1$  (рис. 1, б). Пунктирными дугами на рис. 1 обозначены причинно-следственные связи между подцелями, а сплошными дугами — подцели-процессы [2].

При антагонистических ЦУ сторон воздействие на необходимые условия действий противоположной стороны, направленных на достижение её целей, является одним из принципов рефлексивного управления [5].

Дополнительные возможности предоставляет воздействие на информационную модель ситуации конфликтующей системы путём применения дезинформации, демонстративных действий, вскрытия ложных объектов и т.п. Это позволяет повлиять на представление противоборствующей стороны  $I_2$  о своих возможностях  $M_2^{21}$ , спровоцировать желаемые для  $I_1$  ЦУ  $A_2^{21}$ , дезинформировать сторону  $I_2$  о возможностях  $M_1^{21}$  и целях  $A_1^{21}$  стороны  $I_1$  и т.п. В конечном итоге такие приёмы позволяют расширить круг ситуаций, достижимых для системы  $S_1$ .

Мыслительная деятельность в процессе анализа ЦУ программно-управляемых ОС, таких как подразделения ВО, может иметь вид, показанный на рис. 2.

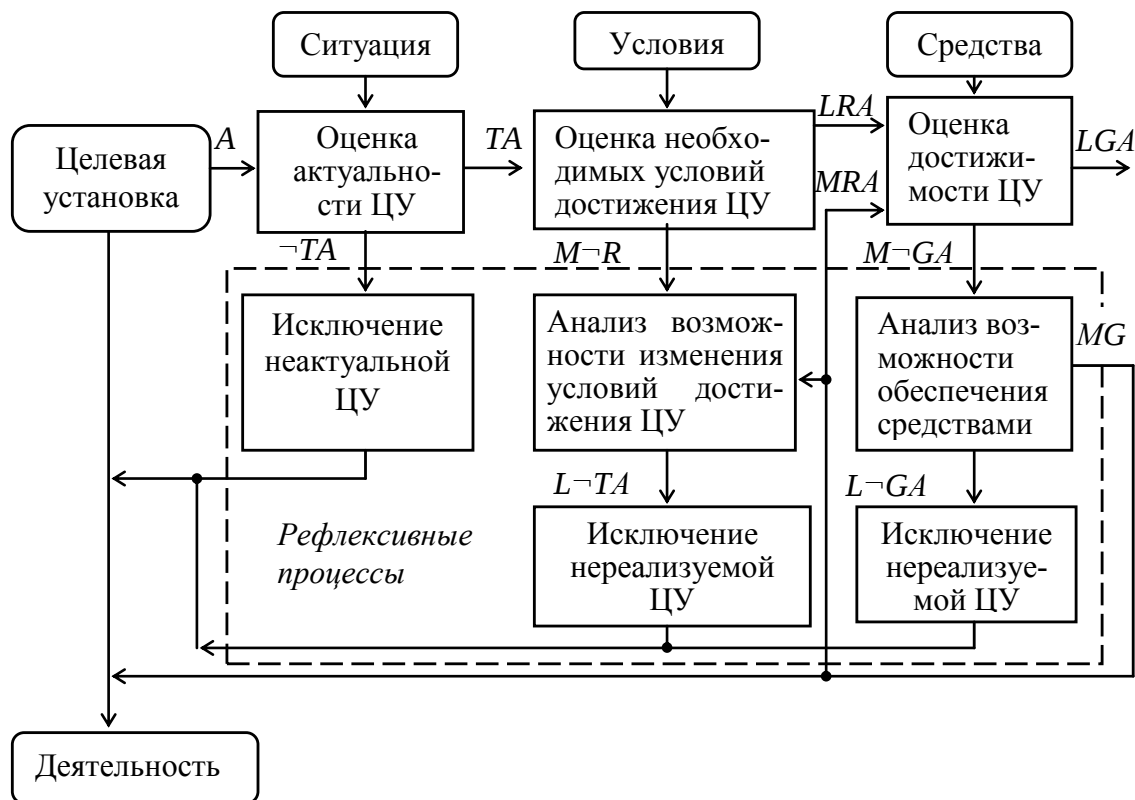


Рис. 2. Последовательность оценки целевых установок программно-управляемой организационной системы в условиях взаимодействия с внешней средой

Трёхуровневая семантическая оценка при анализе ЦУ, в конечном счёте, должна позволить или исключить её для будущей деятельности ОС, или принять её как декларацию этой деятельности. При этом оценка актуальности цели  $TA$ , рассматривается как абсолютная оценка, содержательно соответствующая или принятию, или критике цели. Последнее может рассматриваться как неудовлетворённость данной целью, которая приводит

к изменению в иерархии ЦУ. Рефлексию здесь отражает обратная связь при  $\neg TA$  (неактуальность данной цели), реализующая критику нормативно-ценностной адекватности цели объективным закономерностям.

Оценка достижимости (реализуемости) ЦУ в противоположность первой не абсолютизируется. Это связано с тем, что абстрактные возможности могут превращаться в реальные, а реальные — в абстрактные при возникновении рефлексивных процессов.

Оценка достижимости ЦУ системы, прежде всего, связана с проверкой выполнения необходимых и достаточных условий при построении плана достижения ЦУ. Необходимые условия рассматриваются как некоторые статические факты, проверка выполнения которых в рассматриваемой ситуации позволяет сделать предварительные заключения о возможности продолжения построения плана достижения ЦУ. Необходимые условия могут отражать некоторые пространственные, временные, ресурсные и другие ограничения, которые целесообразно проверить или учесть до построения плана достижения ЦУ без учёта динамики изменения ситуации.

Достаточные условия должны выполняться как при построении плана достижения ЦУ, так и в ходе его реализации. При прогнозировании действий сторон также должны быть учтены требуемые условия в динамике развития ситуации или обстановки в целом.

Фактически раздельное рассмотрение необходимых и достаточных условий позволяет сократить время поиска решений, исключив на ранней стадии варианты, не приводящие к достижению (реализуемости) ЦУ.

Для удобства описания семантические оценки ЦУ обозначаются следующим образом:

$RA$  — характеризует необходимые условия достижения ЦУ;

$GA$  — характеризует достаточные условия достижения ЦУ или её реализуемости в динамике развития конфликта.

Для каждой оценки вводятся, по крайней мере, три значения: необходимо достижимая (реальная) ЦУ —  $LRA$ , необходимо недостижимая (нереальная) ЦУ —  $L\neg RA$  и возможно достижимая (реальная) ЦУ —  $MRA$ , что позволяет поставить оценку необходимых условий достижения ЦУ в соответствии рефлексивным процессам.

Так, если на момент оценки отсутствуют необходимые условия достижения ЦУ, то критике подвергается адекватность предполагаемой деятельности физической реальности. Это вызывает рефлексивные процессы по преобразованию абстрактных возможностей в реальные с включением преобразования в схему деятельности. В случае возможности реализации данных преобразований становится возможно достижимой и сама ЦУ.

Для любого вида деятельности оценка достижимости ЦУ заключается в адекватности актуальности и средств с точки зрения их практической реализуемости и связана с прогнозированием деятельности по альтернативным планам. При этом если в результате оценки ЦУ оказывается нереализуемой, то это вызывает рефлексивные процессы, которые приводят к построению планов изыскания ресурсов и включения их в общую схему деятельности. ЦУ при этом становится возможно соответствующей средствам ( $MGA$ ), в противном случае она необходимо достижима ( $LGA$ ) или нереализуема ( $L\neg GA$ ) не только от адекватности актуальности и средств с точки зрения их практической реализации, но и от противодействия этим средствам противостоящей стороны. Поэтому часть ресурса средств в конфликте выделяется при построении плана достижения ЦУ на компенсацию противодействия.

Таким образом, анализ структуры логико-математической модели, приведённой на рис. 2, позволяет сделать вывод о том, что рефлексивные процессы связаны с постановкой дополнительных целей, реализуемость которых делает возможным достижимость (реализуемость) ЦУ системы.

Логическая композиция вида  $LTA \wedge LRA \wedge LGA$  позволяет судить о необходимом присутствии цели как некоторого идеального объекта в логико-математической модели системы. Логическая композиция вида  $(TA \wedge MRA \wedge MGA) \vee (TA \wedge LRA \wedge MGA) \vee (TA \wedge MRA \wedge LRA)$  позволяет судить о возможном присутствии ЦУ в логико-математической модели системы как основания деятельности. В противном случае, если ЦУ принимается за основание деятельности, деятельность системы будет иметь авантюристический характер.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Лебедев С. А., Мишин А. В., Сумин В. И. Применение программно-целевого подхода к планированию деятельности подразделений вневедомственной охраны // Обеспечение общественной безопасности в Центральном округе Российской Федерации: сб. материалов Международной научно-практич. конф.— Часть 4.— Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2007.— С. 164—168.
2. Формализация деятельности организационной системы на основе целевых установок / С.А. Лебедев [и др.] // Вестник Воронежского государственного технического университета. — 2007. — Том 3. — № 11.— С. 165—170.
3. Мишин А.В., Мишин С.А. Принятие управленческих решений в организационных системах: теория и практика.— Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2004.— 172 с.
4. Новосельцев В. И. Системный анализ: современные концепции.— Воронеж: Кварта, 2003.— 360 с.
5. Теоретические основы автоматизации процессов выработки решений в системах управления / В. Е. Ярушек [и др.].— Харьков: Издательство Харьковского военного университета, 1993.— 446 с.

#### СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРЕ СТАТЬИ:

Лебедев Сергей Анатольевич. Заместитель начальника Департамента государственной защиты имущества МВД России. Кандидат технических наук.

Департамент государственной защиты имущества МВД России.

E-mail: adm@guvo.mvd.ru

Россия, 125047, г. Москва, Бутырский вал, 7, строение 2. Тел. (495) 251-40-51.

Lebedev Sergey Anatolievich. The deputy chief of the State Protection of Property department of the Ministry of the Interior of Russia. Candidate of technical sciences.

Work address: Russia, 125047, Moscow, Butyrsky val, 7, stroenie 2. Tel. (495) 251-40-51.

**Ключевые слова к статье:** организационная система; рефлексивное управление; сетевая модель; модель задачи принятия решения организационной системы; оценка целевой установки.

**Key words:** organizational system; reflexive management; network model; model of decision-making problem of organizational system; purpose estimation.

УДК 681.324



**Ю.М. Баркалов,**  
*Экспертно-криминалистический центр  
ГУВД по Воронежской области*



**А.Н. Бабкин,**  
*кандидат технических наук*

## **ЭКСПЕРТИЗА КОМПЬЮТЕРНОЙ ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ WINDOWS NT**

### **EXPERTISE OF COMPUTER INFORMATION IN THE WINDOWS NT SYSTEMS**

*Приводится описание способов исследования компьютерной информации в системах WINDOWS NT при проведении экспертиз. Дается описание программ, предназначенных для восстановления и поиска компьютерной информации.*

*The methods of expertise of computer information in the Windows NT systems are considered. It is suggested the description of the programmes for restoration and search of computer information.*

В настоящее время одним из важных направлений деятельности экспертных подразделений ОВД является проведение компьютерных экспертиз, исследование информации на различных носителях. При проведении компьютерной экспертизы в первую очередь необходимо обеспечить сохранность информации на исследуемых носителях, например накопителях на жёстких магнитных дисках (НЖМД), различных flash - носителях и других [1].

Самым простым способом сохранения компьютерной информации является блокировка записи по USB порту при подключении через данный интерфейс исследуемых носителей. При этом необходимо или наличие переходных устройств HDD – USB (например, SATA - USB или IDE – USB) и соответствующего программного обеспечения (например, «NCFS Software Write-block XP»), или отключение записи по USB порту в реестре изменением значения «WriteProtect».

Данные реестра для блокировки записи:

[HKEY\_LOCAL\_MACHINE\SYSTEM\CurrentControlSet\Control\StorageDevicePolicies]  
«WriteProtect»=dword:00000001

Данные реестра для снятия блокировки записи:

[HKEY\_LOCAL\_MACHINE\SYSTEM\CurrentControlSet\Control\StorageDevicePolicies]  
«WriteProtect»=dword:00000000

Приведённые данные блокировки актуальны только в среде Windows XP. Кроме того, данную блокировку можно провести механическим способом путём отключения канала записи. Возможно подключение НЖМД в среде Linux путём их «монтирования» с запретом записи.

В ряде случаев, например при исследовании НЖМД с RAID массивами либо отсутствии соответствующих HDD - USB адаптеров, производится создание образа разделов исследуемого НЖМД или их клонирование. Данный способ требует значительных затрат времени и обязательного наличия соответствующего объема НЖМД, на который производится клонирование.

Полученный образ диска можно подключать как физический или логический диск или после обработки, например в программе «VMware Converter», загружать как виртуальную машину в «VMware Workstation».

В ряде случаев клонированный диск можно использовать для загрузки с исследуемого системного блока.

Для создания образов или клонирования разделов НЖМД можно использовать программы создания резервных копий «Acronis True Image», «Norton Ghost» и др. Наиболее приемлемой является программа «Acronis Advanced Server» из-за возможности работы с дисковыми массивами серверов.

При производстве исследования первым шагом является установление структуры исследуемого носителя информации в случае отображения памяти носителя как логического диска. Для этого можно использовать программы «Acronis Disk Director Suit», «Everest Ultimate Edition» или аналогичные им. При этом определяются тип файловой системы, общий и занимаемый файлами объём, наличие скрытых и шифрованных разделов, определение наличия и характеристик операционной системы.

Перед началом поиска информации необходимо выполнить восстановление удалённой информации, при этом восстановление информации следует выполнять с использованием различных специализированных программных продуктов. С положительной стороны для восстановления информации следует отметить программу «Easy Recovery Professional». Однако целесообразно использовать комплекс различных программ, в том числе производить восстановление с использованием HEX редакторов, например при восстановлении с использованием сигнатуры файла, что возможно и в «Easy Recovery Professional». Большинство вариантов для восстановления уже имеются в базе «типов файлов». При необходимости восстановления файла с использованием сигнатуры указывается сигнатура в шестнадцатеричном формате, максимумом 8 байт и смещение сигнатуры относительно нуля.

Особое внимание следует уделить восстановлению графических, мультимедийных файлов и файлов, созданных приложениями «Microsoft office».

Следует отметить, что восстанавливаются только фрагменты графических файлов, мультимедийные файлы могут и не подлежать восстановлению.

В файлах, созданных приложениями «Microsoft office», например приложениями «Microsoft word», возможно восстановление текстовой информации даже при нарушении структуры документа и имеющихся в нем вложений. Для восстановления текстовой информации можно рекомендовать как соответствующие инструменты, входящие в программу «Easy Recovery Professional», так и такие продукты, как «Recovery Toolbox» или «OfficeRecovery». Восстановленные файлы, имеющие незначительные повреждения, можно открывать в сторонних просмотрщиках или редакторах.

Следует иметь в виду то, что «Microsoft office» является, по сути, интерпретатором и в созданных им файлах сохраняются все команды.

Для исследования компьютерной информации можно использовать специализированные комплексы, например РС3000.

Комплекс PS3000 предназначен для восстановления информации, в том числе и с физически неисправных НЖМД.

В состав PS3000 входит программно-аппаратный комплекс «Data Extractor UDMA», являющийся профессиональным инструментом для восстановления данных. С применением данного комплекса возможно как копирование отдельных данных, в том числе и удалённых, так и создание «клона» разделов НЖМД.

Комплекс PS3000 позволяет восстановить информацию с повреждённых носителей в следующих случаях:

- повреждения поверхности или блока магнитных головок;
- разрушения «служебной информации», приводящие к неустойчивому чтению и множественным ошибкам;
- нарушения системы сопоставления логического дискового пространства (LBA) с физической геометрией НЖМД (транслятора).

При восстановлении информации с повреждённых носителей при использовании PS3000 необходимо учитывать характеристики НЖМД конкретных производителей. Для каждого НЖМД конкретных производителей имеется соответствующий набор специализированных утилит. Полное использование комплекса требует наличия определенной подготовки и знаний аппаратной и технической части НЖМД, однако использование комплекса для восстановления информации в ряде не критичных случаев (поломок НЖМД) затруднений не вызывает.

К задачам поиска информации при проведении компьютерной экспертизы относят:

- поиск текстовой информации по ключевым словоформам;
- поиск графической информации по заданным критериям;
- поиск текстовой и графической информации по соответствию предоставленным образцам;
- поиск информации о сетевых подключениях (выход в сеть Internet);
- поиск программных продуктов и др.

Для поиска текстовой информации используются стандартные средства поиска «Windows», программы «Архивариус 3000», «AVSearch 3.12a» и встроенные средства поиска файловых менеджеров.

Поиск графической информации проводится путём просмотра графических файлов. Важно заметить, что изображения также могут содержаться, например, в файлах, созданных приложениями Office, однако данные файлы графическими являться не будут.

При поиске информации, свидетельствующей о выходе в сеть Internet, возможен следующий алгоритм действий:

- определить используемые пользователем операционной системой браузеры;
- определить имя компьютера;
- определить «SID»;
- определить наличие доступа к сетевым ресурсам и электронной почты.

Для определения используемых пользователем операционной системой браузеров необходимо провести просмотр файлов, как правило, директории «Program Files» и реестра операционной системы. При этом не стоит исключать возможность того, что могут быть использованы версии, не требующие установки. После этого необходимо установить историю работы браузеров.

Рассмотрим три наиболее распространённых браузера «Internet Explorer», «Opera» и «Mozilla Firefox».

История работы с программой «Internet Explorer» за весь период содержится в файле «index.dat» из каталогов «:\Documents and Settings\пользователь\Local

Settings\Temporary Internet Files\Content.IE5\» и «:\Documents and Settings\пользователь\Local Settings\History\History.IE5\» (где (пользователь) — имя пользователя, от чьего имени осуществлялся вход в операционную систему).

Cookie-файлы хранятся в директории «:\Documents and Settings \ (пользователь) \ Cookies\». Для просмотра истории работы можно использовать программу «IEHistoryView».

История работы с программой «Opera» содержится в директории «:\Documents and Settings\пользователь\Application Data\Opera\Opera\profile\».

Для просмотра истории работы можно использовать программу «Opera File Explorer».

История работы с программой «Mozilla Firefox», а также личная информация пользователя, такая как закладки, cookies, пароли, расширения, темы, кэш и настройки, хранится в профиле, по умолчанию расположенном в директории:

«\Documents and Settings\шнурок\Application Data\Mozilla\Firefox\ Profiles\имя профиля».

Для просмотра истории работы можно использовать программу «MozillaCacheView».

Определить имя компьютера можно путём просмотра ветви реестра «[HKEY\_LOCAL\_MACHINE\system\ControlSet001\Control\Computer Name\ComputerName».

Определить «SID» (идентификатор безопасности, структура данных переменной длины, которая идентифицирует учётную запись пользователя, группы, домена или компьютера) можно путём просмотра ветви реестра

«[HKEY\_LOCAL\_MACHINE\SOFTWARE\Software\Microsoft\Windows NT\CurrentVersion \ProfileList».

Просмотром системного журнала, который можно осуществить с помощью программы «Event Log Explorer», устанавливается протоколирование событий, связанных с работой операционной системы для доступа к сетевым ресурсам. Данный журнал расположен в файле «SysEvent.Evt» директории «:\WINDOWS\system32\ config\».

Просмотром реестра операционной системы определяются данные конфигурации TCP/IP, а также сведения об IP адресе и маски подсети. Упрощает эти действия использование программы «MiTeC Windows Registry Recovery».

В файле Rasphone.pbk, расположенном в директории «:\Documents and Settings\All Users\Application Data\ Microsoft\Network\Connections\Pbk\», содержится информация подключений для доступа в сеть Internet с использованием модемного DUAL-UP соединения.

По умолчанию файлы почтовых сообщений «Outlook» хранятся в директории «:\Documents and Settings\пользователь\Local Settings\Application Data\ Microsoft\ Outlook\», где (пользователь) — имя пользователя, от чьего имени осуществлялся вход в операционную систему.

Для определения обстоятельств установки и использования программных продуктов и оборудования необходимо провести следующие мероприятия:

- исследование установленного контрафактного обеспечения;
- исследование параметров и регистрационных данных программного обеспечения;
- исследование следов использования программного обеспечения и оборудования.

Для определения проведённых действий операционной системой семейства «Windows NT» производится просмотр журналов работы операционной системы, содержащихся в файлах «SysEvent.Evt» (является журналом событий системы, используемым реестром «Windows») и «AppEvent.Evt» (является журналом событий приложе-

ний, используемым реестром «Windows»), расположенных в директории «:\WINDOWS\system32\config\» [2].

Просмотром данных журналов можно определить:

- временные рамки работы операционной системы;
- временные рамки запуска ряда программных продуктов, отображаемых в журнале работы операционной системы «Windows»;
- временные рамки подключения — отключения сетевых ресурсов ( сетевого адаптера), запуск которых отображается в журнале работы операционной системы «Windows», и ряд других параметров.

Ниже приведены некоторые коды, отображающие работу с сетевыми ресурсами:

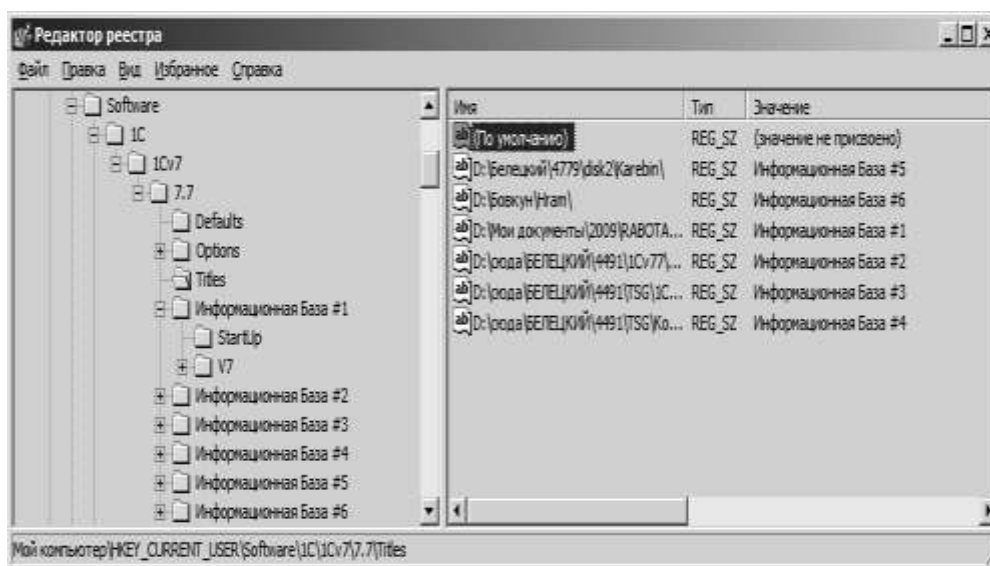
- код Event ID - 4201 — сообщает о подключении сетевого адаптера: «Система обнаружила, что сетевой адаптер \DEVICE\TCPIP\_{B1CF2C4B-2704-48C2-B52B-3CCD7231B317} был подключён к сети, и инициировала нормальную работу через этот сетевой адаптер»;

- код Event ID - 1077 — сообщает о получении IP-адреса для сетевого адаптера: «Компьютер автоматически настроил IP-адрес для сетевого адаптера»;

- код Event ID - 4202 — сообщает об отключении сетевого адаптера: «Система обнаружила, что сетевой адаптер \DEVICE\TCPIP\_{B1CF2C4B-2704-48C2-B52B-3CCD7231B317} был отключён от сети, и сетевая конфигурация этого адаптера была освобождена».

В среде «Windows» большинство основных данных об установленном программном обеспечении и оборудовании хранится в реестре. Рассмотрим, например, исследование параметров программного продукта "1C" версии 7.

Сведения о подключении баз экономических программных продуктов "1C" и проведенных с ними действиях содержатся в файле «NTUSER.DAT» из директории «\Documents and Settings\пользователь\». Данный файл содержит информацию из ветви реестра «HKEY\_CURRENT\_USER» операционной системы «Microsoft Windows». Настройки, соответствующие текущему, активному пользователю, выполнившему вход в систему, содержатся в строке «Software\1C\1Cv7\7.7\Titles» ветви реестра [HKEY\_CURRENT\_USER].



На рисунке приведен пример данной ветви реестра.

Ряд данных хранится в ключах реестра в файлах: «System», «Default», «SAM», «SECURITY», «Software» из директории \WINDOWS\system32\config\.

Приведём пример информации об установке программного продукта «1С» из реестра:

```
[HKEY_LOCAL_MACHINE\SOFTWARE\1C\1Cv7\  
«RegUser»=«Director»  
«RegOrg»=«Office»  
[HKEY_LOCAL_MACHINE\SOFTWARE\1C\1Cv7\7.7\1C:Предприятие (Сете-  
вая версия)  
«1CPath»=«C:\Program Files\1CV77.ADM\BIN\1Cv7.exe  
«1CFolder»=«1C Предприятие 7.7»  
«RegMethod»=dword: 00000001
```

На этом примере видны наименование программного продукта и пути установки.

В случае подключения НЖМД через HDD-USB адаптер защита BIOSa паролем неактуальна.

Для снятия шифрования дисков директорий или файлов средствами «Windows» существуют несколько способов:

- использование программы « r-studio»;
- загрузки компьютера со сменных носителей с использованием DOS-программ, причём при работе из-под DOS практически никаких следов на атакованном ПК не остаётся (кроме даты последнего доступа к файлам в их атрибутах);
- загрузки компьютера со сменных носителей с использованием Linux-программ;
- использование содержимого файла подкачки и временных файлов, в которых может оказаться конфиденциальная информация;
- подмена «разрешений» и «владельца субконтейнеров и объектов» в случае клонирования или создания образа разделов исследуемых НЖМД. Замену можно произвести при отключённом параметре «Использовать простой общий доступ к файлам» проводника «Windows»;
- сброс и замена учётных имен и паролей пользователя.

Для снятия пароля, установленного на НЖМД, можно использовать средства PS3000.

Таким образом, рассмотренные механизмы поиска информации, обеспечения её сохранности на исследуемых носителях, обстоятельств установки и использования программных продуктов и оборудования, поиска информации, свидетельствующей о выходе в сеть Internet, позволяют успешно проводить компьютерные экспертизы, обеспечивающие восстановление, сохранность и анализ исследуемой информации.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Терминологический справочник судебной компьютерной экспертизы. Справочное пособие. — М.: ЭКЦ МВД России, 2005. — 56 с.
2. Сердюк В.А. Новое в защите от взлома корпоративных сетей. — М.: Техносфера, 2007. — 360 с.

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Баркалов Юрий Михайлович. Главный эксперт Экспертно-криминалистического центра.

ГУВД по Воронежской области.

E-mail: [eksvor@rambler.ru](mailto:eksvor@rambler.ru).

Россия, 394690, г. Воронеж, ул. Володарского, 39. Тел. (4732) 511-931.

Бабкин Александр Николаевич. Начальник кафедры информационной безопасности. Кандидат технических наук.

Воронежский институт МВД России.

E-mail: [alex\\_babk@mail.ru](mailto:alex_babk@mail.ru), [babkian@mail.vimvd.ru](mailto:babkian@mail.vimvd.ru).

Россия, 394065, г. Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (4732) 706-376.

Barkalov Yury Mikhailovich. Main expert of Expert Criminalistic Center.

Main Head Quarter of Internal Affairs of Voronezh region.

Work address: Russia, 394690, Voronezh, Volodarsky str., 39. Tel. (4732) 511-931.

Babkin Alexander Nicolayevich. The chief of Information Security chair. Candidate of technical sciences.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (4732) 706-376.

**Ключевые слова к статье:** компьютерная информация; сеть связи, безопасная компьютерная система; безопасность интернета; программные файлы; операционная система; обнаружение информации.

**Key words:** computer information; communication network; secure computer system; internet security; program files, operation system; detection of information.

**УДК 621.396.62**

## ИЗДАНИЯ ВОРОНЕЖСКОГО ИНСТИТУТА МВД РОССИИ

Административная деятельность ОВД в области обеспечения информационной безопасности: учебное пособие / К.Д. Рыдченко, Л.К. Ильченко, К.А. Занин. — Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2010. — 140 с.

В учебном пособии освещаются основы обеспечения информационной безопасности Российской Федерации в рамках административной деятельности органов внутренних дел. Рассмотрены особенности правового регулирования и содержание информационной безопасности, определены административно-правовые формы и методы ее обеспечения.

Учебное пособие предназначено для курсантов, слушателей, студентов высших учебных заведений всех форм обучения, научных работников, специалистов в области правового регулирования информационной безопасности.



**А.А. Ширма,**  
ВГПУ



**В.А. Чулюков,** кандидат физико-  
математических наук, доцент, ВГПУ

## **НЕЙРОСЕТЕВЫЕ МОДЕЛИ АДАПТИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ПОЛУТОНОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ**

### **NEURAL MODEL OF ADAPTIVE FILTERING GRAY-SCALE IMAGE**

*Приведен сравнительный анализ предлагаемых адаптивных нейросетевых фильтров с различными классическими фильтрами подавления шума.*

*The article presents a comparative analysis of the proposed adaptive neural network filters with various classical filters suppress noise.*

На практике часто встречаются изображения, искажённые шумом, появляющимся на этапе его формирования фотосенсорами. Фундаментальной проблемой в области обработки изображений является эффективное удаление шума при сохранении важных деталей, соизмеримых по амплитуде с шумом. В настоящее время не существует универсальных методов, детектирующих и подавляющих все виды искажений. Однако характеристики искажений можно довольно хорошо приблизить моделью белого гауссова шума [1]. Такого вида шумы характеризуются равномерной спектральной плотностью, нормально распределённым значением амплитуды и аддитивным способом воздействия на сигнал. Аддитивная модель шума предполагает, что наблюдаемый сигнал представляет собой сумму полезного сигнала и шума. Классические линейные алгоритмы (фильтры), такие как усредняющие [2], способны эффективно удалить подобный шум, но из-за того, что реальные изображения содержат множество разнообразных границ, перепадов яркости, переходов от одной текстуры к другой и в целом плохо представляются как глобально гауссовы объекты, степень размытости мелких деталей при этом может превысить допустимые задачей значения.

Намного лучшего результата можно добиться, используя адаптивные фильтры, поведение которых изменяется в зависимости от статистических свойств изображения внутри области действия фильтра [1,4]. Общее уменьшение шума в этом случае сравнимо с уменьшением шума при использовании усредняющих фильтров. Однако изображение, полученное после обработки адаптивным фильтром, является намного более резким.

Другим интересным подходом является применение билатеральных фильтров, предложенных в работах Томази [3]. Суть этого метода заключается в использовании локальных оценок, адекватных определению контура на изображении и сглаживания таких участков в наименьшей степени.

Целью данной статьи является сравнение эффективности работы предлагаемых адаптивных нейросетевых фильтров (АНФ), адаптивного фильтра Винера, усредняющего и билатерального фильтров.

Существует большое количество адаптивных алгоритмов, различающихся вычислительной сложностью, особенностями поведения, используемыми исходными данными и структурами самих адаптирующих систем [4]. К таким адаптивным системам можно отнести искусственные нейронные сети (ИНС), которые в определенной степени моделируют работу нервной системы живых организмов. ИНС в отличие от адаптивных фильтров могут содержать нелинейные элементы, что позволяет с большей точностью воспроизводить нелинейные модели.

Общая структура АНФ показана на рис. 1.

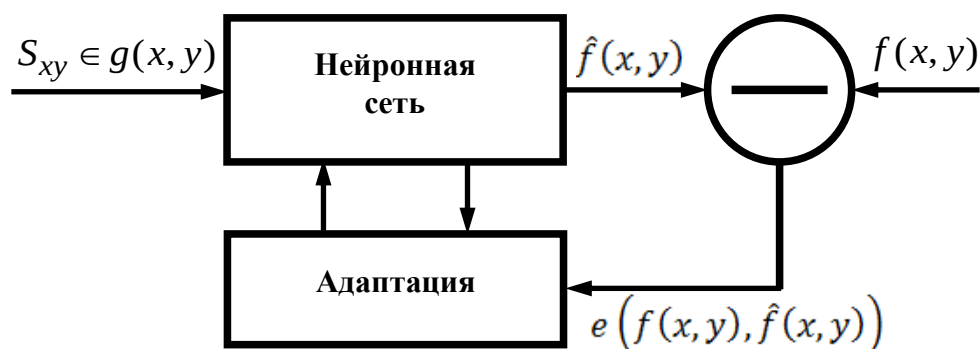


Рис. 1. Общая структура адаптивного нейросетевого фильтра

Пусть функция  $f(x, y)$  представляет исходную функцию яркости изображения от координат  $(x, y)$  (равна яркости в этом пикселе), а  $\eta(x, y)$  — функцию шума. Тогда, исходя из аддитивного способа воздействия помехи, искаженное изображение может быть представлено в пространственной области в виде

$$g(x, y) = f(x, y) + \eta(x, y).$$

Задача восстановления состоит в построении некоторого приближения  $\hat{f}(x, y)$  исходного изображения по искаженному изображению  $g(x, y)$ .

Фильтрация осуществляется посредством движения некоторой прямоугольной  $m \times n$  апертуры  $S_{xy}$  вдоль последовательности дискретных отсчетов искаженного изображения и, основываясь на некоторых статистических характеристиках её и шумовой составляющей  $\eta(x, y)$ , замены центрального значения на другое, признанное в наименьшей степени искаженным шумом. В данной задаче роль адаптивного фильтра состоит в минимизации среднеквадратичной ошибки восстановления  $J(W)$ :

$$J(W) = \sum_{y=0}^{M-1} \sum_{x=0}^{M-1} |e(f(x, y), \hat{f}(x, y))|^2 \rightarrow \min,$$

где  $e(f(x, y), \hat{f}(x, y))$  — разность приближения  $\hat{f}(x, y)$  и эталонного значения яркости  $f(x, y)$ .

С этой целью после обработки каждого отсчета блок адаптации анализирует ошибку и подстраивает коэффициенты фильтра  $W$  (синаптические веса ИНС). Отклик фильтра в некоторой точке  $(x, y)$ , которая является центром апертуры  $S_{xy}$ , должен определяться четырьмя величинами: значением изображения с шумом  $g(x, y)$ , дисперсией шума  $\sigma_\eta^2$ , локальным средним  $m_L$  по значениям  $S_{xy}$  и локальной дисперсией  $\sigma_L^2$  по значениям  $S_{xy}$ . Единственной величиной, которая должна быть известна или оценена заранее, является полная дисперсия шума  $\sigma_\eta^2$ . Рассмотрение небольших участков изображения примерно постоянной яркости, то есть с минимальной дисперсией, дает возможность достаточно точно её оценить [5]. На рис. 2 сплошной и пунктирной линией обозначено соответственно реальное и вычисленное значения дисперсии шума.

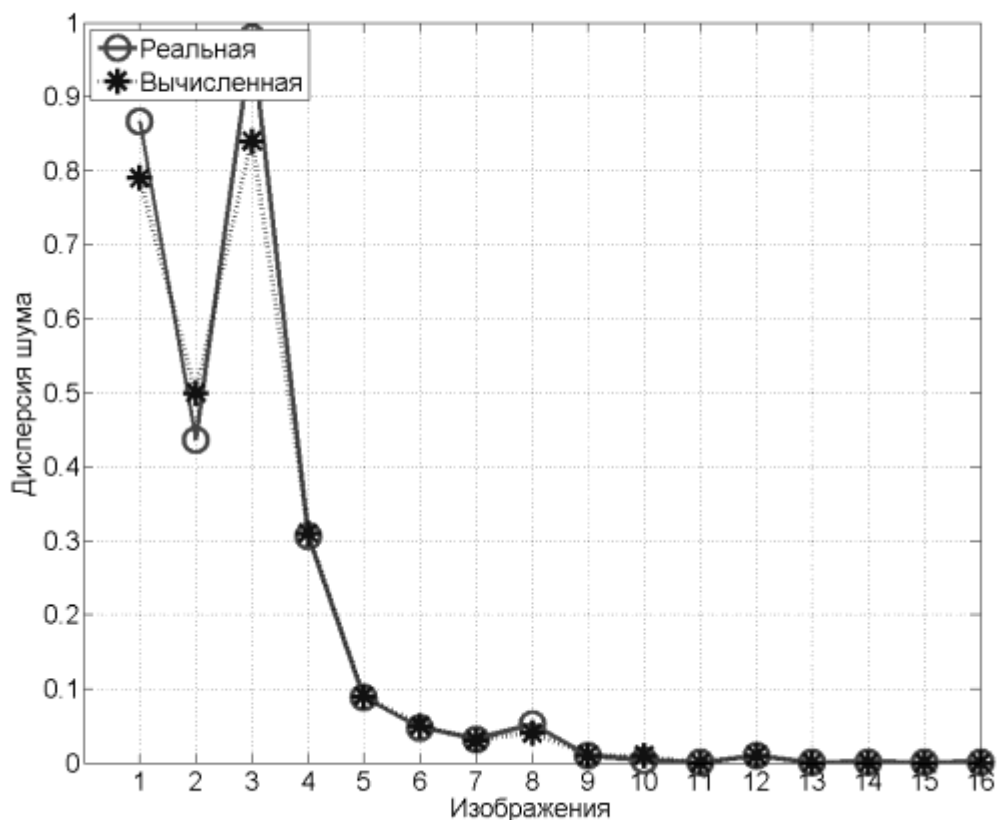


Рис. 2. Оценка дисперсии шума

Таким образом, работа АНФ может быть записана следующим соотношением:

$$\hat{f}(x, y) = T[g(x, y), m_L, \sigma_L^2, \sigma_\eta^2],$$

которое ИНС и учится аппроксимировать.

Для моделирования были выбраны статическая и динамическая двухслойные сети с прямой передачей сигнала, состоящие из одного слоя нейронов с сигмоидной функцией активации и второго с линейной. Сети с такой архитектурой могут воспроизводить весьма сложные нелинейные зависимости между входом и выходом сети [7].

Статическая ИНС характеризуется тем, что в ее составе нет элементов запаздывания и обратных связей. Ее поведение не зависит от типа элементов входного вектора  $X_k$ , и поэтому элементы можно рассматривать как соединённые каждый с отдельным нейроном и действующие в момент времени  $k$ . Таким образом, исходя из задачи, вектор входа выглядит следующим образом:

$$X_k = [g_{1k}(x, y), \sigma_{\eta_{2k}}^2, m_{L_{3k}}, \sigma_{L_{4k}}^2].$$

Основными преимуществами такого типа сетей являются высокая скорость работы и произвольная топология, которую можно оптимально спроектировать под конкретный тип задачи.

Динамическая ИНС рассматривает входной вектор  $X_k$  как последовательность элементов, полученную в разные моменты времени  $k$ , что позволяет реализовать временную задержку:

$$X_k = \begin{bmatrix} (g_k(x, y), \sigma_{\eta_k}^2, m_{L_k}, \sigma_{L_k}^2), \\ (g_{k-1}(x, y), \sigma_{\eta_{k-1}}^2, m_{L_{k-1}}, \sigma_{L_{k-1}}^2), \\ \dots, \\ (g_{k-L}(x, y), \sigma_{\eta_{k-L}}^2, m_{L_{k-L}}, \sigma_{L_{k-L}}^2), \end{bmatrix},$$

где  $L$  — количество тактов запаздывания.

В предлагаемой модели динамической ИНС используется четырёхтактная линия задержки.

Топология предлагаемой статической ИНС найдена опытным путём в результате процедуры генетического поиска [8] с параметрами, приведенными в табл. 1.

Таблица 1

Параметры генетического поиска оптимальной топологии статической ИНС

|                            |                            |
|----------------------------|----------------------------|
| Размер популяции           | 25 особей                  |
| Функция пригодности        | Минимум 1/PSNR             |
| Скрещивание                | В случайно выбранной точке |
| Вероятность скрещивания    | 0,8                        |
| Вероятность мутации        | 0,01                       |
| Число популяций            | Не более 35                |
| Ошибка функции пригодности | 0,02                       |

Полученная топология статической ИНС представлена на рис. 3.

Тестирование производилось на стандартном тестовом изображении Lena. Размер апертуры взят равным 3х3 пикселя.

Из табл. 2 видно, что восстановление искажённого изображения требует внесения некоторой временной задержки. Наличие в этой архитектуре линии задержки наделяет её памятью, что делает её способной предсказывать или прогнозировать идеальное значение пикселя [6].

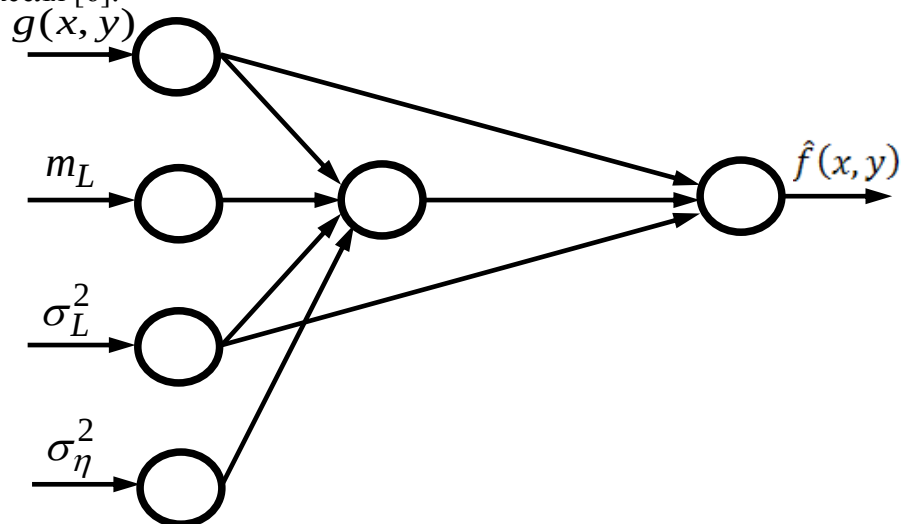


Рис. 3. Топология статической ИНС

Таблица 2

Результаты фильтрации статической и динамической ИНС

| Параметры шума                 | Метрики качества | Зашумленное изображение | Статическая ИНС | Динамическая ИНС |
|--------------------------------|------------------|-------------------------|-----------------|------------------|
| $m = 0$<br>$\sigma^2 = 0,05$   | PSNR, дБ         | 13,65                   | 21,64           | <b>22,77</b>     |
|                                | UIQ              | 0,11                    | 0,28            | <b>0,31</b>      |
|                                | Время, с         | -                       | <b>1,47</b>     | 51,64            |
| $m = 0$<br>$\sigma^2 = 0,0005$ | PSNR, дБ         | 32,99                   | <b>36,74</b>    | 36,36            |
|                                | UIQ              | 0,67                    | 0,76            | <b>0,77</b>      |
|                                | Время, с         | -                       | <b>1,45</b>     | 51,43            |

В качестве оценки качества подавления шума использовалась метрика PSNR или пиковое отношение сигнал/шум, которая определяется формулой

где  $N$  — общее число пикселей на каждом изображении,  $n$  — пиксели двух сравниваемых изображений,  $a$  — разность между значениями яркости соответствующих пикселей. Соответственно, чем ближе отфильтрованное изображение к оригинальному, тем больше значение PSNR, и тем выше считается качество

работы фильтра. Для большей объективности также был использован универсальный индекс качества UIQ [9], учитывающий три фактора: потерю корреляции, искажение освещённости, искажение контраста — и выражаемый следующей формулой:

$$Q = \frac{\sigma_{xy}}{\sigma_x \sigma_y} * \frac{2\bar{x}\bar{y}}{(\bar{x})^2 + (\bar{y})^2} * \frac{2\sigma_x \sigma_y}{\sigma_x^2 + \sigma_y^2},$$

где  $\sigma_x^2$ ,  $\sigma_y^2$  — дисперсии,  $\bar{x}$ ,  $\bar{y}$  — среднее двух сравниваемых изображений. Универсальный индекс качества изменяется в пределах  $[-1, 1]$ .

На основе результатов моделирования, размещённых в табл. 2 и табл. 3, можно сделать вывод, что на малых значениях дисперсии шума  $\sigma_\eta^2$  лучшим по отношению сигнал/шум оказывается билатеральный фильтр. И наоборот, на высоких значениях дисперсии шума  $\sigma_\eta^2$  лучшие показатели у предлагаемой динамической АНФ. Увеличение количества тактов задержки даёт ощутимый результат на более высоких показателях шума. Для шума с малой дисперсией  $\sigma_\eta^2$  возможно использование предлагаемой быстрой статической ИНС с полученной топологией.

Таблица 3

Результаты моделирования

| Параметры шума                 | Метрики качества | Зашумленное изображение | Усредняющий фильтр | Винера фильтр | АНФ с одним тактом задержки | АНФ с четырьмя тактами задержки | Билатеральный фильтр |
|--------------------------------|------------------|-------------------------|--------------------|---------------|-----------------------------|---------------------------------|----------------------|
| $m = 0$<br>$\sigma^2 = 0,05$   | PSNR, дБ         | 13,65                   | 22,48              | 21,78         | 21,99                       | <b>22,77</b>                    | 22,63                |
|                                | UIQ              | 0,11                    | 0,29               | 0,27          | 0,28                        | <b>0,31</b>                     | 0,29                 |
|                                | Время, с         | -                       | 0,03               | 0,09          | 44,84                       | 51,64                           | 9,73                 |
| $m = 0$<br>$\sigma^2 = 0,0005$ | PSNR, дБ         | 33,02                   | 31,61              | 36,37         | 36,75                       | 36,36                           | <b>36,8</b>          |
|                                | UIQ              | 0,67                    | 0,7                | 0,76          | 0,77                        | 0,77                            | <b>0,78</b>          |
|                                | Время, с         | -                       | 0,7                | 0,85          | 45,97                       | 51,43                           | 10,21                |

Визуальное сравнение отфильтрованных изображений представлено на рис. 4.



Оригинальное изображение

Зашумленное изображение  
(PSNR = 13,65, UIQ = 0,11)



Обработанное усредненным фильтром  
(PSNR = 22,48, UIQ = 0,29)



Обработанное адаптивным фильтром  
Винера (PSNR = 21,78, UIQ = 0,27)



Обработанное билатеральным фильтром  
(PSNR = 22,63, UIQ = 0,29)



Обработанное АНФ  
(PSNR = 22,77, UIQ = 0,31)

Рис. 4. Результаты фильтрации искаженного изображения с параметрами шумовой составляющей  $m = 0$ ,  $\sigma^2 = 0,05$

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений.— М.: Техносфера, 2006.— 1072 с.
2. Pavis L.S., Rosenfeld A. Noise cleaning by iterated local averaging // IEEE Trans. — 1978. — SMC-8. — P. 705—710.
3. Tomasi C., Manduchi R. Bilateral filtering for gray and color images // Proc. IEEE Int Conf. Computer Vision. — 1988. — P. 839—846.
4. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов.— М.: Радио и связь, 1989.— 440 с.

5. Калинина Д.А. Определение уровня шума на изображении на основе усреднения дисперсии в блоках [Электронный ресурс] // GraphiCon. – 2005. – Режим доступа: <http://graphicon.ru/oldgr/ru/publications/text/l2005kal.pdf>, свободный. – Загл. с экрана.

6. Метан Г.Н. Динамические и статические нейронные сети и адаптивные фильтры в задаче подавления шума // Научная сессия МИФИ - 2004. Сборник научных трудов. — М., 2004. — Ч.1: Нейроинформатика-2004. 6 Всероссийская научно-техническая конференция. Теория нейронных сетей 1. Нейробиология. Применение нейронных сетей 1. — С. 173—182.

7. Потемкин В.Г., Медведев В.С. Нейронные сети. Matlab 6. — М.: Диалог-МИФИ, 2002. — 496 с.

8. Stepniewski S.W., Keane A.J. Topology Design of Feedforward Neural Networks By Genetic Algorithms // Parallel Problem Solving from Nature. — 1996. — P. 771—780.

9. Wang Z., Bovik A. A Universal Image Quality Index // IEEE Signal Processing Letters. — 2002. — Т. 9, № 3. — P. 81—84.

### СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Ширма Антон Александрович. Аспирант кафедры информатики и методики преподавания математики.

Воронежский государственный педагогический университет.

Россия, 394043, г. Воронеж, ул. Ленина, 86, к.212. Тел. (4732) 555-378.

Чулюков Владимир Алексеевич. Профессор кафедры информатики и методики преподавания математики. Кандидат физико-математических наук, доцент.

Воронежский государственный педагогический университет.

Россия, 394043, г. Воронеж, ул. Ленина, 86, к.209. Тел. (4732) 550-576.

Shirma Anton Alexandrovich. The post-graduate student of chair of Computer Science and Technique of Teaching of Mathematics.

Voronezh State Pedagogical University.

Work address: Russia, 394043, Voronezh, Lenin str., 86. Tel. (4732) 555-378.

Chuljukov Vladimir Alexeevich. The professor of chair of Computer Science and Technique of Teaching of Mathematics. The candidate of physical and mathematical sciences, assistant professor.

Voronezh State Pedagogical University.

Work address: Russia, 394043, Voronezh, Lenin str., 86. Tel. (4732) 550-576.

**Ключевые слова к статье:** моделирование; нейронная сеть; шум; фильтр; адаптивная фильтрация.

**Key words:** modeling; neural network; noise; the filter; adaptive filtration.

**УДК 004.032.26**



**О.В. Пьянков,**  
*кандидат технических наук, доцент*



**И.В. Щербакова,**  
*кандидат технических наук*

## **ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕРОЯТНОСТИ ОТКАЗА ОБСЛУЖИВАНИЯ ЗА- ЯВОК С ПРИОРИТЕТАМИ**

### **DEFINITION OF REQUESTS WITH PRIORITIES SERVICE REFUSAL PROBABILITY**

*Рассматриваются подходы к определению вероятности отказа обслуживания заявок с приоритетами в информационной системе центров ситуационного управления, выступающей в роли системы массового обслуживания. Предлагаются численные методы и алгоритмы расчёта вероятности отказа.*

*Approaches to definition of requests with priorities service refusal probability in an information system of the situational management centres, system of mass service acting in a role are considered. Numerical methods and algorithms of refusal probability calculation are offered.*

В настоящее время в органах внутренних дел широко применяются информационные технологии для сбора, обмена, накопления и обработки оперативной информации, поступающей от различных подразделений. При этом осуществляется концентрация информационных ресурсов в единых центрах управления, которые носят различные названия: «Ситуационный центр», «Центр ситуационного управления», «Центр оперативного наблюдения», «Центр мониторинга и управления» и т.д. Единым подходом при построении таких центров выступает принцип обеспечения необходимого уровня обслуживания поступающей информации. Для этого существуют различные решения, например раздельное выделение каналов связи для разных видов передаваемой информации (голос, текст, видео), построение систем с несколькими каналами связи, использование приоритетов в обслуживании поступающих запросов, технических средств с возможностью постановки запросов в очередь и др. Информационную систему, используемую в таких центрах, рассматривают как систему массового обслуживания смешанного типа. И необходимым становится определение минимальных характеристик такой системы для минимизации потерь при обработке поступающих данных.

Определим, каким условиям должны отвечать технические средства для их использования в информационной системе ситуационных центров. Для этого будем считать поток заявок, поступающих на вход системы, простейшим [1]. Действительно, поскольку время поступления заявки от подразделения  $t$  не зависит от времени поступления заявки от другого подразделения, то попадание данного момента времени на отрезок времени  $t + \Delta t$  зависит только от  $\Delta t$ , следовательно, поток можно считать стационарным. То же самое можно сказать про отсутствие последствия, т.к. после поступления заявки не происходит изменения числа поступающих заявок. Вероятность одновременного прихода заявок от нескольких подразделений можно считать пренебрежимо малой по сравнению с приходом одной заявки, поэтому поток будет являться ординарным. Все это дает право считать поток заявок простейшим.

Поскольку технические средства могут представлять собой несколько серверов, а каждый сервер может одновременно обслуживать несколько заявок, то удобно обозначить максимальное число одновременно обслуживаемых заявок через  $n$ , что в терминологии СМО означает наличие  $n$  каналов, а сами технические средства представить в виде единого блока — серверной части.

Для уменьшения потерь заявок обеспечим приоритет их обслуживания. К первому типу можно отнести заявки, поступающие в штатном режиме. Такие заявки при невозможности их обслуживания могут быть отклонены, работа ситуационного центра не изменится, а приславшему подразделению придется повторно отправить заявку. Другим типом заявок будут такие, которые сигнализируют о возникновении нештатной ситуации, требующей немедленного реагирования.

Будем считать, что на вход системы поступает простейший поток с плотностью  $\lambda_1$  для заявок первого типа и  $\lambda_2$  — второго типа.

Время обслуживания одной заявки (независимо от типа заявки)  $\tau$  будем считать распределенным по показательному закону

$$g(\tau) = \mu e^{-\mu\tau},$$

где  $\mu$  — величина, обратная среднему времени обслуживания одной заявки, зависящая от используемых протоколов передачи данных.

Такое допущение можно сделать, основываясь на том, что основная масса заявок обслуживается быстро, а значительные задержки в обслуживании наблюдаются редко.

Также для уменьшения потерь заявок будем считать, что поступающая заявка может быть поставлена в очередь до освобождения одного из каналов. Обозначим через  $m$  число мест ожидания в очереди для обслуживания. Предположим, что заявка первого типа, заставшая все каналы занятыми, становится в очередь, только если в ней находится менее  $m$  заявок; если же число заявок в очереди равно  $m$  (больше  $m$  оно быть не может), то заявка в очередь не становится и покидает систему необслуженной. Далее предположим, что приходит заявка второго типа, заставшая все каналы занятыми. Если в очереди менее  $m$  заявок, то она становится в очередь; если же в очереди стоит уже  $m$  заявок и среди них есть заявка первого типа, то она становится в очередь, а одной из заявок первого типа будет отказано в обслуживании и она будет исключена из очереди. Если в очереди нет заявок первого типа, то происходит досрочное окончание обслуживания одним из каналов заявки первого типа и поступившая заявка второго типа занимает канал. Если в системе вообще нет заявок первого типа, а все каналы заняты обслуживанием заявок второго типа и в очереди только заявки второго типа, то поступившая заявка покидает систему необслуженной.

В таком случае серверная часть может находиться в одном из следующих состояний:

- $x_{0,0+0,0}$  — все каналы свободны, очередь отсутствует;
- $x_{1,0+0,0}$  — занят один канал обслуживанием заявки первого типа, очередь отсутствует;
- $x_{0,1+0,0}$  — занят один канал обслуживанием заявки второго типа, очередь отсутствует;
- $x_{r,v+0,0}$  — занято  $r$  каналов обслуживанием заявок первого типа, занято  $v$  каналов обслуживанием заявок второго типа ( $r+v=n$ ), очередь отсутствует;
- $x_{r,v+1,0}$  — занято  $n$  каналов, в очереди одна заявка первого типа;
- $x_{r,v+0,1}$  — занято  $n$  каналов, в очереди одна заявка второго типа;
- $x_{r,v+or,ov}$  — занято  $n$  каналов, в очереди  $or$  заявок первого типа,  $ov$  заявок второго типа;
- $x_{n+m}$  — занято  $n=r+v$  каналов, в очереди  $m=or+ov$  заявок.

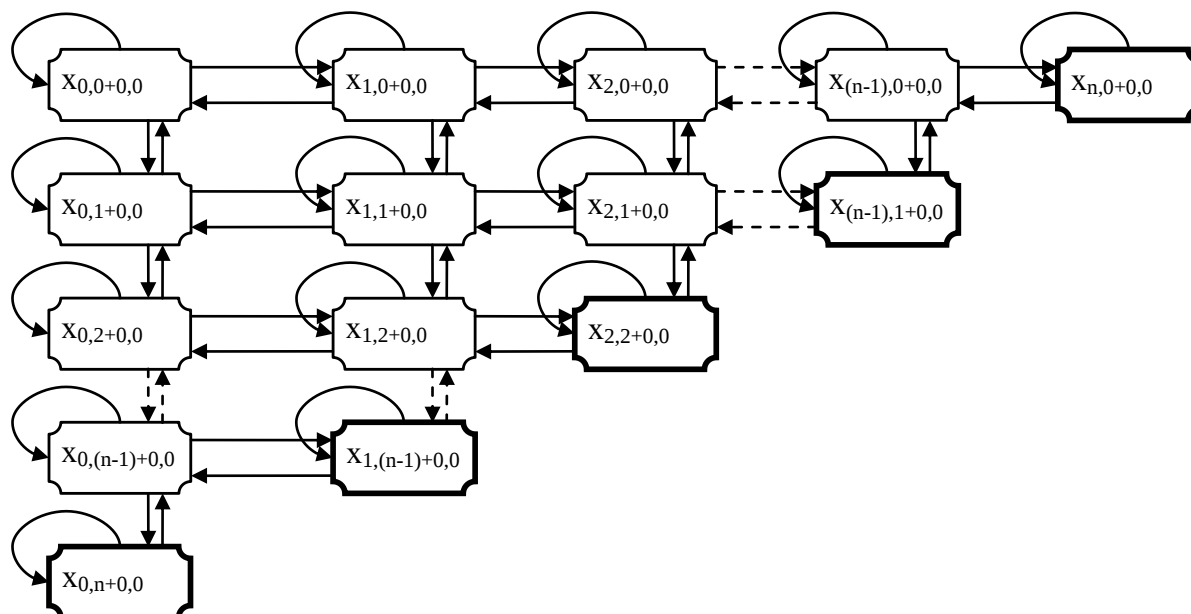
Рассмотрим вероятности нахождения системы в каждом состоянии

$p_{0,0+0,0}(t), p_{1,0+0,0}(t), p_{0,1+0,0}(t), \dots, p_{p,v+or,ov}(t)$ .

Очевидно, что для любого момента времени

$$\sum_{r,v,or,ov} p_{r,v+or,ov}(t) = 1.$$

Следует добавить, что если рассматривать индексы вероятностей  $r, v, or, ov$  как координаты, то для построения схемы переходов состояний системы потребуется использовать 4-мерное пространство. В связи с этим рассмотрим ряд «срезов» схемы, фиксируя некоторые координаты. Так, на рисунке показана схема переходов между состояниями до образования очередей, т.е. зафиксированы две координаты:  $or = ov = 0$ .



Зафиксировав момент времени  $t$ , найдём вероятность  $p_{0,0+0,0}(t+\Delta t)$  того, что в момент  $t+\Delta t$  система будет находиться в состоянии  $x_{0,0+0,0}$ . Это может произойти следующими способами:

$A$  — в момент  $t$  система находилась в состоянии  $x_{0,0+0,0}$ , и за время  $\Delta t$  не перешла из нее ни в  $x_{1,0+0,0}$  (не пришло ни одной заявки первого типа), ни в  $x_{0,1+0,0}$  (не пришло ни одной заявки второго типа);

$B$  — в момент  $t$  система находилась в состоянии  $x_{1,0+0,0}$ , а за время  $\Delta t$  перешла из нее в  $x_{0,0+0,0}$  (канал освободился);

$C$  — в момент  $t$  система находилась в состоянии  $x_{0,1+0,0}$ , а за время  $\Delta t$  перешла из нее в  $x_{0,0+0,0}$  (канал освободился).

Вероятностью «перескока» системы через состояние за малый промежуток времени можно пренебречь, как величиной высшего порядка малости по сравнению с  $P(A)$ ,  $P(B)$ ,  $P(C)$ . В дальнейшем будем пренебрегать слагаемыми высших порядков малости по сравнению с  $\Delta t$ . В пределе при  $\Delta t \rightarrow 0$  приближённые равенства перейдут в точные.

По теореме сложения вероятностей имеем  
 $p_{0,0+0,0}(t+\Delta t) \approx P(A) + P(B) + P(C)$ .

Найдём вероятность события  $A$  по теореме умножения. Вероятность того, что в момент  $t$  система была в состоянии  $x_{0,0+0,0}$ , равна  $p_{0,0+0,0}(t)$ . Вероятность того, что за время  $\Delta t$  не придёт заявка первого типа, равна  $e^{-\lambda_1 \Delta t}$ , второго типа —  $e^{-\lambda_2 \Delta t}$ .

По теореме умножения вероятность того, что не придет ни одна из них  
 $e^{-\lambda_1 \Delta t} e^{-\lambda_2 \Delta t} = e^{-(\lambda_1 + \lambda_2) \Delta t}$ .

С точностью до величин высшего порядка малости  
 $e^{-(\lambda_1 + \lambda_2) \Delta t} \approx 1 - (\lambda_1 + \lambda_2) \Delta t$ .

Следовательно,  
 $P(A) \approx p_{0,0+0,0}(t)(1 - (\lambda_1 + \lambda_2) \Delta t)$ .

Найдём вероятность события  $B$ . Вероятность, что система находилась в состоянии  $x_{1,0+0,0}$ , равна  $p_{1,0+0,0}(t)$ . Вероятность того, что за время  $\Delta t$  канал освободился, равна  $1 - e^{-\mu \Delta t}$ ; с точностью до малых величин высшего порядка  
 $1 - e^{-\mu \Delta t} \approx \mu \Delta t$ .

Следовательно,  
 $P(B) \approx p_{1,0+0,0}(t) \mu \Delta t$ .

Аналогично для события  $C$   
 $P(C) \approx p_{0,1+0,0}(t) \mu \Delta t$ .

Отсюда получаем, что  
 $p_{0,0+0,0}(t + \Delta t) \approx p_{0,0+0,0}(t)(1 - (\lambda_1 + \lambda_2) \Delta t) + p_{1,0+0,0}(t) \mu \Delta t + p_{0,1+0,0}(t) \mu \Delta t$ .

или  
 $p_{0,0+0,0}(t + \Delta t) \approx p_{0,0+0,0}(t) - p_{0,0+0,0}(t)(\lambda_1 + \lambda_2) \Delta t + \mu \Delta t [p_{1,0+0,0}(t) + p_{0,1+0,0}(t)]$

Переносим  $p_{0,0+0,0}(t)$  в левую часть, делим на  $\Delta t$  и переходя к пределу при  $\Delta t \rightarrow 0$ , получим дифференциальное уравнение для  $p_{0,0+0,0}(t)$ :

$$\frac{dp_{0,0+0,0}(t)}{dt} = -p_{0,0+0,0}(t)[\lambda_1 + \lambda_2] + \mu[p_{1,0+0,0}(t) + p_{0,1+0,0}(t)] \quad (1)$$

Аналогичные дифференциальные уравнения могут быть составлены и для других состояний.

Так, для  $x_{k,0+0,0}(t)$  ( $0 < k < n$ ):

$$\begin{aligned} \frac{dp_{k,0+0,0}}{dt} = & \lambda_1 p_{(k-1),0+0,0}(t) - (\lambda_1 + \lambda_2 + k\mu) p_{k,0+0,0}(t) + \\ & + \mu[p_{(k+1),0+0,0}(t)(k+1) + p_{k,1+0,0}(t)] \end{aligned} \quad (2)$$

Для  $x_{0,k+0,0}(t)$  ( $0 < k < n$ ):

$$\begin{aligned} \frac{dp_{0,k+0,0}}{dt} = & \lambda_2 p_{0,(k-1)+0,0}(t) - (\lambda_1 + \lambda_2 + k\mu) p_{0,k+0,0}(t) + \\ & + \mu [p_{0,(k+1)+0,0}(t)(k+1) + p_{1,k+0,0}(t)] \end{aligned} \quad (3)$$

Для  $x_{r,v+0,0}$  ( $1 < r < n$ ,  $1 < v < n$ ,  $(r+v) < n$ ):

$$\begin{aligned} \frac{dp_{r,v+0,0}}{dt} = & p_{(r-1),v+0,0}(t)\lambda_1 + p_{r,(v-1)+0,0}(t)\lambda_2 - \left( \lambda_1 + \lambda_2 + \right. \\ & \left. + \mu(r+v) \right) p_{r,v+0,0}(t) + \\ & + \mu [p_{(r+1),v+0,0}(t)(r+1) + p_{r,(v+1)+0,0}(t)(v+1)] \end{aligned} \quad (4)$$

Для  $x_{0,n+0,0}$ :

$$\begin{aligned} \frac{dp_{0,n+0,0}}{dt} = & -(n\mu + \lambda_1 + \lambda_2) p_{0,n+0,0}(t) + \lambda_2 p_{0,n-1+0,0}(t) + \\ & + \mu p_{0,n+0,1}(t). \end{aligned} \quad (5)$$

Для  $x_{n,0+0,0}$ :

$$\begin{aligned} \frac{dp_{n,0+0,0}}{dt} = & \lambda_1 p_{(n-1),0+0,0}(t) - (n\mu + \lambda_1 + \lambda_2) p_{n,0+0,0}(t) + \\ & + \mu [p_{n,1+0,0}(t) + p_{(n-1),1+0,0}(t)] \end{aligned} \quad (6)$$

Для  $x_{n,0+m,0}$ :

$$\frac{dp_{n,0+m,0}}{dt} = \lambda_1 p_{n,0+(m-1),0}(t) - (n\mu + \lambda_2) p_{n,0+m,0}(t). \quad (7)$$

Для  $x_{n,0+0,m}$ :

$$\frac{dp_{n,0+0,m}}{dt} = \lambda_2 p_{n,0+0,(m-1)}(t) - (n\mu + \lambda_2) p_{n,0+0,m}(t). \quad (8)$$

Для  $x_{0,n+m,0}$ :

$$\frac{dp_{0,n+m,0}}{dt} = \lambda_1 p_{n,0+(m-1),0}(t) - (n\mu + \lambda_2) p_{0,n+m,0}(t). \quad (9)$$

Для  $x_{0,n+0,m}$ :

$$\frac{dp_{0,n+0,m}}{dt} = \lambda_2 p_{0,n+0,(m-1)}(t) - n\mu p_{0,n+0,m}(t). \quad (10)$$

Для  $x_{r,v+or,ov}$  ( $r+v=n$ ,  $or+ov < m$ ,  $0 < r < m$ ,  $0 < v < m$ ):

$$\begin{aligned} \frac{dp_{r,v+or,ov}}{dt} = & \lambda_2 p_{r,v+or,(ov-1)}(t) + \lambda_1 p_{r,v+(or-1),ov}(t) - \\ & - (\lambda_1 + \lambda_2 + \mu(r+v)) p_{r,v+or,ov}(t) + \mu (r p_{r,v+(or+1),ov}(t) + v p_{r,v+or,(ov+1)}(t)). \end{aligned} \quad (11)$$

Для  $x_{r,v+or,ov}$  ( $r+v=n$ ,  $or+ov=m$ ,  $0 < r < m$ ,  $0 < v < m$ ):

$$\frac{dp_{r,v+or,ov}(t)}{dt} = \lambda_1 p_{r,v+(or-1),ov}(t) + \lambda_2 \left[ p_{r,v+or,(ov-1)}(t) + p_{(r+1),(v-1)+or,ov}(t) \right] - (\lambda_2 + \mu(r+v)) p_{r,v+or,ov}(t). \quad (12)$$

Составив систему из уравнений (1)—(12) и указав начальные условия

$$p_{0,0+0,0}(t) = 1, \quad p_{1,0+0,0}(t) = p_{0,1+0,0}(t) = \dots = p_{r,v+or,ov}(t) = 0, \quad (13)$$

интегрированием можно получить значения всех вероятностей при любых значениях  $n$  и  $m$ . Полученные вероятности характеризуют среднюю загрузку системы и её изменение с течением времени. В частности  $p_{0,n+0,m}$  соответствует наихудшему случаю, когда любая поступившая заявка получит отказ в обслуживании.

Поскольку планируется, что серверная часть будет работать постоянно, то будет интересным предельный установившийся режим обслуживания заявок, т.е. при  $t \rightarrow \infty$ . Поскольку такой режим существует для любой системы с отказами [1], найдём пределы рассматриваемых вероятностей. Для этого заменим в системе уравнений (1) — (12) производные нулями, а вероятности — соответствующими пределами этих вероятностей.

Тогда получим систему не дифференциальных, а алгебраических уравнений (14).

$$\left. \begin{aligned} & -p_{0,0+0,0}[\lambda_1 + \lambda_2] + \mu[p_{1,0+0,0} + p_{0,1+0,0}] = 0, \\ & \lambda_1 p_{0,0+0,0} - (\lambda_1 + \lambda_2 + \mu)p_{1,0+0,0} + \mu[2p_{2,0+0,0} + p_{1,1+0,0}] = 0, \\ & \dots \\ & \lambda_1 p_{(k-1),0+0,0} - (\lambda_1 + \lambda_2 + k\mu)p_{k,0+0,0} + \mu[p_{(k+1),0+0,0}(k+1) + p_{k,1+0,0}] = 0 \\ & (0 < k < n), \\ & \lambda_2 p_{0,0+0,0} - (\lambda_1 + \lambda_2 + \mu)p_{0,1+0,0} + \mu[2p_{0,2+0,0} + p_{1,1+0,0}] = 0, \\ & \dots \\ & \lambda_2 p_{0,(k-1)+0,0} - (\lambda_1 + \lambda_2 + k\mu)p_{0,k+0,0} + \mu[p_{0,(k+1)+0,0}(k+1) + p_{1,k+0,0}] = 0 \\ & (0 < k < n), \\ & p_{(r-1),v+0,0}\lambda_1 + p_{r,(v-1)+0,0}\lambda_2 - (\lambda_1 + \lambda_2 + \mu(r+v))p_{r,v+0,0} + \\ & + \mu[p_{(r+1),v+0,0}(r+1) + p_{r,(v+1)+0,0}(v+1)] = 0, \\ & -(n\mu + \lambda_1 + \lambda_2)p_{0,n+0,0} + \lambda_2 p_{0,n-1+0,0} + \mu p_{0,n+0,1} = 0, \\ & \lambda_1 p_{(n-1),0+0,0} - (n\mu + \lambda_1 + \lambda_2)p_{n,0+0,0} + \mu[p_{n,1+0,0} + p_{(n-1),1+1,0}] = 0, \\ & \lambda_1 p_{n,0+(m-1),0} - (n\mu + \lambda_2)p_{n,0+m,0} = 0, \\ & \lambda_2 p_{n,0+0,(m-1)} - (n\mu + \lambda_2)p_{n,0+0,m} = 0, \\ & \lambda_1 p_{n,0+(m-1),0} - (n\mu + \lambda_2)p_{0,n+m,0} = 0, \\ & \lambda_2 p_{0,n+0,(m-1)} - n\mu p_{0,n+0,m} = 0, \\ & \lambda_2 p_{r,v+or,(ov-1)} + \lambda_1 p_{r,v+(or-1),ov} - (\lambda_1 + \lambda_2 + \mu(r+v))p_{r,v+or,ov} + \\ & + \mu(r p_{r,v+(or+1),ov} + v p_{r,v+or,(ov+1)}) = 0, \\ & \lambda_1 p_{r,v+(or-1),ov} + \lambda_2 [p_{r,v+or,(ov-1)} + p_{(r+1),(v-1)+or,ov}] - \\ & - (\lambda_2 + \mu(r+v))p_{r,v+or,ov} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Решение системы алгебраических уравнений (14) позволит определить работу серверной части в установившемся режиме при заданном числе каналов обслуживания, мест в очереди, плотности потока заявок и времени обслуживания. Однако даже для небольших значений  $n$  и  $m$  число уравнений в системе (14) становится слишком большим, так, для  $n = 1$  и  $m = 1$ , число уравнений равно 7. Поэтому для успешного решения системы уравнений необходимо использовать численные методы решения систем линейных уравнений.

К этим уравнениям необходимо добавить условие

$$\sum_{r,v,or,ov} p_{r,v+or,ov} = 1. \quad (15)$$

Решение данной системы с помощью численных методов [2] позволит для наихудшего случая  $P_{отказ} = P_{0,n+0,m}$  определить, позволяют ли заданные значения  $n$  и  $m$  избежать потери заявок при заданных интенсивностях поступления и обработки. Варьируя  $n$  и  $m$ , можно найти такие их значения, которые наилучшим образом обеспечат работу ситуационного центра.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. — М.: Наука, 1969. — 576 с.
2. Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М. Численные методы. — М.: Лаборатория базовых знаний, 2000. — 624 с.

#### СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ СТАТЬИ:

Пьянков Олег Викторович. Старший преподаватель кафедры ТКС. Кандидат технических наук, доцент.

E-mail: pyankovov@vimvd.ru

Россия, 394065, Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. 8-904-210-34-19.

Щербакowa Ирина Владимировна. Преподаватель кафедры ОДПВО. Кандидат технических наук.

E-mail: zimorodok2007@rambler.ru

Россия, 394065, Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (4732) 371-610.

Pyankov Oleg Victorovich. Senior lecturer of the Telecommunication Systems chair. Candidate of technical sciences, assistant professor.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. 8-904-210-34-19.

Shcherbakova Irina Vladimirovna. Lecturer of the ODPVO chair. Candidate of technical sciences.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. 8-920-211-24-46.

**Ключевые слова к статье:** система массового обслуживания; вероятность отказа; приоритет обслуживания.

**Key words:** queuing system; probability of refusal; service priority.

**УДК 519.2**



**Н.В. Боковая,**  
кандидат технических наук, доцент,  
Воронежский филиал ГОУ ВПО  
«Российский государственный  
торгово-экономический университет»

## **АДАПТИВНЫЕ СХЕМЫ АГРЕГИРОВАНИЯ КРИТЕРИЕВ В ЗАДАЧАХ ВЕКТОРНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ**

### **ADAPTIVE SCHEMES OF CRITERIA AGGREGATION IN PROBLEMS OF VECTOR OPTIMIZATION**

*Рассматриваются стратегии настройки весовых коэффициентов критериев в адаптивных алгоритмах векторной оптимизации.*

*Strategies of criteria weight coefficients adjustment in the adaptive vector optimization algorithms are considered.*

Решение практических задач оптимального проектирования сложных систем связано с множественностью требований к характеристикам проектируемых объектов, что приводит к постановке задачи векторной оптимизации:

$$f_i(X) \rightarrow \min_{X \in D}, \quad i = \overline{1, m}, \quad (1)$$

где  $X = (x_1, \dots, x_n)$  — вектор варьируемых параметров модели;  $f_i(X)$  — частные критерии оптимальности;  $D$  — область допустимых решений.

Наличие множества разнородных и противоречивых критериев  $f_i(X)$  заставляет рассматривать задачу (1) в целом как слабоструктуризованную [1]. Такие задачи характерны отсутствием априорной информации, позволяющей объективно определить наилучший компромисс между локальными критериями. Это приводит к необходимости получения и обработки в ходе оптимизационного процесса дополнительной информации, которой располагает лицо, принимающее решение (ЛПР). Для алгоритмизации многокритериальных задач, характеризующихся низким уровнем априорной формализации, перспективным является развивающийся в последние годы адаптивный подход, основанный на идее выявления в интерактивном режиме предпочтений ЛПР одновременно с исследованием допустимого множества вариантов и поиском опти-

мального решения. Средством реализации такого подхода являются адаптивные человеко-машинные процедуры [1,2,3], реализующие стратегию последовательного уточнения решения посредством перехода на каждой  $N$ -й итерации от текущей альтернативы  $X^N$  к последующей  $X^{N+1}$  с учётом информации, получаемой от ЛПР.

В настоящее время разработано довольно большое количество человеко-машинных процедур многокритериальной оптимизации. При этом особый интерес представляют алгоритмические процедуры, реализующие рандомизированные стратегии принятия оптимальных решений [4,5,6]. В данных алгоритмах предпочтения ЛПР в ходе оптимального выбора связываются с перестройкой вероятностных характеристик привлечения критериев к оптимизационному процессу.

В рандомизированных алгоритмах многокритериальной оптимизации на основании имеющегося набора локальных критериев  $f_i(X)$ ,  $i = \overline{1, m}$  неопределенность в задании обобщённого показателя качества отражается в рандомизации выбора отдельных целевых функций как возможного критерия оптимальности.

Обобщённый показатель можно сформулировать в виде [4]:

$$M_V\{f_V(X)\} = \sum_{i=1}^m p_i f_i(X) \rightarrow \min_{X \in D}, \quad (2)$$

$$\sum_{i=1}^m p_i = 1, p_i \geq 0, i = \overline{1, m},$$

где  $V$  — случайная величина, значения которой соответствуют номерам критериев, а величины  $p_1, \dots, p_m$  — вероятностям их привлечения к оптимизационному процессу. При этом процессе оптимизации осуществляется адаптивная перестройка вероятностных характеристик  $p_1, \dots, p_m$  на основании информации, полученной от ЛПР.

Решение задач векторной оптимизации на основе рандомизированных алгоритмов осуществляется по двухуровневой оптимизационной схеме [4,5,6]. Первый уровень связан с адаптивной итерационной настройкой вероятностей  $p_i^N$ . Настройка вероятностей осуществляется в процессе последовательного решения локальных оптимизационных задач по схеме главного критерия:

$$f_t(X) \rightarrow \min_{X \in D^N},$$

$$D^N = \{X \mid X \in D; f_i(X) \leq q_i^N, i = \overline{1, m}, i \neq t\}, \quad (3)$$

где  $f_t(X)$  — критерий оптимальности, которому соответствует максимальная вероятность  $p_t^N = \max p_i^N$ ,  $i = \overline{1, m}$ ;  $q_i^N$  — пороговые значения остальных показателей.

Результаты текущего шага оптимизационного процесса оцениваются ЛПР, на основании чего осуществляется пересчёт значений вероятностей  $p_i^N$  и выбор нового главного критерия. Итерационный процесс настройки вероятностей  $p_i^N$  и смены критериев осуществляется до достижения установившихся значений вероятностей  $p_i^*$ .

На втором уровне производится агрегирование локальных критериев в обобщённый показатель  $F(X)$  и решение соответствующей оптимизационной задачи:

$$F(X) = \sum_{i=1}^m p_i^* f_i(X) \rightarrow \min_{X \in D}. \quad (4)$$

Здесь  $\hat{f}_i(X)$  — нормированные критерии, определяемые следующим образом:

$$f_i(X) = \frac{f_i(X) - f_i^{\min}(X)}{f_i^{\max}(X) - f_i^{\min}(X)}, \quad (5)$$

где  $f_i^{\min}(X)$  и  $f_i^{\max}(X)$  — минимальное и максимальное значения локальных критериев в области допустимых решений [4,5].

Итерационную перестройку вероятностей  $p_i$  привлечения критериев к оптимизационному процессу в работах [5,6] предлагается осуществлять по следующей схеме:

$$p_i^{N+1} = \frac{p_i^N + w_i^N \lambda^N}{1 + \lambda^N}, \quad i = 1, \dots, m, \quad (7)$$

где  $N$  — номер итерации, а значения параметров  $w_i^N$  и  $\lambda^N$  определяются при решении задачи в диалоге с ЛПР. При этом стратегии настройки данных параметров зависят от информации, которой располагает ЛПР в процессе оптимизации.

Обобщённая алгоритмическая схема содержит основные этапы:

1. Определяется начальное распределение вероятностей  $p_i^0$  при отсутствии априорной информации  $p_i^0 = \frac{1}{m}, i = \overline{1, m}$ . При этом  $N=0$ , где  $N$  — номер итерации.

2. Для оптимизации выбирается критерий, которому соответствует максимальная вероятность  $p_i^N : p_t^N = \max p_i^N, i = \overline{1, m}$  (при одинаковых значениях вероятностей критерий выбирается случайным образом).

3. По остальным показателям  $f_i(X), i = \overline{1, m}, i \neq t$  устанавливаются или корректируются пороговые значения  $q_i^N$ .

4. Формулируется и решается оптимизационная задача

$$\begin{aligned} f_t(X) &\rightarrow \min_{X \in D^N}, \\ D^N &= \{X \mid X \in D; f_i(X) \leq q_i^N, i = \overline{1, m}, i \neq t\}. \end{aligned} \quad (8)$$

В результате оптимизации по выбранному показателю  $f_t^N(X)$  и вычисления в полученной оптимальной точке  $X^{t*}$  значений остальных критериев формируется вектор:

$$Z^N = (f_1^N(X^{t*}), \dots, f_m^N(X^{t*})).$$

5. ЛПР производит оценку полученного решения. Если результат удовлетворяет ЛПР (по всем показателям достигнуты удовлетворительные значения), то решение задачи окончено (при этом полагаем  $X^* = X^{t*}$ , где  $X^*$  — решение исходной задачи). Если результат неудовлетворительный, осуществляется переход к шагу 6.

6. На основе анализа текущей проектной ситуации ЛПР предоставляет информацию о своих предпочтениях, которая является основой для последующей перестройки вероятностей  $p_i^N$ .

7. На основе информации от ЛПР осуществляется корректировка вероятностей  $p_i^N$  по схеме (7).

8. Производится анализ стабилизации значений вероятностей. При этом возможны следующие варианты:

8.1. Анализ с участием ЛПР. При этом в ходе оптимизационного процесса осуществляется графическая визуализация динамики изменения вероятностей, что визуально регистрируется ЛПР.

8.2. Вычисление среднеквадратичных отклонений вероятностей на нескольких последних шагах оптимизационного процесса

$$\sigma_i^2 = \frac{\sum_{k=N-s}^N (p_i^k - \bar{p}_i)^2}{s}, \quad \bar{p}_i = \frac{\sum_{k=N-s}^N p_i^k}{s}, \quad i = 1, \dots, m,$$

где  $s$  — число последних шагов для проверки стабилизации значений вероятностей.

Если  $\sigma_i^2 < \varepsilon$ ,  $i = \overline{1, m}$ , где  $\varepsilon$  — максимально возможная степень разброса, то вероятности приняли установившиеся значения.

9. Если вероятности стабилизировались, осуществляется аддитивная свертка и оптимизация с использованием агрегированного показателя (4). В противном случае происходит переход к шагу 2 ( $N = N + 1$ ).

Структурная схема рассмотренного алгоритма векторной оптимизации представлена на рисунке. Она имеет обобщенный характер и может быть конкретизирована в зависимости от информации, предоставляемой ЛПР в ходе оптимизационного процесса. Рассмотрим альтернативные стратегии перестройки вероятностных характеристик в итерационной процедуре (7) в соответствии с информацией о предпочтениях ЛПР.

1. ЛПР на основе анализа текущей информации выделяет критерий  $f_t(X)$ , значение которого, по его мнению, должно быть уменьшено в первую очередь. Тогда параметр  $w_i^N$  итерационной процедуры (7) можно определять по схеме:

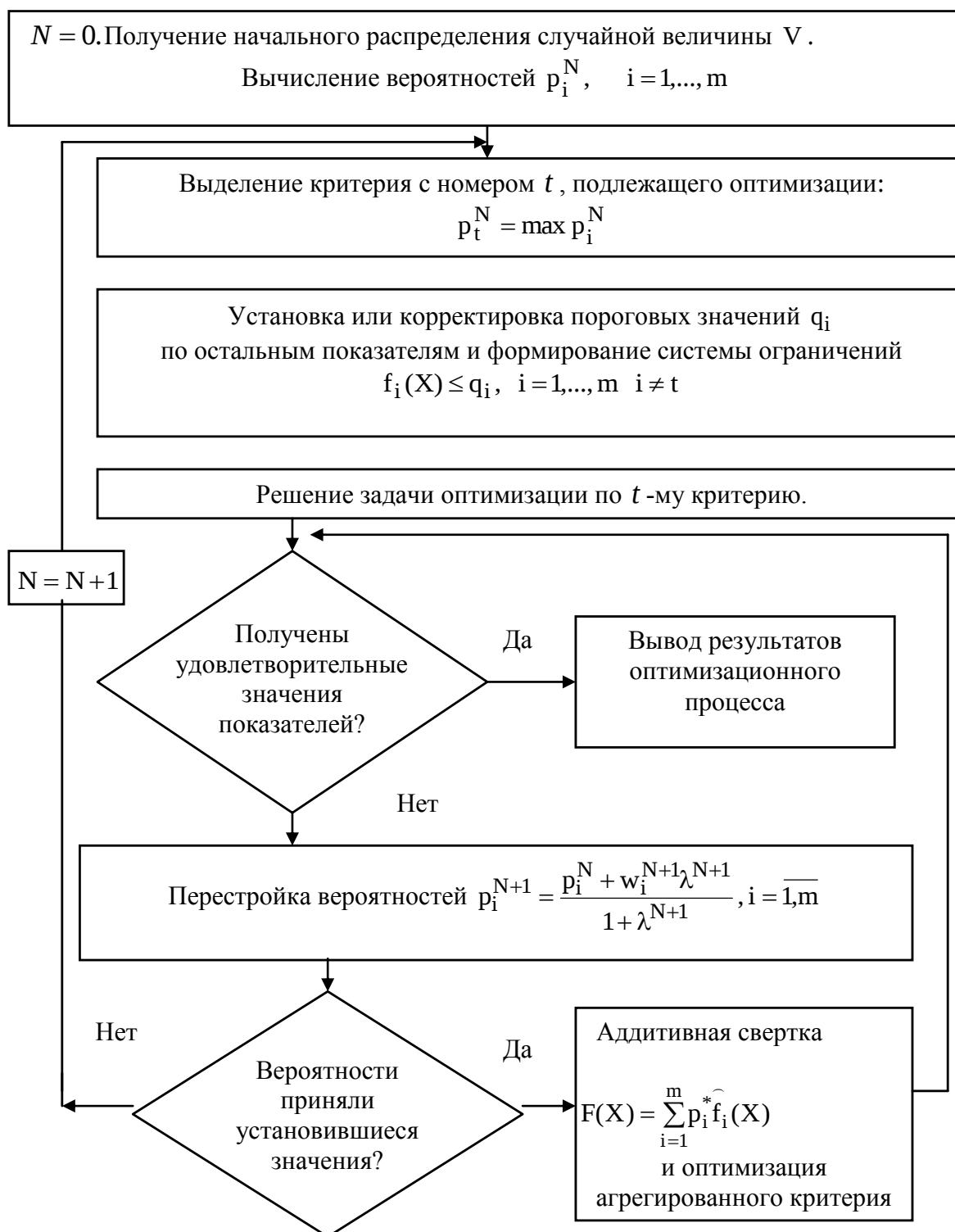
$$w_t^N = 1, \quad w_i^N = 0 \quad \forall i = \overline{1, m}, i \neq t.$$

2. ЛПР на  $N$ -м шаге оптимизации может осуществить упорядочивание показателей по важности. Данной ситуации соответствует следующий способ настройки параметра  $w_i^N$ :

$$w_i^N = \sigma^{m-i} / \sum_{j=0}^{m-1} \sigma^j,$$

где  $\sigma > 1$  — параметр, определяемый экспертным путём и характеризующий степень предпочтительности критериев. При этом будет выполняться условие:

$$w_i^N / w_{i+1}^N = \sigma.$$



Алгоритмическая схема векторной оптимизации

3. ЛПР выделяет среди  $m$  критериев оптимальности такие  $r$  критериев, которые должны быть улучшены в первую очередь. При этом все множество индексов критериев  $J = \{1, \dots, m\}$  разбивается на две группы:  $J_1$  — индексы существенных критериев;  $J_2$  — индексы второстепенных критериев. Параметры  $w_i^N$  в данном случае предлагается определять следующим образом:

$$w_j^N = \frac{1}{m} + \frac{m-r}{mr^2}, \quad j \in J_1; \quad w_i^N = \frac{1}{m} - \frac{1}{mr}, \quad i \in J_2.$$

При этом если среди критериев первой группы может быть выделен главный критерий  $f_k(X)$ , для пересчёта параметров  $w_j^N$  может быть предложена процедура:

$$w_j^N = s \cdot \frac{1}{h-1+\sigma}, \quad h = |J_1|, \quad j \in J_1, \quad j \neq k, \quad w_k^N = s \cdot \frac{\sigma}{h-1+\sigma},$$

где  $h$  — количество существенных критериев,  $\sigma$  — степень предпочтительности  $k$ -го критерия, а параметр  $s$  определяется в виде:

$$s = \frac{r^2 + m - r}{mr}.$$

Перед использованием данной процедуры необходимо произвести нумерацию критериев внутри первой группы от 1 до  $h$ .

Если критерии первой группы можно упорядочить по важности, предлагается следующая схема настройки параметров:

$$w_i^N = s \cdot \frac{\sigma^{h-i}}{\sum_{j=0}^{h-1} \sigma^j}, \quad \text{где } s = \frac{r^2 + m - r}{mr}, \quad h = |J_1|.$$

4. ЛПР не располагает информацией о предпочтительности критериев и испытывает затруднения в предоставлении оценок на этапе диалога. В данном случае может быть использована процедура:

$$w_i^N = \frac{\gamma_i^N}{\sum_{j=1}^m \gamma_j^N}, \quad \text{где } \gamma_j^N = \left| \frac{f_j^{N-1} - f_j^N}{f_j^*} \right|.$$

Здесь  $f_j^*$  —  $j$ -й нормирующий делитель. При этом значение параметра  $w_i^N$  пропорционально изменению значений критериев оптимальности на данном шаге итерационного процесса.

Определение параметра  $\lambda$  в итерационной процедуре настройки вероятностей (7) целесообразно осуществлять по эвристической схеме, предложенной в работах [4,5]. При этом если ЛПР на двух последовательных шагах итерационного процесса отдаёт предпочтение одному и тому же критерию  $f_t$ , то данное обстоятельство указывает на необходимость повышения значимости данного показателя в ходе поиска за счет увеличения  $\lambda^N$ :

$$\lambda^N = \lambda^{N-1} \exp\left(\frac{1}{N} R^N\right).$$

При этом  $R^N = 1$ , если на  $N$ -й и  $(N-1)$ -й итерациях в качестве главного показателя выбирался один и тот же критерий  $t$ ;  $R^N = -1$  в противном случае.

Таким образом, разнообразие форм информации, получаемой от ЛПР в ходе оптимизационного процесса, приводит к формированию различных алгоритмических процедур, построенных в рамках обобщенной рандомизированной схемы многокритериальной оптимизации. Это открывает возможности для модульной организации соответствующей алгоритмической базы векторной оптимизации с возможностью выбора наиболее приемлемого варианта вычислительной процедуры в зависимости от свойств решаемой задачи оптимального проектирования и уровня информированности ЛПР.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Ларичев О.И. Свойства методов принятия решений в многокритериальных задачах индивидуального выбора // Автоматика и телемеханика. — 2002. — №2. — С. 146—157.
2. Анохин А.М., Глотов В.А. Методы определения коэффициентов важности критериев // Автоматика и телемеханика. — 1997. — № 8. — С. 3—35.
3. Растринин Л.А., Эйдук Я.Ю. Адаптивные методы многокритериальной оптимизации // Автоматика и телемеханика. — 1985. — №1. — С. 5—25.
4. Фролов В.Н., Львович Я.Е., Меткин Н.П. Автоматизированное проектирование технологических процессов и систем производства РЭС. — М.: Высш. шк., 1991. — 463 с.
5. Батищев Д.И., Львович Я.Е., Фролов В.Н. Оптимизация в САПР. — Воронеж: Изд-во ВГУ, 1997. — 416 с.
6. Каплинский А.И., Руссман И.Б., Умывакин В.М. Моделирование и алгоритмизация слабоформализованных задач выбора наилучших вариантов систем. — Воронеж: Изд-во ВГУ, 1990. — 234 с.

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРЕ СТАТЬИ:

Боковая Нелли Викторовна. Заместитель директора по учебной работе. Кандидат технических наук, доцент.

Воронежский филиал ГОУ ВПО «Российский государственный торгово-экономический университет».

E-mail bokovaya@vfrsute.ru

Россия, 394030, г. Воронеж, ул. К. Маркса, д. 67а. Тел. (4732) 512-227.

Bokovaya Nelly Victorovna. Deputy head on academic work. Candidate of technical sciences, assistant professor.

Voronezh Branch of Russian State University of Trade and Economics.

Work address: Russia, 394030, Voronezh, K. Marks str., 67a. Tel.(4732)512-227.

**Ключевые слова к статье:** векторная оптимизация; рандомизированные алгоритмы; адаптивный подход.

**Key words:** vector optimization; randomized algorithms; adaptive approach.

УДК 681.3

## ИНСТРУКЦИЯ ПО ОФОРМЛЕНИЮ СТАТЬИ

---

И. И. Иванов, П. П. Петров, С.С. Сидоров

### НАЗВАНИЕ СТАТЬИ НА РУССКОМ ЯЗЫКЕ

### НАЗВАНИЕ СТАТЬИ НА АНГЛИЙСКОМ ЯЗЫКЕ

*Настоящая инструкция одновременно является примером оформления статьи, подготовленной в «Вестник Воронежского института МВД России». В ней содержатся требования, предъявляемые к форматированию текста, оформлению библиографического описания, а также примеры составления ключевых слов и сведений об авторах<sup>1</sup>.*

*Аннотация на английском языке<sup>2</sup>*

1. Статья представляется в одном экземпляре, заверенном подписью автора(-ов) с обратной стороны первой страницы, отпечатанном на одной стороне листов формата А4 (210х297 мм) на лазерном принтере.

Статья должна быть снабжена аннотациями на русском и английском языках. К статье должна быть приложены сведения об авторах на русском и английском языках с указанием Ф.И.О., места работы (название организации в именительном падеже), занимаемой должности, учёной степени, учёного звания и полного почтового (служебного и домашнего) адреса (*пример см. ниже*), а также **адреса электронной почты**.

Статья должна быть снабжена фотографией автора(-ов) со следующими параметрами: формат — **\*.tif**, разрешение — **200 dpi** (точек на дюйм), физический размер — **4,5 х 6 см**; иметь в названии файла фамилию автора, *например*: Ivanov.tif.

К статье также прилагается список ключевых слов на русском и английском языках, наиболее полно характеризующий её тематику (*пример см. ниже*). В соответствии с тематикой статьи автором указывается её **УДК**.

Предоставляемая электронная версия статьи в виде файла MS Word в формате **\*.doc** должна соответствовать распечатке и включать вышеперечисленные сведения об авторе(-ах) и ключевые слова. Файл должен иметь в названии фамилию автора(-ов), *например*: Ivanov.doc, Ivanov-Petrov.doc.

К статье прилагаются следующие сопроводительные документы:

1) выписка из протокола заседания кафедры (при ее наличии по месту работы автора) с рекомендацией к опубликованию;

2) экспертное заключение об отсутствии сведений, запрещенных к опубликованию в открытой печати, заверенное гербовой печатью учреждения;

---

<sup>1</sup> Аннотация к статье на русском языке.

<sup>2</sup> Аннотация на английском языке составляется автором и приводится в обязательном порядке.

3) внешняя (по отношению к месту работы автора) рецензия, подготовленная специалистом, имеющим соответствующую научную квалификацию в данной области, заверенная в установленном порядке.

2. Объем статьи не должен превышать:

- по направлениям «Юриспруденция», «Профессиональная подготовка кадров для органов внутренних дел», «Психология, философия, история органов внутренних дел» — **12 стр.**;

- по направлениям «Радиотехника», «Информационная безопасность» — **9 стр.**

3. Все поля на страницах должны быть одинаковы и равны **25 мм**. Номера страниц не проставляются.

4. Статья должна быть набрана шрифтом нормальной жирности, прямого начертания гарнитуры Times New Roman и с одинарным межстрочным интерлиньяжем (интервалом). Абзацный отступ должен быть одинаков и равен **1,25 см**.

Кегль (размер) основного шрифта должен быть равен:

- для статей по направлениям «Юридические науки», «Гуманитарные науки», «Психология и педагогика» — **14 пунктов**;

- для статей по направлениям «Радиотехнические науки», «Информационная безопасность» — **12 пунктов** (в т.ч. — в формулах, подготовленных при помощи формульного редактора MS Equation).

5. Рисунки и таблицы (кегель используемого шрифта — **12 пунктов**) должны быть размещены в тексте после абзацев, содержащих ссылки на них.

Таблица 1  
Заголовок таблицы

| Боковик<br>таблицы | Головка<br>таблицы |       |       |       |
|--------------------|--------------------|-------|-------|-------|
|                    | Текст              | Текст | Текст | Текст |

Размещение таблиц, рисунков, диаграмм, схем и другого иллюстративного материала на страницах с альбомной (горизонтальной) ориентацией не допускается. **Графики, диаграммы не должны иметь сплошную (в т.ч. цветную) заливку.**

Размеры рисунков должны быть по возможности минимальны, но обеспечивать их дальнейшее качественное полиграфическое воспроизведение.

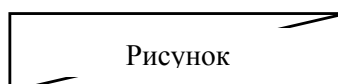


Рис. 1. Название рисунка

Отступ от рисунка до текста сверху и снизу должен быть равен 10 мм. Подписная подпись ставится по центру страницы без абзацного отступа. Рисунки

должны выполняться средствами MS Word, иметь общую группировку всех объектов, входящих в него, быть центрированы относительно полосы набора.

6. Название статьи набирается на русском и английском языках **полужирным шрифтом ЗАГЛАВНЫМИ БУКВАМИ** без абзацного отступа и центрируется относительно полосы набора.

7. Единицы физических величин должны соответствовать системе единиц СИ. Названия химических элементов в тексте пишутся полностью.

8. Формулы подготавливаются при помощи формульного редактора MS Equation. Нумерация формул осуществляется арабскими цифрами в круглых скобках, выровненными по правому краю текста, *например*:

$$A = B + C : (2K^2 + n_3). \quad (1)$$

9. Нумерация ссылок на литературу осуществляется арабскими цифрами в квадратных скобках, *например*: «Как указано П.П. Петровым [2], данный эффект проявляется при ...».

10. Библиография должна быть оформлена в соответствии с ГОСТ Р 7.05.- 2008 «Библиографическая ссылка». Список использованной литературы, на которую ссылается автор, приводится в конце статьи (*см. пример ниже*). **Сноски (как внизу каждой страницы, так и в конце статьи) не допускаются.**

**11. Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.**

## ПРИМЕР ОФОРМЛЕНИЯ СПИСКА ЛИТЕРАТУРЫ

### ЛИТЕРАТУРА

1. Иванов И.И. Физика. — М.: Наука, 1985. — 167 с. (*указывается автор, место издания, издательство, год выпуска, общее количество страниц в книге*).

2. Математика / под ред. П.П. Петрова. — М.: Высшая школа, 1993. — 125 с. (*указывается, под чьей редакцией осуществлён выпуск издания*).

3. Сидоров С.С., Антонов А.А. Проблемы воспитания несовершеннолетних // Милиция. — 1997. — № 2. — С.25—26. (*указываются авторы, название статьи, сведения об ответственности, периодическое издание (журнал или газета), год выпуска и номер издания, номера страниц, где опубликован материал*).

4. Курс общей физики: учеб. пособие для студентов втузов. — 2-е изд., перераб. — Т. 1. Механика / под общ. ред. П.П. Попова. — М.: Наука, 1987. — 345 с. (*указываются вид многотомного издания и название отдельного тома*)

5. Ковалев К.К. Оборудование с пневмовакуумным приводом: дис. ... канд. техн. наук. — М., 1982. — 212 с. (*ссылка на диссертацию*).

## ПРИМЕР ОФОРМЛЕНИЯ СВЕДЕНИЙ ОБ АВТОРАХ

### СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРЕ(-АХ) СТАТЬИ<sup>3</sup>:

Иванов Иван Иванович. Профессор кафедры теоретической физики. Доктор физико-математических наук, доцент.

Воронежский государственный педагогический университет.

E-mail: aspo@vspu.ac.ru

Россия, 394006, г. Воронеж, ул. Ленина, 86. Тел. (4732) 208-916.

Петров Петр Петрович. Доцент кафедры гражданского, трудового и финансового права. Кандидат юридических наук, доцент.

Воронежский институт МВД России.

E-mail: vorhmscl@comch.ru

Россия, 394065, Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (4732) 312-651.

Сидоров Сергей Сергеевич. Преподаватель кафедры организации деятельности подразделений вневедомственной охраны.

Воронежский институт МВД России.

E-mail: vorhmscl@comch.ru

Россия, 394065, Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (4732) 476-472.

Ivanov Ivan Ivanovich. Professor of the chair of Theoretical Physics. Doctor of sciences (physics and mathematics), assistant professor.

Voronezh State Pedagogical University.

Work address: Russia, 394006, Voronezh, Lenin str., 86. Tel. (4732) 208-916.

Petrov Pyotr Petrovich. Assistant professor of the chair of Civil, Labor and Financial Law. Candidate of sciences (jurisprudence / law), assistant professor.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (4732) 312-651.

Sidorov Sergey Sergeyevich. Lecturer of the chair of Organization of Activity of Non-department Units.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (4732) 315-972.

**Ключевые слова к статье:** фазоманипулированный сигнал; мешающие сигналы; фазовый детектор; алгоритм обработки.

**Key words:** phase-manipulated signal; interfering signals; phase detector; processing algorithm.

УДК 517.9 (указывается автором).

Домашний почтовый адрес (полностью)<sup>4</sup>:

Подпись(-и), дата \_\_\_\_\_ «\_\_» \_\_\_\_\_ 200\_\_ г.

---

<sup>3</sup> Оформляются на отдельном листе и включаются в состав основного файла. Не входит в объём статьи.

<sup>4</sup> Сведения о домашнем адресе в «Вестнике» не публикуются.