

# ИНФОРМАЦИОННО- УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

4(65)/2013

# ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

**Учредитель**

ООО «Информационно-управляющие системы»

**Главный редактор**

М. Б. Сергеев,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

**Зам. главного редактора**

Е. А. Крук,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

**Ответственный секретарь**

О. В. Муравцова

**Редакционный совет:**

**Председатель** А. А. Оводенко,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ  
В. Н. Васильев,  
чл.-корр. РАН, д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

В. Н. Козлов,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Б. Мейер,  
д-р наук, проф., Цюрих, Швейцария

Ю. Ф. Подоплекин,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

В. В. Симаков,  
д-р техн. наук, проф., Москва, РФ

Л. Фортуна,  
д-р наук, проф., Катания, Италия

А. Л. Фрадков,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Л. И. Чубраева,  
чл.-корр. РАН, д-р техн. наук, С.-Петербург, РФ

Ю. И. Шокин,  
акад. РАН, д-р физ.-мат. наук, проф., Новосибирск, РФ

Р. М. Юсупов,  
чл.-корр. РАН, д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

**Редакционная коллегия:**

В. Г. Анисимов,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Б. П. Безручко,  
д-р физ.-мат. наук, проф., Саратов, РФ

Н. Блаунштейн,  
д-р физ.-мат. наук, проф., Беэр-Шева, Израиль

А. Н. Дудин,  
д-р физ.-мат. наук, проф., Минск, Беларусь

А. И. Зейфман,  
д-р физ.-мат. наук, проф., Вологда, РФ

В. Ф. Мелехин,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

А. В. Смирнов,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

В. И. Хименко,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

А. А. Шальто,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

А. П. Шепета,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

З. М. Юлдашев,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

**Редактор:** А. Г. Ларионова

**Корректор:** Т. В. Звертановская

**Дизайн:** С. В. Барашкова, М. Л. Черненко

**Компьютерная верстка:** С. В. Барашкова

**Адрес редакции:** 190000, Санкт-Петербург,

Б. Морская ул., д. 67, ГУАП, РИЦ

Тел.: (812) 494-70-02, e-mail: 80x@mail.ru, сайт: www.i-us.ru

Журнал зарегистрирован в Министерстве РФ по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций. Свидетельство о регистрации ПИ № 77-12412 от 19 апреля 2002 г. Перерегистрирован в Роскомнадзоре. Свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-49181 от 30 марта 2012 г.

Журнал входит в «Перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертации на соискание ученой степени доктора и кандидата наук».

Журнал распространяется по подписке. Подписку можно оформить через редакцию, а также в любом отделении связи по каталогу «Роспечать»: № 48060 — годовой индекс, № 15385 — полугодовой индекс.

© Коллектив авторов, 2013

**ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ И УПРАВЛЕНИЕ**

**Полончик О. Л.** Направления развития РЛС с синтезированной апертурой космического базирования 2

**ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ**

**Осипов В. Ю.** Рекуррентная нейронная сеть с двумя сигнальными системами 8

**Советов Б. Я., Цехановский В. В., Чертовской В. Д.** Исследование процесса адаптивного автоматизированного управления 16

**Бардов В. М., Обертов Д. Е.** Оценка скорости транспортных средств с использованием магнитометра 21

**МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ И ПРОЦЕССОВ**

**Сербулов Ю. С., Глухов Д. А.** Математическое моделирование рыночной ситуации ресурсного взаимодействия производственно-экономических систем 27

**КОДИРОВАНИЕ И ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ**

**Караваев А. С., Кульминский Д. Д., Пономаренко В. И., Прохоров М. Д.** Система цифровой передачи информации, маскируемой хаотическим сигналом системы с запаздыванием 30

**ИНФОРМАЦИОННЫЕ КАНАЛЫ И СРЕДЫ**

**Блаунштейн Н. Ш., Сергеев М. Б.** Иерархия размещения фемто/пико/макросот в городской среде с плотным расположением абонентов, находящихся внутри и вне помещения 36

**Савищенко Н. В.** Помехоустойчивость когерентного разнесенного приема многопозиционных сигнальных конструкций при коррелированных релейских замираниях в каналах связи 48

**Дурнев Р. А., Лукьянович А. В., Котосорова А. С.** Методический подход к обоснованию параметров текстовых сообщений для оповещения населения при чрезвычайных ситуациях 60

**Чепруков Ю. В., Соколов М. А.** Вопросы универсального синтеза импульсных многочастотных сигналов 67

**ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ**

**Комаров В. А., Глинченко А. С.** Исследование эффективности временного разделения многократных измерений в распределенных измерительно-управляющих системах 73

**УПРАВЛЕНИЕ В СОЦИАЛЬНО-ЭКОНОМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ**

**Коршунов Г. И., Поляков С. Л.** Сокращение времени производственного цикла на основе внедрения методов менеджмента и технологических инноваций 78

**Русак И. Г., Касаткина Е. В., Сайранов А. С.** Информационно-аналитическая система управления топливоснабжением региона альтернативными видами топлива 83

**КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ**

**Скуратов В. В.** Матричное умножение над полем GF(2) в защите беспроводных каналов систем управления робототехническими комплексами 88

**Соколов А. А.** Применение рангового корреляционного анализа для статистического обоснования весовых коэффициентов показателей устойчивости системы 91

**РЕЦЕНЗИИ**

**Воронов М. В.** Рецензия на монографию К. В. Григорьевой «Конфликтно-динамические системы. Часть 1: Статические и стохастические коалиционные игры» 94

**ХРОНИКА И ИНФОРМАЦИЯ**

Памяти Турнецкого Леонида Сергеевича 96

**СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ**

97

**АННОТАЦИИ**

102

ЛР № 010292 от 18.08.98.  
Сдано в набор 21.06.13. Подписано в печать 16.08.13. Формат 60×841/8.  
Бумага офсетная. Гарнитура SchoolBookC. Печать офсетная.  
Усл. печ. л. 12,6. Уч.-изд. л. 15,8. Тираж 1000 экз. Заказ

Оригинал-макет изготовлен в редакционно-издательском центре ГУАП.  
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.

Отпечатано с готовых диапозитивов в редакционно-издательском центре ГУАП.  
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.

УДК 621.396.96

## НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ РЛС С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ

**О. Л. Полончик,**

канд. техн. наук, доцент

Северный (Арктический) федеральный университет им. М. В. Ломоносова, г. Архангельск

*Проанализированы основные направления развития радиолокационных систем контроля земной поверхности космического базирования. Определена предметная область использования радиолокационных технических средств, в том числе и для решения прикладных задач развития экономики северных и арктических регионов России. Выполнена сравнительная оценка существующих способов обзора земной поверхности. Предлагается новый метод построения бортовых радиолокационных систем на базе космических аппаратов со стабилизацией вращением. Рассмотрены пути улучшения технических характеристик бортового радиолокатора.*

**Ключевые слова** — РЛС бокового обзора, диаграмма направленности, механическое сканирование, синтезирование апертуры.

### Введение

Современные бортовые радиолокационные средства представляют одно из наиболее интенсивно развивающихся направлений радиоэлектронной техники. Особое место среди них занимают бортовые радиолокаторы с синтезированием апертуры. Данные технические средства производят зондирование земной поверхности в любое время суток, сезона и года, не зависят от климатических условий и наличия облачности, что особенно важно для районов с незначительным количеством солнечных дней в году. В Российской Федерации к ним относятся обширные площади на севере страны и в Арктике, составляющие почти треть территории нашего государства, очень богатую разнообразными полезными ископаемыми, нефтью и газом.

Решение важнейших народнохозяйственных задач, таких как высокоточная оценка рельефа местности, формирование трехмерных изображений земной поверхности, исследование динамических процессов на земной и морской поверхности, возлагается на перспективные средства дистанционного зондирования Земли [1].

Особенно актуальным для решения задач устойчивого развития северных и арктических регионов является получение материалов радиолокационной съемки с высокими измерительными свойствами, обеспечивающих создание и обновление государственных топографических карт,

планов и картографической основы государственного кадастра недвижимости.

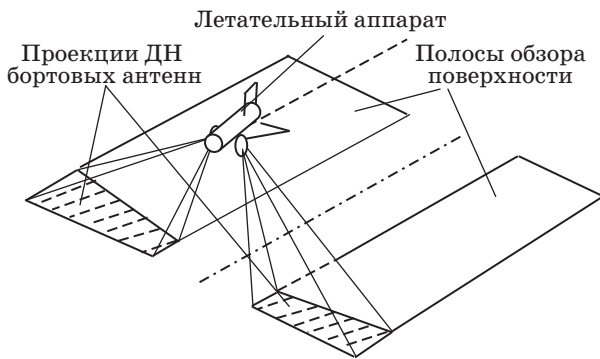
Получение информации о состоянии этих районов представляет задачу исключительной важности и позволит минимизировать материальные потери.

### История развития радиолокационных средств дистанционного зондирования Земли

Развитие бортовых радиолокационных станций (РЛС) привело к созданию радиолокационных систем кругового обзора, основным недостатком которых была низкая разрешающая способность. Дальнейшие исследования по совершенствованию РЛС обзора земной поверхности были направлены на преодоление основного ограничения в увеличении разрешающей способности, связанного с размерами антенных устройств.

Детальность радиолокационного изображения зависит от линейной разрешающей способности (разрешающей способности по дальности) радиолокатора, которая в радиальном направлении определяется зондирующим сигналом, в поперечном направлении (тангенциальная разрешающая способность) — шириной диаграммы направленности (ДН) и расстоянием до цели.

Задача увеличения разрешающей способности по дальности решается использованием зондирующих сигналов с малой длительностью им-



■ Рис. 1. Метод бокового обзора

пульсов или переходом к сложным сигналам — частотно-модулированным либо фазоманипулированным.

Повышение тангенциальной разрешающей способности достигается применением в бортовом радиолокаторе антенны, расположенной вдоль фюзеляжа самолета, или синтезированием апертуры антенны при движении летательного аппарата.

Первый путь привел к разработке радиолокаторов бокового обзора [2]. Схема реализации метода представлена на рис. 1. В таких радиолокаторах тангенциальная разрешающая способность тем выше, чем больше продольный размер фюзеляжа летательного аппарата, хотя зависимость от дальности сохраняется.

Разрешающая способность у РЛС этого типа была увеличена примерно в 10 раз по сравнению с панорамными РЛС кругового обзора. И все же эти станции по своим возможностям еще существенно уступают оптическим устройствам.

Вторым, более кардинальным путем является создание радиолокаторов с синтезированием апертуры (РСА) при поступательном движении летательного аппарата.

Огромный вклад в развитие теории РСА внесли известные отечественные ученые А. П. Реутов, Г. С. Кондратенков, П. И. Дудник, Ю. Л. Феоктистов, Н. И. Буренин, Ю. А. Мельник, В. А. Потехин и др.

### Радиолокаторы с синтезированием апертуры

Сущность метода заключается в излучении РЛС, установленной на подвижном носителе (самолете, космическом аппарате (КА) или беспилотном летательном аппарате), когерентных зондирующих сигналов, приеме соответствующих отраженных сигналов вдоль прямолинейной траектории полета носителя, их запоминании и сложении. В результате сложения принимаемых

сигналов осуществляется сжатие антенного луча и существенно повышается разрешающая способность РЛС вдоль линии пути носителя.

В зависимости от того, компенсируются или нет фазовые набеги при суммировании сигналов, различают сфокусированные и несфокусированные РСА. В первом случае обработка сводится к перемещению антенны, запоминанию сигналов, компенсации фазовых набегов и суммированию сигналов, во втором — к тем же операциям, но без компенсации фазовых набегов.

Потенциальная разрешающая способность таких станций приближается к характеристикам оптических средств наблюдения. Эти РЛС дают возможность реализовать высокую линейную разрешающую способность, независимую от дальности наблюдения и длины волны зондирующего сигнала.

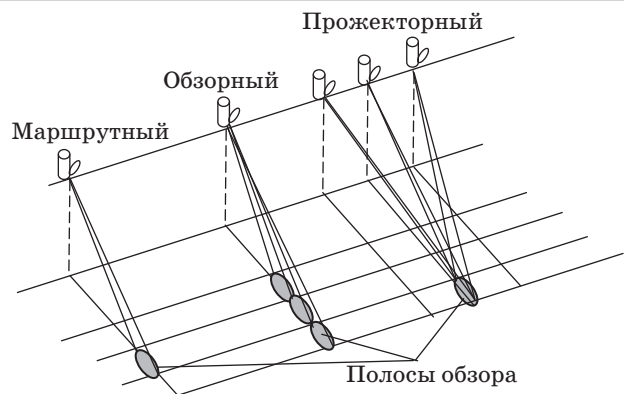
В настоящее время существуют три основных режима съемки земной поверхности (рис. 2): маршрутный, обзорный и прожекторный (детальный) [3].

Современные системы позволяют получать снимки земной поверхности и расположенных на ней объектов с разрешениями порядка 1 м для обзорного и 0,3 м для прожекторного режимов. Существенное влияние на результирующие характеристики РСА оказывают применяемые методы цифровой обработки принятого сигнала [4].

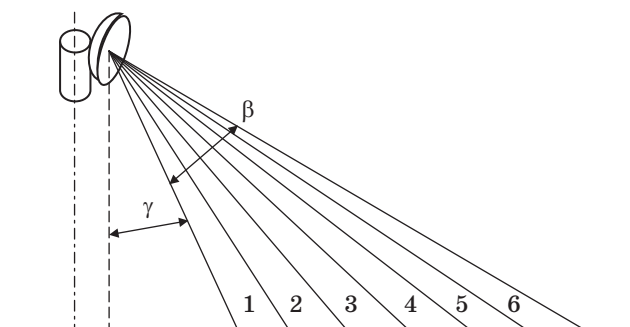
В **маршрутном режиме** съемка земной поверхности производится непрерывно в полосе захвата. Сигнал накапливается в течение времени, равного расчетному интервалу синтезирования апертуры антенны для данных условий полета носителя РЛС.

**Обзорный режим** съемки отличается от маршрутного тем, что съемка непрерывно ведется на всей ширине полосы обзора полосами, равными ширине полосы захвата. Шесть лучей последовательно переключаются по углу места для просмотра всей полосы обзора (рис. 3).

Разделяют боковой и переднебоковой режим в зависимости от ориентации главного лепестка



■ Рис. 2. Виды режимов



■ Рис. 3. Обзорный режим

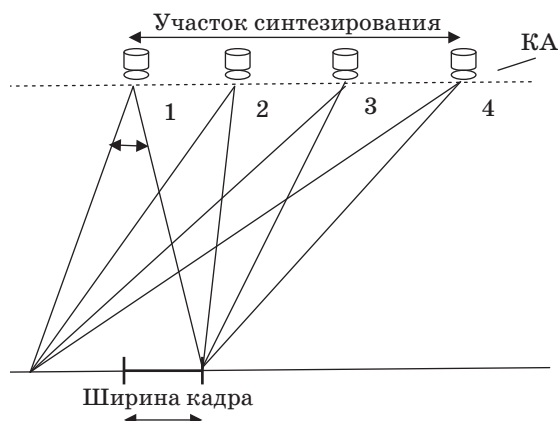
ДН антенны. Накопление сигнала осуществляется в течение времени, равного расчетному интервалу синтеза апертуры антенны для данных условий полета носителя РЛС.

При съемке в **прожекторном режиме** накопление сигнала происходит на увеличенном, по сравнению с обзорным режимом, интервале. Расширение интервала достигается перемещением главного лепестка ДН антенны, а облучаемый участок постоянно находится в зоне съемки. Это перемещение синхронизировано с движением носителя РЛС.

Для удержания пятна ДН на одном и том же участке поверхности четыре луча последовательно переключаются по азимуту (рис. 4).

Таким образом, анализ основных режимов съемки земной поверхности методом РСА показывает, что:

- 1) при методе бокового обзора максимальная ширина полосы просматриваемой подстилающей поверхности аналогична ширине просмотра;
- 2) увеличение линейной разрешающей способности в прожекторном режиме достигается увеличением апертуры, при этом просматриваемая полоса сужается;
- 3) увеличение линейной разрешающей способности в обзорном режиме осуществляется применением совокупности узконаправленных ДН.



■ Рис. 4. Прожекторный режим

Минимальная линейная разрешающая способность по азимуту  $\delta x_{\min}$  для антенн с несфокусированным искусственным раскрывом определяется соотношением

$$\delta x_{\min} = \sqrt{\frac{R_0 \lambda}{2}}$$

Линейное разрешение по азимуту РЛС с фокусированным искусственным раскрывом определяется выражением

$$\delta x = \Theta R_0 = \frac{d_a}{2},$$

где  $d_a$  — размер раскрыва антенны в заданной плоскости.

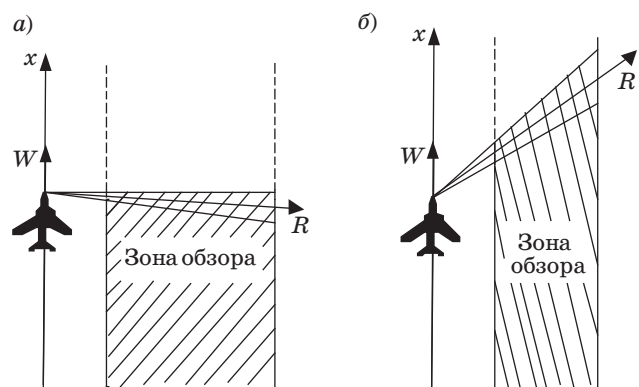
Радиолокационная станция с фокусированным искусственным раскрывом позволяет получить, в отличие от несфокусированного, линейное разрешение по азимуту, не зависящее от дальности и длины волны зондирующего сигнала. Разрешающая способность таких РЛС увеличивается с уменьшением размера реальной антенны. Это является существенным преимуществом РСА по сравнению с другими методами зондирования земной поверхности.

### Радиолокаторы бокового обзора. Основные соотношения

Определение местоположения цели при боковом обзоре производится в системе координат: путевая дальность  $x$ , наклонная дальность  $R$ .

При боковом обзоре ДН антенны перпендикулярна вектору путевой скорости носителя. Определение положения целей на местности осуществляется в прямоугольной системе координат  $xR$ . Зона обзора представляет собой полосу, параллельную траектории полета носителей (рис. 5, а). Ширина полосы определяется дальностью действия РЛС.

Возможна ориентация ДН антенны под углом к вектору путевой скорости, отличным от  $\pi/2$ .



■ Рис. 5. Схема бокового обзора в прямоугольной (а) и косоугольной (б) системе координат

При этом сужается зона обзора, цели могут обнаруживаться с упреждением (рис. 5, б). В этом случае обзор местности осуществляется в косоугольной системе координат.

Известно, что разрешающая способность РЛС обзора земной поверхности по горизонтальной дальности непосредственно под носителем ухудшается по сравнению с предельной, определяемой длительностью зондирующего импульса [5]. Поэтому за ближайшую границу полосы обзора, где разрешающая способность по дальности ухудшается несущественно, обычно принимают высоту полета носителя.

Метод описывается следующими характеристиками:

- временем облучения;
- дальностью радиолокационного обнаружения;
- разрешающей способностью.

Время облучения

$$\tau_{\text{обл}} = \frac{R\Theta}{W},$$

где  $\Theta$  — угловая ширина ДН антенны РЛС в горизонтальной плоскости;  $W$  — проекция скорости по направлению пути.

Характерной чертой метода бокового обзора является однократное облучение целей. При направлении наблюдения, перпендикулярном вектору путевой скорости, изображение формируется только на траверзе траектории полета.

Второй чертой является увеличение времени облучения цели пропорционально дальности. Это приводит к тому, что энергия отраженных от целей сигналов возрастает с увеличением дальности цели.

Определим дальность радиолокационного обнаружения для случая бокового обзора.

Известно, что дальность обнаружения цели (фона местности)  $R_0$  с эффективной отражающей поверхностью  $\sigma$  при использовании одной приемопередающей антенны имеет вид

$$R_0 = 4 \sqrt{\frac{\dot{Y} G^2 \sigma \lambda^2}{64 \pi^2 k_{\text{ш}} k T_0 \eta}},$$

где  $\dot{Y}$  — энергия облучения цели;  $G$  — коэффициент направленного действия антенны;  $\lambda$  — длина волны передатчика РЛС;  $k_{\text{ш}}$  — коэффициент шума приемного устройства;  $k$  — постоянная Больцмана;  $T_0$  — абсолютная температура (обычно 280 К);  $\eta = \dot{\mathcal{E}}_{\text{с min}}/N_{\text{ш}}$  — требуемое значение коэффициента различимости приемного устройства РЛС. Здесь  $\dot{\mathcal{E}}_{\text{с min}}$  — пороговое значение энергии принимаемого отраженного сигнала, характеризующее чувствительность приемного устройства РЛС;  $N_{\text{ш}}$  — спектральная плотность шума на входе приемника:  $N_{\text{ш}} = k_{\text{ш}} k T_0$ .

Энергия облучения цели (элемента местности) определяется соотношением

$$\dot{Y} = \dot{\mathcal{E}}_{\text{нб}} \tau_{\text{обл}},$$

где  $P_{\text{ср}}$  — средняя мощность излучаемого сигнала.

С учетом соотношения для энергии облучения цели получаем формулу для дальности в методе бокового обзора

$$R_0 = 3 \sqrt{\frac{P_{\text{нб}} \Theta_0 G^2 \sigma \lambda^2}{64 \pi^2 W k_{\text{ш}} k T_0 \eta}}.$$

Анализ выражения показывает наличие возможности увеличить радиус дальности действия рассмотренного метода по сравнению с круговым обзором.

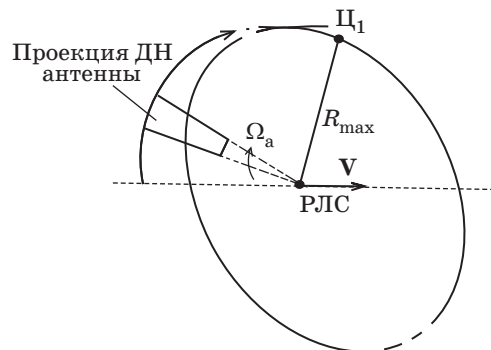
### РЛС кругового обзора с синтезированием апертуры на базе КА со стабилизацией вращением. Основные соотношения

Для реализации такого метода просмотра земной поверхности необходимы КА со стабилизацией вращением, РЛС с параболической антенной. ДН антенны имеет относительно местной вертикали угол наклона.

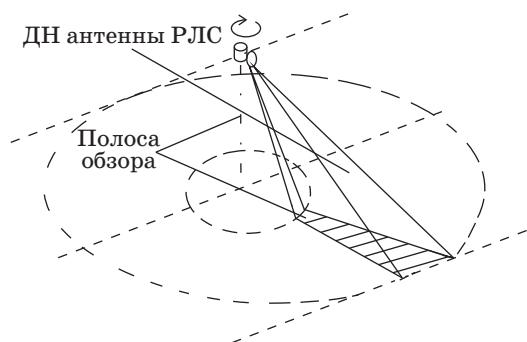
Антенна РЛС за счет кругового вращения корпуса КА, к которому она жестко прикреплена, сканирует подстилающую земную поверхность. Вид проекции ДН антенны в азимутальной и угломестной плоскости на земную поверхность представлен на рис. 6 и 7.

Энергетика РЛС в методе лучше по сравнению с РСА, так как используется более узкая ДН смещенной антенны. Она определяется выбором минимального и максимального угла места наклона ДН антенны.

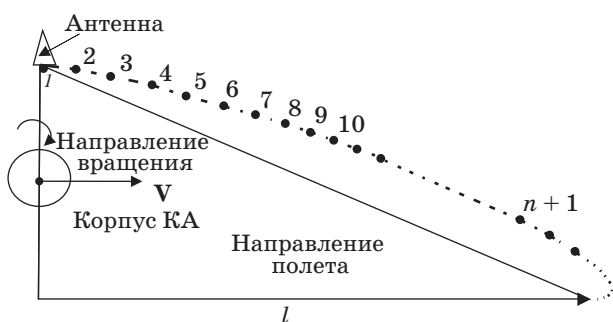
Рассмотрим положение антенны РЛС в различные моменты времени (рис. 8). Антенна при



■ Рис. 6. Вид проекций ДН антенны РЛС на земную поверхность в азимутальной плоскости:  $\Omega_a$  — угловая скорость вращения антенны РЛС КА в азимутальной плоскости;  $R_{\text{max}}$  — максимальное расстояние до цели  $\text{Ц}_1$ ;  $\mathbf{V}$  — скорость движения КА



■ Рис. 7. Просмотр полосы обзора антенной РЛС КА



■ Рис. 8. Положения антенны РЛС КА в плоскости вращения в различные моменты времени с учетом поступательного движения и вращения:  $l$  — расстояние, которое пролетает КА за полпериода вращения

вращения вокруг местной вертикали с учетом путевой скорости последовательно занимает эти положения (точки 1, 2, 3 и т. д.). Радиус вращения антенны незначителен (порядка нескольких метров). КА движется с первой космической скоростью, и кривая движения антенны превращается практически в прямую за временной промежуток, равный половине периода вращения.

В каждой точке этой кривой электрическая ось антенны будет перпендикулярна к ней. Появляется возможность синтезировать искусственную апертуру.

Местоположение определяется в полярной системе координат. Измеряются дальность  $R$  и азимут  $\beta$ . Высота полета  $H$  и угол места  $\gamma$  определяются. Азимут цели отсчитывается от направления движения (см. рис. 6).

Радиолокационное наблюдение производят в определенной области пространства, которая называется рабочей зоной, или зоной обзора РЛС. Размеры рабочей зоны определяются интервалами обзора по дальности  $R_{\max} - R_{\min}$ , азимуту  $\alpha_{\max} - \alpha_{\min}$ , углу места  $\beta_{\max} - \beta_{\min}$  и радиальной скорости  $V_{R\max} - V_{R\min}$ . Протяженность каждого указанного интервала определяется числом содержащихся в нем элементов разрешения РЛС по соответствующей координате.

Информацию о наличии целей в различных элементах разрешения рабочей зоны получают в процессе обзора (просмотра) этих элементов. Очередность и время просмотра различных элементов, а также интенсивность сигналов, излучаемых РЛС при просмотре каждого элемента, определяются используемым способом (программой) обзора рабочей зоны.

Обзор элементов рабочей зоны может производиться последовательно во времени или одновременно.

При последовательном обзоре не всегда может быть обеспечен необходимый темп получения информации о наличии и координатах целей в зоне обзора. Это связано с тем, что время облучения цели  $T$  должно превышать максимальное время запаздывания сигнала  $\tau_{\max}$ :

$$T > \tau_{\max} = 2R_{\max} / c,$$

где  $R_{\max}$  — максимальная дальность действия РЛС;  $c$  — скорость света.

Время однократного обзора всей зоны  $T_0$  должно удовлетворять условию

$$T_0 = TN_{\alpha, \beta} > (2R_{\max} / c) N_{\alpha, \beta},$$

где  $N_{\alpha, \beta}$  — число элементов разрешения по направлению.

При круговом обзоре с синтезированием апертуры должно выполняться определенное соотношение

$$T_0 = 2\pi / \Omega_a.$$

Число импульсов, отраженных целью за это время, составит

$$n = TF_e = \Theta F_e / \Omega_a,$$

где  $F_e$  — частота следования импульсов в пачке.

Период обзора рабочей зоны определяет темп поступления информации о наличии цели в зоне и не может превышать некоторого допустимого значения  $T_{0\max}$ . Если эта величина задана, то

$$\Omega_a \geq 2\pi / T_{0\max}.$$

Это соотношение определяет минимальную угловую скорость вращения ДН антенны РЛС при круговом обзоре с синтезированием апертуры.

Выбором скорости вращения добиваются просмотра земной поверхности без пропусков.

Основные характеристики метода кругового обзора с синтезированием апертуры:

- время облучения цели;
- период обзора и число циклов обзора, приходящихся на каждую цель.

Сравнение метода кругового обзора с синтезированием апертуры с другими методами позволяет сделать следующие выводы.

1. Сканированием ДН приемной антенны обеспечивается просмотр всей подстилающей зем-

ной поверхности без пропусков. При этом угловая разрешающая способность получаемого изображения будет сопоставима с разрешающей способностью РСА в прожекторном режиме.

2. Время облучения практически не зависит от дальности цели.

3. Просмотр подстилающей земной поверхности за один период вращения происходит дважды и зависит от угловой скорости, определяющей количество циклов.

4. Энергетика РЛС значительно выше по сравнению с методом РСА, так как используется более узкая ДН. Цель (элемент местности) находится на направлении наблюдения, перпендикулярном вектору угловой скорости.

5. Выбором угла наклона антенны исключается обзор земной поверхности по горизонтальной

дальности непосредственно под носителем, где разрешающая способность РЛС крайне низкая.

### Заключение

В данной работе рассмотрены основные направления развития радиолокационных систем контроля земной поверхности космического базирования и история создания этих средств. Проанализированы существующие методы, выполнена сравнительная оценка основных технических характеристик. Предложен метод синтеза апертуры на основе кругового перемещения приемной антенны с использованием КА со стабилизацией вращением. Определены пути улучшения технических характеристик бортового радиолокатора для решения прикладных задач.

### Литература

1. Соллогуб А. В. и др. Оценка эффективности кластера малых космических аппаратов дистанционного зондирования Земли по показателям оперативности и надежности выполнения функциональных задач // Информационно-управляющие системы. 2012. № 5(60). С. 24–28.
2. Верба В. С., Неронский Л. Б., Осипов И. Г., Турук В. Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / под ред. В. С. Вербы. — М.: Радиотехника, 2010. — 680 с.
3. Виноградов М. Возможности современных РЛС с синтезированием апертуры антенны // Зарубежное военное обозрение. 2009. № 2. С. 52–56.
4. Сесин А. Е., Шепета Д. А. Математическая модель эхо-сигналов морской поверхности, наблюдаемых бортовыми локаторами летательных аппаратов // Информационно-управляющие системы. 2010. № 2. С. 21–25.
5. Захарова Л. Н. и др. Совместный анализ данных оптических и радиолокационных сенсоров: возможности, ограничения и перспективы // Радиотехника и электроника. 2011. Т. 56. № 1. С. 5–19.



УДК 004.8

## РЕКУРРЕНТНАЯ НЕЙРОННАЯ СЕТЬ С ДВУМЯ СИГНАЛЬНЫМИ СИСТЕМАМИ

**В. Ю. Осипов,**

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации РАН

Предложен подход к наделению рекуррентной нейронной сети с управляемыми синапсами второй сигнальной системой, позволяющей обрабатывать сигналы в отрыве от непосредственного восприятия действительности. Рассмотрена модель такой сети с расширенными функциональными возможностями. Приведены результаты моделирования, показывающие возможность существенно увеличить глубину обработки информации в нейронной сети.

**Ключевые слова** — нейронная сеть, модель, вторая сигнальная система.

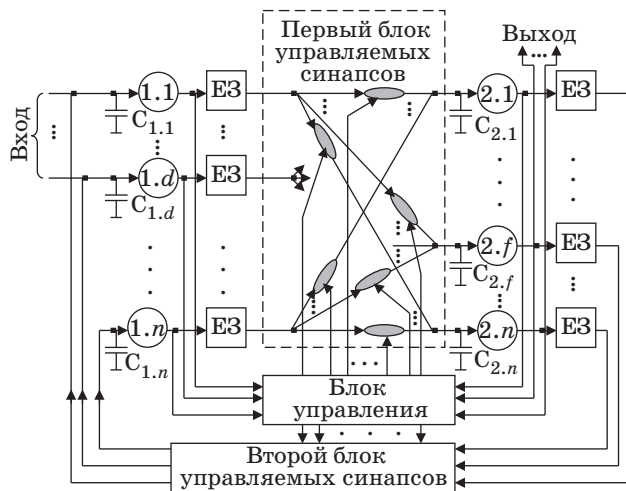
### Введение

Искусственные рекуррентные нейронные сети (РНС) продолжают оставаться в центре внимания ученых. Главное свойство РНС — ассоциативное запоминание информации. Однако одной ассоциативности недостаточно для наделения РНС способностью мыслить. Это подтверждают все известные попытки повышения интеллектуальности РНС. В какой-то мере обобщенные возможности РНС пока можно сравнить лишь со свойствами первой сигнальной системы человека и животных. С биологической точки зрения — это формирование условно рефлекторных связей и самих рефлексов по результатам воздействия раздражителей на рецепторы. Несомненно, даже в этих рамках удастся решать с помощью известных РНС ряд полезных прикладных задач распознавания образов и речи, прогнозирования событий и др. Однако для наделения РНС мышлением они должны обладать не только первой, но и второй сигнальной системой, свойственной мозгу человека. Рекуррентные нейронные сети должны иметь возможность обрабатывать информацию в отрыве от непосредственного восприятия действительности. Входные непрерывные воздействия на сеть не должны подавлять обратные результаты распознавания сигналов. Из-за этого подавления глубина обработки информации в РНС остается низкой.

Анализируя известные решения, отметим ряд важных результатов, на которые можно опереться при совершенствовании РНС. Среди них — по-

ложения, касающиеся динамических аспектов РНС, баланса энергии, типов ассоциативной памяти, условий изменения весов синапсов и др. [1–7]. Важным шагом в развитии РНС является введение в состав сетей управляющих элементов [6–8]. Продуктивным оказался учет расстояний между нейронами РНС и их топологической окрестностью [9, 10].

В работах [11, 12] предложена двухслойная РНС с управляемыми синапсами. Особенность этой РНС в том, что в ней при передаче совокупностей единичных образов (ЕО) от слоя к слою их сдвигают вдоль слоев. Посредством этого сеть наделяется логической структурой. Показано, что за счет таких пространственных сдвигов можно реализовать различные схемы продвижения совокупностей ЕО вдоль слоев (линейную, спиральную и др.). Путем моделирования доказано, что наилучшими ассоциативными возможностями обладает сеть со спиральной структурой слоев с изменяемым диаметром спирали [13, 14]. Получены решения, позволяющие сети настраиваться на входные сигналы [15]. Для исключения перегрузки долговременной памяти сети и обеспечения ее устойчивости при обработке сигналов в реальном времени предложено частично отражать совокупности ЕО от слоев сети и частично стирать отраженными совокупностями ранее запомненные результаты [16]. В этой РНС за счет приоритетности коротких связей обеспечивается однозначное соответствие между входом и выходом. Один из вариантов структуры такой РНС приведен на рис. 1, где 1.1, ..., 1.*n*, 2.1, ..., 2.*n* —



■ Рис. 1. Рекуррентная нейронная сеть с управляемыми синапсами

нейроны соответственно первого и второго слоя;  $C_{1.1}, \dots, C_{1.n}, C_{2.1}, \dots, C_{2.n}$  — входные емкости нейронов;  $n$  — число нейронов в каждом слое; ЕЗ — единичная задержка; синапсы нейронов показаны в виде овалов.

Несмотря на ряд интересных свойств, эта РНС, как и другие известные решения, по возможностям не выходит за пределы первой сигнальной системы человека и животных. Необходимо усовершенствовать эту РНС, наделить ее второй сигнальной системой.

### Метод наделения РНС второй сигнальной системой

Для наделения известной РНС [11–16] второй сигнальной системой предлагается дополнительно подавать на ее вход сформированный и преобразованный в последовательные совокупности ЕО специальный групповой сигнал. Этот сигнал должен состоять из полезного сигнала, просуммированного с первой частью предварительно сформированного шума, и из второй такой же части этого шума. В качестве последнего необходимо использовать маломощный по отношению к полезному сигналу шум в полосе частот этого сигнала. Примером его может выступать шум с равномерной спектральной плотностью. Первая и вторая части этого шума могут формироваться путем разветвления его от соответствующего генератора. Такой групповой сигнал представляют в сети в виде последовательных групповых совокупностей ЕО в соответствии с предварительно заданными правилами его распознавания с учетом обратных результатов обработки. Каждая из групповых совокупностей состоит из сигнально-шумовой и шумовой групп.

При передаче групповых совокупностей от слоя к слою копируют из сигнально-шумовых групп ЕО, относящиеся к полезному сигналу, в соответствующие этим группам шумовые группы. В результате из шумовых групп формируют копии сигнально-шумовых групп ЕО. Формирование этих копий и их обработку предлагается осуществлять с учетом изменения форм поперечных сечений расходящихся ЕО и поворотов этих образов вокруг направлений их передачи в зависимости от текущих состояний слоев.

За счет непрерывной подачи в сеть параллельно двух одинаковых частей предварительно сформированного маломощного шума (как при наличии, так и при отсутствии полезного сигнала) между одинаковыми сигнально-шумовыми и шумовыми составляющими устанавливаются и поддерживаются прочные ассоциативные связи через соответствующие синапсы. Посредством этих связей и осуществляется рассматриваемое копирование. В случае, когда за счет изменения форм поперечных сечений расходящихся ЕО и (или) поворотов образов вокруг направлений их передачи функции ослабления этих синапсов стремятся к нулю, такое копирование становится невозможным. Когда оно уже произошло, то копии сигнально-шумовых групп при функциях ослабления соответствующих синапсов, близких к нулю, отрываются от оригиналов и обрабатываются независимо от них с учетом обратных результатов распознавания копий и воздействий на сеть второй части маломощного шума. В этом случае маломощный шум лишь стимулирует функционирование сети и порождает новые условия обработки этих копий. Так как шумовые последовательности ЕО по сравнению с сигнальными последовательностями очень редкие, существенного влияния шум на полезные сигналы не оказывает.

В итоге должно исключаться подавление обратных результатов распознавания копий потоком входных сигналов. Должна увеличиваться глубина обработки информации в нейронной сети, так как увеличивается число циклов обработки обратных результатов распознавания. В качестве основных результатов предлагается использовать результаты обработки последовательных копий сигнально-шумовых групп ЕО на выходном слое сети после обратного преобразования в соответствующие им исходные сигналы.

Пример логической структуры рассматриваемой РНС со сдвигами групповых совокупностей ЕО вдоль слоев представлен на рис. 2 а–в. На рис. 2, а приняты следующие обозначения:  $2d$  — величина сдвига совокупностей ЕО по координате  $X$  вдоль первой строки (для второй и третьей строк эта величина равна  $d$ );  $q$  — величина еди-

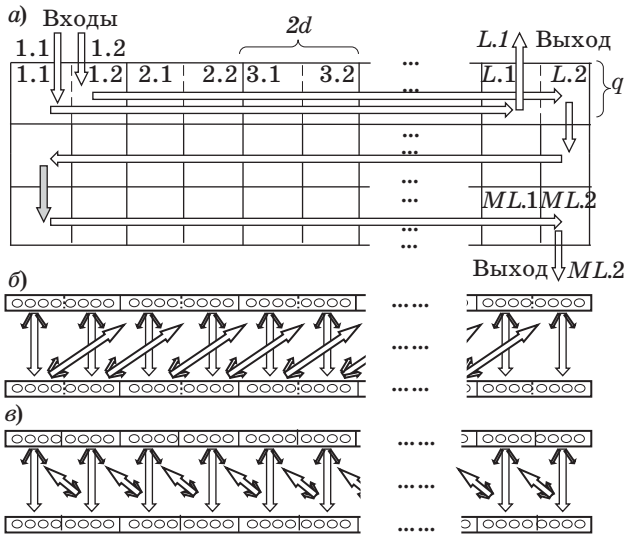


Рис. 2. Логическая структура нейронной сети: а — вид сверху на сеть; б, в — разрезы сети по двум слоям, соответственно, по первой и второй строкам

ничного сдвига совокупностей ЕО по координате  $Y$ ; 1.1 и 1.2, 2.1 и 2.2, 3.1 и 3.2, ...,  $L.1$  и  $L.2$ ,  $ML.1$  и  $ML.2$  — одинаковые подполя первой строки и поля второй и третьей строк в слоях сети, формируемые за счет сдвигов групповых совокупностей ЕО вдоль слоев при передаче от слоя к слою. Стрелками на рисунках показаны направления продвижения совокупностей ЕО и составляющих их сигнально-шумовых и шумовых групп. Заметим, что сигнально-шумовые группы ЕО, согласно этим рисункам, подаются на первое подполе первого поля первого слоя (вход 1.1), а шумовые группы — на второе подполе (вход 1.2). Основным выходом сети выступает не выход  $L.1$ , а выход  $ML.2$ . Если смотреть на это формально с позиции приоритетности коротких связей между нейронами, то выходные сигналы формируются из второй части шума. Однако это не совсем так. Одинаковый маломощный шум, подаваемый на первый и второй входы сети, формирует необходимые ассоциативные связи для копирования сигнально-шумовых групп ЕО в шумовые группы. При наличии полезного сигнала и соблюдении ряда условий по направленности ассоциативного взаимодействия ЕО такое копирование осуществляется по общим правилам ассоциативного вызова информации из памяти сети. Пример групповой совокупности ЕО, поясняющий копирование, показан на рис. 3, а, б.

Примеры сглаженных, ориентированных на  $90^\circ$  в плоскости принимающего слоя эллиптических форм поперечных сечений расходящихся ЕО представлены на рис. 4. Здесь 1 — нейрон передающего слоя, формирующий ЕО, относящийся



Рис. 3. Пример копирования ЕО из одной группы в другую: а — до передачи групповой совокупности от одного слоя к другому; б — после передачи

ся к сигнально-шумовой группе; 2 — нейрон передающего слоя, формирующий ЕО, относящийся к шумовой или к копии сигнально-шумовой группы; 3, 4 — короткие синапсы, для которых функция ослабления равна единице; 5, 9 — нейроны принимающего слоя, в направлении которых соответственно, от нейрона 1 и нейрона 2, передаются расходящиеся ЕО; 6 — сглаженная форма поперечного сечения расходящегося ЕО; 7 — ось максимальной протяженности распределения плотности мощности в поперечном сечении расходящегося ЕО, передаваемого от нейрона 1 в направлении нейрона 5; 8 — штрихпун-

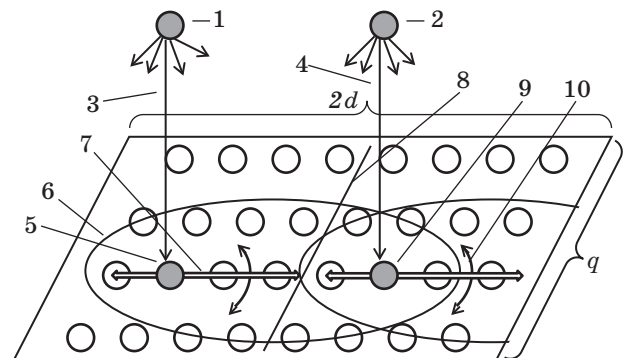


Рис. 4. Сглаженные эллиптические формы поперечных сечений расходящихся ЕО

ктирная линия, разделяющая поля принимающего слоя на подполя;  $10$  — направления поворота оси максимальной протяженности распределения плотности мощности в поперечном сечении расходящегося ЕО. Точками, вокруг которых осуществляются повороты, в рассматриваемом случае выступают нейроны  $5$  и  $9$ , в направлении их, соответственно от нейрона  $1$  и нейрона  $2$ , передаются расходящиеся ЕО.

Путем изменения форм поперечных сечений расходящихся ЕО и за счет поворотов этих образов вокруг направлений их передачи с учетом текущих состояний слоев можно существенно влиять на взаимосвязь обрабатываемых в сети полезных сигналов и их копий, что видно из рис. 4.

Применение предлагаемых решений позволяет наделить РНС второй сигнальной системой. Под второй сигнальной системой в нашем случае понимается совокупность элементов сети и связей между ними, способных обрабатывать сигналы в отрыве от непосредственного восприятия действительности. Эта система функционирует параллельно с первой сигнальной системой. Несмотря на относительную простоту предлагаемой второй сигнальной системы, ей свойственны возможности обобщения бесчисленных сигналов первой сигнальной системы. Сеть со второй сигнальной системой может не только воспринимать, запоминать и ассоциативно вызывать из памяти запомненные сигналы, но и глубоко их обрабатывать без подавления входным потоком, генерировать новые сигналы. При этом выход сети всегда остается совместим с входом.

В качестве результатов функционирования РНС используют результаты обработки копий сигнально-шумовых групп с выхода  $ML.2$  сети после обратного преобразования в соответствующие им исходные сигналы.

Рассмотрим особенности математической модели РНС с двумя сигнальными системами.

### Усовершенствованная математическая модель РНС

В рассматриваемой нейронной сети различают прямые  $w_{ij}(t)$  и обратные  $w_{ji}^*(t)$  веса синапсов. Их предлагается определять с учетом коэффициентов  $G_{ij}(t)$  направленности форм поперечных сечений расходящихся ЕО в направлении от  $i$ -х к  $j$ -м нейронам как  $w_{ij}(t) = k_{ij}(t) \cdot \beta_{ij}(r_{ij}(t), G_{ij}(t))$  и  $w_{ji}^*(t) = k_{ji}^*(t) \cdot \beta_{ji}(r_{ji}(t), G_{ij}(t))$ , где  $k_{ij}(t)$ ,  $k_{ji}^*(t)$  — весовые коэффициенты соответственно прямых и обратных весов синапсов;  $\beta_{ij}(r_{ij}(t), G_{ij}(t))$  — функция ослабления синапсов, зависящая от  $G_{ij}(t)$ ;  $r_{ij}(t)$  — удаленность связываемых через синапсы нейронов (расстояние между ними на плоскости  $X, Y$ ).

Полагая, что расстояние между взаимодействующими слоями нейронной сети стремится к нулю, функцию  $\beta_{ij}(r_{ij}(t), G_{ij}(t))$  предлагается задавать в виде

$$\begin{aligned} & \beta(r_{ij}(t), G_{ij}(t)) = \\ & = 1 / (1 + \vartheta \cdot r_{ij}^h(t) / G_{ij}(\varphi_{ij} + \psi_i(\mathbf{x}_{1t}, \mathbf{x}_{2t}))), \\ & i = \overline{1, N}; j = \overline{1, N}, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $\vartheta$  — положительный постоянный коэффициент;  $h$  — степень;  $\mathbf{x}_{1t}, \mathbf{x}_{2t}$  — текущие состояния первого и второго слоев сети;  $N$  — число нейронов в каждом слое РНС.

Входящая в (1) величина  $r_{ij}(t)$  в единицах нейронов в зависимости от реализуемых пространственных сдвигов групповых совокупностей ЕО вдоль слоев определяется по формуле

$$\begin{aligned} r_{ij}(t) &= ((\Delta x_{ij} + n_{ij}(\mathbf{x}_{1t}, \mathbf{x}_{2t}) \cdot d)^2 + \\ &+ (\Delta y_{ij} + m_{ij}(\mathbf{x}_{1t}, \mathbf{x}_{2t}) \cdot q)^2)^{1/2}, \\ n_{ij}(\mathbf{x}_{1t}, \mathbf{x}_{2t}) &= \pm 0, 1, \dots, L-1; \\ m_{ij}(\mathbf{x}_{1t}, \mathbf{x}_{2t}) &= \pm 0, 1, \dots, M-1, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $\Delta x_{ij}, \Delta y_{ij}$  — проекции связи  $i$ -го нейрона с  $j$ -м на оси  $X, Y$  без учета пространственных сдвигов;  $d, q$  — величины единичных сдвигов, соответственно, по координатам  $X, Y$ ;  $L, M$  — число столбцов и строк соответственно, на которые разбивается каждый слой нейронной сети за счет сдвигов. Произведение  $d \times q$  определяет площадь рабочего поля каждого слоя сети. Эта площадь равна числу входящих в поле нейронов.

Коэффициент  $G_{ij}(t)$ , присутствующий в (1), для эллиптической формы поперечного сечения расходящегося ЕО с поворотом его вокруг одного из полюсов можно определить как  $G_{ij}(t) = (1/r_0)(x_{ij}^2(t) + y_{ij}^2(t))^{1/2}$ , где  $r_0$  — единичный радиус;

$$x_{ij}(t) = a_i \sin(\varphi_{ij} + \psi_i(\mathbf{x}_{1t}, \mathbf{x}_{2t})) - C_i; \quad (3)$$

$$y_{ij}(t) = b_i \cos(\varphi_{ij} + \psi_i(\mathbf{x}_{1t}, \mathbf{x}_{2t})). \quad (4)$$

Здесь  $a_i$  — большая полуось эллипса как формы поперечного сечения расходящегося ЕО от  $i$ -го нейрона;  $b_i$  — малая полуось этого эллипса;  $C_i$  — сдвиг формы по оси  $X$ ;  $\varphi_{ij} = \arcsin(\Delta x_{ij}/r_{ij})$ , при этом  $r_{ij}$  определяется согласно (2) при условиях  $n_{ij} = 0$  и  $m_{ij} = 0$ ;  $\psi_i(\mathbf{x}_{1t}, \mathbf{x}_{2t})$  — угол поворота сформированного  $i$ -м нейроном расходящегося ЕО вокруг направления его передачи (поворота формы поперечного сечения) в зависимости от текущих состояний  $\mathbf{x}_{1t}, \mathbf{x}_{2t}$  первого и второго слоев сети. Речь в рассматриваемом случае идет о предельно возможных формах поперечных сечений расходящихся ЕО, определяемых при условии

стремления весовых коэффициентов синапсов к единице.

Весовые коэффициенты  $k_{ij}(t)$ ,  $k_{ij}^*(t)$  прямых  $w_{ij}(t)$  и обратных  $w_{ij}^*(t)$  весов синапсов являются функциями числа  $g_{ij}(t)$ , запомненных на них ЕО. Значения весовых коэффициентов  $k_{ij}(t)$ ,  $k_{ij}^*(t)$  рассчитываются по формулам [16]

$$k_{ij}(t) = 1 - \exp(-\gamma \cdot g_{ij}(t));$$

$$k_{ij}^*(t) = 1 - \exp(-\gamma \cdot (g_{ij}(t) - g_0)),$$

где  $\gamma$  — постоянный положительный коэффициент;  $(g_{ij}(t) - g_0)$  — число запомненных ЕО, которые могут быть стерты с синапса,  $g_0 = \text{const}$ . Все  $k_{ij}^*(t)$  при  $g_{ij}(t) < g_0$  считаются равными нулю.

При протекании тока от возбужденных нейронов через одни синапсы в прямом направлении на них запоминаются текущие результаты распознавания. Такому запоминанию соответствует увеличение прямых и обратных весов (прямой и обратной проводимости) этих синапсов. В этом случае  $g_{ij}(t) = g_{ij}(t-1) + B(I_{ij}(t))$ , где  $g_{ij}(t-1)$  — число ЕО, запомненных на синапсе на предыдущем временном такте;  $B(I_{ij}(t))$  — эффект от взаимодействия нейронов при протекании тока  $I_{ij}(t)$  через синапс в прямом направлении.

При прохождении тока встречно через другие синапсы их прямые и обратные веса (обратные и прямые проводимости) уменьшаются. Величину  $g_{ij}(t)$  в зависимости от этого тока  $I_{ij}^*(t)$  стирания, при условии, что  $g_{ij}(t-1) - g_0 \geq B^*(I_{ij}^*(t))$ , можно определить как  $g_{ij}(t) = g_{ij}(t-1) - B^*(I_{ij}^*(t))$ , иначе  $g_{ij}(t) = g_{ij}(t-1)$ , где  $B^*(I_{ij}^*(t))$  — эффект от взаимодействия нейронов при протекании тока  $I_{ij}^*(t)$  через синапс в обратном направлении. В частном случае  $B(I_{ij}(t)) = AI_{ij}(t)$ , а  $B^*(I_{ij}^*(t)) = DI_{ij}^*(t)$ , где  $A, D$  — константы, причем  $D$  должно быть больше  $A$ .

Для определения токов  $I_{ij}(t)$ ,  $I_{ij}^*(t)$  допускается, что количество заряда  $Q$ , переносимого от каждого элемента единичной задержки (на которые поступают ЕО (импульсы)) к синапсам, постоянно, не зависит от того, как изменяются их веса. Тогда можно оперировать некоторой средней амплитудой тока  $\bar{I}_0$ , переносящего заряд  $Q$  за некоторый средний промежуток времени  $\Delta t$ :  $Q = \bar{I}_0 \cdot \Delta t = \text{const}$ .

С учетом этого амплитуду импульсного тока, проходящего в прямом направлении через каждый синапс относительно момента времени  $t$ , можно определить как

$$I_{ij}(t) = \bar{I}_0 \cdot w_{ij}(t) \cdot \delta_i(t) / \sum_{j=1}^n w_{ij}(t),$$

где  $w_{ij}(t)$  — прямые веса (проводимости) синапсов;  $\delta_i(t)$  — функция, принимающая значение 1, когда  $i$ -й нейрон возбужден, и 0 — в других слу-

чаях;  $n$  — число нейронов в каждом слое. Полагается, что входное сопротивление нейронов существенно меньше сопротивления отдельных синапсов.

На вход каждого  $j$ -го нейрона принимающего слоя от возбужденных нейронов передающего слоя на текущем такте функционирования сети поступает суммарный импульсный ток

$$I_{j\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^n I_{ij}(t).$$

Поступающие на входы  $j$ -х нейронов ЕО (импульсы) частично воспринимаются этими нейронами и частично отражаются к передающему слою с коэффициентом отражения  $K_j(t) = I_{j\Sigma}^*(t) / I_{j\Sigma}(t)$ , который можно определить в зависимости от параметров цепи как искусственной длинной линии, связывающей возбужденный нейрон с возбуждаемым нейроном, где  $I_{j\Sigma}^*(t)$  — суммарный ток отражения ЕО от  $j$ -го нейрона. В частном случае

$K_j(t) = 1 - 2 / \left( 1 + \sqrt{\chi / R_{j\Sigma}^*(t)} \right)$ , где  $\chi = \pi \cdot R_{\text{вх}}^2 \cdot \bar{N} / \tau_e = \text{const}$ ;  $R_{\text{вх}}$  — входное сопротивление нейрона;  $C$  — емкость цепи;  $\tau_e$  — длительность ЕО (импульса). Видно, что изменение  $K_j(t)$  во времени зависит

только от изменения  $R_{j\Sigma}^*(t) = 1 / \sum_{i=1}^n w_{ij}^*(t)$ .

Зная  $K_j(t)$  и  $I_{j\Sigma}(t)$ , можно найти суммарный ток  $I_{j\Sigma}^*(t)$  отражения ЕО от  $j$ -го нейрона:  $I_{j\Sigma}^*(t) = I_{j\Sigma}(t) \cdot K_j(t)$ . Токи, протекающие встречно через отдельные синапсы, можно определить как

$$I_{ij}^*(t) = I_{j\Sigma}^*(t) \cdot w_{ij}^*(t) \cdot \bar{\delta}_i(t) / \sum_{i=1}^n w_{ij}^*(t),$$

где  $\bar{\delta}_i(t)$  принимает значение 0, когда  $i$ -й нейрон возбужден, и 1 — в других случаях.

Ток, протекающий через входное сопротивление  $j$ -го нейрона, равен  $I_{j\text{вх}}(t) = I_{j\Sigma}(t) - I_{j\Sigma}^*(t)$ . В случае, когда  $j$ -й нейрон находится в состоянии ожидания и  $I_{j\text{вх}}(t) \geq I_{\text{пор}}$  или  $I_{j\text{вх}}(t) \cdot R_{\text{вх}} \geq U_{\text{пор}}$ , нейрон возбуждается и на его выходе формируется ЕО ( $I_{\text{пор}}$  — пороговое значение входного тока;  $U_{\text{пор}}$  — пороговое значение напряжения).

Изменять ориентацию распределения плотности мощности в поперечных сечениях расходящихся ЕО (поворачивать эти образы вокруг направлений их передачи) с учетом текущих состояний слоев можно в зависимости от числа ассоциативно вызываемых из памяти сети ЕО. Примером предварительно заданных жестких правил поворотов выступают повороты ЕО на заданные углы тогда, когда ЕО формируются нейронами заданных полей, строк или столбцов нейронов в слоях сети. Изменение формы поперечных сечений в рассматриваемом случае осуществимо через задание новых значений параметров  $a_j$ ,  $b_j$  и  $C_j$  в (3), (4). При  $a_j = b_j$  имеем круговую форму.

В соответствии с этими правилами повороты расходящихся ЕО вокруг направлений их передачи и изменение форм поперечных сечений этих образов позволяют исключать подавление входным потоком обратных результатов распознавания копий сигнально-шумовых групп во второй сигнальной системе нейронной сети.

### Результаты моделирования

Для подтверждения наличия у предлагаемой двухслойной РНС отмеченных новых возможностей была разработана ее программная модель. В этой модели за счет пространственных сдвигов передаваемых совокупностей ЕО от слоя к слою каждый слой сети, состоящий из 2016 нейронов, разбивался на три строки по 8 логических полей размером  $12 \times 7$  нейронов в каждом. При этом дополнительно каждое поле условно делилось на два подполя по  $6 \times 7$  нейронов.

Последовательные сигнально-шумовые группы ЕО вводились в сеть через первое подполе первого поля, а шумовые группы — через его второе подполе. Сигнально-шумовые и шумовые группы совместно продвигались вдоль слоев только с первого по восьмое поле. Затем сигнально-шумовые группы покидали сеть, а шумовые группы со скопированными в них (из сигнально-шумовых групп) ЕО, относящимися к полезным сигналам, продвигались вдоль слоев сети дальше до последнего поля. Направления продвижения всех этих групп ЕО вдоль слоев сети такие же, как и на рис. 2. Результаты обработки входных сигналов снимались с последнего поля сети. Была предусмотрена возможность изменения форм и направленности поперечных сечений расходящихся ЕО, передаваемых от слоя к слою в нейронной сети. При переходе от круговой к эллиптической форме этих сечений предоставлялась возможность задания ее ориентации из четырех значений углов: 0, 90, 180, 270°.

Для подтверждения возможностей копирования ЕО из сигнально-шумовых групп в шумовые группы на вход сети сначала подавались одинаковые по содержанию группы. Затем в сеть вводились отличающиеся друг от друга сигнально-шумовые и шумовые группы. Установлено, что при круговой форме и эллиптической форме с ориентацией 90° осуществимо успешное копирование сигнально-шумовых групп в шумовые группы. На рис. 5, а—в показаны три последовательных состояния первого слоя сети при восприятии второй сигнальной системой входных сигналов в виде последовательных копий сигнально-шумовых групп, составляющих слово «NEURON», записанное в обратном порядке. Каждой букве соответствовала только одна группа.

а) Введенные в сеть сигнально-шумовые группы единичных образов Копии

				NN		OO	
	N		E		U		R

б)

					NN		OO
N		E		U		R	

в)

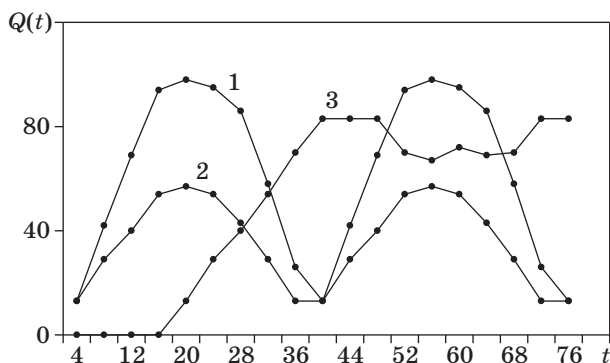
						NN	
	E		U		R		O
N							

■ Рис. 5. Первое (а), второе (б) и третье (в) последовательные состояния первого слоя сети при восприятии сигналов второй сигнальной системой

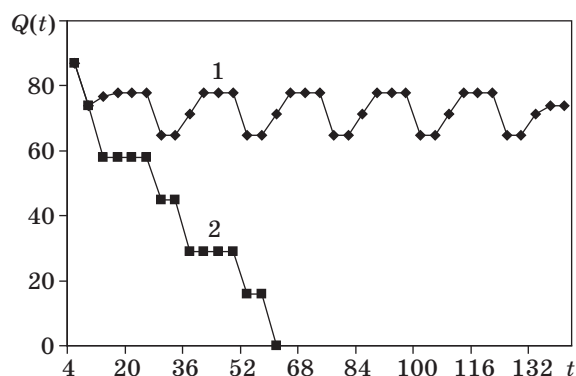
Второй сигнальной системой уже воспринята часть этого слова в виде «neur..» (см. рис. 5, а). При этом уже завершено копирование двух оставшихся букв. Результаты копирования показаны на первой строке слоя. Рис. 5, б относительно рис. 5, а отражает ситуацию сдвига сигнально-шумовых и шумовых групп вдоль слоев. Вдоль первой и третьей строк сдвиги осуществляются слева направо, а вдоль второй строки — справа налево. Согласно рис. 5, в, второй сигнальной системой воспринята очередная буква «О».

В случае ориентации эллиптических форм на 0 и 180° копирование сигнально-шумовых групп в шумовые группы на первой строке не происходило и входные сигналы не попадали во вторую сигнальную систему нейронной сети. Вторая и третья строки слоев сети не заполнялись копиями входных сигналов от первой сигнальной системы.

Зависимости числа  $Q(t)$  ЕО на первой и остальных строках слоев сети от времени ее функционирования (в единицах тактов) для двух различных случаев представлены на рис. 6. Кривая 1 отражает ситуацию, при которой наблюдается успешное копирование сигнально-шумовых групп ЕО в шумовые группы. Такое копирование происходит только на первой строке слоев сети, так как оригиналы сигнально-шумовых групп, пройдя по ней, покидают сеть. Ситуации отсутствия копирования соответствует кривая 2. Провалы в середине кривых 1, 2 объясняются покиданием сети первой последовательностью сигнально-шумовых групп ЕО и последующим вво-



■ Рис. 6. Результаты заполнения слоев сети ЕО в зависимости от времени



■ Рис. 7. Результаты активности второй сигнальной системы

дом в сеть второй последовательности. Кривая 3 показывает, как заполняется вторая сигнальная система сети (вторая и третья строки слоев) копиями сигнально-шумовых групп. Если такое заполнение не прерывать, то возможности сети по обработке обратных результатов распознавания этих копий крайне ограничены.

Путем моделирования установлено, что при отрыве обработки информации во второй сигнальной системе от непосредственного восприятия действительности за счет ориентации эллиптических форм поперечных сечений расходящихся ЕО на  $0^\circ$  существенно увеличивается число циклов обработки обратных результатов распознавания. Зависимости от времени числа  $Q(t)$  ЕО во второй сигнальной системе, оторванной от пер-

вой системы, показаны на рис. 7. Кривая 1 соответствует случаю циклического вызова информации из памяти сети текущими результатами распознавания при ориентации эллиптических форм поперечных сечений расходящихся ЕО на  $0^\circ$ . Кривая 2 характеризует случай отсутствия такого вызова. Введенные во вторую сигнальную систему последовательные копии сигнально-шумовых групп постепенно покидают ее.

Все эти результаты моделирования подтверждают наличие у предлагаемой РНС новых функциональных возможностей.

### Заключение

Предложен подход к наделению РНС с управляемыми синапсами второй сигнальной системой. Принципиальное отличие второй сигнальной системы от первой состоит в том, что она способна обрабатывать информацию в отрыве от непосредственного восприятия действительности. Для обеспечения такого отрыва и расширения возможностей сети по избирательному запоминанию и ассоциативному вызову информации из памяти предлагается изменять форму поперечных сечений расходящихся ЕО, передаваемых от слоя к слою, и поворачивать эти образы вокруг направлений их передачи с учетом текущих состояний слоев. Это достижимо за счет изменения функций ослабления синапсов по разработанным правилам.

Наличие у РНС второй сигнальной системы позволяет существенно увеличить глубину обработки информации и в перспективе научить сеть осмысленно реагировать различными сигналами (в том числе речевыми) на происходящие события.

Предлагаемую РНС с расширенными возможностями можно отнести к процессорам, сочетающим в себе не только ассоциативное, но и адресное обращение к памяти. Адресация в них проявляется через изменение направленности ассоциативного взаимодействия сигналов (за счет изменения форм и ориентации поперечных сечений расходящихся ЕО, передаваемых от слоя к слою, с учетом текущих состояний слоев сети). Учитывая это, предлагаемую нейронную сеть можно назвать ассоциативно-адресным нейросетевым процессором.

### Литература

1. Amari S. Dreaming of mathematical neuroscience for half a century // *Neural Networks*. 2013. N 37. P. 48–51.
2. Hopfield J. Neural networks and physical systems with emergent collective computational abilities //

- Proc. National Academy of Science USA. 1982. Vol. 79. P. 2554–2558.
3. Palm G. Neural associative memories and sparse coding // *Neural Networks*. 2013. N 37. P. 165–171.

4. Pentti O. A. Haikonen. The Role of Associative Processing in Cognitive Computing // Cognitive Computing. 2009. N 1. P. 42–49.
5. Galushkin A. I. Neural Networks Theory. — Berlin: Springer-Verlag, 2007. — 396 p.
6. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс. 2-е изд.: пер. с англ. — М.: Вильямс, 2006. — 1103 с.
7. Осовский С. Нейронные сети для обработки информации / пер. с польского И. Д. Рудницкого. — М.: Финансы и статистика, 2002. — 344 с.
8. Grossberg S. Adaptive Resonance Theory: How a brain learns to consciously attend, learn, and recognize a changing world // Neural Networks. 2013. N 37. P. 1–47.
9. Kohonen T. The self organizing map // Proc. of IEEE. 1990. Vol. 78. P. 1464–1479.
10. Kohonen T. Essentials of the self-organizing map // Neural Networks. 2013. N 37. P. 52–65.
11. Осипов В. Ю. Ассоциативная интеллектуальная машина // Информационные технологии и вычислительные системы. 2010. № 2. С. 59–67.
12. Осипов В. Ю. Рекуррентная нейронная сеть с управляемыми синапсами // Информационные технологии. 2010. № 7. С. 43–47.
13. Осипов В. Ю. Оптимизация ассоциативных интеллектуальных систем // Мехатроника, автоматизация, управление. 2011. № 3. С. 35–39.
14. Осипов В. Ю. Рекуррентная нейронная сеть со спиральной структурой слоев // Информационно-управляющие системы. 2012. № 6. С. 28–32.
15. Осипов В. Ю. Метод настройки ассоциативной интеллектуальной системы на входные сигналы // Информационные технологии. 2012. № 9. С. 54–59.
16. Осипов В. Ю. Стирание устаревшей информации в ассоциативных интеллектуальных системах // Мехатроника, автоматизация, управление. 2012. № 3. С. 16–20.

#### Уважаемые подписчики!

Полнотекстовые версии журнала за 2002–2010 гг. в свободном доступе на сайте журнала (<http://www.i-us.ru>) и на сайте РУНЭБ (<http://www.elibrary.ru>). Печатную версию архивных выпусков журнала за 2003–2010 гг. Вы можете заказать в редакции по льготной цене.

Журнал «Информационно-управляющие системы» выходит каждые два месяца. Стоимость годовой подписки (6 номеров) для подписчиков России — 3600 рублей, для подписчиков стран СНГ — 4200 рублей, включая НДС 18 %, почтовые и таможенные расходы.

На электронную версию нашего журнала (все выпуски, годовая подписка, один выпуск, одна статья) вы можете подписаться на сайте РУНЭБ (<http://www.elibrary.ru>).

Подписку на печатную версию журнала можно оформить в любом отделении связи по каталогу:

«Роспечать»: № 48060 — годовой индекс, № 15385 — полугодовой индекс,

а также через посредство подписных агентств:

«Северо-Западное агентство „Прессинформ“»

Санкт-Петербург, тел.: (812) 335-97-51, 337-23-05, эл. почта: [press@crp.spb.ru](mailto:press@crp.spb.ru), [zajavka@crp.spb.ru](mailto:zajavka@crp.spb.ru),

сайт: <http://www.pinform.spb.ru>

«МК-Периодика» (РФ + 90 стран)

Москва, тел.: (495) 681-91-37, 681-87-47, эл. почта: [export@periodicals.ru](mailto:export@periodicals.ru), сайт: <http://www.periodicals.ru>

«Информнаука» (РФ + ближнее и дальнее зарубежье)

Москва, тел.: (495) 787-38-73, эл. почта: [Alfimov@viniti.ru](mailto:Alfimov@viniti.ru), сайт: <http://www.informnauka.com>

«Гал»

Москва, тел.: (495) 603-27-28, 603-27-33, 603-27-34, сайт: <http://www.artos-gal.mpi.ru/index.html>

«ИНТЕР-ПОЧТА-2003»

Москва, тел.: (495) 500-00-60, 580-95-80, эл. почта: [interpochta@interpochta.ru](mailto:interpochta@interpochta.ru), сайт: <http://www.interpochta.ru>

Краснодар, тел.: (861) 210-90-00, 210-90-01, 210-90-55, 210-90-56, эл. почта: [krasnodar@interpochta.ru](mailto:krasnodar@interpochta.ru)

Новороссийск, тел.: (8617) 670-474

«Деловая пресса»

Москва, тел.: (495) 962-11-11, эл. почта: [podpiska@delpress.ru](mailto:podpiska@delpress.ru), сайт: <http://delpress.ru/contacts.html>

«Коммерсант-Курьер»

Казань, тел.: (843) 291-09-99, 291-09-47, эл. почта: [kazan@komcur.ru](mailto:kazan@komcur.ru), сайт: <http://www.komcur.ru/contacts/kazan/>

«Урал-Пресс» (филиалы в 40 городах РФ)

Сайт: <http://www.ural-press.ru>

«Идея» (Украина)

Сайт: <http://idea.com.ua>

«ВТЛ» (Узбекистан)

Сайт: <http://btl.sk.uz/ru/cat17.html>

и др.



УДК 66-933.6

## ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА АДАПТИВНОГО АВТОМАТИЗИРОВАННОГО УПРАВЛЕНИЯ

**Б. Я. Советов,**

доктор техн. наук, профессор

**В. В. Цехановский,**

канд. техн. наук, доцент

**В. Д. Чертовской,**

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

Раскрыта специфика адаптивных автоматизированных систем управления производством. Предложена процедура исследования подобных систем в целях построения их формального описания. Показано, что используемый подход позволяет упростить интеграцию процессов как внутри одного структурного элемента, так и в рамках взаимодействия элементов в многоуровневой системе управления.

**Ключевые слова** — автоматизированное управление, адаптация, структура, неформальное представление, специфика систем.

### Введение

Автоматизированные системы управления производством прошли полувековой путь от традиционных до адаптивных систем [1–5]. Потребность в адаптивных системах появилась на рубеже веков при переходе России к рыночным отношениям. Повышение конкурентоспособности связано с оперативным переходом на выпуск новой продукции, что в свою очередь определило необходимость применения адаптивного режима. Специфика таких систем не позволила напрямую использовать для их формального описания и компьютерной реализации математический аппарат известных классов систем. Потребовалось исследование этого нового класса систем в целях построения их математического описания.

Следовательно, задача данной работы ставится так. Необходимо выявить особенности нового класса адаптивных систем, сформировать их структуру и формализованное представление. В данной работе обсуждаются две первые позиции.

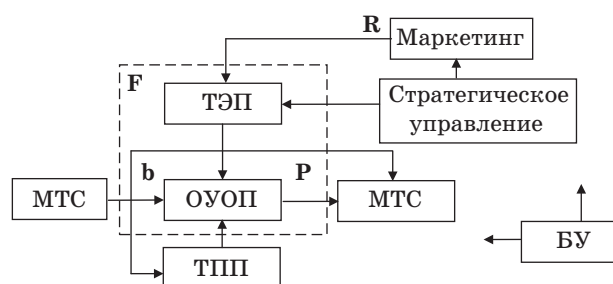
### Решение задачи

При построении нового теоретического аппарата используются неформальные приемы системного анализа, которые включают определение цели функционирования, структуры и фор-

мального описания рассматриваемого класса систем. Вид (класс) организационно-экономической системы управления сильно зависит от отношения внешняя среда — система.

Адаптивные автоматизированные системы управления являются развитием традиционных, близких к статическим, систем, структуру которых можно использовать для иллюстрации связей среда — система.

Известны два представления автоматизированных систем: подсистемное (рис. 1) и процедурное.



■ **Рис. 1.** Укрупненная схема связей функциональных подсистем при рыночных отношениях: ТЭП — технико-экономическое планирование; ОУОП — оперативное управление основным производством; МТС — материально-техническое снабжение и сбыт; ТПП — техническая подготовка производства; БУ — бухгалтерский учет

Входными величинами являются векторы  $\mathbf{R}$ ,  $\mathbf{b}$ ,  $\mathbf{F}$  — спроса, ресурсов, цены, а выходами — векторы выпуска продукции плана  $\mathbf{P}$ .

В общем случае среда описывается уравнением (см. рис. 1)

$$\mathbf{V} = \mathbf{V}(\mathbf{R}, \mathbf{F}, \mathbf{b}), \quad (1)$$

где параметры среды  $\mathbf{R}$  — спрос на продукцию;  $\mathbf{F}$  — цены продукции и ресурсов;  $\mathbf{b}$  — ресурсы.

В свою очередь:

$$\mathbf{b}(t) = \{\mathbf{b}_m(t), \mathbf{b}_\psi(t)\}, \quad (2)$$

где  $\mathbf{b}_m(t)$  — материальные ресурсы;  $\mathbf{b}_\psi(t)$  — остальные виды ресурсов.

Вид системы управления в значительной мере определяется характером спроса, являющимся в общем случае статистическим (рис. 2, кривая 1). Для последующих расчетов кривую 1 удобно заменить ступенчатой кривой 2, а затем рассматривать процессы лишь для одной «ступеньки». Такой подход оправдан тем, что ступенчатое воздействие является наиболее тяжелым для отработки системой управления.

Тогда в традиционных системах управления спрос может быть представлен в виде

$$\mathbf{R}_3(t) = \mathbf{R}_{30} - \Delta\mathbf{R}_3 \cdot 1(t - \theta), \quad (3)$$

где  $\mathbf{R}_{30}$  — прежний спрос;  $\Delta\mathbf{R}_3$  — количественное изменение спроса;  $\theta$  — момент изменения спроса;  $t$  — время;  $1(t)$  — единичная функция.

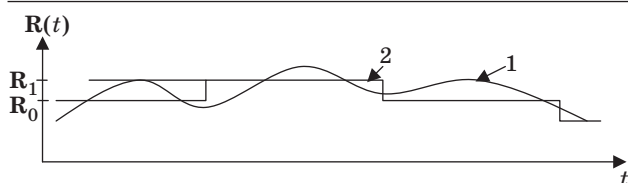
В этом случае состав вектора  $\mathbf{R}_3 = (R_{3v} = 1, V)$  не меняется, а изменяются количественно лишь величины составляющих вектора. Заметим, что уравнение вида (3) характерно для обычных систем управления с обратной связью.

С переходом нашей страны к рыночным отношениям динамичность среды резко увеличилась. Изменения спроса стали носить качественный характер. Возникла потребность — для повышения конкурентоспособности — в оперативном переходе на дополнительный выпуск новых, ранее не выпускавшихся видов продукции:

$$\mathbf{R}_4(t) = \mathbf{R}_{40} \cdot 1(t - \theta), \quad (4)$$

где  $\mathbf{R}_4(t)$  — величина спроса на новую продукцию вида;  $\theta$  — момент возникновения спроса.

При этом часть старой продукции может быть снята с производства: спрос на нее количественно



■ Рис. 2. Характер спроса на продукцию

изменится в соответствии с уравнением (3) при  $0 \leq \Delta\mathbf{R}_{3v} \leq \mathbf{R}_{30v}$ .

Компенсация таких изменений невозможна без использования адаптивных систем управления.

При рассмотрении отдельного элемента системы можно варьировать величины  $\Delta\mathbf{R}_3$ ,  $\Delta\mathbf{R}_4$ ,  $\Delta\mathbf{b}$ ,  $\Delta\mathbf{c}$ . Всего имеется 16 вариантов задач (табл. 1).

Строка 4 является сочетанием строк 2, 3, в которых изменения  $\Delta\mathbf{R}_3$  и  $\Delta\mathbf{R}_4$  рассмотрены порознь. В связи с этим строку 4 рассматривать отдельно нецелесообразно. По этим же причинам нет резона рассматривать варианты столбца IV, который является сочетанием столбцов II и III. Строка 1 соответствует традиционному управлению.

Вариант I.1 соответствует процессу планирования, вариант I.2 характеризует компенсацию сигнальных возмущений в традиционной автономной системе управления. Вариант I.3 соответствует адаптивной автономной системе управления с изменением параметров.

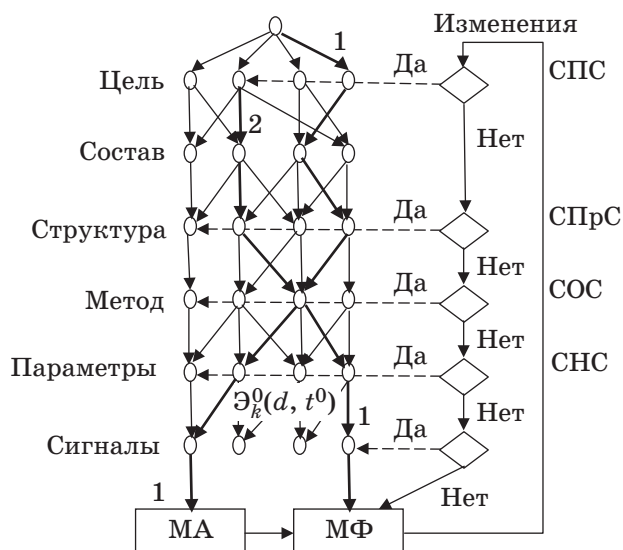
Варианты II.1 и III.1 говорят о «чистой» оценке возмущений в системе управления. На действия возмущений в вариантах II.2 и III.2 накладывается входной сигнал, усложняя «видение» общей картины процессов. В связи с этим имеет смысл варианты II.2 и III.2 не рассматривать, а исследовать только вариант I.2. Особый интерес представляет, прежде всего, вариант I.3 в «чистом виде», а потому изучение вариантов II.3 и III.3 остается под вопросом.

В варианте I.3 осуществляется, таким образом, ориентация производств на потребителя, поскольку производитель вынужден приспосабливаться к изменениям спроса (4). Иными словами, система управления должна стать адаптивной.

Под *адаптацией* понимается процесс изменения цели функционирования, структуры, параметров и алгоритмов системы на основе дополнительной информации, получаемой при управлении, в целях достижения оптимального состояния или поведения системы при начальной неопределенности и изменяющихся условиях работы, определяемых во взаимодействии с внешней средой.

■ Таблица 1. Варианты задачи

№ строки	Спрос	Вариант			
		I	II	III	IV
1	$\Delta\mathbf{R}_3 = 0$ $\Delta\mathbf{R}_4 = 0$	$\Delta\mathbf{b} = 0$ $\Delta\mathbf{c} = 0$	$\Delta\mathbf{b} \neq 0$ $\Delta\mathbf{c} = 0$	$\Delta\mathbf{b} = 0$ $\Delta\mathbf{c} \neq 0$	$\Delta\mathbf{b} \neq 0$ $\Delta\mathbf{c} \neq 0$
2	$\Delta\mathbf{R}_3 \neq 0$ $\Delta\mathbf{R}_4 = 0$	$\Delta\mathbf{b} = 0$ $\Delta\mathbf{c} = 0$	$\Delta\mathbf{b} \neq 0$ $\Delta\mathbf{c} = 0$	$\Delta\mathbf{b} = 0$ $\Delta\mathbf{c} \neq 0$	$\Delta\mathbf{b} \neq 0$ $\Delta\mathbf{c} \neq 0$
3	$\Delta\mathbf{R}_3 = 0$ $\Delta\mathbf{R}_4 \neq 0$	$\Delta\mathbf{b} = 0$ $\Delta\mathbf{c} = 0$	$\Delta\mathbf{b} \neq 0$ $\Delta\mathbf{c} = 0$	$\Delta\mathbf{b} = 0$ $\Delta\mathbf{c} \neq 0$	$\Delta\mathbf{b} \neq 0$ $\Delta\mathbf{c} \neq 0$
4	$\Delta\mathbf{R}_3 \neq 0$ $\Delta\mathbf{R}_4 \neq 0$	$\Delta\mathbf{b} = 0$ $\Delta\mathbf{c} = 0$	$\Delta\mathbf{b} \neq 0$ $\Delta\mathbf{c} = 0$	$\Delta\mathbf{b} = 0$ $\Delta\mathbf{c} \neq 0$	$\Delta\mathbf{b} \neq 0$ $\Delta\mathbf{c} \neq 0$



■ **Рис. 3.** Формирование адаптивных систем: СПС — самоприспосабливающиеся системы (интеллектуальные, интеллектуальные); СПрС — системы с переменной структурой; СОС — самоорганизующиеся системы; СНС — самонастраивающиеся системы; МА — модель адаптации; МФ — модель функционирования; 1, 2 — пути обычного и адаптивного проектирования

Разновидности адаптивных систем представлены на рис. 3. Характеристика систем управления с позиций адаптации представлена в табл. 2.

Технические адаптивные системы получают дополнительную информацию об изменении параметров объекта управления, которое в свою очередь компенсировалось изменением параметров управляющей части.

В процессе эксплуатации системы ее цели либо не менялись, либо менялись только значе-

■ **Таблица 2.** Классификация систем управления

Вид систем	Характеристики систем	
	Название	Область изменения
Традиционные	Системы автоматического управления	Количественное изменение входного сигнала и (или) возмущения
Адаптивные	Самонастраивающиеся	Параметры
	С переменной структурой	Структура
	Самоорганизующиеся	Алгоритм работы
Интеллектуальные, самоприспосабливающиеся	Интеллектуальные	Цель меняется качественно и внешне
	Интеллектуальные	Цель меняется качественно внутри системы

ния составляющих вектора цели (количественные изменения цели).

Вместе с тем функциональное наполнение структуры адаптивных систем до настоящего времени связывают с техническими системами.

В то же время в процессе управления организационно-экономическими системами изменяется структура спроса, которая определяет изменения цели работы системы.

Компенсировать такие изменения в общем случае можно, изменяя структуру системы. Под *структурой* понимается совокупность элементов и их связей. Для рассматриваемых организационно-экономических систем управление введение (удаление) новых структурных элементов (реконструкция) связано с серьезными затратами. Поэтому компенсация изменения состава вектора цели осуществляется изменением состава векторов плана и управляющих воздействий, т. е. посредством изменения структурных связей системы (маршрутов — в терминах предметной области) и, возможно, весов отдельных составляющих целевых функций. В связи с этим в данной работе под изменением структуры подразумевается изменение связей при фиксированных структурных элементах.

Иными словами, фактически используется понятие гибкость — способность системы изменять цели функционирования за счет изменения структурных связей без существенных затрат (перевооружения производства). Гибкость представляет собой, таким образом, частный случай процедуры адаптации. Во вновь введенной классификации адаптивных систем гибкие системы отнесены к интеллектуальным системам с наличием человеческого фактора.

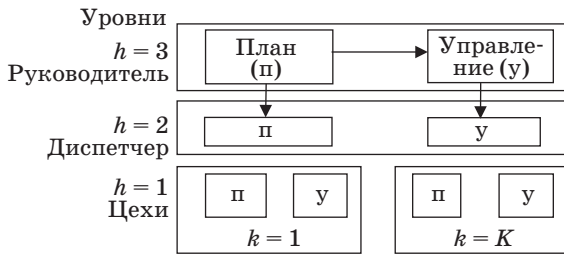
Рассмотрим особенности таких систем. Формирование описания рассматриваемого класса осуществим с помощью системного анализа с применением схемы, представленной на рис. 3.

Целью формирования является построение интеллектуальных систем, которые могли бы компенсировать в процедуре эксплуатации изменения цели функционирования вида, отмеченного в выражении (4).

Рассмотрим специфику исследуемой системы.

1. Автоматизированная система управления в общем случае обладает многоуровневой структурой [5–8]. Проводить анализ всех уровней сразу не представляется возможным. Целесообразно выбрать некоторую базовую часть структуры. В качестве такой структуры удобно принять трехуровневую структуру, представленную на рис. 4, поскольку в ней учтены все возможные изменения по координатам и времени при переходе с уровня на уровень.

На уровнях  $h = 1$  и  $h = 2$  масштабы по времени одинаковы, а по координатам — отличаются. На



■ Рис. 4. Трехуровневая система управления

уровне  $h = 3$  осуществляется агрегация как по времени, так и по координатам.

Указанную базовую структуру можно использовать как «скользящую» при анализе структуры с числом уровней более трех. Из рис. 4 видно, что рассматриваемые системы отличаются многоэлементным составом. В данной работе — взаимодействием подсистем «ТЭП — ОУОП» при подсистемном представлении (см. рис. 1). Влияние других подсистем — маркетинга, МТС, ТПП — учтем в виде скачкообразных изменений их выходных координат.

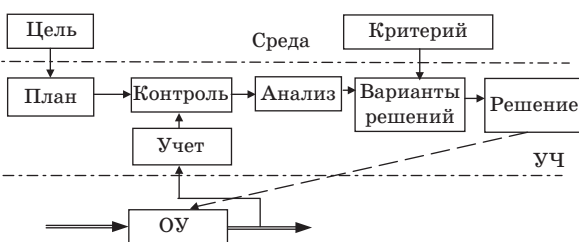
2. Каждый структурный элемент (см. рис. 4) характеризуется [4] циклом управления (рис. 5), в котором связаны процессы планирования и управления.

В организационно-экономических системах процесс планирования становится относительно самостоятельным. В то же время процессы планирования и управления отличаются по своей сути и по структуре.

3. В традиционных системах управления процесс планирования статический. План составляется заранее, например, в этом месяце, тогда как выполнение его осуществляется в следующем месяце. Инерционностью планирования здесь можно пренебречь.

В адаптивных системах при оперативном переходе на выпуск новой продукции процесс планирования становится динамическим, ибо интервал времени между процедурами составления и выполнения плана невелик.

4. Возможны различные сочетания процедур постановки на выпуск новой продукции и снятия части старой продукции.



■ Рис. 5. Цикл управления: ОУ — объект управления; УЧ — управляющая часть

5. Элементы управляющей части характеризуются в процедуре эксплуатации наличием в динамическом процессе целенаправленности, экономического интереса, который в математической форме может быть представлен целевой функцией. Работа целенаправленной системы проходит более успешно в случае согласования экономических интересов и динамических свойств элементов.

Цель синтеза целенаправленной системы заключается, следовательно, в выборе рационального пути  $\mu^* \in M$  (см. рис. 3).

В общем случае такая задача нелинейная, требует учета функционально-целевых отношений, а процесс ее решения носит комбинаторный, эвристический характер.

Вместе с тем для синтеза должен быть определен эффект, который целесообразно оптимизировать:

$$\Phi(\mu^*) \rightarrow \max. \quad (5)$$

Эффект проектирования (5) определяется:

1) выбранными дугами маршрута  $\mu$ , определяющими «затратную» часть эффекта при проектировании;

2) принятыми узлами маршрута  $\mu$ , т. е. выбранными при проектировании моделями, используемыми при эксплуатации и характеризующими «доходную» часть эффекта.

Эффект полезно представить в виде

$$\Phi = \Phi_\phi + \Phi_a \rightarrow \max, \quad (6)$$

где  $\Phi_\phi$  и  $\Phi_a$  — эффекты от эксплуатации моделей процедур функционирования и адаптации. В соответствии с поставленными задачами

$$\Phi_s = \Phi_s(\Phi_{s1}, \Phi_{s2}, \Phi_{s3}) \rightarrow \max, \quad (7)$$

где  $s = \phi$  или  $s = a$ ;  $\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3$  — составляющие эффекта, связанные с выбором структурных связей, синтезом процессов планирования и управления.

В свою очередь:

$$\Phi_{s1} = \Phi_{s1}(S) \rightarrow \max; \quad (8)$$

$$\Phi_{s2} = \Phi_{s2}(P) \rightarrow \max; \quad (9)$$

$$\Phi_{s3} = \Phi_{s3}(\epsilon, u) \rightarrow \min, \quad (10)$$

где  $S$  — связи между элементами (общая структура) системы;  $\epsilon$  — вектор отклонения вектор-выхода от вектор-плана  $P$ ;  $u$  — вектор управления.

В соответствии с рис. 3  $S = S_\pi * S_y$ ,  $S_\pi$  и  $S_y$  — структуры планирования и управления; \* — оператор связи структур.

Решить математически задачу (7) в общем случае затруднительно, поэтому ограничимся неформальным решением, поскольку часто структура определяется в процедуре идентификации, и остановимся на трехуровневой структуре (см. рис. 4).

В системе можно выделить процедуры функционирования и адаптации. Большую часть времени система работает в режиме функционирования, с которого и начнем более подробное описание структур в выражениях (9), (10).

**Процедура функционирования.** Ф2 — планирование. В общем случае структура планирования имеет вид

$$S_{\Pi} = \mathcal{E}^{h+2}(\mathbf{P}, t^{h+2}) \oplus \mathcal{E}_k^{h+1}(\mathbf{P}, t^{h+1}) \oplus \oplus \{ \mathcal{E}_l^h(\mathbf{P}, t^h) \oplus \mathcal{E}_j^h(\mathbf{P}, t^h) \}, \quad (11)$$

где  $\mathcal{E}^{h+2}(\mathbf{P}, t^{h+2})$ ,  $\mathcal{E}_k^{h+1}(\mathbf{P}, t^{h+1})$ ,  $\mathcal{E}_l^h(\mathbf{P}, t^h)$ ,  $\mathcal{E}_j^h(\mathbf{P}, t^h)$  —  $k$ -,  $l$ - и  $j$ -е элементы соответствующих уровней УЧ и ОУ;  $\mathbf{P}$  — вектор плана;  $t^h$  — отсчет по времени на уровне  $h$ ;  $h = 1, \theta$ ;  $\theta$  — количество уровней системы;  $l \in C(k)$ ,  $C(k) = \{l: \Gamma \mathcal{E}_k^{h+1} = \mathcal{E}_l^h, |C(k)| = N_l, k = 1, K_{h+1}, l = 1, K_h, K_h$  — количество элементов на уровне  $h$ ;  $j \in C(l)$ ,  $C(l) = \{j: \Gamma \mathcal{E}_j^h = \mathcal{E}_l^h, |C(l)| = N_j, j = 1, N_j$ ;  $\Gamma$  — прямая связь двух смежных элементов;  $\oplus$  — оператор прямой связи.

Тогда процесс планирования можно понимать так: определить оптимальные планы  $\mathbf{P}^h(t^h)$ ,  $h = 1, \theta$ , исходя из выбранного функционального описания элементов Э (ограничений) и целевой функции

$$\Phi_2^{\Phi} \{ \mathbf{P}^h(t^h) \} \rightarrow \max, \quad (12)$$

где  $\mathbf{P}^h(t^h)$  — вектор плана.

**Ф3** — процесс управления. Структура процесса управления имеет вид

$$S_y = \{ \mathcal{E}_m^{h+2}(\mathbf{u}, t^{h+2}) * \mathcal{E}_k^{h+1}(\mathbf{u}, t^{h+1}) * \mathcal{E}_l^h(\mathbf{u}, t^h) * * \mathcal{E}_l^h(\mathbf{y}, t^h) * \mathcal{E}_j^h(\mathbf{y}, t^h) \}, l = 1, K; h = 0, \theta, \quad (13)$$

где  $\mathcal{E}_k^{h+1}(\mathbf{u}, t^{h+1})$ ,  $\mathcal{E}_l^h(\mathbf{u}, t^h)$ ,  $\mathcal{E}_l^h(\mathbf{y}, t^h)$ ,  $\mathcal{E}_j^h(\mathbf{y}, t^h)$  —  $k$ -,  $l$ -,  $j$ -е элементы соответствующих уровней УЧ и ОУ;  $\mathbf{u}, \mathbf{y}$  — векторы управления и выхода;  $*$  — оператор замыкания, учитывающий обратные связи;  $C(r) = \{r: \mathcal{E}_r^h = \Gamma^1 \mathcal{E}_k^{h+1}, |C(r)| = N_r$ .

Соответственно процесс управления можно записать так: определить оптимальные планы  $\mathbf{u}^h(t^h)$ ,  $h = 1, \theta$ , исходя из выбранного функционального описания элементов Э и целевой функции

$$\Phi_{\Phi 3} \{ \boldsymbol{\varepsilon}^h(t^h), \mathbf{u}^h(t^h) \} \rightarrow \min, \quad (14)$$

где  $\boldsymbol{\varepsilon}^h(t^h)$ ,  $\mathbf{u}^h(t^h)$  — векторы отклонений и управлений;  $\boldsymbol{\varepsilon}^h(t^h) = \{ \mathbf{P}^h(t^h) - \mathbf{y}^h(t^h) \}$ .

**Процедура адаптации.** При переходе на выпуск новой продукции все перечисленные координаты  $s^h(t^h)$  меняются на  $s^{h'}(t^h)$ , при этом

$$|s^{h'}(t^h)| = |s^h(t^h)| + |s_{\Pi}^h(t^h)| - |s_c^h(t^h)|,$$

где  $|s_{\Pi}^h(t^h)|$  и  $|s_c^h(t^h)|$  характеризуют новую и снимаемую (полностью) продукцию;  $|\cdot|$  — размерность вектора. Изменяются, таким образом, структурные связи системы в выражениях (11), (13).

Приведенное описание структуры позволяет в дальнейшем указать место и выбрать функцио-

нальные зависимости в математическом описании системы.

## Заключение

На начальном этапе развития автоматизированные системы управления производством являлись практически статическими системами. С переходом к рынку динамичность внешней среды резко увеличилась. Возникла необходимость в оперативном переходе производств на выпуск новой продукции.

Появился фактически новый класс адаптивных систем с качественно изменяющейся целью в процедуре функционирования. Потребовалось сформировать их математическое системное описание, учитывающее специфику систем и ранее практически отсутствовавшее.

Для формирования такого описания авторами предложена схема, базирующаяся на методах системного анализа.

В данной работе рассмотрены вопросы описания целей и структуры функционирования указанных систем. Они создают перспективу последующего формирования математического описания многоуровневых адаптивных автоматизированных систем управления производством.

## Литература

1. **Основы** построения АСУ / под ред. В. И. Костюка. — М.: Сов. радио, 1977. — 304 с.
2. **Бобко И. М.** и др. Адаптивная АСУ производством. — М.: Статистика, 1981. — 384 с.
3. **Соломенцев Ю. М.** и др. Системное проектирование интегрированных АСУ ГПС машиностроения. — М.: Машиностроение, 1988. — 488 с.
4. **Соломенцев Ю. М.** и др. Введение в теорию интегрированных САПР гибких технологий и производств. — М.: Машиностроение, 1991. — 592 с.
5. **Советов Б. Я., Чертовской В. Д.** Автоматизированное адаптивное управление производством. — СПб.: Лань, 2002. — 200 с.
6. **Чертовской В. Д.** Интеллектуализация автоматизированного управления производством. — СПб.: Изд-во СПбГУ, 2007. — 164 с.
7. **Советов Б. Я., Цехановский В. В., Чертовской В. Д.** Теория адаптивного автоматизированного управления. — СПб.: Изд-во СПбГЭТУ, 2009. — 256 с.
8. **Советов Б. Я., Цехановский В. В., Чертовской В. Д.** Проблемы адаптивного автоматизированного управления промышленным предприятием // Информационно-управляющие системы. 2009. № 6(43). С. 18–24.

УДК 004.93 + 62.51 + 625.03

## ОЦЕНИВАНИЕ СКОРОСТИ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МАГНИТОМЕТРА

**В. М. Бардов<sup>1</sup>,**

аспирант

**Д. Е. Обертов<sup>2</sup>,**

аспирант

Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики

Ставится задача оценки скорости транспортных средств по показаниям одного магнитометра, вмонтированного в дорожное покрытие. Определение скорости предлагается выполнять в два этапа: по показаниям магнитометра определяется класс транспортного средства и его магнитная длина; по результатам сравнения полученной магнитной длины с соответствующим стандартным значением, взятым из базы данных для данного класса, определяется скорость. Согласно экспериментам, проведенным на реальной дороге, точность оценки составляет более 90 %.

**Ключевые слова** — магнитометр, идентификация скорости, определение скорости транспортных средств, интеллектуальные транспортные системы.

### Введение

Согласно отчету Всемирной организации здравоохранения за 2009 г. [1], в 49 странах Европы в дорожно-транспортных происшествиях погибло 120 тыс. чел. и 2,4 млн получили травмы различной степени сложности.

Система пассивной безопасности (подушки, ремни и т. д.) предназначена для защиты пассажиров при аварии, но не для ее предотвращения. Система активной безопасности (антипробуксовочная система, электронная блокировка дифференциала и т. д.) позволяет в различных критических ситуациях сохранить контроль над автомобилем. Все эти системы действуют в условиях данного транспортного средства (ТС), а поведение других участников дорожного движения не принимается во внимание.

<sup>1</sup> Научный руководитель — кандидат технических наук, доцент кафедры СУиИ Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики *С. В. Арановский*.

<sup>2</sup> Научный руководитель — доктор технических наук, профессор кафедры СУиИ Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики *Б. Р. Андреевский*.

В настоящее время активно развиваются методы снижения риска аварий, основанные на так называемой «совместной инфраструктуре» [2–5]. Данный подход используется в проекте iRoad Технического университета г. Лулео и предполагает создание интеллектуальной дорожной инфраструктуры, представленной сетью чувствительных узлов (набором датчиков), расположенных на дорожной разметке [6–8]. Идея заключается в том, что каждый чувствительный узел предоставляет информацию о текущей ситуации на отдельном участке дороги. Затем все поступившие данные централизованно обрабатываются, и, например, в случае обгона с выездом автомобиля на встречную полосу движения производится предварительная проверка наличия каких-либо препятствий для совершения данного маневра.

Для анализа текущей дорожной ситуации и выработки соответствующих рекомендаций метод «совместной инфраструктуры» требует наличия следующей информации о каждом проезжающем ТС [8]: количество осей, скорость и курсовой угол, колесная база, боковое положение, нагрузка на оси, класс.

Данная работа ставит конечной целью синтез алгоритма оценки скорости проезжающего ТС, так как данный параметр играет важную роль

при прогнозировании дальнейшего развития дорожной ситуации.

В настоящее время существует множество различных средств мониторинга дорожной ситуации [9], которые можно разделить на стационарные, т. е. встраиваемые, внедряемые, в данном случае в дорожное покрытие, и нестационарные.

Стационарные устройства (например, магнитометр, индуктивный петлевой датчик и др.) требуют монтажа чувствительных элементов непосредственно в дорожное покрытие.

Нестационарные устройства (радар, видеосистема, ультразвуковой сенсор и др.) размещаются вдоль полос движения без дополнительных дорожных работ. Тем не менее, данные системы требуют больших вычислительных мощностей, и их стоимость на порядок выше стационарных, что особенно актуально, если учесть, что для реализации «совместной инфраструктуры» необходима не одна тысяча таких устройств. Таким образом, использование стационарных средств предпочтительней.

В работах [10–12] предложен метод оценки скорости с использованием двух магнитометров за счет измерения времени проезда автомобиля от одного датчика к другому. Такой способ требует идеальной синхронизации датчиков, которой на практике сложно добиться [2].

В статье [12] предлагается использовать лишь один магнитометр, но при этом оценка скорости производится делением среднестатистического магнитного пути на время проезда ТС мимо датчика. Очевидно, что такой способ не учитывает индивидуальные параметры автомобиля и обладает существенной погрешностью. В настоящей работе ставится задача оценки скорости с использованием одного сенсорного узла, состоящего из магнитометра, с целью избежать проблемы синхронизации датчиков.

### Алгоритм оценки скорости транспортного средства на основе измерения магнитного пути

#### Теоретические сведения, описание метода

Если представить ТС как набор из  $i$  элементарных частей, каждая из которых обладает индивидуальным магнитным моментом, то движение автомобиля в магнитном поле можно рассматривать как движение результирующего магнитного момента, магнитное поле которого описывается уравнением Максвелла в соответствии с принципом суперпозиции [13]:

$$B(\mu_i, r_i) = \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{i=1}^n \frac{3(\mu_i r_i) r_i - \mu_i |r_i|^2}{|r_i|^5}, \quad (1)$$

где  $B$  — вектор магнитной индукции;  $\mu_0$  — магнитная постоянная;  $\mu_i$  — магнитный момент  $i$ -го

диполя;  $r$  — вектор, проведенный из начала координатной системы, связанной с датчиком, к  $i$ -му вектору магнитного момента.

Очевидно, что результирующий магнитный момент зависит от конструктивных особенностей автомобиля (формы кузова, материалов и т. д.), а это значит, что для автомобилей одинаковой конструкции можно говорить о равенстве векторов результирующих магнитных моментов  $\mu_{total}$ . Таким образом, очевидно, что автомобили одного класса, а значит, и примерно одинакового конструктивного исполнения вносят одинаковые возмущения в магнитное поле датчика.

Предположим теперь, что автомобили одного класса (с одинаковыми векторами результирующих магнитных моментов  $\mu_{total}$ ) движутся по одной линии относительно датчика с одинаковыми скоростями  $V$  (т. е.  $r(t)$  для данных ТС равны) и проходят расстояние  $S$  за  $t$  секунд. В таком случае, согласно формуле (1), результаты измерений проекций  $B_X$  и  $B_Y$  будут равны, а также будут равны и углы  $\alpha$ , рассчитанные по формуле

$$\alpha(t) = \text{arctg} \left( \frac{B_X(t)}{B_Y(t)} \right). \quad (2)$$

Обозначив за  $t_{-40}$  время, при котором  $\alpha(t) = -40$ , а за  $t_{+40}$  — время, при котором  $\alpha(t) = +40$ , временной интервал между ними (рис. 1) найдем по формуле

$$t_M = t_{+40} - t_{-40}. \quad (3)$$

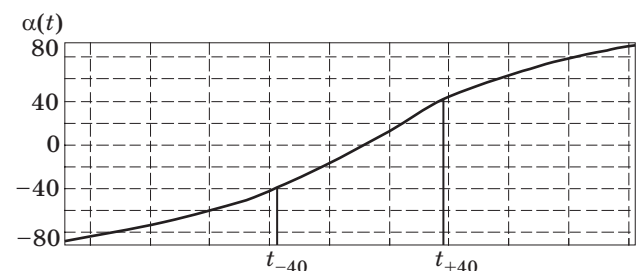
Тогда путь (назовем его магнитным путем  $S_M$ ), пройденный автомобилем за время  $t_M$ , можно найти по формуле

$$S_M = (t_{+40} - t_{-40})V = t_M V, \quad (4)$$

где  $V$  — скорость автомобиля.

Предположим теперь, что все исследуемые нами автомобили движутся по прямой линии, перпендикулярной (или параллельной) осям датчика, тогда магнитный путь  $S_M$ , согласно формулам (1), (4), зависит от:

- скорости  $V$  ТС;
- расстояния от траектории движения до датчика, так как при изменении данного расстояния изменится и  $r(t)$ ;



■ Рис. 1. Магнитный путь автомобиля

— класса ТС, так как от класса будет зависеть и  $\mu_{total}$ .

Таким образом, внося допущение, что расстояние от траектории движения до датчика постоянное для всех исследуемых ТС, т. е. ограничившись тем, что производится оценка скорости автомобилей, движущихся только по ближней к датчику полосе, для ТС одного класса получим одинаковое значение магнитного пути  $S_M$ :

$$S_M = t_{M1}V_1 = t_{M2}V_2 = \dots = t_{Mn}V_n, \quad (5)$$

где  $n$  — количество исследуемых автомобилей одного класса.

Создав экспериментальным путем базу данных, в которой для каждого класса записаны эталонные значения  $t_{M\_E}$  для известной скорости  $V_E$ , неизвестную нам скорость найдем по формуле, вытекающей из уравнения (5):

$$V = \frac{t_{M\_E}V_E}{t_M}, \quad (6)$$

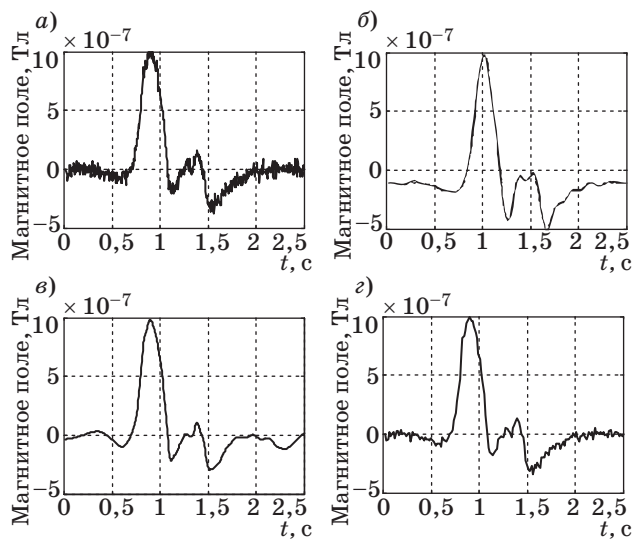
где  $t_M$  — время, за которое исследуемый автомобиль проезжает магнитный путь  $S_M$ .

### Обработка сигнала

Проведем сравнение различных методов обработки сигнала — сглаживания и фильтрации шумовых воздействий и помех.

1. *Фильтр нижних частот* был реализован с использованием функции `ellip` библиотеки обработки сигналов (Signal Processing Toolbox) MatLab с частотой среза 7 Гц.

2. *Вейвлет-фильтр* был реализован с применением библиотеки вейвлетов (Wavelet Toolbox)



■ **Рис. 2.** Сравнение различных методов обработки сигнала: исходный сигнал (а); сигнал после обработки фильтром нижних частот (б), вейвлет-фильтром (в) и методом скользящего среднего (г)

MatLab. В качестве вейвлет-функции использовалась функция Добеши 7-го порядка, количество уровней разложения сигнала также равно 7.

3. *Метод скользящего среднего (moving average)* предполагает сглаживание сигнала за счет замены  $n$  точек данных их средним значением. В данной работе  $n = 3$ .

Для сравнения представленных методов была проведена обработка сигнала, полученного измерением осью  $X$  магнитометра магнитного поля автомобиля с прицепом (рис. 2, а–г).

Как видно из рисунков, все фильтры неплохо справились со своей задачей, но фильтр нижних частот вносит в сигнал временное смещение, а вейвлет-фильтр требует значительных вычислительных мощностей, поэтому в дальнейшем будем использовать метод скользящего среднего.

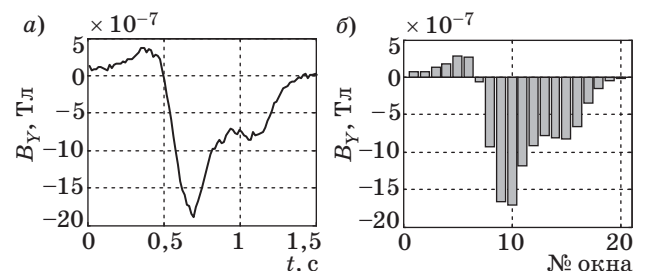
### Классификация транспортных средств

Для определения скорости автомобиля по формуле (6) необходимо знать его класс, причем, согласно FHWA (Федеральное управление автомобильных дорог, США), автомобили классифицируются по количеству осей и расстоянию между ними. Нам же необходимо классифицировать автомобили по их магнитным свойствам, т. е. по магнитному пути на фиксированной скорости, например, при  $V_E = 30$  км/ч.

Для классификации ТС используем метод среднего значения (average-var) [11]. Данный метод предполагает классифицировать ТС по их «подписям» — измерениям проекций  $B_X$ ,  $B_Y$  и  $B_Z$ .

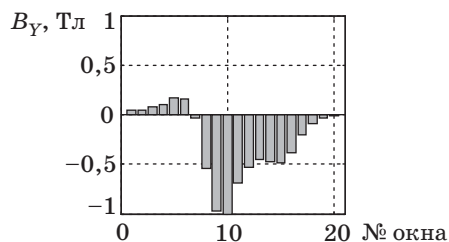
В соответствии с методом, изложенным в работе [11], измерения магнитометра в промежутке въезда и выезда автомобиля в зону чувствительности датчика (от  $t_A$  до  $t_D$  соответственно) по каждой оси разделяются на 20 окон (равных временных интервалов), и для каждого окна находится среднее значение (рис. 3, а, б). Полученные средние значения нормируются в пределах  $[-1, 1]$  (рис. 4).

Нормированные значения  $x_{measured}$  сравниваются с эталонными значениями  $x_{etalon}$ , записанными в базе (табл. 1), для этого вычисляется ев-



■ **Рис. 3.** Нахождение среднего значения измерений оси  $Y$  для пассажирского автомобиля с прицепом на скорости 50 км/ч: а — исходный сигнал; б — усредненный





■ Рис. 4. Нормированное среднее значение

■ Таблица 1. Структура базы данных

№ класса	Эталонные значения подписи			$V_E$	$S_{M\_E}$	$t_{M\_E}$
	$x_{etalon\_1}$	$x_{etalon\_2}$	$x_{etalon\_60}$			
1	$x_{etalon\_1,1}$	$x_{etalon\_1,2}$	...	$V_{E\_1}$	$S_{M\_E\_1}$	$t_{M\_E\_1}$
2	$x_{etalon\_2,1}$	$x_{etalon\_2,2}$	...	$V_{E\_2}$	$S_{M\_E\_2}$	$t_{M\_E\_2}$
...	...	...	...	...	...	...
n	$x_{etalon\_n,1}$	$x_{etalon\_n,2}$	...	$V_{E\_n}$	$S_{M\_E\_n}$	$t_{M\_E\_n}$

евклидово отклонение по всем трем осям для каждого из 20 окон:

$$Ed = \sqrt{\sum_{i=1}^{60} (x_{etalon} - x_{measured})^2}. \quad (7)$$

Класс, соответствующая строка которого в базе имеет наименьшее евклидово отклонение от измеренных данных, и есть класс исследуемого автомобиля.

Для снижения потребляемых вычислительных мощностей, а это особенно актуально при использовании микроконтроллера, можно использовать метод сжатия данных [14] и вместо 60 точек  $x_{measured}$  и  $x_{etalon}$  использовать только 5 [11], но такое сокращение может привести к росту ошибок при классификации автомобиля.

**План работы алгоритма оценки скорости**

В соответствии с описанным выше методом оценка скорости проводится по следующему плану.

1. По результатам сравнения методом среднего значения данных, полученных в результате измерений, и данных, хранящихся в базе, определяется класс ТС.

2. По формулам (2), (3) рассчитываются значения функции  $\alpha(t)$  и находится значение  $t_M$ .

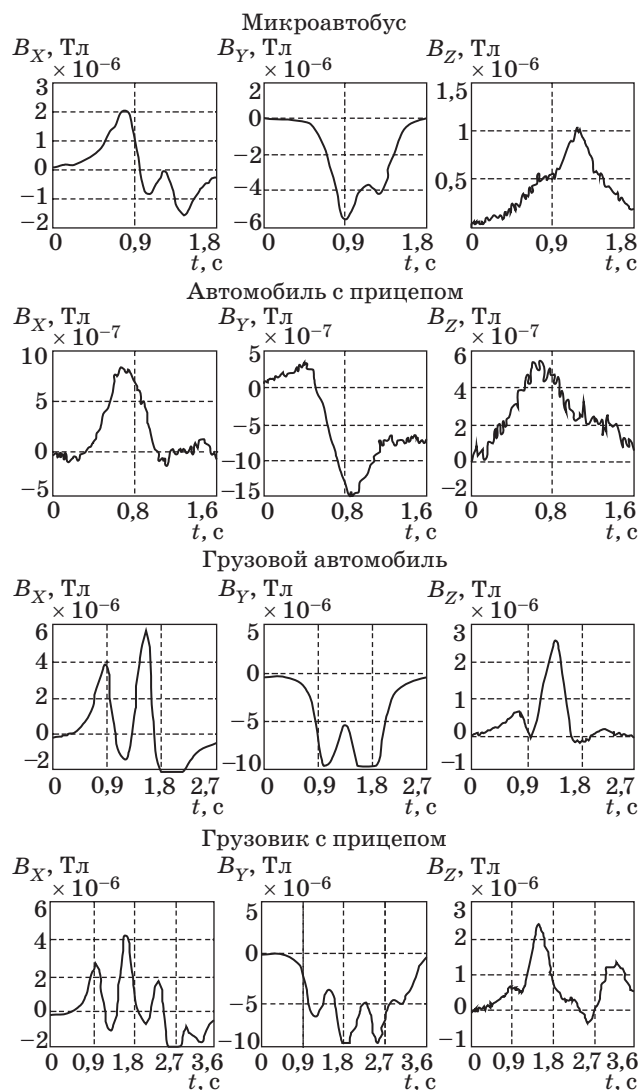
3. По формуле (6) подстановкой  $t_{M\_E}$  и  $V_E$  для данного класса находится скорость исследуемого автомобиля.

Для автоматизированного определения скорости в приложении MatLab была написана соответствующая программа.

**Результаты эксперимента**

В качестве анализируемых данных использовались измерения, полученные в ходе 20 экспериментов на полигоне Arctic Falls (Швеция) с ТС четырех различных классов (по FHWA): микроавтобусом, автомобилем с прицепом, грузовым автомобилем, грузовиком с прицепом, — движущимися по ближней относительно датчика полосе на скоростях 30, 40, 50, 60 и 70 км/ч. Для измерения реальной скорости использовался датчик фирмы Raselogic, точность которого составляет 0,1 км/ч.

В качестве эталонных для каждого из представленных классов были взяты данные, полученные на скорости 30 км/ч (рис. 5). Видно, что данные значительно отличаются, и разделение автомобилей на классы по их магнитным свойствам соответствует классификации по FHWA (табл. 2).



■ Рис. 5. Измерения проекций магнитного поля  $B_X$ ,  $B_Y$  и  $B_Z$  для каждого из рассматриваемых классов автомобилей, движущихся на скорости 30 км/ч

■ Таблица 2. Классификация исследуемых ТС по их магнитным свойствам

Транспортное средство	Класс	Магнитный путь $S_{M_E}$ , м	Временной интервал $t_{M_E}$ , с
Renault Passenger	Микроавтобус	6,0947	0,7314
Saab 93 с прицепом	Автомобиль с прицепом	8,9540	1,0745
Scania 144g	Грузовой автомобиль	10,7814	1,2938
Scania 144g с прицепом	Грузовик с прицепом	20,5040	2,4605

В качестве примера, иллюстрирующего работу алгоритма, рассмотрим задачу оценки скорости автомобиля с прицепом в соответствии с планом (реальная скорость данного автомобиля равна 50 км/ч).

1. Проанализировав данные, программа определила класс ТС верно — «автомобиль с прицепом». На рис. 6, а, б представлены рассчитанное нормированное среднее значение подписи исследуемого автомобиля и эталонное, взятое для данного класса из базы.

Евклидово отклонение составило всего 0,89577, в то время как второе минимальное значение равно 2,0883, что говорит о запасе погрешности при определении класса.

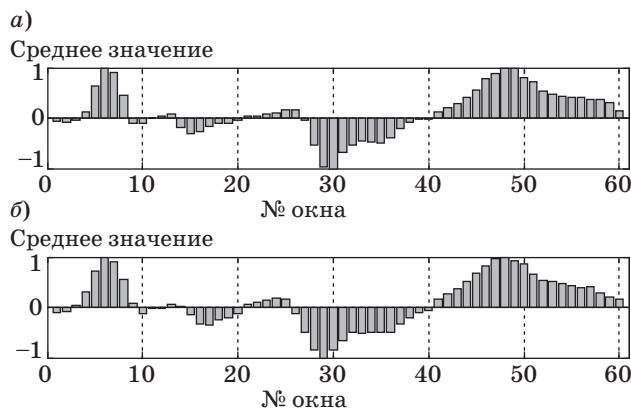
2. Результаты вычисления функции  $\alpha(t)$  представлены на рис. 7. Значение временного интервала  $t_M = 0,6631$  с.

3. По формуле (6) была найдена скорость

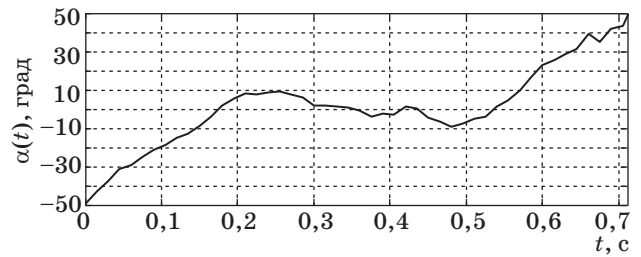
$$V = \frac{t_{M_E} V_E}{t_M} = \frac{1,0745 \cdot 30}{0,6631} \approx 48,6 \text{ м/с}.$$

Таким образом, погрешность оценки скорости составила всего

$$\text{error} = \frac{50 - 48,6}{50} = 2,8\%.$$



■ Рис. 6. Нормированное среднее (а) и эталонное (б) значения подписи исследуемого автомобиля



■ Рис. 7. График функции  $\alpha(t)$  для автомобиля с прицепом, движущегося со скоростью 50 км/ч

■ Таблица 3. Результат работы алгоритма оценки скорости на основе измерения магнитного пути

№ п/п	Транспортное средство	Результат оценки класса	Оценка скорости, км/ч		Ошибка, %
			Оценка скорости, км/ч	Реальная скорость, км/ч	
1	Saab 93 с прицепом	Автомобиль с прицепом	Эталон		
2	То же	То же	40,0761	40	0,19025
3	— » —	— » —	48,6126	50	2,7748
4	— » —	— » —	56,7537	60	5,4105
5	— » —	— » —	67,66	70	3,34286
6	Renault Passenger	Микроавтобус	Эталон		
7	То же	То же	Плохие данные измерений		
8	— » —	— » —	46,931	50	6,138
9	— » —	— » —	54,8026	60	8,66233
10	— » —	— » —	64,6703	70	7,61386
11	Scania 144g	Грузовой автомобиль	Эталон		
12	То же	То же	41,2945	40	3,23625
13	— » —	— » —	50,5588	50	1,1176
14	— » —	— » —	61,2431	60	2,07183
15	— » —	— » —	70,5456	70	0,77943
16	Scania 144g с прицепом	Грузовик с прицепом	Эталон		
17	То же	То же	Плохие данные измерений		
18	— » —	— » —	50,9441	50	1,8882
19	— » —	— » —	61,3146	60	2,191
20	— » —	— » —	71,9189	70	2,74123

Аналогично были проверены остальные 13 наборов экспериментальных данных. Максимальная ошибка измерения составила 8,67 % (табл. 3).

### Заключение

В данной работе ставилась задача оценки скорости автомобиля по результатам измерений од-

ного магнитометра, расположенного на дорожном покрытии.

Предложен метод оценки скорости ТС на основе измерения магнитного пути. Проанализировав модель магнитного поля, авторы пришли к выводу, что у ТС с одинаковыми магнитными свойствами магнитный путь пропорционален скорости. Таким образом, зная эталонный магнитный путь для данного класса, т. е. путь на известной скорости, можно определить скорость исследуемого автомобиля. При использовании данного метода вводится ряд допущений:

- автомобиль движется по прямой линии по ближней к датчику полосе;
- автомобили не перевозят металлические предметы, которые могут внести дополнительные возмущения в измеряемом магнитном поле;
- между исследуемыми автомобилями соблюдается такая дистанция, при которой отсутствует возмущение, вносимое одним автомобилем, влияющее на измерения магнитного поля другого.

При такой постановке задачи оценка скорости осуществляется с точностью более 90 %. Погрешность 10 % можно объяснить наличием помех и небольшим варьированием расстояния между датчиком и траекторией движения ТС при эксперименте. Также стоит заметить, что при исследо-

вании реального дорожного трафика разница магнитных путей между соседними классами будет незначительной, как незначительными будут и различия магнитных подписей. Таким образом, случаи неправильной классификации ТС возможны, но они не приведут к значительным ошибкам оценки скорости.

Ввиду того, что данный алгоритм предполагается реализовать с использованием микроконтроллеров, а сами сенсорные узлы будут вмонтированы в асфальт, предусмотрен способ снижения потребляемой энергии и вычислительных мощностей за счет использования метода сжатия данных [14].

В работах [11–13] предложены алгоритмы оценки скорости с использованием двух сенсорных узлов за счет измерения времени проезда автомобиля от одного датчика к другому. При такой постановке возникает проблема синхронизации данных [3], а оценки скорости получаются с большой погрешностью. Таким образом, удалось решить означенную проблему, используя данные только с одного сенсорного узла.

Работа выполнена при финансовой поддержке ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы (соглашение № 14.В37.21.0406).

## Литература

1. **Global Status Report On Road Safety — Time For Action.** — World Health Organization (WHO), 2009. — 287 p.
2. **Isaksson M.** Vehicle detection using anisotropic magnetoresistors: Master's thesis. — Chalmers University of Technology, 2008. — 66 p.
3. **Sullivan J. M., Winker C. B., Hagan M. R.** Smart barrel for an adaptive queue-warning systems, tech. rep. — University of Michigan, Feb. 2005. — 118 p.
4. **Misener J., Shladover S.** PATH investigation in vehicle-roadside cooperation and safety: A foundation for safety and vehicle-infrastructure integration research // Intelligent transportation systems Conf. (ITSC'06) // IEEE. 2006. P. 9–16.
5. **Coleri S., Cheung S. Y., Varaiya P.** Sensor networks for monitoring traffic // Communication, control, and computing: 42th Annual Allerton Conf. 2004. Vol. 2. P. 883–893.
6. **Hostettler R., Birk W., Nordenvaan M. L.** Feasibility of road vibration-based vehicle property sensing // Intelligent transport systems. IET. 2010. Vol. 4. P. 356–364.
7. **Birk W.** et al. Road surface networks technology enablers for enhanced ITS // IEEE VNC 2010 Conf. proceeding. 2010. P. 152–159.
8. **Hostettler R.** Traffic counting using measurements of road surface vibrations: Master's thesis. — Lulea University of Technology, 2009. — 81 p.
9. **Zhang Y., Bruce L. M.** Automated accident detection at intersections. — Final Report of Mississippi Transportation Research Center, 2004. — 66 p.
10. **Cheung S. Y., Ergen S. C., Varaiya P.** Traffic surveillance with wireless magnetic sensors // Proc. of the 12th ITS World Congress. 2005. Vol. 1917. P. 173–181.
11. **Cheung S. Y., Varaiya P.** Traffic surveillance by wireless sensor networks: Final report. — California PATH Research Report, 2007. — 161 p.
12. **Cheung S. Y.** et al. Traffic measurement and vehicle classification with a single magnetic sensor // Proc. of the Annual Meeting of the transportation research board. 2005. Vol. X. P. 173–181.
13. **Johansson C., Jonasson C., Erlandsson M.** Magnetic sensors for traffic detection: Technical report. — IMEGO. Sweden, 2006. — 86 p.
14. **Chen C. S., Huo K. S.** Karhunen-loeve method for data compression and speech synreport // IEEE Proc.-I. 1991. Vol. 138. N 5. P. 377–380.

УДК 51

## МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РЫНОЧНОЙ СИТУАЦИИ РЕСУРСНОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПРОИЗВОДСТВЕННО-ЭКОНОМИЧЕСКИХ СИСТЕМ

**Ю. С. Сербулов,**

доктор техн. наук, профессор

**Д. А. Глухов,**

канд. техн. наук, доцент

Воронежская государственная лесотехническая академия

*Представлена математическая модель ресурсного взаимодействия конкурирующих производственно-экономических систем, предполагающая их деление на группы: содействующие, нейтральные и антагонистически настроенные системы. Показано, что данная модель позволяет определить изменение числа систем каждой из групп на протяжении всего времени их ресурсного взаимодействия. Особое внимание уделяется нахождению времени прекращения отрицательного влияния антагонистических систем на группу нейтральных систем.*

**Ключевые слова** — математическая модель, конкуренция, взаимодействие, рыночные отношения, ресурс.

### Введение

В современных нестабильных социально-экономических условиях спецификой развития различного рода функциональных производственно-экономических систем (ПЭС) является, с одной стороны, усиление процесса интеграции и концентрации производства как формы проявления процесса перераспределения капитала между секторами экономики и территориями, а с другой стороны, выполнение целевых задач в условиях конкуренции за овладение или перераспределение того или другого вида (типа) ресурса (материального, энергетического, информационного и т. п.). Конкуренция представляет борьбу за достижение целевого превосходства в предметной области одной из конфликтующих ПЭС [1–3]. От результатов его разрешения зависит процесс развития, жизнедеятельности и гибели (поглощения) любой системы. В процессе повседневной деятельности ПЭС конфликт не исчезает, а динамически переходит из одной формы в другую. Наиболее «тяжелым» в системном представлении является категория конфликта «соперничество», характеризующая процесс развития конкурентной борьбы систем с противоположными интересами в динамически изменяющихся внешних условиях. При этом не исключается возможность участия в таком типе конфликта одной или

нескольких конкурирующих систем такого же уровня иерархии.

Целью исследования является построение математической модели ресурсного взаимодействия (РВ) конкурирующих систем, позволяющей смоделировать рыночную ситуацию.

### Модель ресурсного взаимодействия ПЭС в условиях конфликта

В настоящее время установлено, что чаще всего причиной возникновения конкуренции является общий ресурс [4], поэтому конкуренция может возникать даже на ранних этапах взаимодействия и приводить к появлению на рынке качественно нового пула конкурирующих за новый ресурс систем.

В зависимости от состава ПЭС в данном сегменте рынка рыночная ситуация, для описания которой, например, можно использовать одну из дифференциальных моделей, встречающихся в теории эпидемий [5], может принимать различные формы.

Предположим, что на рынке функционируют  $N$  ПЭС, которые условно можно разделить на три группы. Первую из них образуют ПЭС, которые при РВ содействуют друг другу. Их количество в момент времени  $t$  обозначим  $X(t)$ . Вторую группу представляют ПЭС, которые при РВ нейтральны к другим ПЭС. Число таких систем обозначим  $Y(t)$ . И, наконец, третью группу составляют

ПЭС, которые относительно других ПЭС проводят антагонистическую политику. Число таких ПЭС  $Z(t)$ . Предполагается, что число ПЭС каждой из групп можно представить как непрерывную функцию времени, хотя на самом деле  $X(t)$ ,  $Y(t)$ ,  $Z(t)$  — целые числа в любой момент времени. Таким образом, можно записать

$$X(t) + Y(t) + Z(t) = N. \quad (1)$$

Далее процесс РВ должен протекать в зависимости от численности ПЭС группы  $Z(t)$ . Если предположить, что число таких ПЭС превосходит некоторое число  $Z^*$ , то окажется, что они способны отрицательно влиять на ПЭС из группы  $Y(t)$ , проводящие нейтральную независимую политику. При этом скорость изменения численности таких ПЭС не может не зависеть от общего числа нейтральных  $Y(t)$ . Допустим, что в первом приближении эту зависимость можно считать линейной:

$$\frac{dY}{dt} = -\alpha Y.$$

Здесь  $\alpha$  — коэффициент пропорциональности, характеризующий отрицательную динамику РВ ПЭС и определяющий долю ПЭС, разочаровывающихся в выбранном направлении РВ.

Если каждая ПЭС из группы  $Y(t)$ , перешедшая в группу  $Z(t)$ , сама становится носителем антагонизма, то скорость изменения числа ПЭС, отрицательно настроенных друг к другу, представляет собой разность:

$$\frac{dZ}{dt} = \alpha Y - \beta Z. \quad (2)$$

Здесь  $\beta$  — коэффициент пропорциональности, характеризующий положительную динамику РВ и определяемый как доля ПЭС, при РВ содействующих друг другу. В процессе РВ число содействующих ПЭС из частей  $Y(t)$  и  $Z(t)$  волеется в группу  $X(t)$ , и общая скорость изменения этой части ПЭС в процессе РВ на рынке будет равна

$$\frac{dX}{dt} = \beta Z. \quad (3)$$

Определение коэффициентов  $\alpha$  и  $\beta$  является весьма трудоемкой задачей. Обычно они определяются на основе эксперимента, анализа статистических данных и др. [6].

Рассмотрим два предельных случая. В первом из них  $Z(t) \leq Z^*$ . При этом отрицательная динамика РВ на рынке слабо выражена, и нейтральные ПЭС могут пребывать как бы в стационарном состоянии. В этом случае зависимость числа ПЭС каждой из групп от времени определяется уравнениями

$$\frac{dY}{dt} = 0; \quad \frac{dZ}{dt} = -\beta Z; \quad \frac{dX}{dt} = \beta Z. \quad (4)$$

В случае же, когда число ПЭС  $Z(t) \geq Z^*$ , т. е. РВ протекает в условиях сильно выраженной отрицательной динамики, зависимость числа ПЭС каждой из частей от времени определяется уравнениями

$$\frac{dY}{dt} = -\alpha Y; \quad \frac{dZ}{dt} = \alpha Y - \beta Z; \quad \frac{dX}{dt} = \beta Z. \quad (5)$$

Для однозначности решений соответствующих уравнений необходимо задать начальные условия. Пусть до начала РВ (в момент времени  $t_0$ )  $X(t_0) = X_0$ , а  $Z(t_0) = Z_0$ . Кроме того, для простоты расчетов считаем, что  $\alpha = \beta$ . Тогда в первом случае  $Z(t) \leq Z^*$  очевидно, что

$$Y(t) = N - Z_0 - X_0;$$

$$Z(t) = Z_0 e^{-\alpha t};$$

$$X(t) = N - Y(t) - Z(t) = X_0 + Z_0(1 - e^{-\alpha t}). \quad (6)$$

Рассматриваемый случай соответствует рыночной ситуации, когда довольно большая группа ПЭС проводит антагонистическую политику по отношению друг к другу. На рис. 1 графически представлено изменение числа ПЭС каждой из трех групп с течением времени.

Для случая  $Z(t) \geq Z^*$  должен существовать интервал времени  $0 \leq t \leq T$ , в течение которого неравенство справедливо, так как по смыслу задачи  $Z$  — непрерывная функция во времени.

Из уравнений (5) следует

$$Y(t) = Y_0 e^{-\alpha t}; \quad (7)$$

$$\frac{dZ}{dt} + \alpha Z = \alpha Y_0 e^{-\alpha t}. \quad (8)$$

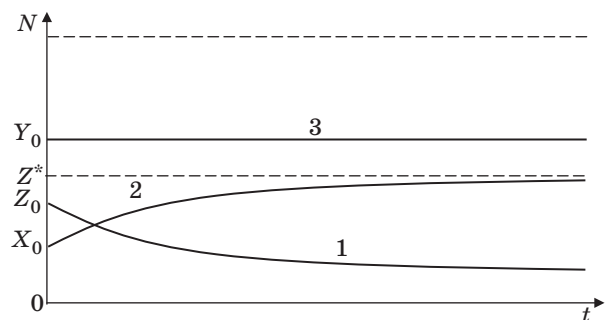
Если теперь умножить обе части на  $e^{\alpha t}$ , то получим

$$\frac{d}{dt}(Z e^{\alpha t}) = \alpha Y_0,$$

откуда

$$Z e^{\alpha t} = \alpha Y_0 t + C, \quad (9)$$

что соответствует множеству всех решений (8)



■ Рис. 1. Временная зависимость числа ПЭС каждой из трех групп в процессе РВ: 1, 2, 3 —  $X(t)$ ,  $Z(t)$  и  $Y(t)$  соответственно

$$Z(t) = Ce^{-\alpha t} + \alpha Y_0 t e^{-\alpha t}. \quad (10)$$

Далее, используя начальные условия  $t = 0$ , получаем, что  $C = Z_0$ , а уравнение (10) примет вид

$$Z(t) = (Z_0 + \alpha Y_0 t) e^{-\alpha t}. \quad (11)$$

Последнее уравнение (5) с учетом (10) будет иметь вид

$$\frac{dX}{dt} = (\alpha Z_0 + \alpha^2 Y_0 t) e^{-\alpha t},$$

а его решение

$$X(t) = N - (Z_0 + Y_0(1 + \alpha t)) e^{-\alpha t}. \quad (12)$$

Как с течением времени меняется число ПЭС каждой из рассматриваемых групп в процессе РВ, схематически показано на рис. 2.

Исследуя на экстремум функцию (11), найдем момент времени  $t_{\max}$ , который соответствует максимальному значению числа ПЭС, составляющих группу  $Z(t)$ :

$$\frac{dZ}{dt} = (\alpha Y_0 - \alpha Z_0 - \alpha^2 Y_0 t) e^{-\alpha t} = 0,$$

откуда

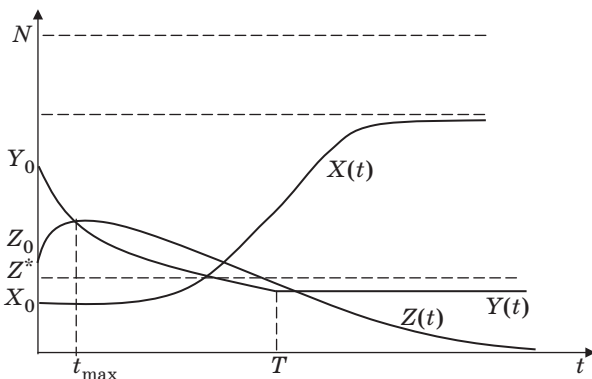
$$t_{\max} = \frac{1}{\alpha} \left( 1 - \frac{Z_0}{Y_0} \right). \quad (13)$$

Если теперь подставить (13) в (11), то получим

$$Z_{\max} = Y_0 e^{\left( \frac{Z_0}{Y_0} - 1 \right)}. \quad (14)$$

Следует заметить, что число ПЭС, полученное в (14), равно числу нейтральных ПЭС в этот момент времени, полученное из (8), поэтому  $Z(t_{\max}) = Y(t_{\max})$ .

Дальнейшие исследования свяжем с нахождением величины времени  $T$ . Это важно, поскольку именно в этот момент времени в результате изменения рыночной ситуации прекращается отрицательное влияние ПЭС из части группы  $Z$  на часть ПЭС из  $Y(t)$ .



■ Рис. 2. Изменение числа ПЭС в процессе РВ

Если вернуться к уравнению (11), то при  $t = T$  его правая часть принимает значение  $Z^*$ :

$$Z^* = (Z_0 + \alpha Y_0 T) e^{-\alpha T}, \quad (15)$$

а при этом  $Y(T) = Y_0 e^{-\alpha T} = Y^* = \lim_{t \rightarrow \infty} Y(t)$  есть чис-

ло ПЭС, которые в результате изменения рыночной ситуации перешли в разряд содействующих между собой. Под  $t \rightarrow \infty$  следует понимать достаточно удаленный момент времени. Тогда из последнего выражения легко получить искомый момент времени

$$T = \frac{1}{\alpha} \ln \frac{Y_0}{Y^*}. \quad (16)$$

Таким образом, при указании явного значения  $Y^*$  можно использовать условие (16) для предсказания времени прекращения антагонистической политики группы  $Z$ .

### Заключение

Предложенная математическая модель РВ конкурирующих систем позволяет при условии указания числа ПЭС, которые в результате изменения рыночной ситуации перешли в разряд содействующих между собой, спрогнозировать время прекращения отрицательного влияния антагонистических ПЭС на группу нейтральных ПЭС.

### Литература

1. Сысоев В. В. Конфликт, сотрудничество, независимость / Московская академия экономики и права. — М., 1999. — 151 с.
2. Сербулов Ю. С., Сысоев Д. В., Чернышова Е. В. Модели анализа конкурентного ресурсного взаимодействия производственно-экономических систем: монография. — Воронеж: Научная книга, 2011. — 141 с.
3. Аржакова Н. В., Новосельцев В. И., Редкозубов С. А. Управление динамикой рынка: системный подход / Воронеж. гос. ун-т. — Воронеж, 2004. — 192 с.
4. Сербулов Ю. С., Сысоев Д. В., Сысоева Н. В. Теоретико-множественное представление взаимодействия систем в условиях ресурсного конфликта // Системы управления и информационные технологии. 2007. № 2(28). С. 45–48.
5. Murray J. D. Some simple mathematical models in ecology // Math. Spectrum. 1983/1984. Vol. 16. N 2. P. 48–54.
6. Джилад Б. Конкурентная разведка / пер. с англ. Н. Черенковой и В. Черенкова. — СПб.: Питер, 2010. — 320 с.

УДК 537.86

## СИСТЕМА ЦИФРОВОЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ, МАСКИРУЕМОЙ ХАОТИЧЕСКИМ СИГНАЛОМ СИСТЕМЫ С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ

**А. С. Караваев,**

канд. физ.-мат. наук, доцент

**Д. Д. Кульминский,**

инженер

Саратовский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского

**В. И. Пономаренко,**

доктор физ.-мат. наук, ведущий научный сотрудник

**М. Д. Прохоров,**

доктор физ.-мат. наук, ведущий научный сотрудник

Саратовский филиал Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН

Система передачи информации с нелинейным подмешиванием информационного сигнала к хаотическому сигналу генератора с запаздывающей обратной связью экспериментально реализована на программируемых микроконтроллерах с цифровой линией передачи. Предложенная схема позволяет передавать и принимать речевые и музыкальные сигналы в реальном времени без заметных искажений.

**Ключевые слова** — система передачи информации, хаотическая синхронизация, системы с запаздыванием.

### Введение

Разработка систем передачи информации, использующих явление синхронизации хаотических автоколебаний, привлекает к себе большое внимание [1–7]. Интерес к хаотическим коммуникационным системам обусловлен тем, что хаотические системы обладают широкополосным спектром мощности, позволяют обеспечить высокую скорость передачи информации и остаются работоспособными при малых отношениях сигнала к шуму. Кроме того, они допускают возможность простой аппаратурной реализации с большим выбором различных колебательных режимов.

Для повышения конфиденциальности хаотических систем связи было предложено осуществлять скрытую передачу данных на основе систем с запаздыванием, демонстрирующих хаотическую динамику очень высокой размерности [8–12]. В настоящее время известно много разных способов передачи информационного сигнала с хаотической несущей, из которых одним из наиболее распространенных является нелинейное подмешивание информационного сигнала к хаотическому [5]. Однако одним из главных недо-

статков таких систем связи является сравнительно низкая помехоустойчивость [6]. Дело в том, что для обеспечения скрытности передачи информации уровень сигнала сообщения должен быть существенно меньше уровня хаотической несущей. В таких условиях наличие помех в канале связи приводит к значительному искажению информационного сигнала, выделяемого на выходе схемы.

В данной работе мы предлагаем систему передачи информации, основанную на принципе нелинейного подмешивания, в которой информационный сигнал подмешивается к хаотическому сигналу генератора с запаздывающей обратной связью, формируемому в результате цифровых вычислений на микроконтроллере. При этом в приемник, параметры которого совпадают с параметрами передатчика, поступает цифровой сигнал, и для извлечения его информационной компоненты также используются цифровые вычисления. Такая система передачи информации использует маскировку информационного сигнала хаотическим сигналом высокой размерности и позволяет передавать и принимать речевые и музыкальные сигналы в реальном времени без заметных искажений.

**Система передачи информации**

Блок-схема системы связи с нелинейным подмешиванием представлена на рис. 1. Передатчик представляет собой кольцевую систему из линии задержки, нелинейного элемента и линейного фильтра низких частот. Информационный сигнал  $m(t)$  с помощью сумматора добавляется к хаотическому сигналу  $f(x(t - \tau))$  на выходе нелинейного элемента, и сигнал  $s(t) = f(x(t - \tau)) + m(t)$  передается в канал связи и одновременно вводится в кольцо обратной связи передающей системы, колебания которой описываются дифференциальным уравнением первого порядка с запаздыванием:

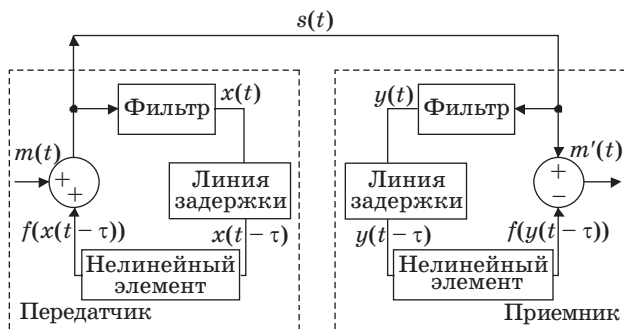
$$\varepsilon \dot{x}(t) = -x(t) + f(x(t - \tau)) + m(t), \quad (1)$$

где  $x(t)$  — состояние системы в момент времени  $t$ ;  $f$  — нелинейная функция;  $\tau$  — время запаздывания;  $\varepsilon$  — параметр, характеризующий инерционность системы. При таком нелинейном подмешивании информационный сигнал непосредственно участвует в формировании сложной динамики генератора хаоса.

Приемник состоит из тех же элементов, что и передатчик, за исключением сумматора, который заменен на вычитатель, разрывающий цепь обратной связи. Уравнение, описывающее динамику принимающей системы, имеет вид

$$\varepsilon \dot{y}(t) = -y(t) + f(y(t - \tau)) + m(t). \quad (2)$$

На выходе вычитателя имеем восстановленный информационный сигнал  $m'(t) = f(x(t - \tau)) + m(t) - f(y(t - \tau))$ . Если элементы принимающей и передающей систем идентичны, то после переходного процесса эти системы синхронизируются между собой. Действительно, разность между колебаниями систем (1) и (2)  $\Delta(t) = x(t) - y(t)$  уменьшается со временем при любых  $\varepsilon > 0$ , так как  $\dot{\Delta}(t) = -\Delta(t)/\varepsilon$ . В результате синхронизации имеем  $x(t) = y(t)$ , а значит  $f(x(t - \tau)) = f(y(t - \tau))$  и  $m'(t) = m(t)$ . При этом качество восстановления сигнала



■ **Рис. 1.** Блок-схема системы передачи информации с нелинейным подмешиванием

ла  $m(t)$  не зависит от его амплитудных и частотных характеристик, что означает возможность передавать без искажений сложные информационные сигналы.

Выбранный нами нелинейный элемент обеспечивает квадратичное преобразование. Уравнение передатчика при этом имеет вид

$$\varepsilon \dot{x}(t) = -x(t) + \lambda - (x(t - \tau))^2 + m(t), \quad (3)$$

где  $\lambda$  — параметр нелинейности. Параметры передатчика выбираются таким образом, чтобы система находилась в режиме развитых хаотических колебаний.

Передающая система реализована в нашей схеме на программируемом микроконтроллере. Так как он не имеет встроенных аппаратных блоков поддержки операций с плавающей запятой, для повышения быстродействия системы все вычисления в микроконтроллере целесообразно проводить с помощью целочисленной арифметики. Для этого необходимо отмасштабировать переменные и параметры уравнения (3), воспользовавшись следующей логикой. При малых  $\varepsilon$  допустимые пределы изменения параметра  $\lambda$ , при которых в системе (3) существует периодический или хаотический аттрактор, составляют от 0 до 2. В этих пределах изменения  $\lambda$  динамическая переменная  $x(t)$  может принимать значения от  $-2$  до  $+2$ . Перейдем к целочисленной арифметике, преобразовав уравнение (3) так, чтобы динамическая переменная размещалась в 16-битной ячейке памяти, т. е. чтобы ее значение изменялось в диапазоне целых чисел от  $-2^{15}$  до  $2^{15}$ . Это можно сделать, введя замену переменных:  $X(t) = 2^{14}x(t)$ ,  $M(t) = 2^{14}m(t)$ . Тогда (3) примет следующий вид:

$$\frac{\varepsilon \dot{X}(t)}{2^{14}} = -\frac{X(t)}{2^{14}} + \lambda - \left(\frac{X(t - \tau)}{2^{14}}\right)^2 + \frac{M(t)}{2^{14}}. \quad (4)$$

Умножив обе части уравнения (4) на  $2^{14}$  и введя  $\Lambda = 2^{14}\lambda$ , получим

$$\varepsilon \dot{X}(t) = -X(t) + \Lambda - \frac{(X(t - \tau))^2}{2^{14}} + M(t). \quad (5)$$

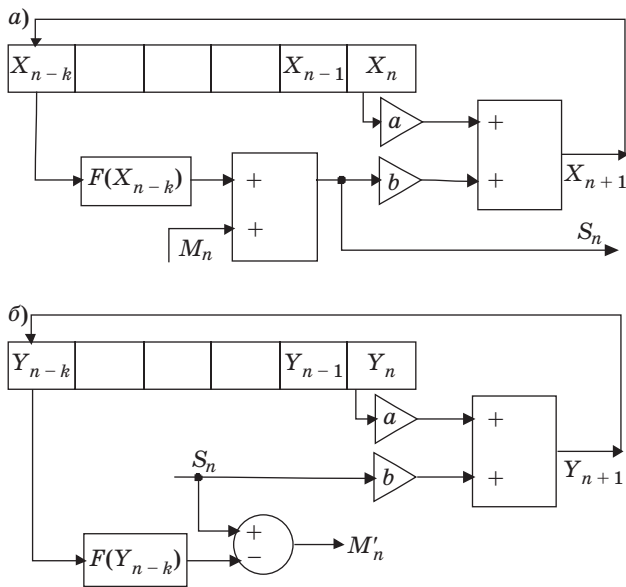
Дифференциальное уравнение (5) можно свести к разностному уравнению, более удобному для программной реализации в микроконтроллере:

$$X_{n+1} = \left(1 - \frac{\Delta t}{\varepsilon}\right) X_n + \frac{\Delta t}{\varepsilon} (F(X_{n-k}) + M_n), \quad (6)$$

где  $n$  — дискретное время;  $\Delta t$  — шаг по времени;  $k$  — время задержки в единицах шагов дискретизации;  $F(X_{n-k}) = \Lambda - X_{n-k}^2/2^{14}$ .

Блок-схема передатчика, программно реализованного на базе микроконтроллера, представлена на рис. 2, а. На первом шаге работы программы массив кольцевого буфера, содержащего зна-





■ Рис. 2. Блок-схемы передатчика (а) и приемника (б), программно реализованных на базе микроконтроллера:  $a$  и  $b$  — постоянные множители,  $a = 1 - \Delta t/\varepsilon$ ,  $b = \Delta t/\varepsilon$

чения от  $X_{n-k}$  до  $X_n$ , инициализируется некоторой постоянной величиной в качестве начального условия. Затем вычисляется нелинейная функция  $F(X_{n-k})$ , к этому значению добавляется информационный сигнал  $M_n$ , и полученная сумма  $S_n$  передается в канал связи, организованный в виде последовательного цифрового интерфейса. Последующее значение дискретной динамической переменной  $X_{n+1}$  вычисляется в соответствии с соотношением (6) и помещается в кольцевой буфер. Через  $k$  циклов процесс инициализации завершается, и буфер заполняется реальными значениями. Блок-схема приемника, программно реализованного на базе микроконтроллера, представлена на рис. 2, б.

Линейное преобразование сигнала осуществлялось нами с помощью низкочастотного цифрового фильтра Баттерворта первого порядка. Следует отметить, что использование фильтров высокого порядка, как правило, позволяет повысить конфиденциальность системы связи. Чем больше коэффициентов в уравнении, описывающем фильтр, тем больше предыдущих значений переменной используется для вычисления следующего значения. При этом для выделения скрытого сообщения необходимо знать больше параметров. Нелинейное преобразование также может быть выбрано разного вида. Например, можно использовать отображение «тент» или другие отображения с хаотической динамикой. Используемая в данной работе квадратичная нелинейная функция, имеющая единственный управля-

ющий параметр, была выбрана в качестве простейшего примера нелинейного преобразования для реализации хаотического автогенератора с запаздыванием на базе микроконтроллера.

### Иллюстрация работы схемы

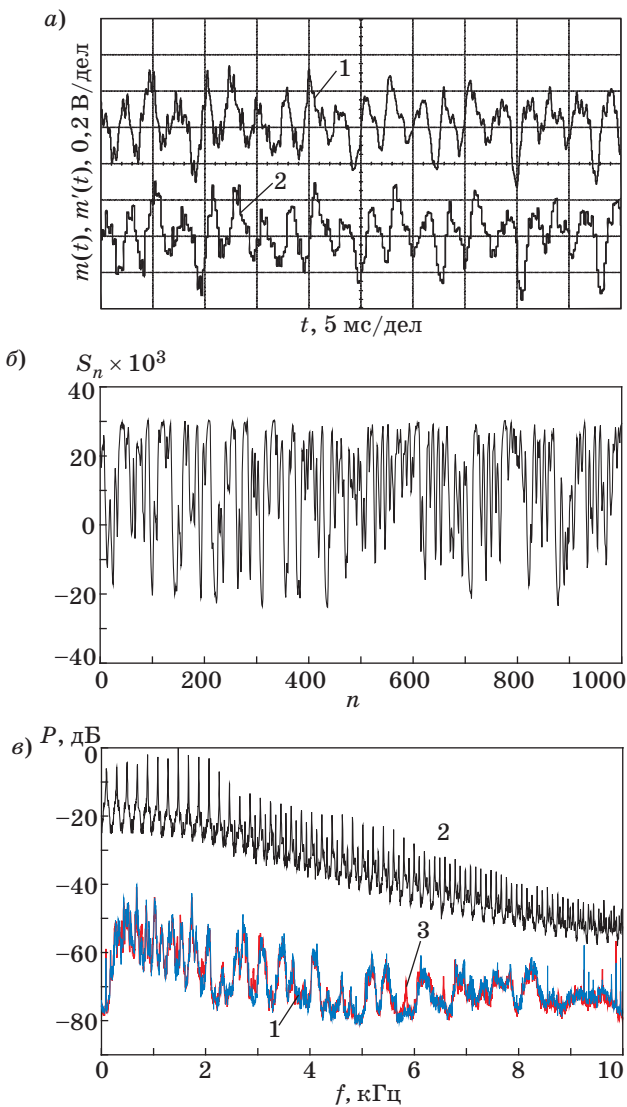
Передатчик реализован в нашей схеме на основе программируемого микроконтроллера семейства Atmel xmegaAVR. Аналоговый информационный сигнал  $m(t)$  подается на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП), а сигнал  $M_n$  с его выхода подмешивается в динамику передающей системы. Вычисления проводятся с использованием целочисленной арифметики.

Проиллюстрируем работоспособность предложенной схемы при выборе в качестве информационного сигнала музыкальной композиции с достаточно широким спектром в диапазоне звуковых частот (песни). Фрагмент временной реализации такого сигнала представлен на рис. 3, а. Для оцифровки сигнала мы использовали 12 разрядов АЦП с частотой дискретизации 20 кГц ( $\Delta t = 50$  мкс).

Фрагмент временной реализации хаотического сигнала  $S_n = F(X_{n-k}) + M_n$ , генерируемого автогенератором с задержкой на микроконтроллере при  $\lambda = 1,9$ ,  $\Delta t/\varepsilon = 0,5$  и  $k = 100$ , показан на рис. 3, б. Этот 16-битный сигнал тоже имел частоту дискретизации 20 кГц и передавался по цифровому каналу связи стандарта RS-485. Если пропустить этот сигнал через цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) и воспроизвести, то будет слышен только шум без каких-либо признаков речи и музыки.

Приемник в схеме реализован на основе такого же программируемого микроконтроллера, что и передатчик. На выходе вычитателя приемника имеем выделенный информационный сигнал  $M'_n = F(X_{n-k}) + M_n - F(Y_{n-k})$ . При отсутствии шумов и выборе параметров приемника, равных параметрам передатчика, имеем  $F(Y_{n-k}) = F(X_{n-k})$  и  $M'_n = M_n$ . Подав цифровой сигнал  $M'_n$  на вход ЦАП, получим на выходе восстановленный аналоговый информационный сигнал  $m'(t)$ . Фрагмент его временной реализации тоже представлен на рис. 3, а для случая, когда параметры приемника имеют такие же значения, как и параметры передатчика. Из рис. 3, а видно, что временные реализации передаваемого и выделенного информационных сигналов очень похожи. На слух исходный музыкальный сигнал  $m(t)$  и сигнал  $m'(t)$  на выходе приемника не различимы.

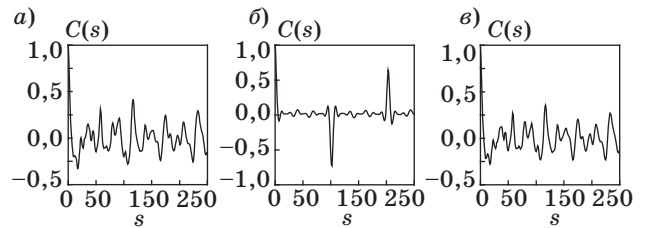
Спектры мощности хаотического сигнала  $S_n$ , информационного сигнала  $M_n$  и выделенного в приемнике информационного сигнала  $M'_n$  приведены на рис. 3, в. Амплитуда музыкального ин-



■ **Рис. 3.** Осциллограммы реализаций музыкального информационного сигнала  $m(t)$  на входе схемы 1 и восстановленного информационного сигнала  $m'(t)$  на выходе схемы 2 (а); фрагмент временной реализации хаотического сигнала  $S_n$  (б); спектры мощности сигналов: 1 —  $M_n$ ; 2 —  $S_n$ , 3 —  $M'_n$  (в)

формационного сигнала составляет около 5 % от амплитуды хаотической несущей, и его присутствие незаметно в спектре мощности передаваемого сигнала  $S_n$ . Из рис. 3, в видно, что спектры сигналов  $M_n$  и  $M'_n$  практически совпадают.

В дополнение к представлению исследуемых сигналов во временной и спектральной областях мы построили их автокорреляционные функции (АКФ). На рис. 4, а–в показаны АКФ  $C(s)$  передаваемого информационного сигнала, хаотического сигнала в канале связи, а также информационного сигнала, выделенного на выходе приемника при идентичности параметров приемника



■ **Рис. 4.** Автокорреляционные функции информационного сигнала  $M_n$  (а), сигнала  $S_n$  в канале связи (б) и информационного сигнала  $M'_n$  на выходе приемника при идентичности параметров приемника и передатчика (в)

и передатчика. Видно, что АКФ передаваемого и выделенного информационных сигналов очень близки, а АКФ хаотического сигнала в канале связи быстро падает, но имеет характерные пики на временах, близких времени запаздывания и удвоенному времени запаздывания.

Таким образом, качество восстановления информационного сигнала на выходе приемника оказывается достаточно высоким. Предложенная схема позволяет осуществлять передачу и прием речевых и музыкальных сигналов в реальном времени без заметных искажений.

### Выделение информационного сигнала при расстройке параметров приемника и передатчика

В рассмотренном выше примере передатчик и приемник имели одинаковые значения параметров, что обеспечивало для авторизованного слушателя качественный прием информационного сигнала. Идентичность параметров приемника и передатчика является важной составляющей систем передачи информации, основанных на синхронизации хаотических систем. С увеличением расстройки параметров приемника и передатчика ухудшается качество хаотического синхронного отклика приемника и, как следствие, ухудшается качество выделяемого информационного сигнала [5]. Начиная с некоторого значения расстройки, выделение полезного сообщения становится невозможным. Достоинством предложенной цифровой системы связи является использование в ней программируемых микроконтроллеров, что позволяет добиться полной идентичности параметров передатчика и приемника, практически недостижимой при построении передающей и принимающих систем на аналоговых элементах.

Для стороннего наблюдателя сигнал, передаваемый через открытый канал связи, воспринимается как шум. Для выделения сигнала сообщения из хаотической несущей неавторизованному

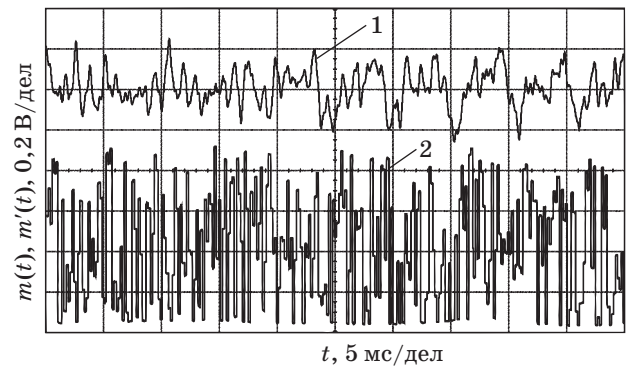
слушателю необходимо знать конфигурацию передатчика, т. е. ему должно быть известно, что передатчик описывается модельным уравнением с запаздыванием (1), а также необходимо знать вид нелинейной функции  $f$  и точные значения параметров системы. Для реконструкции модельных уравнений систем с запаздыванием и восстановления их параметров по временным рядам был предложен ряд методов [13–18]. В отсутствие шума эти методы позволяют с хорошей точностью определить неизвестные параметры систем с запаздыванием. Однако при наличии шума оценка параметров оказывается менее точной, причем с ростом уровня шума погрешность оценки параметров растет. Кроме того, присутствие шума может привести к искажению информационного сигнала на выходе схемы [19, 20].

В рассмотренной системе передачи информации используется нелинейное подмешивание информационного сигнала к хаотическому сигналу системы с задержкой. При этом присутствие информационного сигнала в хаотической несущей, так же как и присутствие шума, неизбежно снижает точность оценки управляющих параметров системы. Мы исследовали, насколько точно необходимо знать значения параметров передающей системы для того, чтобы выделить информационный сигнал на выходе приемника.

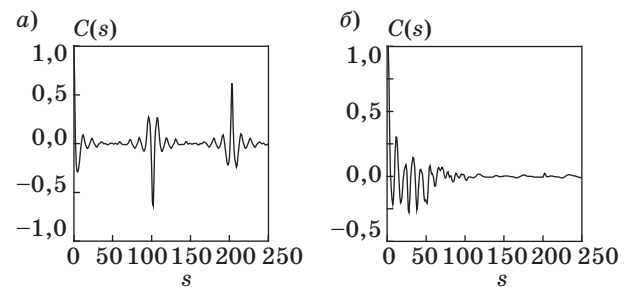
Выберем параметры передатчика так же, как в рассмотренном выше примере, и будем передавать тот же музыкальный сигнал. Параметры приемника возьмем такими же, как в передатчике, за исключением дискретного времени запаздывания  $k$ , которое будем менять вблизи истинного значения  $k = 100$ . Уже при минимальной расстройке  $k$  на единицу ( $k = 99$  или  $k = 101$ ) на выходе приемника слышен только шум, т. е. при расстройке времени запаздывания в приемнике и передатчике на 1 % информационный сигнал выделить не удастся. Фрагменты временных реализаций исходного музыкального сигнала  $m(t)$  и сигнала  $m'(t)$ , выделенного в приемнике при  $k = 99$ , показаны на рис. 5. Амплитуда сигнала  $m'(t)$  значительно больше, чем у сигнала  $m(t)$ , а сам сигнал  $m'(t)$  больше похож на хаотическую несущую.

На рис. 6, а приведена АКФ сигнала, выделенного на выходе приемника при расстройке дискретного времени запаздывания  $k$  на 1 %. Эта АКФ больше похожа на АКФ сигнала в канале связи (см. рис. 4, б), чем на АКФ информационного сигнала на входе схемы (см. рис. 4, а).

Исследуем теперь влияние расстройки параметра  $\varepsilon$  на качество выделения информационного сигнала. Положим параметры приемника и передатчика одинаковыми за исключением параметра  $\varepsilon$ , который будем менять вблизи истинного



■ Рис. 5. Осциллограммы реализаций исходного информационного сигнала  $m(t)$  1 и сигнала  $m'(t)$  2, выделенного в приемнике при расстройке параметра  $k$  ( $k = 99$ )



■ Рис. 6. Автокорреляционные функции сигналов  $M'_n$  на выходе приемника при расстройке параметра  $k$  ( $k = 99$ ) (а) и параметра  $\varepsilon$  ( $\varepsilon = 99$  мкс) (б)

значения  $\varepsilon = 100$  мкс. Установлено, что при расстройке  $\varepsilon$  более чем на 1,5 % как в положительную, так и в отрицательную сторону, информационный сигнал на выходе приемника не прослушивается, а его временная реализация и спектр мощности существенно отличны от оригинальных. При расстройке  $\varepsilon$  на 0,1–1,0 % информационный сигнал маскируется частично. При его прослушивании на выходе приемника удастся различить отдельные слова и музыкальный фон, хотя временные реализации и спектры мощности сигналов  $m'(t)$  и  $m(t)$  при этом существенно отличаются. При расстройке  $\varepsilon$  в приемнике и передатчике на 0,05 %, музыкальный сигнал выделяется с небольшими помехами, которые исчезают при дальнейшем уменьшении расстройки.

На рис. 6, б приведена АКФ сигнала, выделенного на выходе приемника при расстройке параметра  $\varepsilon$  на 1 %. Эта АКФ заметно отлична от АКФ информационного сигнала на входе схемы (см. рис. 4, а) и быстрее спадает.

Таким образом, для выделения информационного сигнала стороннему наблюдателю необходимо с высокой точностью восстановить параметры передатчика, что является непостоянной задачей для рассмотренной системы связи.

## Заключение

Нами предложена и экспериментально реализована система цифровой передачи информации с нелинейным подмешиванием информационного сигнала к хаотическому сигналу генератора с запаздывающей обратной связью, в которой передатчик и приемник реализованы на простых программируемых микроконтроллерах. Такая система связи позволяет без заметных искажений передавать и принимать в реальном времени речевые и музыкальные сигналы. Высокое качество приема информа-

ционного сигнала достигается за счет использования в передатчике и приемнике цифровых элементов, обеспечивающих идентичность параметров.

Исследована возможность выделения полезной информации из хаотической несущей при расстройке параметров приемника и передатчика предложенной схемы. Установлено, что для выделения информационного сигнала расстройка параметров не должна превышать 1 %.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 13-02-00227, и гранта президента РФ, МК-4435.2012.8.

## Литература

1. Pecora L. M., Carroll T. L. Synchronization in chaotic systems // *Phys. Rev. Lett.* 1990. Vol. 64. P. 821–824.
2. Parlitz U. et al. Transmission of digital signals by chaotic synchronization // *Int. J. of Bifurcation and Chaos.* 1992. Vol. 2. P. 973–977.
3. Cuomo K. M., Oppenheim A. V. Circuit implementation of synchronized chaos with applications to communications // *Phys. Rev. Lett.* 1993. Vol. 71. P. 65–68.
4. Pecora L. M. et al. Fundamentals of synchronization in chaotic systems, concepts, and applications // *Chaos.* 1997. Vol. 7. P. 520–543.
5. Дмитриев А. С., Панас А. И. Динамический хаос: новые носители информации для систем связи. – М.: Физматлит, 2002. – 252 с.
6. Короновский А. А., Москаленко О. И., Храмов А. Е. О применении хаотической синхронизации для скрытой передачи информации // *УФН.* 2009. Т. 179. С. 1281–1310.
7. Короновский А. А., Москаленко О. И., Храмов А. Е. Скрытая передача информации на основе режима обобщенной синхронизации в присутствии шумов // *ЖТФ.* 2010. Т. 80. В. 4. С. 1–8.
8. Pyragas K. Transmission of signals via synchronization of chaotic time-delay systems // *Int. J. of Bifurcation and Chaos.* 1998. Vol. 8. P. 1839–1842.
9. Ponomarenko V. I., Prokhorov M. D. Extracting information masked by the chaotic signal of a time-delay system // *Phys. Rev. E.* 2002. Vol. 66. 026215.
10. Пономаренко В. И., Прохоров М. Д. Кодирование и извлечение информации, замаскированной хаотическим сигналом системы с запаздыванием // *Радиотехника и электроника.* 2004. Т. 49. № 9. С. 1098–1104.
11. Kye W.-H., Choi M., Kim C.-M., Park Y.-J. Encryption with synchronized time-delayed systems // *Phys. Rev. E.* 2005. Vol. 71. 045202.
12. Nguimdo R. M., Colet P., Larger L., Pesquera L. Digital key for chaos communication performing time delay concealment // *Phys. Rev. Lett.* 2011. Vol. 107. 034103.
13. Voss H., Kurths J. Reconstruction of non-linear time delay models from data by the use of optimal transformations // *Phys. Lett. A.* 1997. Vol. 234. P. 336–344.
14. Büchner M. J. et al. Reconstruction of systems with delayed feedback: (I) Theory // *Eur. Phys. J. D.* 2000. Vol. 10. P. 165–176.
15. Пономаренко В. И., Прохоров М. Д., Караваев А. С., Безручко Б. П. Определение параметров систем с запаздывающей обратной связью по хаотическим временным реализациям // *ЖЭТФ.* 2005. Т. 127. С. 515–527.
16. Zunino L. et al. Permutation-information-theory approach to unveil delay dynamics from time-series analysis // *Phys. Rev. E.* 2010. Vol. 82. 046212.
17. Ma H., Xu B., Lin W., Feng J. Adaptive identification of time delays in nonlinear dynamical models // *Phys. Rev. E.* 2010. Vol. 82. 066210.
18. Dai C. et al. Seeker optimization algorithm for parameter estimation of time-delay chaotic systems // *Phys. Rev. E.* 2011. Vol. 83. 036203.
19. Никитин В. Н., Юркин Д. В. Улучшение способов аутентификации для каналов связи с ошибками // *Информационно-управляющие системы.* 2010. № 6. С. 42–46.
20. Мальцев Г. Н., Чернявский Е. В. Кодирование сообщений в системах радиоуправления без обратного информационного канала // *Информационно-управляющие системы.* 2011. № 4. С. 60–65.

УДК 654.165

## ИЕРАРХИЯ РАЗМЕЩЕНИЯ ФЕМТО/ПИКО/МАКРОСОТ В ГОРОДСКОЙ СРЕДЕ С ПЛОТНЫМ РАСПОЛОЖЕНИЕМ АБОНЕНТОВ, НАХОДЯЩИХСЯ ВНУТРИ И ВНЕ ПОМЕЩЕНИЯ

**Н. Ш. Блаунштейн,**

доктор физ.-мат. наук, профессор  
Университет Бен-Гуриона, Израиль, г. Беэр Шева

**М. Б. Сергеев,**

доктор техн. наук, профессор  
Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Определяется совместное использование базовых станций макросети и точек доступа фемтосети и пикосети или домашних базовых станций с распределением общих или выделенных несущих частот. Представлены результаты моделирования структуры для анализа улучшения пропускной способности канала в сложной городской среде. Проведен анализ неоднородной сети, состоящей из выделенных фемтосот для домашнего покрытия при наличии традиционного покрытия макросот. Изучаются достоинства и недостатки различных вариантов размещения с использованием предложенного моделирования.

**Ключевые слова** — сети 4G, макросеть, пикосеть, фемтосеть, радиопокрытие, базовая станция.

### Введение

Сегодня сотни миллионов людей по всему миру пользуются сотовыми и не сотовыми беспроводными коммуникациями. Это обусловлено безоговорочным удобством совершать звонки и получать аудио- и видеoinформацию в свободное время, получать и отправлять SMS, MMS, бродить по сети Интернет и писать письма в любом месте и в любое время. Мобильные телефоны стали популярными и ежедневно используемыми предметами. В нашу «информационную эру» считают необходимостью иметь доступ к информации на ходу не только бизнесмены, но и каждый обыватель, желающий быть на связи с внешним миром ежесекундно.

Мобильные сети уже прошли через три поколения. Первое поколение сотовых сетей было аналоговым. В сетях второго поколения (2G) для увеличения их пропускной способности и привлечения большего числа абонентов использовались технологии TDMA, FDMA и CDMA. С помощью цифровых технологий оцифрованный голос может быть закодирован и зашифрован. Более того, сети 2G стали более безопасными.

Сети третьего поколения (3G) интегрировали сотовые телефоны в мир Интернета, предостав-

ляя высокоскоростную передачу данных в дополнение к коммутации устройств передачи голоса. Сотовые сети 3G сначала использовались в некоторых странах Азии, Европы и США, а начиная с 2002 года широко распространены во всем мире. К 2009 году стало ясно, что в какой-то момент сети 3G будут перегружены из-за роста широкополосных приложений, таких как потоковые мультимедиа-данные. В отрасли начались поиски технологий оптимизации данных в целях увеличения скорости их передачи и пропускной способности канала, а акцент делался на GoS и C/I. Особенно важной эта задача оказалась для городской и пригородной сред с различной интенсивностью звонков и потоков данных, изменяющихся во времени.

Спрос на услуги мобильного доступа к данным не только сегодня, но и в обозримом будущем будет расти в геометрической прогрессии. Единственный, наиболее понятный способ увеличения пропускной способности сетей на порядок, а именно это потребуется в течение следующего десятилетия, — развитие сетевой инфраструктуры. Однако указанные тенденции требуют принципиально новых подходов для экономически эффективного развития инфраструктур.

Последнее ключевое направление в этой области — покрытие фемтосотами традиционных

микро- и макросетей. Эти небольшие, недорогие, маломощные точки доступа фемтосотовой сети (FAP) могут быть установлены либо конечным пользователем, либо поставщиком услуг и, как правило, занимают разрешенный спектр и имеют IP-соединения (рис. 1).

Оптимизация пропускной способности канала в беспроводных сетях четвертого поколения (4G) стала ключевым вопросом последующего десятилетия. Настоящая работа является попыткой объединить широкий спектр научных точек зрения [1–4], посвященных фемтосотовой связи. Цель — улучшение понимания проблем следующего десятилетия использованием принятых моделей и показателей и предложение ряда инновационных подходов по проектированию и развертыванию сетей беспроводной связи 4G. Эти подходы основаны на передовых технологиях и использовании адаптивных/смарт-антенн, объединенных в MIMO-конфигурации, с применением комбинации стратегий сотовой планирования (от макро- до фемтосот), необходимого для удовлетворения растущего спроса на внедрение современных беспроводных систем — наземных, земля-воздух и земля-спутник.

Имеется ряд публикаций [5–9] по реализации макросотовых сетей, особенно в городских и пригородных районах со средней или высокой плотностью пользователей сотовой связи. Однако на сегодня не существует общей модели для прогнозирования распространения сигнала, особенно в помещениях. Всевозможные преграды: мебель, люди, стены различной толщины, окна — могут располагаться в разных местах и оказывать влияние на распространение радиосигнала.

Когда мобильные пользователи находятся в рамках покрытия макроантенны (значение C/I около 20 дБ), то это означает хорошие пропускную способность канала и скорость передачи данных в нем. Но когда мобильные пользователи приближаются к границам сотовой связи, особенно внутри зданий, значение C/I падает до уровня ~3 дБ. Это означает, что оборудование пользователей подвержено существенному влиянию помех и имеет очень низкую скорость приема/передачи данных.



■ Рис. 1. Иерархия фемто/пикосот



■ Рис. 2. Иерархия фемто/макросот

Как отмечалось выше, фемтосоты становятся сегодня все более популярными, а их использование является усовершенствованным решением для пользователей, удаленных от антенн макросот. Фемтосоты создают сигнал, предоставляющий коммуникацию между пользователями фемтосети, выступая при этом мощной помехой для соседних пользователей макросетей и иных фемтосетей. Этот выбор между усовершенствованным сигналом для одних пользователей и возрастающими помехами для других — основная проблема распространения фемтосетей. Важное значение в построении окончательной конфигурации сети, объединенной с фемтосотами, имеет достижение наилучшего соотношения сигнал/шум, которое влияет на предоставление сигнала высокого качества всем пользователям.

В настоящей работе предлагается решение вышеуказанных проблем моделированием канала связи в городских и пригородных условиях при развитии стратегии макросетей, объединенных с фемтосотами и пикосотами (рис. 2). Для макросетей, объединенных с фемтосотами, проанализированы различные сценарии с разной плотностью; цифры взяты с учетом топографии городской местности, в которой были размещены макросоты, с применением экспериментальных данных.

Чтобы оценить преимущества такого объединения фемто/пико/макросот, предлагается мультипараметрическая стохастическая модель для прогнозирования распространения сигнала как внутри, так и снаружи помещения [10–18].

### Модели распространения

Механизм распространения электромагнитной волны можно охарактеризовать с помощью явления отражения, дифракции и рассеивания. Модели распространения обычно направлены на прогнозирование средней мощности принимае-

мого сигнала на заданном расстоянии от передатчика, а также на изменчивость уровня сигнала в непосредственной близости от каждого конкретного местоположения пользователя. Вывести эти модели можно путем расчета параметра «пространственное затухание», представляющего собой затухание сигнала, измеряемое в децибелах [дБ]. Проще говоря, это разница между передаваемой и принимаемой мощностями.

**Модель распространения в городских условиях**

Радиопередача при мобильной коммуникации вне помещения обычно происходит на пересеченной местности. Профиль конкретной местности необходимо брать в расчет для оценки пространственного затухания. Этот профиль может варьироваться от слегка холмистого до высокогорного. Присутствие деревьев, строений и прочих естественных препятствий для радиоволны также должно учитываться. Для прогнозирования пространственного затухания в условиях застроенной местности могут быть полезными разнообразными модели распространения.

Применим мультипараметрический стохастический подход к прогнозированию распространения радиосигнала в городской среде, сочетающий в себе учет многолучевого распространения вдоль прямых улиц, пересекающих и прилегающих к ним улиц, а также естественные и искусственные препятствия, распределенные на пересеченной местности беспорядочно (по Пуассону, для обычного потока рассеивателей). Общие формулы были получены авторами в работах [10–17] для прогнозирования затухания радиосигнала при различных сценариях с разными высотами базовых станций (BS) и абонентских антенн. Более того, в соответствии с результатами, изложенными в работе [11], основные формулы были представлены в виде простых уравнений прямых линий в математике, как это обычно предлагается другими авторами [19–21]. В зависимости от высоты антенн BS и мобильного пользователя (MS) существует несколько сценариев для застроенной местности. Здесь мы представим наиболее общий сценарий, который в основном распространен в реальных городских условиях, т. е. в условиях, когда антенна BS расположена выше или на уровне крыш, а антенна MS находится ниже уровня крыш.

Для упрощения основной стохастической модели можно выделить три возможных сценария в условиях городской среды:

1) условия псевдовидимости (Quasi-LOS);

2) условия непрямой видимости (Non-LOS) с однократной дифракцией, рассеиванием и отражением;

3) условия Non-LOS с многократной дифракцией, рассеиванием и отражением.

Рассмотрим первый сценарий — Quasi-LOS (рис. 3, а). В данном случае, согласно работе [11], имеем

$$L_1(r) = -32,4 - 20 \log f - 20 \log r - L_{\text{fading}} + (G_{\text{BS}} + G_{\text{MS}}) [\text{дБ}], \quad (1)$$

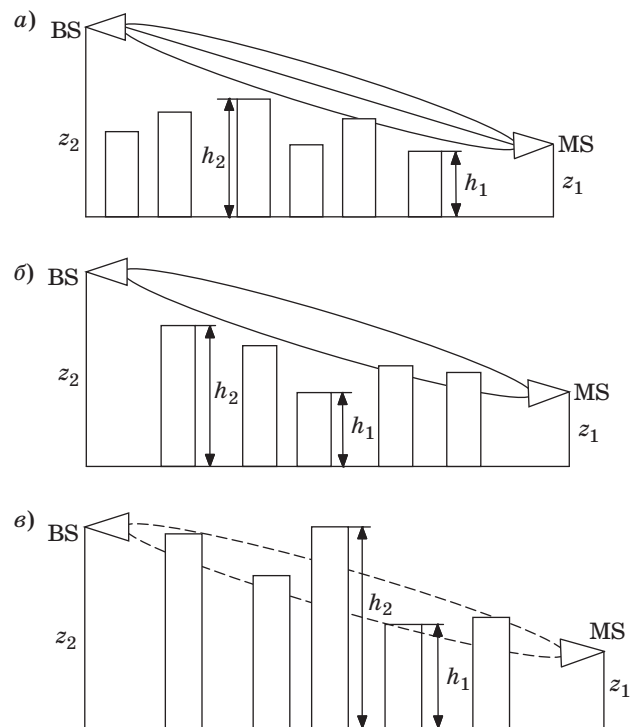
где

$$L_{\text{fading}} = 10 \log \left[ \gamma_0 r \frac{F(z_1, z_2)}{h_2 - h_1} \right] = 10 \log \left[ \gamma_0 r \frac{F(z_1, z_2)}{\Delta h} \right], \quad (2)$$

и наложение профиля зданий, определяемое как

$$F(z_1, z_2) = \begin{cases} (h_1 - z_1) + \frac{\Delta h}{n+1}, & h_1 > z_1, z_2 > h_2 > z_1 \\ \frac{(h_2 - z_1)^{n+1}}{(n+1)(\Delta h)^{n+1}}, & h_1 < z_1, z_2 > h_2 > z_1 \end{cases}. \quad (3)$$

Здесь  $f$  — излучаемая частота, МГц;  $r$  — расстояние между антеннами BS и MS с высотой  $z_1$  и  $z_2$  соответственно, км;  $G_{\text{BS}}$  и  $G_{\text{MS}}$  — усиления антенн;  $F(z_1, z_2)$  — профиль зданий между антеннами BS и MS, определенный для данного сценария как (2);  $h_1$  и  $h_2$  — минимальная и максимальная



■ Рис. 3. Антенна BS над крышами, антенна MS под крышами с видимостью 85–100 % (а), 50 % (б) и 10–20 % (в) между ними

ная высоты зданий;  $n$  — параметр полиномиального распространения зданий;  $\gamma_0 = 2\bar{L}v/\pi$  — одномерные контуры зданий,  $\text{км}^{-1}$ ;  $\bar{L}$  — средняя ширина/длина зданий (в зависимости от расположения здания с учетом направления лучей антенны);  $v$  — количество зданий на квадратный километр.

Второй сценарий — Non-LOS с однократной дифракцией (рис. 3, б). Здесь, согласно работе [11], имеем

$$L_2(r) = -32,4 - 30\log f - 30\log r - L_{\text{fading}} + (G_{\text{BS}} + G_{\text{MS}}) [\text{дБ}], \quad (4)$$

где

$$L_{\text{fading}} = 10\log \frac{\gamma_0 l_v F(z_1, z_2)}{|\Gamma| \left[ \frac{\lambda r}{4\pi^3} + (z_2 - \bar{h})^2 \right]^{1/2}}. \quad (5)$$

Третий сценарий — Non-LOS с многократной дифракцией (рис. 3, в). В данном случае с учетом полученных результатов [11]

$$L_3(r) = -41,3 - 30\log f - 30\log r - L_{\text{fading}} + (G_{\text{BS}} + G_{\text{MS}}) [\text{дБ}], \quad (6)$$

где

$$L_{\text{fading}} = 10\log \frac{\gamma_0^4 l_v^3 F^4(z_1, z_2)}{\lambda |\Gamma|^2 \left[ \frac{\lambda r}{4\pi^3} + (z_2 - \bar{h})^2 \right]}. \quad (7)$$

Здесь

$$F(z_1, z_2) = \begin{cases} (h_1 - z_1) + \frac{(\Delta h)^2 - (h_2 - z_2)^2}{2\Delta h}, & h_1 > z_2, h_2 > h_1 > z_1 \\ \frac{(h_2 - z_1)^2 - (h_2 - z_2)^2}{2(\Delta h)}, & h_1 < z_2, h_2 > h_1 > z_1 \end{cases}; \quad (8)$$

$l_v$  — когерентный масштаб шероховатости стены при диффузном отражении или рассеянии;  $|\Gamma|$  — абсолютная величина коэффициента отражения, обычно получаемая из классических формул, зависящих от диэлектрических характеристик стен зданий [12, 19, 21].

### Модель распространения в помещении

Радиоканалы в помещении отличаются от традиционных мобильных радиоканалов — площадь покрытия намного меньше, а разновидностей окружения гораздо больше при меньшем диапазоне территориального разноса передатчика и приемника.

Распространение радиосигнала в здании сильно зависит от следующих характеристик: положения здания, использованных при строительстве материалов, типа здания, его формы, архи-

тектуры и т. п. Еще более разнообразные условия распространения в помещении здания: открытая/закрытая дверь или окно, уровень потолка и мебели и др., — а также местоположение антенны сильно влияют на уровень и характер распространения сигнала.

Для каналов в помещении мы предлагаем также мультипараметрическую стохастическую модель [12, 18]:

$$L_T = -32,44 - 20\log f - 10\log \left[ \frac{\gamma_0(r+\tilde{r})}{d} \sin^2 \frac{d}{2} \right] - 2,4[\gamma_0(r+\tilde{r})] - 10\log [T_{\text{wall}} \cdot T_{\text{floor}}] - 10\log \frac{d[(r+\tilde{r}) - d\cos\varphi]}{(r+\tilde{r})^2 - d^2} - 8,6 \frac{|\ln(XR_{\text{wall}})|}{d'(\varphi)(r+\tilde{r}) - d\cos\varphi} + (G_{\text{BS}} + G_{\text{MS}}) [\text{дБ}], \quad (9)$$

где  $d$  — расстояние между антеннами BS и MS;

$T$  — тип материала:  $|T_{\text{wall}}| = \sum_{i=1}^N |T_{wi}|$ ,  $|T_{\text{floor}}| = \sum_{i=1}^N |T_{fi}|$ ,  $|T_{fi}| \equiv |T_{wi}| = \sqrt{1 - \chi} |R_n|$ ;  $r$  — расстояние между антенной BS и преградой;  $\tilde{r}$  — расстояние между преградой и антенной MS:  $\tilde{r} = \sqrt{(d^2 + r^2 - 2rd\cos\varphi)}$ ;  $\varphi$  — угол между направлением прямого и отраженного от преграды радиолучей;  $X$  — отношение между шириной комнат и расстоянием между комнатами, расположенными вдоль коридора;  $0,1 < \chi < 1$  — измеренный фактор [19].

### Емкость и спектральная эффективность объединенной сети фемто/пико/макросот

#### Сравнительный анализ различных способов развертывания фемтосетей

Здесь, основываясь на исследованиях, проведенных в работах [1–8], и следуя алгоритму расчета и результатам, полученным в работе [9] для сетей фемто/макросот, рассмотрим способы развертывания сетей фемтосот, используемых для увеличения пропускной способности в системах нового поколения. Как указывалось во введении, помехи между фемтосотами и (или) пико/фемтосотами — ключевая проблема для улучшения пропускной способности и спектральной эффективности канала связи.

Рассмотрим макросеть, где  $\tilde{M}$  — станция макроэлемента сети (mMS), сообщающаяся с базовой станцией макросети (mBS). Пусть  $B_{\text{mac}}$  обозначает доступную полосу спектра для макроэлемента сети. Кроме того, рассмотрим простой планировщик, определяющий равную пропускную спо-



способность  $B_{m,i} = B_{\text{mac}} / \tilde{M}$  для каждой из mMS. Тогда, в отсутствие каких-либо фемтосот, пропускную способность канала mMS можно представить в виде

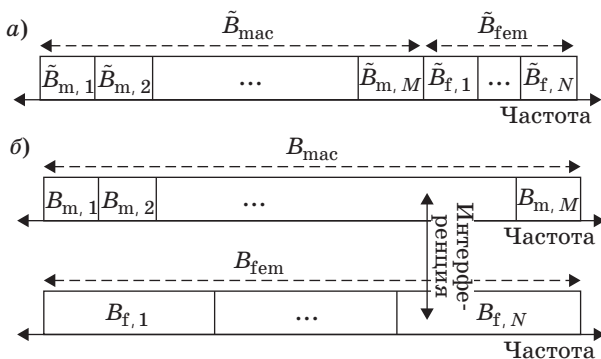
$$C_{m,i}^{(\text{nf})} = \frac{B_{\text{mac}}}{M} \log_2 \left( 1 + \frac{\tilde{M} P_{m,i}}{B_{\text{mac}} N_0} \right), \quad (10)$$

где (nf) относится к сценарию без фемтосот;  $P_{m,i}$  — принимаемая мощность для  $i$ -й mMS, а  $N_0$  — уровень шума. Как видно из (10), пропускная способность mMS будет увеличиваться с уменьшением  $\tilde{M}$  при увеличении  $B_{\text{mac}}$  и с ростом  $P_{m,i}$ . Таким образом, пропускная способность канала для пользователя в помещении будет ниже, чем для пользователя на улице; уровень пропускной способности зависит от потерь при проникновении через стену, уменьшающих значения  $P_{m,i}$ .

Эту проблему можно решить использованием фемтосот в закрытых помещениях, что приведет к увеличению принимаемой мощности (и при обычных настройках — к большей пропускной способности) для пользователей в помещении и обеспечит более высокую пропускную способность каналов. В следующем разделе мы рассмотрим три различных режима развертывания фемтосот, а также исследуем их влияние на пропускную способность канала для пользователей макроэлементов и фемтосот. Здесь же рассмотрим три различных режима развертывания фемтосот:

- выделенный канал в сравнении с совмещенным каналом;
- открытый доступ (OSG) в сравнении с закрытой абонентской группой (CSG);
- фиксированная мощность передачи нисходящего канала в сравнении с адаптивной мощностью передачи этого канала.

При выделенном канале фемтосотам выделяется отдельный спектр — DSA (пропускная способность  $\tilde{B}_{\text{fem}}$ ), в отличие от макроэлементов (рис. 4, а). Хотя это в основном устраняет потенциальные помехи от макросети, однако частотные ресурсы при этом использованы неэффективно.



■ Рис. 4. Передача в выделенном (а) и совмещенном (б) каналах

Пропускную способность mMS с выделенным каналом можно записать как

$$C_{m,i}^{(\text{dc})} = \frac{B_{\text{mac}} - \tilde{B}_{\text{fem}}}{M} \log_2 \left( 1 + \frac{M P_{m,i}}{(B_{\text{mac}} - \tilde{B}_{\text{fem}}) N_0} \right), \quad (11)$$

где верхний индекс (dc) означает вариант с установлением выделенного канала;  $i$  — индекс mMS;  $\tilde{B}_{\text{fem}}$  — полоса пропускания в сетях фемтосот, а  $M < \tilde{M}$  — число мобильных станций связи, объединенных с макросотами. Сравнивая уравнения (10) и (11), отметим, что с введением фемтосот имеем менее доступный спектр для сети макроэлементов. Однако  $\tilde{M} - M$  пользователей смещаются на сети фемтосот и больше не используют частотные ресурсы макроэлементов. Таким образом, в целом пропускная способность канала пользователя макроэлемента может быть увеличена с уменьшением значений  $\tilde{B}_{\text{fem}}$  и  $M$ .

С другой стороны, пропускная способность мобильной станции фемтосот (fMS) с выделенным каналом может быть записана как

$$C_{m,i}^{(\text{nf})} = \frac{\tilde{B}_{\text{fem}}}{N} \log_2 \left( 1 + \frac{N P_{f,i}}{\tilde{B}_{\text{fem}} N_0} \right), \quad (12)$$

где  $N$  — количество пользователей на одну фемтосоту;  $P_{f,i}$  — мощность принимаемого сигнала от базовой станции фемтосот (fBS). Сравнение уравнений (10) и (12) показывает, что даже если полоса пропускания для каждого пользователя  $(\tilde{B}_{f,i}) = \tilde{B}_{\text{fem}} / N$  может быть такой же, как и пропускная способность для пользователей макроэлемента в помещении без каких-либо фемтосот, принимаемые мощности  $P_{f,i}$ , как правило, существенно увеличиваются с применением фемтосот, повышая пропускную способность канала для пользователей в помещении.

Совмещенный канал с применением фемтосот дает возможность более эффективно использовать имеющийся спектр — SSA. Макроэлемент, как и фемтосота, будет иметь большую пропускную способность в расчете на одного пользователя при использовании совмещенного канала (соответственно,  $B_{m,i} > \tilde{B}_{m,i}$  и  $B_{f,i} > \tilde{B}_{f,i}$ ) (рис. 4, б). Кроме того, процесс поиска ячейки для mMS становится проще, поскольку не нужно искать ячейки в различных диапазонах частот (например, в целях передачи). Однако при использовании совмещенного канала будут наблюдаться помехи в фемтосотах и макроэлементах.

Пропускную способность канала mMS при реализации совмещенного канала фемтосот можно записать в следующем виде:

$$C_{m,i}^{(\text{cc})} = \frac{B_{\text{mac}}}{M} \log_2 \left( 1 + \frac{M P_{m,i}}{I_{\text{fem}} + B_{\text{mac}} N_0 / M} \right), \quad (13)$$

где верхний индекс (cc) означает совмещенный канал фемтосот и  $I_{\text{fem}}$  — общие помехи, наблюда-

емые во всех соседних сетях фемтосот. Сравнивая уравнения (13) и (10), видим, что пропускная способность в расчете на одного пользователя улучшается с использованием совмещенного канала ( $B_{m,i} > \tilde{B}_{m,i}$ ). Однако в mMS также наблюдаются помехи от соседних сетей фемтосот, которые могут ухудшить пропускную способность, если они существенные. Следовательно, улучшается пропускная способность или нет по отношению к варианту с выделенным каналом, зависит как от  $\tilde{B}_{fem}$ , так и от  $I_{fem}$ . Аналогичным образом сравнение уравнений (13) и (11) показывает, что улучшение пропускной способности канала по отношению к варианту с применением фемтосот зависит как от  $M$ , так и от  $I_{fem}$ .

С другой стороны, пропускную способность fMS с применением совмещенного канала можно записать как

$$C_{m,i}^{(dc)} = \frac{B_{fem}}{N} \log_2 \left( 1 + \frac{P_{f,i}}{I_{mac} + B_{fem} N_0 / N} \right), \quad (14)$$

где  $B_{fem} = B_{mac} \gg \tilde{B}_{fem}$ . Это предполагает значительное увеличение пропускной способности на одного пользователя фемтосот, которое происходит из-за помех  $I_{mac}$ , наблюдаемых от пользователей макроэлементов и базовых станций mBS. Поскольку пропускная способность FAP влияет на пропускную способность канала линейно, а помехи влияют на пропускную способность канала по логарифмическому закону, применение *совмещенного канала*, как правило (и как обсуждалось в ряде других работ), приводит к улучшению общей пропускной способности по сравнению с использованием *выделенного канала*.

**Открытый доступ и закрытая абонентская группа.** Для сетей фемтосот открытого доступа возможно присоединение любого из mMS. Для CSG-фемтосот, с другой стороны, конкретный mMS, который может присоединиться к конкретной сети фемтосот, ограничен определенной группой. Поэтому для CSG-режима конкретная сеть фемтосот может получить существенные помехи (и вызвать их) от mMS, находящегося недалеко от совмещенного канала, поскольку допуск к сети фемтосот ему не будет предоставлен. Изменение пропускной способности канала для CSG- и OSG-режима описано с помощью уравнений (13) и (14). Для режима открытого доступа фемтосота будет обслуживать большее количество fMS, поскольку находящиеся неподалеку mMS будут влиять на фемтосоты. Поэтому пропускная способность, доступная для одного пользователя fMS ( $B_{fem}/N$ ), будет уменьшаться (13). Однако те mMS, которые присоединяются к фемтосотам, как правило, вызывают самые сильные помехи для них. Следовательно, длительность помех  $I_{mac}$  будет значи-

тельно снижаться в режиме открытого доступа, и только далеко находящиеся mMS будут по-прежнему являться причиной помех. Это, как правило, можно компенсировать сужением полосы частот для fMS, что улучшит и пропускную способность фемтосот. Анализ уравнения (14) показывает, что режим открытого доступа позволит увеличить пропускную способность для пользователя макроэлемента ( $B_{mac}/M$ ), повышая пропускную способность для оставшихся пользователей, связанных с макроэлементом. По результатам моделирования OSG-режим обеспечивает более высокую общую производительность системы и более широкий охват, в то время как режим CSG имеет большую поверхностную пропускную способность в целом (определяется как отношение пропускной способности системы с фемтосотами к пропускной способности системы без фемтосот). Следует отметить, что режим открытого доступа по сравнению с CSG может иметь ряд проблем, связанных с безопасностью, дополнительной нагрузкой на транзитное соединение для владельца фемтосот и т. д.

**Фиксированная мощность в сравнении с адаптивной мощностью передачи нисходящего канала.** Априори фиксированную мощность mBS распределяют для FAP, находящегося в соответствующей макросети, как правило, на уровне 13 или 20 дБ [1–9]. В случае с адаптивной мощностью передачи fBS может настроить мощность передачи с учетом помех, вызванных/полученных у/от макроячейки и других соседних фемтосот. Например, ближайшие к mBS фемтосоты могут передавать на максимальном уровне мощности (из-за значительных помех со стороны mBS), при приближении фемтосот к краям ячейки может уменьшиться их мощность передачи, и помехи mBS будут слабее. Уменьшение fBS-мощности передачи будет также уменьшать помехи  $I_{fem}$  в сети макроячейки (13). Для фемтосот с более низкой мощностью передачи наблюдается снижение пропускной способности конкретных сетей, несмотря на то, что пропускная способность макроячейки может увеличиться. Типичный подход для управления мощностью таким образом, что коэффициент помех сигнала будет стремиться к 0 дБ на границах фемтосоты, был рассмотрен в работах [6, 8].

## Моделирование

Процесс моделирования представим и опишем поэтапно.

1. Выбирается городская среда и выполняется картографирование местности (улицы/помещения).

2. Определяются конкретные параметры эксперимента в виде процентного распределения



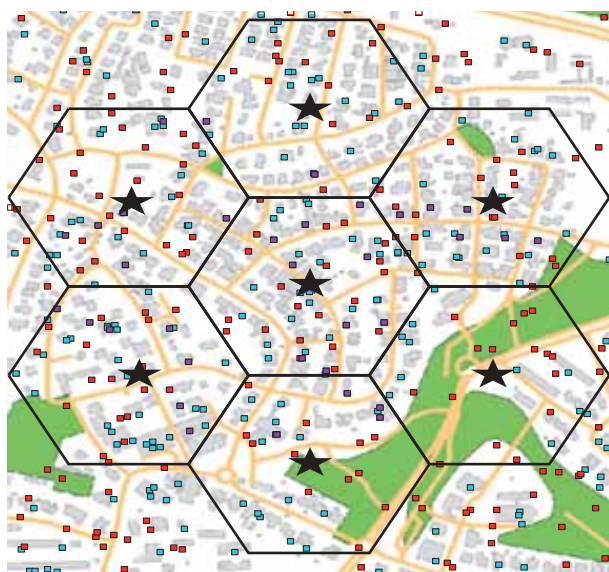
■ Рис. 5. Области равномерного распределения пользователей

пользователей сотовой связи по категориям. Производится расположение пользователей в помещении в соответствии с заданным процентным соотношением.

3. Производится расположение пользователей фемтосот, как показано на рис. 5, с выделением трех областей на карте:

- центральный радиус — радиус, близкий к BS (около 150 м);
- граница ячейки — кольцо вокруг центрального радиуса (150 – 200 м);
- вне области — все остальное.

Расположение семи станций (пикосот) и пользователей по категориям на карте города Сдерот (Израиль) показано на рис. 6.



- Внутренний пользователь
- Внешний пользователь
- Пользователь фемтосети
- ★ BS

■ Рис. 6. Карта покрытия станциями города Сдерот

4. Рассчитывается пространственное затухание согласно стохастической мультипараметрической модели для помещений и улицы.

Следующие шаги связаны только с пользователями, расположенными в центре выбранной пикосоты.

5. Строится карта индикатора мощности принимаемого сигнала (*RSSI*), показывающая мощность сигнала каждого MS в зависимости от его положения относительно BS (прямой путь), рассчитанная в соответствии с картой помещения/улицы и выбранной моделью развертывания.

6. Рассчитывается пропускная способность канала для различных конфигураций сети. Для каждой конфигурации сети производятся отдельные расчеты.

В настоящей работе исследования проводились для четырех конфигураций: CSG SSA, CSG DSA, OSG SSA, OSG DSA.

Каждый эксперимент проводился в кратковременный период, т. е. в начальной точке мы не будем наблюдать разницу пропускной способности CSG и OSG, поскольку это связано с тем, что количество пользователей для фемтосот и пикосот одинаково для обоих подходов.

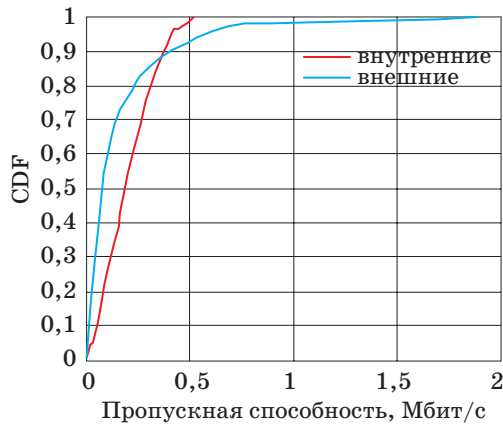
Для моделирования разницы между CSG и OSG необходимо добавить промежуточную стадию, которую назовем «хэндовер» (переключение), являющуюся следующим временным периодом ( $t + 1$ ) после начальной точки. В течение данного шага мы «позволим» пользователям OSG подключаться к другим фемтосотам или пикосотам в зависимости от мощности, получаемой приемником. Все пользователи в процессе моделирования статичны, т. е. в кратковременном периоде не происходит физических перемещений.

В результате данного шага моделирования была обнаружена разница пропускных способностей, вызванная изменением количества пользователей фемто/пикосот, которое влияет на величину пропускной способности (до и после «хэндовера»).

7. При составлении графиков наша цель — проверить базовый сценарий сетей, включающий использование пикосот без развертывания фемтосот. При распределении пропускной способности пользователей, 50 % из которых находились в помещении, лишь у 13 % наблюдается пропускная способность канала выше 0,4 Мбит/с (рис. 7).

Далее проводилось исследование влияния размещения FAP в сети. Для этого в моделирование были включены два отличающихся подхода развертывания FAP (CSG и OSG):

а) негативный сценарий (рис. 8, а), где 75 % центральных и 25 % граничных пользователей определены как фемтопользователи;



■ Рис. 7. Распределение пропускной способности пользователей в сетях без фемтосот

б) позитивный сценарий (рис. 8, б), где 10 % центральных и 80 % граничных пользователей — фемтопользователи.

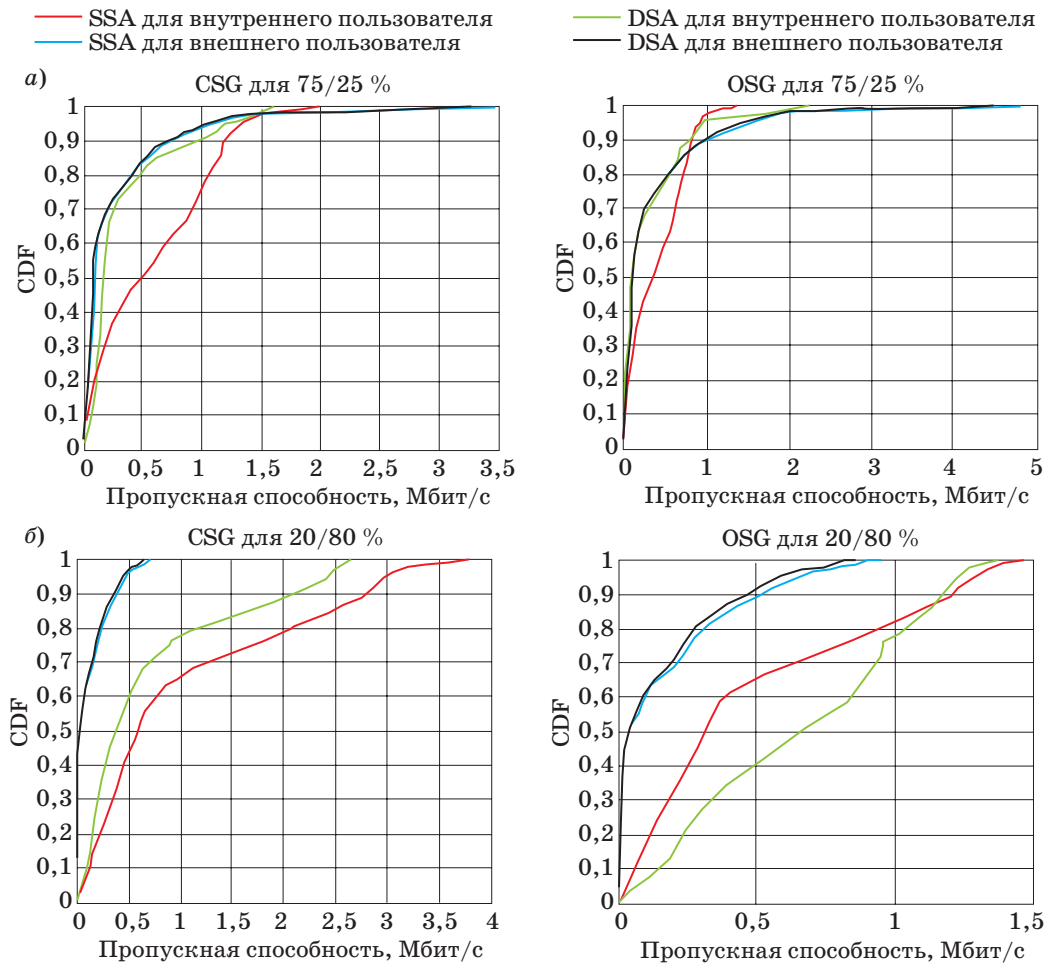
Из приведенных выше примеров можно наблюдать, во-первых, и это наиболее важно, уве-

личение пропускной способности с использованием фемтосот вне зависимости от процента их развертывания. Кроме того, данные примеры отражают разницу между:

- лучшим вариантом (позитивным сценарием), при котором меньшее количество пользователей (FAP) расположено близко к BS, мощность сигнала относительно высокая, а большее количество находится на границах сот, где мощность сигнала намного меньше в связи с затуханием его в канале, — все это происходит при удалении от центра соты;

- худшим вариантом (негативным сценарием), при котором большее число FAP расположено рядом с радиусом BS, где мощность сигнала BS высокая, а одновременно большое количество FAP вызывает крайне высокие и нежелательные помехи. С другой стороны, на границах сот, где ожидалось улучшение сигнала FAP, мы получили противоположный результат при использовании меньшего количества FAP.

В дополнение можно отметить с точки зрения конфигурации сети (CSG/OSG) улуч-



■ Рис. 8. Пропускная способность при негативном (а) и позитивном (б) сценарии для четырех пользователей в помещении (слева) и на улице (справа)

■ Параметры сценариев моделирования

Пользователи в помещении, %	FAP, %		
	в центре	на границе	вне радиуса
25	25	25	25
25	25	25	50
25	25	25	75
25	25	25	100
25	25	50	25
.....			
75	25	25	25
.....			
75	100	100	100

шение при использовании «хэндовера» на графиках OSG.

Каждый эксперимент одного и того же сценария давал незначительно отличающиеся результаты. Авторы пришли к пониманию того, что требуется более эффективный метод для оценки полученных результатов. Более того, необходимо найти оптимальное развертывание фемтосот, что требует моделей поведения сети для каждого сценария развертывания. Получив такую модель, можно будет найти оптимальное решение и вывести общий алгоритм, приводящий к финальной стадии рассматриваемого моделирования.

Сценарии состоят из параметров (процентов FAP), каждый из которых может принимать следующие значения:

- в помещении — 25, 50, 75;
- в центре, на границе, за радиусом — 25, 50, 75, 100.

Всего имеется 192 различных сценария (таблица) для каждого подхода (CSG/OSG), поэтому были взяты средние результаты для 10 различных экспериментов в каждом сценарии, т. е. 1920 экспериментов для каждого состояния нагрузки сети — плотной и разряженной. Всего, таким образом, было проведено 3840 экспериментов.

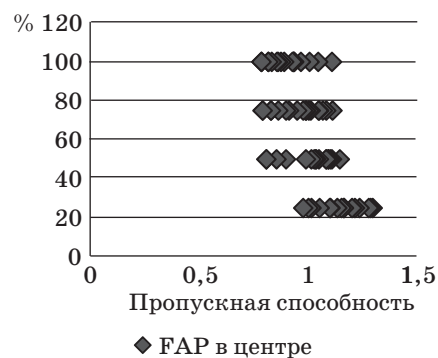
**Результаты численных расчетов**

В процессе работы проведено большое количество экспериментов, будет рассмотрена лишь часть из них.

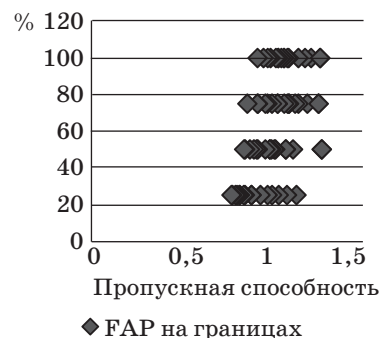
На основе полученных данных построены диаграммы в числах для конкретной конфигурации сети, проанализированы результаты и сделаны выводы. Каждая диаграмма отражает результаты для указанного процента пользователей в помещении для определенного режима сети (CSG SSA, CSG DSA и т. п.). Результаты включают в себя всего 64 точки рассеивания — 16 точек на линию. Каждая исследованная точка представляет конкретный сценарий. Линия на диа-

грамме означает группу сценариев, имеющих одинаковое количество FAP в центре и на границах. Рассеивание точек — пределы пропускной способности в зависимости от выбранного сценария (рис. 9, а, б).

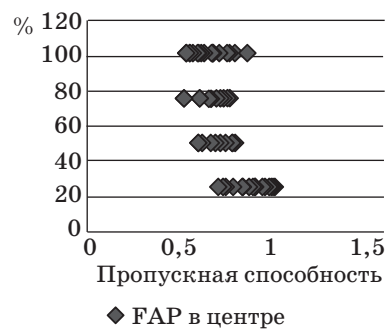
а) CSG SSA – 25 % развертывания в помещении



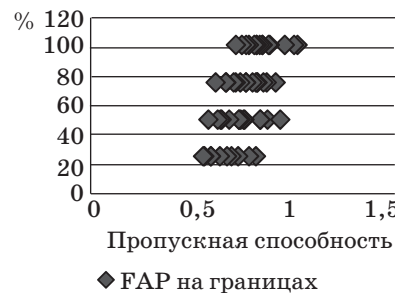
CSG SSA – 25 % развертывания в помещении



б) CSG SSA – 75 % развертывания в помещении



CSG SSA – 75 % развертывания в помещении



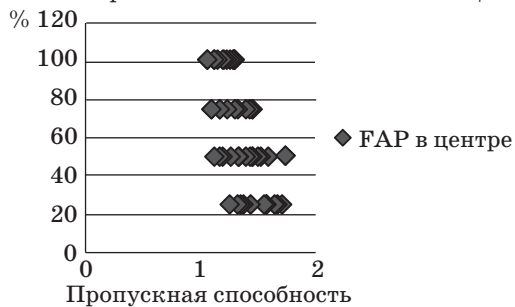
■ Рис. 9. Процент пользователей и пропускная способность при 25 %-м (а) и 75 %-м (б) развертывании для CSG SSA

Из рис. 9 (FAP в центре) видно, что увеличение процента пользователей в помещении в пико/микросотах приводит в общем к уменьшению пропускной способности канала (от 0,8–1,3 до 0,5–1,0 Мбит/с). Та же тенденция наблюдается для пользователей, находящихся на границе (FAP на границах). Как объяснялось ранее, пользователи в помещении испытывают неудобство от затухания сигнала при проникновении через стену, которое сильно снижает его мощность и пропускную способность. Поэтому для большего числа пользователей в помещении характерны более низкие средние показатели пропускной способности канала.

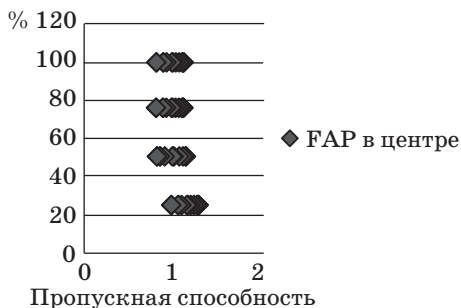
Более высокий процент FAP в центре пико/микросот приводит к меньшей средней пропускной способности. Обратное наблюдается при FAP на границах. Причина очевидна — мобильные пользователи в близости от центральной mBS получают относительно мощный сигнал, поэтому здесь нет необходимости размещать фемтосоты. Включение FAP в центр микросоты приведет к увеличению шумов и помех, а также к снижению мощности сигнала. С другой стороны, на границах сот сигнал становится слабее, и поэтому именно в этой области разумно размещать фемтосоты. Развертывание большего количества FAP на границах приведет к заметному увеличению средней пропускной способности канала для каждого пользователя.

Такая же ситуация наблюдается для OSG SSA (рис. 10).

Разряженный режим OSG SSA – 25 % в помещении



Загруженный режим OSG SSA – 25 % в помещении



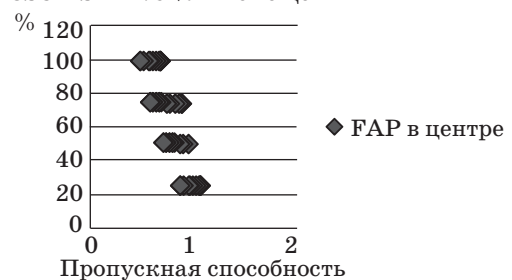
■ Рис. 10. Процент пользователей и пропускная способность при OSG SSA

На рис. 11, а и б представлены результаты для CSG DSA, показывающие ту же ситуацию, что и для пользователей в центре соты. Разница появляется лишь для пользователей на границе (рис. 11, в) — здесь тенденция менее заметна.

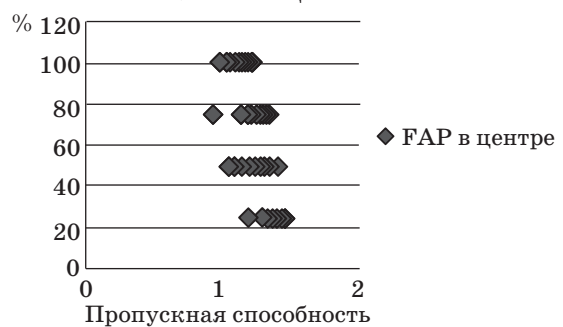
Для внесения большей ясности в оценку результатов необходимо осознать разницу между двумя конфигурациями.

При SSA для всех пользователей диапазон одинаков, т. е. помехи возникают от всех передатчиков в радиусе пользователя, в то время как для DSA помехи меньше из-за выделенного диапазона. Если детально проанализировать формулу емкости, то видно, что на нее влияют несколько параметров:  $I$  — интерференция,  $Bw$  — пропускная способность,  $d$  — расстояние,  $RSSI$  — индикатор мощности получаемого сигнала. При SSA независимо от того, является ли пользователь фемто- или пикопользователем, интерференция, расстояние и пропускная способность остаются

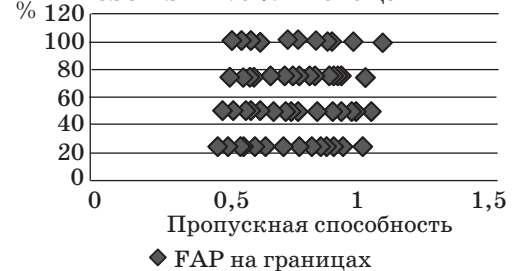
а) CSG DSA – 75 % в помещении



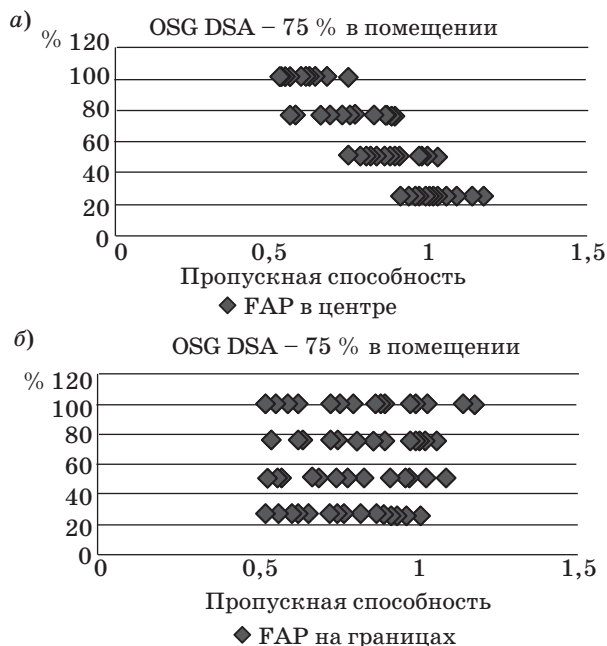
б) CSG DSA – 25 % в помещении



в) CSG DSA – 75 % в помещении



■ Рис. 11. Процент пользователей и пропускная способность при CSG DSA для 75 % (а) и 25 % (б) пользователей в центре и для 75 % (в) на границе



■ **Рис. 12.** Процент пользователей и пропускная способность при OSG DSA: FAP в центре (а) и на границе (б)

прежними. Это происходит из-за того, что они делают один диапазон. В данном случае изменяется лишь параметр *RSSI*, когда фемто- или пикопользователь находится на нужном месте относительно антенны BS. Заметим, что чем больше фемтопользователей на границе, тем выше общая мощность сигнала.

При DSA ситуация более сложная. Когда расстояние остается прежним, пропускная способность и интерференция изменяются при различных процентах развертывания фемтосот. Это происходит из-за выделенного диапазона. При росте развертывания FAP интерференция пользовате-

лей пикосот падает, а для пользователей фемтосот — растет, и наоборот. В дополнение стоит отметить, что увеличение FAP уменьшает пропускную способность для пользователей фемтосот и увеличивает для пользователей пикосот. При DSA наблюдается взаимозависимость между тремя параметрами — *I*, *Bw* и *RSSI*, что связано с несущественной разницей на диаграмме (рис. 12, а, б).

Из двух последних диаграмм видны результаты для OSG DSA, в которых наблюдается сходство с CSG DSA.

### Заключение

Отметим, что в работе оптимальная конфигурация развертывания не найдена, однако были получены следующие важные результаты.

Усиление общего отношения *C/I* сети не всегда приводит к увеличению пропускной способности, особенно при условии оптимального (или хорошего) размещения FAP.

Обнаружилась тенденция поведения сети в зависимости от процентного развертывания FAP. Меньшее количество пользователей в центре должно использовать FAP, однако для пользователей на границах развертывание FAP рационально.

Замечено влияние высоты зданий на пропускную способность для пользователей и общую емкость сети. Более высокие здания приводят к худшему сценарию NLOS, что связано с увеличением пространственного затухания и уменьшением емкости. Использование фемтосот в таких ситуациях и местностях повышает пропускную способность не только для пользователей на границах, но и для находящихся в центре.

Авторы благодарят студентов Негевского университета им. Бен-Гуриона И. Верзвергера и Л. Иртуганову за помощь в численных расчетах.

### Литература

1. Chandrasekhar V., Andrews J. G., Gatherer A. Femtocell networks: A survey // IEEE Communications Magazine. 2008. Vol. 46. N 9. P. 59–67.
2. Mahmoud H., Guvenc I. A comparative study of different deployment modes for femtocell networks // Proc. of IEEE Int. Symp. Personal, Indoor, Mobile Radio Commun. (PIMRC). 2009. P. 1–5.
3. Markendahl J., Makitalo O. A comparative study of deployment options, capacity and cost structure for macro cellular and femtocell networks // IEEE 21th Intern. Symp. on PIMRC. 2010. P. 145–150.
4. Pirinen P. Co-channel co-existence study of outdoor macro cell and indoor femtocell users // IEEE Wireless Conf. 2010. P. 207–213.
5. Nihtila T. Capacity improvement by employing femtocells in a macrocell HSDPA Network // IEEE. Magister Solutions Ltd. Finland, 2008. – 96 p.
6. Claussen H. Performance of macro- and co-channel femtocells in a hierarchical cell structure // Proc. of IEEE Int. Symp. Personal, Indoor, Mobile Radio Commun. (PIMRC). Athens, Greece, Sept. 2007. 5 p.
7. Chandrasekhar V., Andrews J. G. Uplink capacity and interference avoidance for two-tier cellular networks // Proc. IEEE Global Telecommun. Conf. (GLOBECOM), Washington, DC, Nov. 2007. 5 p.
8. Guvenc I., Jeong M. R., Watanabe F., Inamura H. A hybrid frequency assignment for femtocells and coverage area analysis for co-channel operation //

- IEEE Commun. Lett. Dec. 2008. Vol. 12. N 12. P. 880–882.
9. **Tsalolikhin E., Bilik I., Blaunstein N., Babich Y.** Channel capacity in mobile broadband heterogeneous networks based femto cells // Proc. of 6th European Conf. on Antennas and Propagation (EUCAP). Prague (Czech Republic). Mar. 2012. 5 p.
  10. **Blaunstein N.** Average field attenuation in the nonregular impedance street waveguide // IEEE Trans. Anten. and Propagat. 1998. Vol. 46. N 12. P. 1782–1789.
  11. **Yarkoni N., Blaunstein N., Katz D.** Link budget and radio coverage design for various multipath urban communication links // Radio Science. 2007. Vol. 42. P. 412–427.
  12. **Blaunstein N., Christodoulou Ch.** Radio Propagation and Adaptive Antennas for Wireless Communication Links: Terrestrial, Atmospheric and Ionosphere. — New Jersey: Wiley, InterScience. 2007. — 614 p.
  13. **Blaunstein N.** Wireless Communication Systems // Handbook of Engineering Electromagnetics Applications / ed. by R. Bansal; Boca Raton, FL: CRC Press, 2006. P. 37–98.
  14. **Blaunstein N., Levin M.** VHF/UHF wave attenuation in a city with regularly spaced buildings // Radio Science. 1996. Vol. 31. N 2. P. 313–323.
  15. **Blaunstein N.** Prediction of cellular characteristics for various urban environments // J. Anten. Propagat. Magazine. 1999. Vol. 41. N 6. P. 135–145.
  16. **Blaunstein N. et al.** Prediction of loss characteristics in built-up areas with various buildings overlay profiles // IEEE Anten. Propagat. Magazine. 2001. Vol. 43. N 6. P. 181–191.
  17. **Katz D., Blaunstein N., Hayakawa M., Kishiki Y. S.** Radio maps design in Tokyo city based on stochastic multi-parametric and deterministic ray tracing approaches // J. Anten. Propagat. Magazine. Oct. 2009. Vol. 51. N 5. P. 200–208.
  18. **Ben-Shimol Y., Blaunstein N.** Path loss spatial distribution in indoor / outdoor RF environments // Proc. of Int. Symp. on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE). Rome, Italy. Sept. 2012. 5 p.
  19. **Bertoni H. L.** Radio Propagation for Mobile Wireless Systems. — New Jersey: Prentice Hall PTR, 2000. — 276 p.
  20. **Okumura Y., Ohmori E., Kawano T., Fukuda K.** Field strength and its variability in the VHF and UHF land mobile radio service // Review Elec. Commun. Lab. 1968. Vol. 16. N 9–10. P. 825–843.
  21. **Rappaport T. S.** Wireless Communications. — New Delhi: Prentice Hall, 2007. — 641 p.

### УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

Национальная электронная библиотека (НЭБ) продолжает работу по реализации проекта SCIENCE INDEX. После того как Вы зарегистрируетесь на сайте НЭБ (<http://elibrary.ru/defaultx.asp>), будет создана Ваша личная страничка, содержание которой составят не только Ваши персональные данные, но и перечень всех Ваших печатных трудов, имеющих в базе данных НЭБ, включая диссертации, патенты и тезисы к конференциям, а также сравнительные индексы цитирования: РИНЦ (Российский индекс научного цитирования), h (индекс Хирша) от Web of Science и h от Scopus. После создания базового варианта Вашей персональной страницы Вы получите код доступа, который позволит Вам редактировать информацию, помогая создавать максимально объективную картину Вашей научной активности и цитирования Ваших трудов.



УДК 621.391

# ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ КОГЕРЕНТНОГО РАЗНЕСЕННОГО ПРИЕМА МНОГОПОЗИЦИОННЫХ СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ ПРИ КОРРЕЛИРОВАННЫХ РЕЛЕЕВСКИХ ЗАМИРАНИЯХ В КАНАЛАХ СВЯЗИ

**Н. В. Савищенко,**

доктор техн. наук, профессор

Военная академия связи им. С. М. Буденного, г. Санкт-Петербург

Рассмотрены основные методы разнесенного приема — методы оптимального сложения и автовыбора. Показано, что на практике существуют условия, при которых может возникнуть корреляция параметров каналов. Разработаны методики анализа помехоустойчивости при разнесенном сдвоенном приеме и коррелированными релейскими замираниями в канале связи для метода оптимального сложения и метода автовыбора. Приведены примеры использования разработанных методик для оценки потенциальной помехоустойчивости приема сигналов фазовой и квадратурной амплитудной модуляции.

**Ключевые слова** — разнесенный прием, помехоустойчивость, коррелированные релейские замирания.

## Введение

Одним из факторов, в значительной мере влияющих на принимаемый сигнал, является многолучевое распространение. Основная идея борьбы с эффектом многолучевости заключается в применении разнесения, состоящего в организации нескольких независимых каналов или ветвей разнесения.

Известно, что разнесенный прием — один из наиболее эффективных способов, предназначенных для обеспечения высокой надежности передачи данных без значительного увеличения как мощности передатчика, так и используемой частоты [1–3]. В системах с разнесенным приемом обеспечивается параллельная передача одной и той же информации по нескольким каналам.

Методы разнесения требуют организации ряда путей передачи сигналов, называемых ветвями разнесения, и схемы их комбинирования или выбора одного из них. В зависимости от характеристик распространения радиоволн в системах подвижной радиосвязи существует несколько методов построения ветвей разнесения, которые могут быть разбиты на следующие группы: пространственное, угловое, поляризационное, частотное, временное.

Применяется несколько методов комбинирования некоррелированных сигналов при разне-

сенном приеме. Обычно выделяют три основных метода: оптимального сложения (оптимальность по критерию максимального отношения сигнал/шум), сложения с равными весами, автовыбора.

Пусть рассматривается случай, когда принимается  $L$  различных образцов сигналов. Ими могут быть сигналы, поступающие с выхода различных параллельных каналов, от различных антенн. На передающей стороне может формироваться как один, так и несколько сигналов. Во всех вариантах все  $L$  образцов принимаемых сигналов соответствуют одному и тому же дискретному сообщению и имеют одинаковые информационные параметры. Каждый из принимаемых сигналов называют обычно ветвью разнесенного приема. Наиболее полное изложение теории передачи дискретных сообщений по каналам с разнесением представлено в монографии И. С. Андропова, Л. М. Финка [2], в которой основное внимание уделено двоичным сигналам.

Математическая модель канала с разнесенным приемом имеет вид [1–3]

$$y_l(t) = \mu_{cl} s_{rl}(t) + \mu_{sl} \bar{s}_{rl}(t) + n_l(t),$$

$$t \in [0, T], \quad l = \overline{1, L}, \quad r = \overline{0, M-1},$$

где  $\mu_{cl}$ ,  $\mu_{sl}$  — синфазный и квадратурный коэффициенты передачи в  $l$ -й ветви;  $s_{rl}(t)$ ,  $\bar{s}_{rl}(t)$  — передаваемый и сопряженный с ним сигналы, соот-

ветствующим передаче  $r$ -го символа в  $l$ -й ветви;  $n_l(t)$  — аддитивная помеха в  $l$ -й ветви.

Если коэффициенты передачи в параллельных каналах независимы, то тогда многомерная функция распределения будет определяться как  $\omega(\mu_1, \dots, \mu_L) = \omega(\mu_1) \times \dots \times \omega(\mu_L)$ . Параллельные каналы, для которых выполняется данное условие, называются статистически независимыми каналами. Для релейских и райсовских замираний из некоррелированности гауссовых квадратурных составляющих следует независимость каналов. Каналы, в которых коэффициенты передачи и аддитивные помехи имеют одинаковые плотности распределения вероятностей с одинаковыми параметрами, называются статистически однородными каналами. Среди класса статистически неоднородных каналов ограничимся рассмотрением варианта одинаковых функций распределений для коэффициента передачи, но с различными параметрами. В частности, для рассматриваемых в статье релейских замираний  $\mu_1^2 = 2\sigma_1^2$ ,  $\mu_2^2 = 2\sigma_2^2$ , где при статистической неоднородности  $\sigma_1^2 \neq \sigma_2^2$ .

Ограничимся оценкой потенциальной помехоустойчивости разнесенного приема только при когерентном приеме. Как известно, вероятность ошибки двумерных многопозиционных сигналов в канале с постоянными параметрами и белым шумом при оптимальном когерентном приеме по правилу максимального правдоподобия сводится к формуле, состоящей из алгебраической суммы  $T$ -функций [4, 5]:

$$P_{e/b}(h_{bc}^2) = \sum_k a_k T\left(\sqrt{2g_k h_{bc}^2}, \eta_k\right), \quad (1)$$

где  $h_{bc}^2 = E_{bc}/N_0$  — отношение сигнал/шум (отношение средней энергии, затрачиваемой на передачу одного бита, к односторонней спектральной плотности мощности шума), а  $T(x, a)$  — функция Оуэна, определяемая как

$$T(x, a) = \frac{|a|}{2\pi} \int_0^a \exp\left[-\frac{x^2}{2}(1+t^2)\right] \frac{1}{1+t^2} dt.$$

Для анализа помехоустойчивости сигнальных конструкций при разнесенном приеме воспользуемся следующими предположениями.

В каждой отдельной ветви разнесения сигнал является однолучевым. Число ветвей разнесения  $L \geq 1$ . Величина  $h_0^2$  есть среднее отношение энергии сигнала к эквивалентной спектральной плотности помехи, которое имело бы место, если бы то же передающее устройство использовалось для одиночного приема. Без ограничения общности полагаем, что ветви разнесения пронумерованы в порядке убывания интенсивности сигнала. Для любого  $l = \overline{1, L}$  помеха является аддитивным бе-

лым гауссовым шумом с односторонней спектральной плотностью мощности шума в каждой ветви  $N_{0,l}$  с коэффициентом передачи  $l$ -го канала  $\mu_l$ . В каждой из ветвей разнесения отношение сигнал/шум есть величина  $h_l^2 = E_l / N_{0,l}$ ,  $l = \overline{1, L}$ .

В зависимости от вида разнесенного приема справедливо соотношение [1–3]

$$h_L^2 = \frac{h_0^2}{L^\lambda}, \quad \lambda \in [0, 2]. \quad (2)$$

Здесь  $h_L^2$  — среднее отношение энергии сигнала к шуму в одной отдельной ветви;  $\lambda$  — коэффициент эффективности использования мощности передатчика при рассматриваемом виде разнесенного приема.

Из всех методов разнесенного приема только прием на разнесенные антенны не приводит к потере мощности сигнала и реальной пропускной способности. Снижение скорости передачи информации (например, при разнесении во времени) эквивалентно потере мощности. Для корректного сравнения помехоустойчивости различных систем разнесенного приема необходимо учитывать эту потерю мощности с помощью соотношения (2) [3].

Так, при приеме на разнесенные антенны и при разнесении по отдельным лучам при любом числе ветвей  $\lambda = 0$ . При временном разнесении и при частотном, в случае, когда для каждой ветви используется свой передатчик,  $\lambda = 1$ . Если все частоты излучаются одним передатчиком, то тогда, в зависимости от линейности режима передатчика и его запаса по пиковой мощности,  $\lambda \in (1, 2]$  [1–3].

Во всех ветвях сигналы некоррелированы. Это предположение позволяет упростить расчет помехоустойчивости и получить соотношения для вероятности ошибок (ее нижнюю границу) в замкнутой форме. В то же время некоррелированность действительно может иметь место на практике. С другой стороны, трудно реализовать оптимальный прием, который бы учитывал коррелированность сигналов в отдельных ветвях разнесения.

При использовании оптимального когерентного приема и некоррелированной по отдельным ветвям разнесения помехи результирующее отношение сигнал/помеха равно сумме всех отношений в ветвях разнесения  $\sum_{l=1}^L h_l^2$ , т. е.

$$h_\Sigma^2 = \sum_{l=1}^L h_l^2 = h^2 \sum_{l=1}^L \delta_l^2,$$

где  $\delta_l^2 = \frac{h_l^2}{h_1^2}$ ,  $l = \overline{1, L}$ ,  $h^2 = h_1^2$ . В соответствии с пред-

положением справедливы неравенства  $\delta_1^2 \geq \delta_2^2 \geq \dots \geq \delta_L^2$ ,  $\delta_1^2 = 1$ . Энергетический выигрыш от перехода одиночного приема к разнесенному определяется выражением

$$\eta_{\Sigma}^2 = \frac{h_{\Sigma}^2}{h_0^2} = \frac{1}{L^{\lambda}} \sum_{l=1}^L \delta_l^2,$$

где  $\lambda \in [0, 2]$  — распределение мощности передатчика в зависимости от вида используемого разнесения. Если в канале связи присутствуют замирения, то

$$h_{l,\mu}^2 = \frac{\mu_l^2}{\mu_l^2} h_l^2,$$

$$M\mu_l^2 = \overline{\mu_l^2} = m_{2,l} = \int_0^{\infty} \mu_l^2 \omega(\mu_l) d\mu_l, \quad l = \overline{1, L}, \quad (3)$$

где  $\omega(\mu_l)$  — плотность распределения вероятности коэффициента передачи  $\mu_l$  для  $l$ -го канала;  $\mu_l^2 = m_{2,l}$  — начальный момент второго порядка.

В данной статье рассматриваются коррелированные релейские замирения, определяемые в общем случае плотностью распределения вероятностей

$$\omega(\mu_1, \mu_2) = \frac{\mu_1 \mu_2}{\sigma_1^2 \sigma_2^2 (1 - \rho^2)} \times \exp \left[ -\frac{1}{2(1 - \rho^2)} \left( \frac{\mu_1^2}{\sigma_1^2} + \frac{\mu_2^2}{\sigma_2^2} \right) \right] I_0 \left[ \frac{\rho}{1 - \rho^2} \frac{\mu_1 \mu_2}{\sigma_1 \sigma_2} \right], \quad (4)$$

где  $\rho$  — коэффициент корреляции;  $I_0(x)$  — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка. Для статистически однородных каналов ( $\sigma_1^2 = \sigma_2^2$ ) плотность распределения вероятностей принимает вид

$$\omega(\mu_1, \mu_2) = \frac{\mu_1 \mu_2}{\sigma^4 (1 - \rho^2)} \times \exp \left[ -\frac{\mu_1^2 + \mu_2^2}{2\sigma^2 (1 - \rho^2)} \right] I_0 \left[ \frac{\rho \mu_1 \mu_2}{\sigma^2 (1 - \rho^2)} \right]. \quad (5)$$

В статье рассматриваются два метода разнесенного приема — оптимального сложения и автовывбора.

### Метод оптимального сложения

В основе дальнейших преобразований, вне зависимости от закона распределения замираний, лежит следующая формула, справедливая при любом числе ветвей  $L$ :

$$J_L = \int_0^{+\infty} \dots \int_0^{+\infty} T \left( \alpha \sqrt{h^2 \sum_{l=1}^L \delta_l^2 \frac{\mu_l^2}{\mu_l^2}}, \eta \right) \times \omega(\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_L) d\mu_1 d\mu_2 \dots d\mu_L, \quad (6)$$

где параметр  $\alpha^2 = 2g$  определяется в зависимости от сигнальной конструкции, а значение

$m_{2,l} = \overline{\mu_l^2}$  — начальный момент второго порядка. При независимых замирениях в ветвях  $\omega(\mu_1, \dots, \mu_L) = \omega(\mu_1) \times \dots \times \omega(\mu_L)$ . Решение данной задачи при использовании метода оптимального сложения (Maximal Ratio Combining — MRC) для случая полностью некоррелированных ветвей с замирениями Райса — Накагами и четырехпараметрическими гауссовыми замирениями приведено в работах [4, 5].

При коррелированных релейских замирениях

$$MT(\alpha\mu, \eta) = \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} T \left( \alpha \sqrt{h^2 \delta_1^2 \frac{\mu_1^2}{\mu_1^2} + h^2 \delta_2^2 \frac{\mu_2^2}{\mu_2^2}}, \eta \right) \times \omega(\mu_1, \mu_2) d\mu_1 d\mu_2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\eta} \frac{1}{1+x^2} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \times \exp \left[ -\frac{\alpha^2 h^2}{2} (1+x^2) \left( \delta_1^2 \frac{\mu_1^2}{\mu_1^2} + \delta_2^2 \frac{\mu_2^2}{\mu_2^2} \right) \right] \omega(\mu_1, \mu_2) d\mu_1 d\mu_2 dx,$$

где  $\alpha^2 = 2g$  — коэффициент, определяемый видом сигнальной конструкции;  $\omega(\mu_1, \mu_2)$  — плотность распределения вероятностей, определяемая (5). Внутренний интеграл можно представить в виде

$$I = \frac{1}{\sigma^4 (1 - \rho^2)} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \mu_1 \mu_2 \times \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( A^2 (1+x^2) + \frac{1}{\sigma^2 (1 - \rho^2)} \right) \mu_1^2 - \frac{1}{2} \left( B^2 (1+x^2) + \frac{1}{\sigma^2 (1 - \rho^2)} \right) \mu_2^2 \right] I_0 \left( \frac{\rho}{1 - \rho^2} \frac{\mu_1 \mu_2}{\sigma^2} \right) d\mu_1 d\mu_2,$$

где  $A^2 = \frac{\alpha^2 \delta_1^2}{\mu_1^2} h^2$ ;  $B^2 = \frac{\alpha^2 \delta_2^2}{\mu_2^2} h^2$ . Используя табличный интеграл [5]

$$\int_0^{\infty} \int_0^{\infty} x^l y^m \exp \{ -px^2 - qy^2 \} I_n(axy) dx dy = A_n^{l,m},$$

$$p, q, 4pq - a^2 > 0, \quad A_0^{1,1} = \frac{1}{4pq - a^2},$$

интеграл  $I$  после элементарных преобразований можно свести к виду

$$I = \frac{1}{1 + \sigma^2 (A^2 + B^2) (1+x^2) + \sigma^4 (1 - \rho^2) A^2 B^2 (1+x^2)^2},$$

где  $\Delta^2 = \sigma^2 (A^2 + B^2) = gh^2 (\delta_1^2 + \delta_2^2)$ ,

$$\Lambda^2 = \sigma^4 (1 - \rho^2) A^2 B^2 = (1 - \rho^2) \delta_1^2 \delta_2^2 g^2 h^4.$$

В итоге

$$MT(\alpha, \mu, \eta) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\eta} \frac{1}{1+x^2} \frac{1}{1+\Delta^2(1+x^2)+\Lambda^2(1+x^2)^2} dx.$$

Очевидно:

$$\begin{aligned} & 1+\Delta^2(1+x^2)+\Lambda^2(1+x^2)^2 = \\ & = \left(1+\frac{1}{2}\Delta^2(1+x^2)\right)^2 - D(1+x^2)^2 = \\ & = \left(1+\left[\frac{1}{2}\Delta^2-\sqrt{D}\right](1+x^2)\right)\left(1+\left[\frac{1}{2}\Delta^2+\sqrt{D}\right](1+x^2)\right), \end{aligned}$$

где

$$D = \frac{1}{4}\Delta^4 - \Lambda^2 = \frac{1}{4}g^2h^4 \left\{ (\delta_1^2 - \delta_2^2)^2 + 4\rho^2\delta_1^2\delta_2^2 \right\} > 0.$$

В результате получаем

$$MT(\alpha, \mu, \eta) = H_1^{(L=2)}(0, 0, b_1, b_2, \eta),$$

где специальная интегральная функция в общем случае определяется как [4, 5]

$$\begin{aligned} & H_p^{(L)}(\{z_l\}_{l=1}^L, \{b_l\}_{l=1}^L, \eta) = \\ & = \frac{1}{2\pi} \prod_{l=1}^L (1-b_l^2)^p \int_0^{\eta} \frac{1}{1+x^2} \frac{1}{\prod_{l=1}^L (1+b_l^2 x^2)^p} \times \\ & \times \exp\left(-\frac{1}{2}(1+x^2) \sum_{l=1}^L \frac{z_l^2}{1+b_l^2 x^2}\right) dx, \quad 0 \leq b_l^2 \leq 1, \quad p > 0, \end{aligned}$$

где запись  $\{x_l\}_{l=1}^L$  означает совокупность  $L$  переменных, т. е.  $\{x_l\}_{l=1}^L = (x_1, \dots, x_l, \dots, x_L)$ . В данном

$$\text{случае } b_1^2 = \frac{\Delta^2/2 + \sqrt{D}}{1 + \Delta^2/2 + \sqrt{D}}; \quad b_2^2 = \frac{\Delta^2/2 - \sqrt{D}}{1 + \Delta^2/2 - \sqrt{D}}.$$

Окончательно получаем, что при использовании разнесенного приема ( $L = 2$ ) в канале с релейскими коррелированными замираниями и метода оптимального сложения усреднение  $T$ -функции может быть вычислено на основе формулы  $MT(\alpha, \mu, \eta) = H_1^{(L=2)}(0, 0, b_1, b_2, \eta)$ , где

$$\begin{aligned} b_1^2 &= \frac{g\Omega(\delta_1, \delta_2, \rho)h^2}{1 + g\Omega(\delta_1, \delta_2, \rho)h^2}, \\ \Omega(\delta_1, \delta_2, \rho) &= \frac{1}{2} \left\{ \delta_1^2 + \delta_2^2 + \sqrt{(\delta_1^2 - \delta_2^2)^2 + 4\rho^2\delta_1^2\delta_2^2} \right\}; \\ b_2^2 &= \frac{g\Omega^*(\delta_1, \delta_2, \rho)h^2}{1 + g\Omega^*(\delta_1, \delta_2, \rho)h^2}, \\ \Omega^*(\delta_1, \delta_2, \rho) &= \frac{1}{2} \left\{ \delta_1^2 + \delta_2^2 - \sqrt{(\delta_1^2 - \delta_2^2)^2 + 4\rho^2\delta_1^2\delta_2^2} \right\}. \end{aligned}$$

Поскольку  $\Omega(\delta_1, \delta_2, \rho)\Omega^*(\delta_1, \delta_2, \rho) = (1-\rho^2)\delta_1^2\delta_2^2$ , то коэффициент  $b_2^2$  можно представить в виде

$$b_2^2 = \frac{g(1-\rho^2)\delta_1^2\delta_2^2h^2}{\Omega(\delta_1, \delta_2, \rho) + g(1-\rho^2)\delta_1^2\delta_2^2h^2}.$$

Если при сдвоенном приеме присутствуют коррелированные неоднородные замирания, описываемые (4), то тогда приведенные выше результаты будут также справедливы. Действительно, нетрудно убедиться, что в этом случае

$$\Delta^2(\sigma_1^2 A^2 + \sigma_2^2 B^2) = gh^2(\delta_1^2 + \delta_2^2);$$

$$\Lambda^2\sigma_1^2\sigma_2^2(1-\rho^2)A^2B^2 = (1-\rho^2)\delta_1^2\delta_2^2g^2h^4,$$

т. е. коэффициенты  $\Delta^2$  и  $\Lambda^2$  не изменились несмотря на то, что начальные моменты второго порядка в каждом канале разные.

### Метод автовыбора

В практике радиосвязи при разнесенном приеме может использоваться метод выбора ветви по максимальной мощности сигнала. Основная идея метода автовыбора (Selection Diversity Combining — SDC) заключается в выборе по какому-либо признаку наиболее надежной ветви. Рассмотрим основные этапы вычисления вероятности ошибки при использовании в системе схемы автовыбора, которая является подоптимальным методом приема. Предположим, что каждая ветвь имеет решающую схему такую же, как при одиночном приеме, но окончательное решение принимается по той ветви, мощность принимаемого сигнала которой наибольшая.

Рассмотрим два основных случая — независимые и, соответственно, некоррелированные замирания в отдельных ветвях (для произвольного числа ветвей  $L$ ) и коррелированные замирания при числе ветвей  $L = 2$ .

Пусть  $\mu = \max_{l=1, L} \mu_l$  — максимальное значение

коэффициента передачи в  $L$  каналах приема. Если прием осуществляется методом выбора канала с максимальным коэффициентом передачи, то средняя вероятность ошибки может быть определена как [1, 2, 6]

$$MP_{e/b} = \int_0^{\infty} P_{e/b}(\mu) \omega_{SDC}(\mu) d\mu,$$

где  $P_{e/b}(\mu)$  — символьная (битовая) вероятность ошибки при одиночном когерентном (некогерентном) приеме в канале с постоянным коэффициентом передачи, равном  $\mu$ ;  $\mu = \max_{l=1, L} \mu_l$  — максимальное значение коэффициента передачи в  $L$  кана-

лах приема;  $\omega_{SDC}(\mu)$  — плотность распределения максимального коэффициента передачи. Таким образом, схему автовыбора по максимуму коэффициента передачи можно рассматривать как схему одиночного приема при максимальном коэффициенте передачи  $\mu$ .

Функция распределения максимального значения коэффициента передачи  $\mu$  определяется как  $F_{SDC}(\mu) = P(\mu_1 < \mu, \dots, \mu_L < \mu)$ , т. е. как вероятность того, что максимальное значение среди всех  $\mu_l$ ,  $l = \overline{1, L}$ , меньше некоторой величины  $\mu = \max_{l=1, L} \mu_l$ . Если коэффициенты передачи

в различных ветвях независимы, то тогда функция распределения  $F_{SDC}(\mu) = \prod_{l=1}^L F_l(\mu)$ , где  $F_l(\mu)$ ,  $l = \overline{1, L}$  —  $l$ -я функция распределения вероятности коэффициента передачи в  $l$ -й ветви. Отсюда следует, что плотность распределения вероятности, получаемая дифференцированием функции распределения, определяется как

$$\omega_{SDC}(\mu) = \sum_{l=1}^L \omega_l(\mu) \prod_{k=1, k \neq l}^L F_k(\mu).$$

При статистической однородности независимых каналов справедливо тождество  $F_{SDC}(\mu) = F^L(\mu)$ . Следовательно, в этом случае очевидно, что плотность распределения вероятностей  $\omega_{SDC}(\mu) = L\omega(\mu)F^{L-1}(\mu)$ .

*Независимые (некоррелированные) ветви.* Пусть коэффициенты передачи в различных ветвях независимы и, следовательно, некоррелированы и распределены по закону Релея:  $F_l(\mu) = 1 - \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma_l^2}\right)$ ,  $l = \overline{1, L}$ . Тогда для независимых релеевских замираний с разными среднеквадратичными значениями коэффициентов передачи

$$\omega_{SDC}(\mu) = \sum_{l=1}^L \frac{\mu}{\sigma_l^2} \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma_l^2}\right) \prod_{k=1, k \neq l}^L \left[1 - \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma_k^2}\right)\right]. \quad (7)$$

Для статистически однородных каналов  $\sigma_l^2 = \sigma^2$ ,  $l = \overline{1, L}$ , и, следовательно:

$$\omega_{SDC}(\mu) = L \frac{\mu}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma^2}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma^2}\right)\right]^{L-1}. \quad (8)$$

Используя бином Ньютона, данную формулу можно переписать в виде

$$\omega_{SDC}(\mu) = L \sum_{k=0}^{L-1} \frac{(-1)^k}{k+1} \binom{L-1}{k} \times \left\{ \frac{\mu}{\sigma^2 / (k+1)} \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma^2 / (k+1)}\right) \right\}. \quad (9)$$

Соответственно, второй начальный момент определяется как

$$m_{2, L} = \int_0^{\infty} \mu^2 \omega_{SDC}(\mu) d\mu = 2\sigma^2 L \sum_{k=0}^{L-1} \frac{(-1)^k}{(k+1)^2} \binom{L-1}{k} = 2\sigma^2 \sum_{k=1}^L \frac{1}{k} = 2\sigma^2 S_L,$$

так как [7]

$$\sum_{k=0}^n \frac{(-1)^k}{(k+1)^2} \binom{n}{k} = \frac{1}{n+1} \sum_{k=1}^{n+1} \frac{1}{k} = \frac{C + \psi(n+2)}{n+1} = \frac{1}{n+1} S_{n+1},$$

где  $\psi(z) = \Gamma'(z)/\Gamma(z)$  — пси-функция;  $\Gamma(z) = \int_0^{\infty} t^{z-1} \exp(-t) dt$  — гамма-функция,  $\Re z > 0$ ;  $C = 0,577\ 215\ 664\ 9 \dots$  — постоянная Эйлера.

Применяя  $H_1$ -функцию, усреднение  $T$ -функции по плотности распределения (9) можно представить в виде

$$MT(\alpha\mu, \eta) = \int_0^{\infty} T(\alpha\mu, \eta) \omega_{SDC}(\mu) d\mu = L \sum_{k=0}^{L-1} \frac{(-1)^k}{k+1} \binom{L-1}{k} H_1(0, b_{k+1}, \eta), \quad (10)$$

где введено обозначение  $b_k^2 = \frac{\alpha^2 \sigma^2}{k + \alpha^2 \sigma^2} = \frac{\alpha^2 \sigma^2 / k}{1 + \alpha^2 \sigma^2 / k}$ ,  $k = \overline{1, L}$ , и специальная интегральная  $H_1$ -функция определена как [4, 5]

$$H_1(z, b, \eta) = \frac{1-b^2}{2\pi} \int_0^{\eta} \frac{1}{1+x^2} \frac{1}{(1+b^2 x^2)^{\times}} \times \exp\left(-\frac{z^2}{2} \frac{1+x^2}{1+b^2 x^2}\right) dx, \quad b^2 \leq 1.$$

Если воспользоваться определением  $H_1$ -функции, то (10) можно преобразовать к другому виду. Действительно, после несложных преобразований получаем

$$MT(\alpha\mu, \eta) = L \frac{1}{2\pi} \int_0^{\eta} \frac{1}{1+x^2} \times \sum_{k=0}^{L-1} (-1)^k \binom{L-1}{k} \frac{1}{k+1 + \alpha^2 \sigma^2 + \alpha^2 \sigma^2 x^2} dx.$$

Воспользовавшись соотношением

$$\sum_{k=0}^n (-1)^k \binom{n}{k} \frac{1}{k+a} = \frac{n!}{a(a+1)\dots(a+n)},$$

после несложных преобразований, предполагая в предыдущей формуле, что  $a = 1 + \alpha^2 \sigma^2 + \alpha^2 \sigma^2 x^2$ , получаем соотношение

$$MT(\alpha\mu, \eta) = \frac{1}{2\pi} \prod_{k=1}^L (1 - b_k^2) \times \int_0^\eta \frac{1}{1+x^2} \frac{1}{\prod_{k=1}^L (1 + b_k^2 x^2)} dx, \quad (11)$$

где  $b_k^2 = \frac{\alpha^2 \sigma^2 / k}{1 + \alpha^2 \sigma^2 / k}$ ,  $k = \overline{1, L}$ . Окончательно при-

ходим к тому, что при разнесенном приеме и статистически однородных релейских замираниях в каналах

$$MT(\alpha\mu, \eta) = S^{(L)}(\{0\}_{l=1}^L, \{0\}_{l=1}^L, \{b_l\}_{l=1}^L, \{b_l\}_{l=1}^L, \eta) = H_1^{(L)}(\{0\}_{l=1}^L, \{b_l\}_{l=1}^L, \eta), \quad (12)$$

где специальная интегральная  $S^{(L)}$ -функция определяется как [4, 5]

$$S^{(L)}(\{z_{c,l}\}_{l=1}^L, \{z_{s,l}\}_{l=1}^L, \{b_{c,l}\}_{l=1}^L, \{b_{s,l}\}_{l=1}^L, \eta) = \frac{1}{2\pi} \prod_{l=1}^L \sqrt{1 - b_{c,l}^2} \sqrt{1 - b_{s,l}^2} \int_0^\eta \frac{1}{1+x^2} \times \prod_{l=1}^L \frac{1}{\sqrt{1 + b_{c,l}^2 x^2} \sqrt{1 + b_{s,l}^2 x^2}} \times \exp\left(-\frac{z_{c,l}}{2} \frac{1+x^2}{1+b_{c,l}^2 x^2} - \frac{z_{s,l}}{2} \frac{1+x^2}{1+b_{s,l}^2 x^2}\right) dx.$$

В частности, если  $\eta = \infty$ , то

$$MQ(\alpha\mu) = \frac{L}{2} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{(-1)^k}{k+1} \binom{L-1}{k} \left\{ 1 - \sqrt{\frac{\alpha^2 \sigma^2}{k+1 + \alpha^2 \sigma^2}} \right\} = \frac{L}{2} \sum_{k=0}^{L-1} (-1)^k \binom{L-1}{k} \times \frac{1}{k+1 + \alpha^2 \sigma^2 + \sqrt{\alpha^2 \sigma^2} \sqrt{k+1 + \alpha^2 \sigma^2}}. \quad (13)$$

Если воспользоваться формулой  $\sum_{k=1}^n \frac{(-1)^k}{k+1} \binom{n}{k} = \frac{n}{n+1}$ , то первую часть (13) можно переписать также в виде

$$MQ(\alpha\mu) = \frac{1}{2} \left\{ 1 - L \sum_{k=0}^{L-1} \frac{(-1)^k}{k+1} \binom{L-1}{k} \sqrt{\frac{\alpha^2 \sigma^2}{k+1 + \alpha^2 \sigma^2}} \right\}.$$

Для получения формул вероятностей символической (битовой) ошибки  $P_{e/b}$  при разнесенном приеме остается преобразовать выражение для  $b_k$ :

$$b_k^2 = \frac{\alpha^2 \sigma^2 / k}{1 + \alpha^2 \sigma^2 / k} = \frac{2gh_{bc}^2 \sigma^2 / m_{2,L}}{k + 2gh_{bc}^2 \sigma^2 / m_{2,L}} = \frac{gh_{bc}^2}{kS_L + gh_{bc}^2}, \quad k = \overline{1, L},$$

так как  $\frac{2\sigma^2}{m_{2,L}} = S_L^{-1}$ , где  $S_L = \sum_{k=1}^L \frac{1}{k}$ .

**Примечание.** Рассмотрим статистически неоднородные каналы при независимых (некоррелированных) релейских замираниях. Для упрощения дальнейших выкладок ограничимся вначале случаем  $L = 2$ :

$$\omega_{SDC}(\mu) = \frac{\mu}{\sigma_1^2} \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma_1^2}\right) \left[ 1 - \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma_2^2}\right) \right] + \frac{\mu}{\sigma_2^2} \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma_2^2}\right) \left[ 1 - \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma_1^2}\right) \right] = \frac{\mu}{\sigma_1^2} \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma_1^2}\right) + \frac{\mu}{\sigma_2^2} \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma_2^2}\right) - \left(\frac{1}{\sigma_1^2} + \frac{1}{\sigma_2^2}\right) \mu \exp\left(-\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sigma_1^2} + \frac{1}{\sigma_2^2}\right) \mu^2\right).$$

В результате начальный второй момент  $m_2 = 2\sigma_1^2 + 2\sigma_2^2 - \frac{2\sigma_1^2 \sigma_2^2}{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}$ , и при  $\sigma^2 = \sigma_1^2 = \sigma_2^2$ , как

и следовало ожидать,  $m_2 = 3\sigma^2$ . Математическое ожидание  $T$ -функции, как нетрудно определить, равно  $MT(\alpha\mu, \eta) = H_1(0, b_1^*, \eta) + H_1(0, b_1^*, \eta) - H_1(0, b_{12}^*, \eta)$ , где

$$b_1^* = \frac{\alpha^2 \sigma_1^2}{1 + \alpha^2 \sigma_1^2}; \quad b_2^* = \frac{\alpha^2 \sigma_2^2}{1 + \alpha^2 \sigma_2^2};$$

$$b_{12}^* = \frac{\alpha^2 \sigma_1^2 \sigma_2^2}{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \alpha^2 \sigma_2^2}.$$

Пусть без ограничения общности  $q^2 = \sigma_2^2 / \sigma_1^2 \leq 1$ . Тогда второй начальный момент можно записать в виде  $m_2 = 2\sigma_1^2 \frac{(1+q^2)^2 - q^2}{1+q^2} = 2\sigma_1^2 \delta(q) =$

$= 2\sigma_1^2 \delta(q) / q^2$ . В результате, учитывая, что  $\alpha^2 = 2gh_{bc}^2 / m_2$ , выражения для коэффициентов  $b_1^*$ ,  $b_2^*$ ,  $b_{12}^*$  можно преобразовать к виду

$$b_1^* = \frac{gh_{bc}^2}{\delta(q) + gh_{bc}^2}; \quad b_2^* = \frac{q^2 gh_{bc}^2}{\delta(q) + q^2 gh_{bc}^2};$$

$$b_{12}^* = \frac{q^2 gh_{bc}^2}{(1+q^2)\delta(q) + q^2 gh_{bc}^2}.$$

Данный вариант можно обобщить. Действительно, введем обозначение для релеевского распределения:  $\omega_R(\mu, a) = a\mu \exp(-a\mu^2/2)$ , тогда начальный момент второго порядка определится как  $m_{2,R} = 2/a$ . Таким образом, плотность распределения вероятностей после несложных преобразований можно привести к виду

$$\omega_{SDC}(\mu) = \sum_{1 \leq i \leq L} \omega_R(\mu, \xi_i) - \sum_{1 \leq i < j \leq L} \omega_R(\mu, \xi_i + \xi_j) + \sum_{1 \leq i < j < k \leq L} \omega_R(\mu, \xi_i + \xi_j + \xi_k) - \dots, \quad (14)$$

где  $\xi_l = 1/\sigma_l^2$ ,  $l = \overline{1, L}$ , и начальный момент второго порядка

$$m_{2,SDC} = \int_0^\infty \mu^2 \omega_{SDC}(\mu) \mu = 2 \sum_{1 \leq i \leq L} \frac{1}{\xi_i} - 2 \sum_{1 \leq i < j \leq L} \frac{1}{\xi_i + \xi_j} + 2 \sum_{1 \leq i < j < k \leq L} \frac{1}{\xi_i + \xi_j + \xi_k} - \dots$$

После несложных преобразований математическое ожидание  $T$ -функции Оуэна можно представить в виде конечной знакопеременной суммы  $H_1$ -функций

$$MT(\alpha\mu, \eta) = \int_0^\infty T(\alpha\mu, \eta) \omega_{SDC}(\mu) \mu = \sum_{1 \leq i \leq L} H_1(0, \tilde{b}_i, \eta) - \sum_{1 \leq i < j \leq L} H_1(0, \tilde{b}_{ij}, \eta) + \sum_{1 \leq i < j < k \leq L} H_1(0, \tilde{b}_{ijk}, \eta) - \dots, \quad (15)$$

где  $\tilde{b}_{i_1, i_2, \dots, i_p} = \frac{2gh_{bc}^2}{m_{2,SDC}(\xi_{i_1} + \xi_{i_2} + \dots + \xi_{i_p}) + 2gh_{bc}^2}$

при  $1 \leq i_1 < i_2 < \dots < i_p \leq L$ .

*Релеевские коррелированные замиряния.* Рассмотрим вариант релеевских коррелированных замиряний сигналов ( $L = 2$ ):

$$F_{SDC}(\mu) = \int_0^\mu \int_0^\mu \frac{\mu_1 \mu_2}{\sigma^4 (1-\rho^2)} \times \exp\left[-\frac{\mu_1^2 + \mu_2^2}{2\sigma^2 (1-\rho^2)}\right] I_0\left[\frac{\rho \mu_1 \mu_2}{\sigma^2 (1-\rho^2)}\right] d\mu_1 d\mu_2.$$

**Примечание.** Рассмотрим функцию

$$F(z) = \int_0^z \int_0^z f(x, y) dx dy = \int_0^z G(x, z) dx, \\ G(x, z) = \int_0^z f(x, y) dy.$$

Используя дважды правило Лейбница дифференцирования интеграла, получаем

$$\frac{dF(z)}{dz} = \int_0^z f(x, z) dx + \int_0^z f(z, y) dy. \quad (16)$$

Дифференцируя функцию распределения, используя  $F_{SDC}(\mu)$  (16), получаем

$$\omega_{SDC}(\mu) = 2 \frac{\mu}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\mu^2}{2\sigma^2}\right] \times \left[1 - Q\left(\frac{\rho}{\sqrt{1-\rho^2}} \frac{\mu}{\sigma}, \frac{1}{\sqrt{1-\rho^2}} \frac{\mu}{\sigma}\right)\right], \quad (17)$$

где  $Q$ -функция Маркума определяется как

$$Q(x, y) = \int_y^\infty t \exp\left[-\frac{t^2 + x^2}{2}\right] I_0(xt) dt. \quad (18)$$

Применим формулу, связывающую  $Q$ -функцию Маркума и  $H_0$ -функцию [5]:

$$Q(x, y) = 2H_0\left(y - x, \frac{y-x}{y+x}, +\infty\right) + \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{x^2 + y^2}{2}\right] I_0(xy), \quad y \geq x,$$

где специальная интегральная  $H_0$ -функция определяется как [5]

$$H_0(z, b, \eta) = \frac{1}{2\pi} \int_0^\eta \frac{1}{1+x^2} \exp\left[-\frac{z^2}{2} \frac{1+x^2}{1+b^2 x^2}\right] dx.$$

Плотность распределения вероятностей  $\omega_{SDC}(\mu)$  можно альтернативно представить как

$$\omega_{SDC}(\mu) = 2 \frac{\mu}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\mu^2}{2\sigma^2}\right] \times \left[1 - 2H_0\left(\sqrt{\frac{1-\rho}{1+\rho}} \frac{\mu}{\sigma}, \frac{1-\rho}{1+\rho}, +\infty\right) - \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{\mu^2}{2\sigma^2} \frac{1+\rho^2}{1-\rho^2}\right] I_0\left(\frac{\rho}{1-\rho^2} \frac{\mu^2}{\sigma^2}\right)\right].$$

В результате усреднение  $T$ -функции сводится к вычислению интеграла

$$MT(\alpha\mu, \eta) = \int_0^\infty T(\alpha\mu, \eta) \omega_{SDC}(\mu) d\mu = 2J_1 - 4J_2 - J_3,$$

где первый интеграл соответствует усреднению  $T$ -функции по распределению Релея, второй интеграл — усреднению произведения  $T$ -функции

и  $H_0$ -функции по распределению Релея, а третий — усреднению  $T$ -функции по распределению Хойта:

$$J_1 = \int_0^{\infty} T(\alpha\mu, \eta) \frac{\mu}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma^2}\right) d\mu;$$

$$J_2 = \int_0^{\infty} T(\alpha\mu, \eta)_0 \left(\beta \frac{\mu}{\sigma}, \gamma, +\infty\right) \frac{\mu}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma^2}\right) d\mu;$$

$$J_3 = \int_0^{\infty} T(\alpha\mu, \eta) \frac{\mu}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{1}{1-\rho^2} \frac{\mu^2}{\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\rho}{1-\rho^2} \frac{\mu^2}{\sigma^2}\right) d\mu,$$

где  $\beta^2 = \gamma = \frac{1-\rho}{1+\rho}$ ;  $\alpha = \sqrt{2gh_{bc}^2/m_2}$ ;  $m_2$  — началь-

ный момент второго порядка и коэффициент  $g$  определяется для конкретной сигнальной конструкции. Первый интеграл вычисляется на основе специальной интегральной  $H_1$ -функции

$J_1 = H_1\left(0, \frac{\alpha\sigma}{\sqrt{1+\alpha^2\sigma^2}}, \eta\right)$ , где интегральная  $H_1$ -функция определяется как [4, 5]

$$H_1(z, b, \eta) = \frac{1-b^2}{2\pi} \times \int_0^{\eta} \frac{1}{1+x^2} \frac{1}{(1+b^2x^2)} \exp\left(-\frac{z^2}{2} \frac{1+x^2}{1+b^2x^2}\right) dx.$$

Для вычисления  $J_2$  воспользуемся определенным  $T$ -функции Оуэна и  $H_0$ -функции:

$$J_2 = \int_0^{\infty} \left( \frac{1}{2\pi} \int_0^{\eta} \frac{1}{1+x^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2\mu^2}{2}(1+x^2)\right) dx \right) \frac{\mu}{\sigma^2} \times \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma^2}\right) \left( \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} \frac{1}{1+t^2} \exp\left(-\frac{\beta^2\mu^2}{2\sigma^2} \frac{1+t^2}{1+\gamma^2t^2}\right) dt \right) d\mu.$$

Изменяя порядок интегрирования, получаем  $J_2 = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{\eta} \frac{dx}{1+x^2} \int_0^{\infty} \frac{1+\gamma^2t^2}{(1+t^2)(A+Bt^2)} dt$ , где  $A = 1 + \beta^2 + \alpha^2\sigma^2(1+x^2)$ ;  $B = \gamma^2 + \beta^2 + \alpha^2\sigma^2\gamma^2(1+x^2)$ .

Для вычисления внутреннего интеграла применим табличный интеграл [7] при  $n = 2$ :

$$\int_0^{\infty} \frac{(A_1x^2 + B_1)}{(c_1x^2 + d_1)(c_2x^2 + d_2)} dx = \frac{\pi}{2} \left\{ \frac{(A_1d_1 - B_1c_1)}{\sqrt{c_1d_1}(c_2d_1 - d_2c_1)} + \frac{(A_1d_2 - B_1c_2)}{\sqrt{c_2d_2}(c_1d_2 - d_1c_2)} \right\},$$

где  $c_i, d_i > 0$ ;  $c_i d_j \neq c_j d_i$ ,  $i, j = \overline{1, n}$ ,  $n = 2$ . Тогда

$$J_2 = \frac{1-b_1^2}{8\pi} \int_0^{\eta} \frac{1}{(1+x^2)(1+b_1^2x^2)} dx - \chi \frac{(1-b_1^2)\sqrt{(1-b_\beta^2)(1-b_\gamma^2)}}{8\pi} \int_0^{\eta} \times \frac{1}{(1+x^2)(1+b_1^2x^2)\sqrt{(1+b_\beta^2x^2)(1+b_\gamma^2x^2)}} dx,$$

где

$$b_1^2 = \frac{\alpha^2\sigma^2}{1+\alpha^2\sigma^2}; b_\beta^2 = \frac{\alpha^2\sigma^2}{1+\beta^2+\alpha^2\sigma^2}; b_\gamma^2 = \frac{\alpha^2\sigma^2\gamma^2}{\gamma^2+\beta^2+\alpha^2\sigma^2\gamma^2};$$

$$\chi = \frac{\beta^2}{\sqrt{(1+\beta^2)(\gamma^2+\beta^2)}} = \frac{1}{2}\sqrt{1-\rho^2}.$$

Используя  $H_1$ -функцию и введенную в работах [4, 5] специальную интегральную  $S^{(L)}$ -функцию, окончательно получаем

$$J_2 = \frac{1}{4} \left\{ H_1(0, b_1, \eta) - \chi S^{(L=2)}(0, 0, 0, 0, b_1, b_1, b_\beta, b_\gamma, \eta) \right\},$$

где

$$b_1^2 = \frac{\alpha^2\sigma^2}{1+\alpha^2\sigma^2}; b_\beta^2 = \frac{\alpha^2\sigma^2}{1+\beta^2+\alpha^2\sigma^2}; b_\gamma^2 = \frac{\alpha^2\sigma^2\gamma^2}{\gamma^2+\beta^2+\alpha^2\sigma^2\gamma^2}.$$

Для вычисления третьего интеграла выделим в подынтегральной функции распределение Хойта

$$\omega_{\text{Хойт}}(\mu) = \frac{\mu}{\sigma_c\sigma_s} \times \exp\left\{-\frac{1}{4}\left(\frac{1}{\sigma_c^2} + \frac{1}{\sigma_s^2}\right)\mu^2\right\} I_0\left(\frac{1}{4}\left(\frac{1}{\sigma_c^2} - \frac{1}{\sigma_s^2}\right)\mu^2\right).$$

Тогда

$$\sigma_c^2 = \frac{1-\rho}{2}\sigma^2; \sigma_s^2 = \frac{1+\rho}{2}\sigma^2; \sigma_c\sigma_s = \frac{\sqrt{1-\rho^2}}{2}\sigma^2.$$

Следовательно, искомый интеграл вычисляется с помощью  $S$ -функции:

$$J_3 = \frac{\sqrt{1-\rho^2}}{2} \int_0^{\infty} T(\alpha\mu, \eta) \omega_{\text{Хойт}}(\mu) d\mu = \frac{\sqrt{1-\rho^2}}{2} S(0, 0, b_c, b_s, \eta),$$

$$\text{где } b_c^2 = \frac{\alpha^2\sigma_c^2}{1+\alpha^2\sigma_c^2} = \frac{(1-\rho)\alpha^2\sigma^2/2}{1+(1-\rho)\alpha^2\sigma^2/2}; b_s^2 = \frac{\alpha^2\sigma_s^2}{1+\alpha^2\sigma_s^2} =$$

$\frac{(1+\rho)\alpha^2\sigma^2/2}{1+(1+\rho)\alpha^2\sigma^2/2}$  и специальная интегральная функция определяется как [4, 5]



$$S(z_c, z_s, b_c, b_s, \eta) = \frac{\sqrt{1-b_c^2}\sqrt{1-b_s^2}}{2\pi} \int_0^\eta \frac{1}{1+x^2} \frac{1}{\sqrt{1+b_c^2 x^2}} \times \\ \times \frac{1}{\sqrt{1+b_s^2 x^2}} \exp\left(-\frac{z_c^2}{2} \frac{1+x^2}{1+b_c^2 x^2} - \frac{z_s^2}{2} \frac{1+x^2}{1+b_s^2 x^2}\right) dx.$$

В итоге получаем

$$MT(\alpha\mu, \eta) = H_1(0, b_1, \eta) + \frac{1}{2}\sqrt{1-\rho^2} \times \\ \times \left\{ S^{(L=2)}(0, 0, 0, 0, b_1, b_1, b_\beta, b_\gamma, \eta) - S(0, 0, b_c, b_s, \eta) \right\},$$

где

$$b_1^2 = \frac{\alpha^2 \sigma^2}{1 + \alpha^2 \sigma^2}; \quad b_\beta^2 = \frac{\alpha^2 \sigma^2}{1 + \beta^2 + \alpha^2 \sigma^2}; \\ b_\gamma^2 = \frac{\alpha^2 \sigma^2 \gamma^2}{\gamma^2 + \beta^2 + \alpha^2 \sigma^2 \gamma^2}; \quad b_c^2 = \frac{(1-\rho)\alpha^2 \sigma^2 / 2}{1 + (1-\rho)\alpha^2 \sigma^2 / 2}; \\ b_s^2 = \frac{(1+\rho)\alpha^2 \sigma^2 / 2}{1 + (1+\rho)\alpha^2 \sigma^2 / 2}.$$

В частности, при некоррелированности каналов, т. е. при  $\rho = 0$ , получаем, что  $\gamma = \beta = 1$ ,  $\chi = 1/2$  и, следовательно:

$$J = MT(\alpha\mu, \eta) = H_1(0, b_1, \eta) + \\ + \frac{1}{2} S^{(L=2)}(0, 0, 0, 0, b_1, b_1, b_2, b_2, \eta) - \frac{1}{2} S(0, 0, b_2, b_2, \eta),$$

так как  $b_1^2 = \frac{\alpha^2 \sigma^2}{1 + \alpha^2 \sigma^2} = \frac{2gh_{bc}^2}{m_2 / \sigma^2 + 2gh_{bc}^2}$ ,  $b_2^2 = \frac{gh_{bc}^2}{m_2 / \sigma^2 + gh_{bc}^2} = b_\beta^2 = b_\gamma^2 = b_c^2 = b_s^2$ .

Для получения окончательных выражений, входящих в аргументы специальных функций, необходимо определить второй начальный момент при коррелированных замираниях:  $m_2 = \int_0^\infty \mu^2 \omega_{SDC}(\mu) d\mu = \left(2 + \sqrt{1-\rho^2}\right) \sigma^2$ . Таким образом,

учитывая, что  $\alpha = \sqrt{2gh_{bc}^2 / m_2}$ ,  $m_2 = \left(2 + \sqrt{1-\rho^2}\right) \sigma^2$  и  $\beta^2 = \gamma = \frac{1-\rho}{1+\rho}$ , после несложных преобразований получаем

$$b_1^2 = \frac{2gh_{bc}^2}{2 + \sqrt{1-\rho^2} + 2gh_{bc}^2}; \quad b_\beta^2 = b_s^2 = \frac{(1+\rho)gh_{bc}^2}{2 + \sqrt{1-\rho^2} + (1+\rho)gh_{bc}^2}; \\ b_\gamma^2 = b_c^2 = \frac{(1-\rho)gh_{bc}^2}{2 + \sqrt{1-\rho^2} + (1-\rho)gh_{bc}^2}$$

и, соответственно:

$$MT(\alpha\mu, \eta) = H_1(0, b_1, \eta) + \frac{1}{2}\sqrt{1-\rho^2} \times \\ \times \left\{ S^{(L=2)}(0, 0, 0, 0, b_1, b_1, b_\beta, b_\gamma, \eta) - S(0, 0, b_\beta, b_\gamma, \eta) \right\}.$$

**Примечание.** Рассмотрим статистически неоднородные каналы с коррелированными релейскими замираниями при  $L = 2$ :

$$F_{SDC}(\mu) = \int_0^\mu \int_0^\mu \frac{\mu_1 \mu_2}{\sigma_1^2 \sigma_2^2 (1-\rho^2)} \times \\ \times \exp\left[-\frac{1}{2(1-\rho^2)} \left(\frac{\mu_1^2}{\sigma_1^2} + \frac{\mu_2^2}{\sigma_2^2}\right)\right] I_0\left[\frac{\rho}{1-\rho^2} \frac{\mu_1 \mu_2}{\sigma_1 \sigma_2}\right] d\mu_1 d\mu_2.$$

Дифференцируя функцию распределения  $F_{SDC}(\mu)$ , получаем

$$\omega_{SDC}(\mu) = \frac{\mu}{\sigma_1^2} \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma_1^2}\right) \times \\ \times \left[1 - Q\left(\frac{\rho}{\sqrt{1-\rho^2}} \frac{\mu}{\sigma_1}, \frac{1}{\sqrt{1-\rho^2}} \frac{\mu}{\sigma_2}\right)\right] + \frac{\mu}{\sigma_2^2} \times \\ \times \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma_2^2}\right) \left[1 - Q\left(\frac{\rho}{\sqrt{1-\rho^2}} \frac{\mu}{\sigma_2}, \frac{1}{\sqrt{1-\rho^2}} \frac{\mu}{\sigma_1}\right)\right],$$

где  $Q(x, y)$  — функция Маркума. Ввиду того, что соотношение между аргументами  $Q$ -функции Маркума в данном случае может быть произвольным, необходимо использовать обобщенную формулу, связывающую между собой  $Q$ -функцию Маркума и  $H_0$ -функцию [5]:

$$Q(x, y) = \frac{1}{2}(1 - \text{sgn}(y-x)) + 2\text{sgn}(y-x) H_0 \times \\ \times \left(y-x, \frac{y-x}{y+x}, +\infty\right) + \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{x^2+y^2}{2}\right) I_0(xy), \\ y \geq 0, \quad x \geq 0.$$

Без ограничения общности можно полагать, что  $q^2 = \sigma_2^2 / \sigma_1^2 \leq 1$ , тогда  $\sigma_1^2 \geq \sigma_2^2$  и  $\rho \leq 1 \leq \sigma_1 / \sigma_2$ . В результате после несложных преобразований

$$\omega_{SDC}(\mu) = \frac{\mu}{\sigma_1^2} \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma_1^2}\right) + \frac{1}{2} \left(1 + \text{sgn}\left(\frac{\sigma_2}{\sigma_1} - \rho\right)\right) \times \\ \times \frac{\mu}{\sigma_2^2} \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma_2^2}\right) - 2 \frac{\mu}{\sigma_1^2} \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma_1^2}\right) H_0 \times \\ \times \left(\frac{\mu}{\sqrt{1-\rho^2}} \left(\frac{1}{\sigma_2} - \frac{\rho}{\sigma_1}\right), \frac{\sigma_1 - \rho \sigma_2}{\sigma_1 + \rho \sigma_2}, +\infty\right) - 2 \text{sgn}\left(\frac{\sigma_2}{\sigma_1} - \rho\right) \times \\ \times \frac{\mu}{\sigma_2^2} \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma_2^2}\right) H_0 \left(\frac{\mu}{\sqrt{1-\rho^2}} \frac{1}{\sigma_1} - \frac{\rho}{\sigma_2}, \frac{\sigma_2 - \rho \sigma_1}{\sigma_1 + \rho \sigma_1}, +\infty\right) - \\ - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sigma_1^2} + \frac{1}{\sigma_2^2}\right) \mu \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sigma_1^2} + \frac{1}{\sigma_2^2}\right) \frac{\mu^2}{1-\rho^2}\right] I_0\left(\frac{\rho}{1-\rho^2} \frac{\mu^2}{\sigma_1 \sigma_2}\right).$$

Усреднение функции Оуэна по данной плотности распределения принципиально не отличает

ся от усреднения, проведенного для статистически однородных каналов. Первые два слагаемых представляют собой релеевские распределения с различными дисперсиями. Третье и четвертое слагаемые соответствуют усреднению произведения  $T$ -функции и  $H_0$ -функции по распределению Релея. В этом случае  $\beta_1 = \frac{1 - \rho}{\alpha \sqrt{1 - \rho^2}}$ ,  $\gamma_1 = \frac{1 - \rho}{1 + \rho}$

и, соответственно,  $\beta_2 = \frac{q - \rho}{\sqrt{1 - \rho^2}}$ ,  $\gamma_2 = \frac{q - \rho}{q + \rho}$ . Дальнейшие преобразования для усреднения произведения  $T$ -функции и  $H_0$ -функции очевидны. Действительно:

$$\chi_1 = \frac{\beta_1^2}{\sqrt{(1 + \beta_1^2)(\gamma_1^2 + \beta_1^2)}} = \frac{1 - \rho^2 q^2}{\sqrt{(1 + q^2)^2 - 4\rho^2 q^2}};$$

$$\chi_2 = \frac{\beta_2^2}{\sqrt{(1 + \beta_2^2)(\gamma_2^2 + \beta_2^2)}} = \frac{\rho^2 - q^2}{\sqrt{(1 + q^2)^2 - 4\rho^2 q^2}}.$$

Для выделения распределения Хойта составим систему уравнений, решая которую получаем

$$\frac{1}{\sigma_c^{*2}} = \frac{1}{1 - \rho^2} \frac{1}{\sigma_2^2} (1 + q^2 + 2\rho q);$$

$$\frac{1}{\sigma_s^{*2}} = \frac{1}{1 - \rho^2} \frac{1}{\sigma_2^2} (1 + q^2 - 2\rho q).$$

Дальнейшие преобразования, необходимые для нахождения  $MT(\alpha, \eta)$ , легко осуществить, используя материал, приведенный выше для статистически однородных каналов связи. В итоге после несложных преобразований

$$MT(\alpha, \eta) = \int_0^\infty T(\alpha, \eta) \omega_{SDC}(\mu) d\mu =$$

$$= \frac{1}{2} \left\{ H_1(0, b_1^*, \eta) + H_1(0, b_2^*, \eta) \right\} +$$

$$+ \frac{1}{2} \left\{ \chi S_1^{(L=2)}(0, 0, 0, 0, b_1^*, b_1^*, b_{\beta, 1}^*, b_{\gamma, 1}^*, \eta) + \right.$$

$$+ (q - \rho) \chi S_2^{(L=2)}(0, 0, 0, 0, b_2^*, b_2^*, b_{\beta, 2}^*, b_{\gamma, 2}^*, \eta) \left. \right\} -$$

$$- \frac{1}{2} (1 - \rho^2) \frac{1 + q^2}{\sqrt{(1 + q^2)^2 - 4\rho^2 q^2}} S(0, 0, b_c^*, b_s^*, \eta),$$

где  $\alpha^2 = 2gh_{bc}^2 / m_2^*$ ;

$$b_1^{*2} = \frac{\alpha^2 \sigma_1^2}{1 + \alpha^2 \sigma_1^2}; \quad b_2^{*2} = \frac{\alpha^2 \sigma_2^2}{1 + \alpha^2 \sigma_2^2};$$

$$b_{\beta, 1}^{*2} = \frac{\alpha^2 \sigma_1^2}{1 + \beta_1^2 + \alpha^2 \sigma_1^2}; \quad b_{\beta, 2}^{*2} = \frac{\alpha^2 \sigma_2^2}{1 + \beta_2^2 + \alpha^2 \sigma_2^2};$$

$$b_{\gamma, 1}^{*2} = \frac{\alpha^2 \sigma_1^2 \gamma_1^2}{\gamma_1^2 + \beta_1^2 + \alpha^2 \sigma_1^2 \gamma_1^2}; \quad b_{\gamma, 2}^{*2} = \frac{\alpha^2 \sigma_2^2 \gamma_2^2}{\gamma_2^2 + \beta_2^2 + \alpha^2 \sigma_2^2 \gamma_2^2};$$

$$b_c^{*2} = \frac{\alpha^2 \sigma_c^{*2}}{1 + \alpha^2 \sigma_c^{*2}}; \quad b_s^{*2} = \frac{\alpha^2 \sigma_s^{*2}}{1 + \alpha^2 \sigma_s^{*2}};$$

а коэффициенты  $\beta_1, \gamma_1, \chi_1$  и  $\beta_2, \gamma_2, \chi_2$  были определены выше. Для получения окончательных выражений необходимо преобразовать эти коэффициенты и рассчитать начальный момент второго порядка  $m_2^*$ . Для вычисления  $m_2^*$  при различных, в общем случае,  $\sigma_1^2$  и  $\sigma_2^2$  воспользуемся соотношениями, приведенными выше, для вычисления начального второго момента при  $\sigma_1^2 = \sigma_2^2$ . В итоге получаем

$$m_2^* = 2\sigma_1^2 + (1 + (q - \rho))\sigma_2^2 - 4\sigma_1^2 \times$$

$$\times H_2^* \left( 0, \gamma_1, \sqrt{\frac{\gamma_1^2 + \beta_1^2}{1 + \beta_1^2}}, +\infty \right) - 4(q - \rho)\sigma_2^2 \times$$

$$\times H_2^* \left( 0, \gamma_2, \sqrt{\frac{\gamma_2^2 + \beta_2^2}{1 + \beta_2^2}}, +\infty \right) - 2\sigma_2^2 \frac{(1 - \rho^2)(1 + q^2)^2}{\left\{ (1 + q^2)^2 - 4\rho^2 q^2 \right\}^{3/2}},$$

где

$$\frac{\gamma_1^2 + \beta_1^2}{1 + \beta_1^2} = \frac{(1 - \rho)^2}{(1 + \rho)^2} \frac{1 + q^2 + 2\rho q}{1 + q^2 - 2\rho q};$$

$$\frac{\gamma_2^2 + \beta_2^2}{1 + \beta_2^2} = \frac{(q - \rho)^2}{(q + \rho)^2} \frac{1 + q^2 + 2\rho q}{1 + q^2 - 2\rho q}$$

и  $0 \leq \rho \leq 1, 0 \leq q \leq 1$ .

**Пример 1.** Рассмотрим сигнальную конструкцию квадратурной амплитудной модуляции (М-КАМ). Известно, что средняя вероятность битовой ошибки может быть представлена в виде [5]

$$P_b = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^{\sqrt{M}-1} a_{2j-1} Q \left[ \sqrt{2g_{2j-1} h_{bc}^2} \right], \quad (19)$$

где  $K = \log_2 M$ ;  $g_{2j-1} = (2j-1)^2 \frac{3 \log_2 M}{2(M-1)}$ ;  $h_{bc}^2 = \frac{E_{bc}}{N_0}$ . Здесь

$$a_1 = 4 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right); \quad a_3 = 4 \left( 1 - \frac{2}{\sqrt{M}} \right); \quad a_5 = -\frac{4}{\sqrt{M}};$$

$$a_7 = 0; \quad a_9 = 4 \left( \frac{1}{2} - \frac{3}{\sqrt{M}} \right); \quad a_{11} = 4 \left( \frac{1}{2} - \frac{4}{\sqrt{M}} \right);$$

$$a_{13} = -4 \left( \frac{1}{2} - \frac{3}{\sqrt{M}} \right); \quad a_{15} = -4 \left( \frac{1}{2} - \frac{4}{\sqrt{M}} \right).$$

Например, для КАМ-16  $a_1 = 3, a_3 = 2, a_5 = -1$ , а для КАМ-64 —  $a_1 = 7/2, a_3 = 3, a_5 = -1/2, a_7 = 0$ . В результате при использовании метода оптимального сложения и разнесенного приема ( $L = 2$ ) в канале с релеевскими коррелированными за-

мированиями вероятность ошибки будет определяться как

$$P_b^{MRC} = \frac{2}{K} \sum_{j=1}^{\sqrt{M}-1} a_{2j-1} H_1^{(L=2)} \left[ 0, 0, b_{1,2j-1}, b_{2,2j-1}, +\infty \right],$$

где для  $0 \leq \rho \leq 1$  и  $0 \leq \delta^2 \leq 1$

$$b_{1,2j-1}^2 = \frac{g_{2j-1} \Omega(\delta, \rho) h_{bc}^2 / L^\lambda}{1 + g_{2j-1} \Omega(\delta, \rho) h_{bc}^2 / L^\lambda};$$

$$b_{2,2j-1}^2 = \frac{(1-\rho^2) \delta^2 g_{2j-1} h_{bc}^2 / L^\lambda}{\Omega(\delta, \rho) + (1-\rho^2) \delta^2 g_{2j-1} h_{bc}^2 / L^\lambda};$$

$$\Omega(\delta, \rho) = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \delta^2 + \sqrt{(1-\delta^2)^2 + 4\rho^2 \delta^2} \right\}.$$

Соответственно, при использовании *метода автовыбора* и разнесенного приема ( $L = 2$ ) в канале с релейскими коррелированными замираниями вероятность ошибки будет вычисляться на основе соотношения

$$P_b^{SDC} = \frac{2}{K} \sum_{j=1}^{\sqrt{M}-1} a_{2j-1} \left\{ H_1 \left( 0, b_{1,2j-1}, +\infty \right) + \frac{1}{2} \sqrt{1-\rho^2} \left[ S^{(L=2)} \left( 0, 0, 0, 0, b_{1,2j-1}, b_{1,2j-1}, b_{\beta,2j-1}, b_{\gamma,2j-1}, +\infty \right) - S \left( 0, 0, b_{\beta,2j-1}, b_{\gamma,2j-1}, +\infty \right) \right] \right\},$$

где для  $0 \leq \rho \leq 1$

$$b_{1,2j-1}^2 = \frac{2g_{2j-1} h_{bc}^2 / L^\lambda}{2 + \sqrt{1-\rho^2} + 2g_{2j-1} h_{bc}^2 / L^\lambda};$$

$$b_{\beta,2j-1} = b_{s,2j-1}^2 = \frac{(1+\rho) g_{2j-1} h_{bc}^2 / L^\lambda}{2 + \sqrt{1-\rho^2} + (1+\rho) g_{2j-1} h_{bc}^2 / L^\lambda};$$

$$b_{\gamma,2j-1} = b_{c,2j-1}^2 = \frac{(1-\rho) g_{2j-1} h_{bc}^2 / L^\lambda}{2 + \sqrt{1-\rho^2} + (1-\rho) g_{2j-1} h_{bc}^2 / L^\lambda}.$$

**Пример 2.** Рассмотрим сигнальную конструкцию фазовой модуляции ( $M$ -ФМ). Средняя вероятность битовой ошибки может быть представлена в виде [5]

$$P_b = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^{M/4} \left[ \omega_j T \left( \sqrt{2h_m^2} \sin \frac{(2j-1)\pi}{M}, \frac{(2j-1)\pi}{M} \right) + \frac{8}{M} Q \left( \sqrt{2h_m^2} \sin \frac{(2j-1)\pi}{M} \right) \right],$$

где  $h_m^2 = E_m / N_0 = E_c / N_0 = h_c^2$  и для всех  $j = 1, M/4, M \geq 8$

$$\omega_j = \frac{1}{M} \sum_{i=3}^K 2^{i+1} (-1)^{\lfloor \frac{j-1}{2^{K+1-i}} \rfloor} = \frac{8}{M} \sum_{i=1}^{K-2} 2^i (-1)^{\lfloor \frac{j-1}{2^{i+1}} \rfloor}.$$

В итоге при использовании *метода оптимального сложения* и разнесенного приема ( $L = 2$ ) в канале с релейскими коррелированными замираниями вероятность ошибки будет определяться как

$$P_b^{MRC} = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^{M/4} \left[ \omega_j H_1^{(L=2)} \left[ 0, 0, b_{1,j}, b_{2,j}, \frac{(2j-1)\pi}{M} \right] + \frac{16}{M} H_1^{(L=2)} \left[ 0, 0, b_{1,j}, b_{2,j}, +\infty \right] \right],$$

где для  $0 \leq \rho \leq 1$  и  $0 \leq \delta^2 \leq 1$

$$b_{1,j}^2 = \frac{g_j \Omega(\delta, \rho) h_{bc}^2 / L^\lambda}{1 + g_j \Omega(\delta, \rho) h_{bc}^2 / L^\lambda};$$

$$b_{2,j}^2 = \frac{(1-\rho^2) \delta^2 g_j h_{bc}^2 / L^\lambda}{\Omega(\delta, \rho) + (1-\rho^2) \delta^2 g_j h_{bc}^2 / L^\lambda};$$

$$g_j = \log_2 M \sin^2 \frac{(2j-1)\pi}{M};$$

$$\Omega(\delta, \rho) = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \delta^2 + \sqrt{(1-\delta^2)^2 + 4\rho^2 \delta^2} \right\}.$$

Соответственно, при использовании *метода автовыбора* и разнесенного приема ( $L = 2$ ) в канале с релейскими коррелированными замираниями вероятность ошибки будет вычисляться на основе соотношения

$$P_b^{SDC} = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^{M/4} \left[ \omega_j \left\{ H_1 \left( 0, b_{1,j}, \frac{(2j-1)\pi}{M} \right) + \frac{1}{2} \sqrt{1-\rho^2} \times \right. \right.$$

$$\times \left[ S^{(L=2)} \left( 0, 0, 0, 0, b_{1,j}, b_{1,j}, b_{\beta,j}, b_{\gamma,j}, \frac{(2j-1)\pi}{M} \right) - \right.$$

$$\left. \left. - S \left( 0, 0, b_{\beta,j}, b_{\gamma,j}, \frac{(2j-1)\pi}{M} \right) \right] \right\} +$$

$$+ \frac{16}{M} \left[ H_1 \left( 0, b_{1,j}, +\infty \right) + \frac{1}{2} \sqrt{1-\rho^2} \times \right.$$

$$\times \left[ S^{(L=2)} \left( 0, 0, 0, 0, b_{1,j}, b_{1,j}, b_{\beta,j}, b_{\gamma,j}, +\infty \right) - \right.$$

$$\left. \left. - S \left( 0, 0, b_{\beta,j}, b_{\gamma,j}, +\infty \right) \right] \right],$$

где для  $0 \leq \rho \leq 1$

$$b_{1,j}^2 = \frac{2g_j h_{bc}^2 / L^\lambda}{2 + \sqrt{1-\rho^2} + 2g_j h_{bc}^2 / L^\lambda};$$

$$b_{\beta,j} = b_{s,j}^2 = \frac{(1+\rho) g_j h_{bc}^2 / L^\lambda}{2 + \sqrt{1-\rho^2} + (1+\rho) g_j h_{bc}^2 / L^\lambda};$$

$$b_{\gamma,j} = b_{c,j}^2 = \frac{(1-\rho) g_j h_{bc}^2 / L^\lambda}{2 + \sqrt{1-\rho^2} + (1-\rho) g_j h_{bc}^2 / L^\lambda}.$$

Используя результаты, приведенные в работе [5], подобные исследования можно провести для других сигнальных конструкций.

### Заключение

Разработаны методики анализа помехоустойчивости когерентного разнесенного приема многопозиционных двумерных сигнальных конструкций, в общем случае с коррелированными релей-

скими замираниями в каналах связи, и использования на приеме методов оптимального сложения и автовыбора. Приведенные примеры для сигналов фазовой и квадратурной амплитудной модуляции позволяют оценить энергетический проигрыш при переходе от метода оптимального сложения к методу автовыбора. Так, при использовании сигналов 8-ФМ и 16-КАМ энергетический проигрыш оценивается величиной 3,266 дБ (при средней битовой вероятности  $10^{-10}$ ).

### Литература

1. Андронов И. С., Финк Л. М. Передача дискретных сообщений по параллельным каналам. — М.: Сов. радио, 1971. — 406 с.
2. Кловский Д. Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1982. — 304 с.
3. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. — М.: Сов. радио, 1970. — 727 с.
4. Савищенко Н. В. Помехоустойчивость когерентного приема многопозиционных сигнальных конструкций при разнесенном приеме и общих замираниях параметров канала // Информационно-управляющие системы. 2008. № 1. С. 37–42.
5. Савищенко Н. В. Специальные интегральные функции, применяемые в теории связи. — СПб.: ВАС, 2012. — 560 с.
6. Zlatanov N., Zoran Hadzi-Velkov, Karagiannidis G. K. An efficient approximation to the correlated Nakagami-m sums and application in Equal Gain Diversity receivers // IEEE on Wireless Commun. Jan. 2010. Vol. 9. N 1. P. 302–310.
7. Прудников А. П., Брычков Ю. А., Маричев О. И. Интегралы и ряды. — М.: Наука, 1981. — 800 с.

УДК 004.81

# МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ОБОСНОВАНИЮ ПАРАМЕТРОВ ТЕКСТОВЫХ СООБЩЕНИЙ ДЛЯ ОПОВЕЩЕНИЯ НАСЕЛЕНИЯ ПРИ ЧРЕЗВЫЧАЙНЫХ СИТУАЦИЯХ

**Р. А. Дурнев,**

доктор техн. наук, доцент

**А. В. Лукьянович,**

начальник научно-исследовательского отдела

Всероссийский научно-исследовательский институт по проблемам гражданской обороны и чрезвычайных ситуаций МЧС России, г. Москва

**А. С. Котосонова,**

студентка

Московский авиационно-технологический институт Российского государственного технического университета им. К. Э. Циолковского

Приведена формулировка научной задачи по обоснованию рациональных параметров текстовых сообщений сотовой связи для оповещения населения при чрезвычайных ситуациях. Дана характеристика параметров текстовых сообщений и отражены факторы, влияющие на них. Рассмотрен методический подход к решению сформулированной научной задачи.

**Ключевые слова** — оповещение при чрезвычайных ситуациях, текстовые сообщения, параметры текстовых сообщений, действия при чрезвычайных ситуациях, риск поражения, управляющие факторы, контролируемые факторы, неопределенные факторы.

## Введение

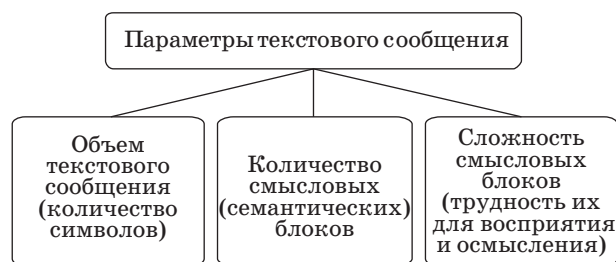
Анализ, приведенный в работе [1], свидетельствует о целесообразности оповещения населения о чрезвычайных ситуациях (ЧС) с помощью текстовых сообщений сотовой связи. При этом определенные трудности возникают при восприятии и осмыслении этих сообщений, а также инициировании последующих правильных действий по защите в ЧС. Это обусловлено, прежде всего, нерациональными параметрами текстовых сообщений. В связи с отсутствием в настоящее время методических подходов к обоснованию данных параметров с учетом специфики оповещения при ЧС решение соответствующей научной задачи является актуальным.

## Формулирование научной задачи

Для формулирования научной задачи необходимо рассмотреть процесс оповещения как психологическую схему «стимул — рефлекс» или, что более правильно с точки зрения осознанности

действий человека, «стимул — реакция». Под этим понимается поведение человека как совокупность ответов (реакций) на воздействие (стимулы) внешней среды. При этом в качестве воздействий внешней среды принимаются текстовые сообщения с предупреждающей информацией, а под реакцией — действия человека при восприятии этих сообщений. Очевидно, что совершенствованием параметров (с точки зрения объема информации, его смысла и т. д.) такого сообщения можно обеспечить повышение эффективности действий человека в ЧС. В этой связи предварительная формулировка научной задачи может быть следующей: *обосновать такие параметры текстовых сообщений сотовой связи, при которых риск поражения оповещаемого населения будет минимальным*. Предлагаемые параметры сообщения представлены на рис. 1.

Первый параметр выступает как ограничение по максимальному количеству алфавитно-цифровых символов. Это ограничение влияет на лаконичность сообщения, необходимость выделения в нем наиболее существенной информации.

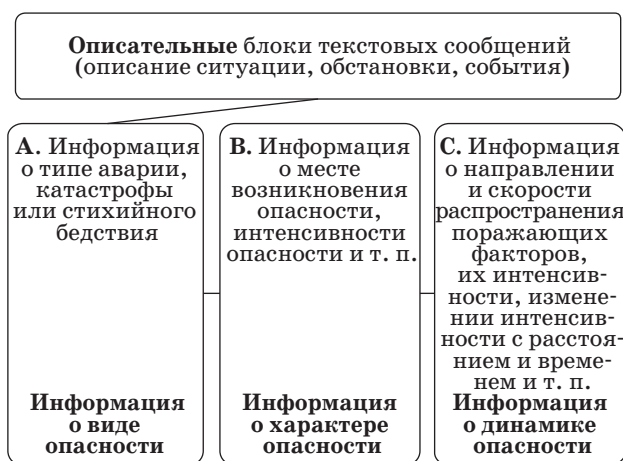


■ Рис. 1. Параметры текстового сообщения

В определенной степени указанное ограничение смягчается с помощью услуги сегментирования сообщений. Но при этом для владельцев сотовых телефонов, у которых нет функции объединения сегментов в единое сообщение, особую трудность вызывает определение для них содержания именно первого сообщения [1]. Его информация не должна иметь, с одной стороны, слишком тревожный характер, чтобы не вызвать панические эмоции, с другой — слишком общий, тривиальный характер во избежание потери интереса к последующей информации.

Второй параметр — количество смысловых блоков — определяет число относительно независимых частей информации об обстановке в зоне ЧС, рекомендациях по отдельным действиям, правилах поведения и т. п. С учетом этого смысловые блоки могут быть разделены на описательные (дескриптивные) и предписывающие (прескриптивные).

Считается, что при наличии у человека достаточных знаний (базы знаний, включающей базу данных и базу правил) описательные блоки (рис. 2) должны вызывать его определенную реакцию (действие). При этом чем обширней и практичней данные знания, тем более полные и правильные действия должен совершать чело-



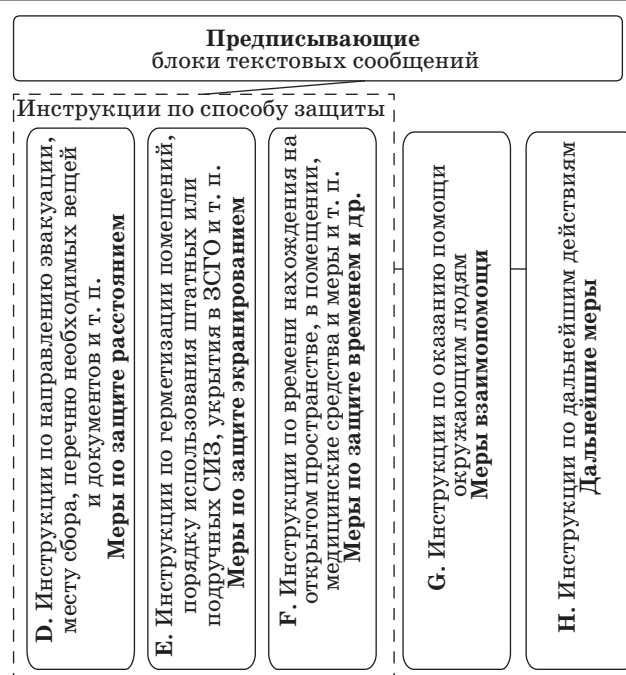
■ Рис. 2. Описательные блоки текстового сообщения

век. Применительно к ЧС эти знания формируются в ходе обучения населения в области гражданской обороны (ГО) и защиты от ЧС. При высоком качестве обучения в данной области достаточно только этих блоков текстовых сообщений для выполнения человеком правил безопасного поведения при ЧС.

Однако в настоящее время качество обучения в области ГО и защиты от ЧС находится пока на невысоком уровне [2, 3], и разговор о сформированной базе знаний представляется преждевременным. Поэтому только описательных блоков сообщений недостаточно для инициации правильных действий человека при ЧС. Для этого необходимы предписывающие блоки (рис. 3), целью которых является регламентация действий. При этом также необходимо, чтобы человек обладал определенными знаниями на уровне, позволяющем понять и реализовать указанные предписания.

И, наконец, третий параметр сообщений — сложность смысловых блоков, их доступность для правильного восприятия и осмысления — также связан со знаниями человека. Очевидно, что описательные блоки для различных ЧС не будут сильно различаться с точки зрения их сложности. Однако предписывающие блоки могут иметь значительные отличия, связанные, например, с трудностью реализации защитных мер.

С учетом вышесказанного возможно следующим образом уточнить формулировку научной



■ Рис. 3. Предписывающие блоки текстового сообщения: СИЗ — средство индивидуальной защиты; ЗСГО — защитное сооружение ГО

задачи: обосновать объем, количество и сложность смысловых блоков текстовых сообщений сотовой связи, при которых риск поражения оповещаемого населения минимален.

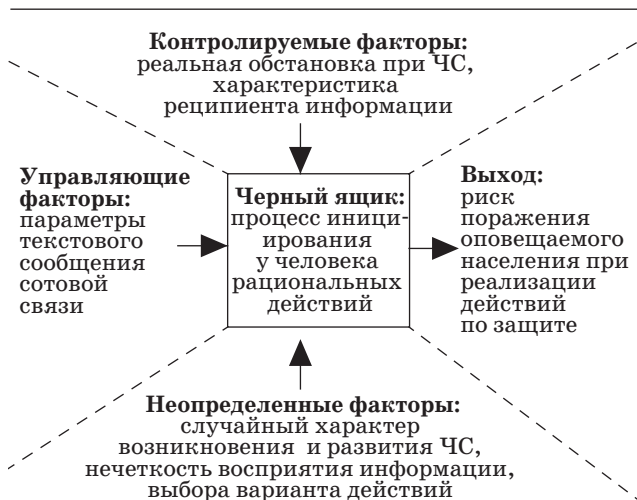
В настоящее время еще невозможно детально объяснить механизмы протекания мыслительных процессов человека [4], восприятия и осмысления им информации и реализации ее содержания в практических действиях, поэтому схему решения сформулированной научной задачи можно представить в виде так называемого «черного ящика», для которого важны только соотношения «вход-выход» и не играет роли внутренняя структура (рис. 4) [5]. При этом в качестве «входа» рассматриваются контролируемые (учитываемые), неопределенные и управляющие факторы.

Контролируемыми факторами являются:

а) прогнозируемые и реальные параметры обстановки при ЧС — вид источника ЧС, время и место его возникновения, характер, интенсивность и поля распространения поражающих факторов, метеорологические характеристики, рельеф местности, характер застройки, параметрические и координатные законы разрушения объектов и поражения людей, объемы мероприятий по предупреждению и ликвидации ЧС и т. п.;

б) характеристика реципиента информации — социальный статус, вид и уровень образования, возраст, физические возможности и др. Все это влияет, прежде всего, на знания человека и на область его практических действий;

в) место нахождения реципиента информации. От данного фактора также зависят параметры сообщений при оповещении населения о ЧС, что связано, например, с наличием ЗСГО в непосредственной близости от места пребывания человека.



■ Рис. 4. Схема решения научной задачи в виде «черного ящика»

К неопределенным факторам отнесены:

а) физическая неопределенность факта ЧС, связанная как с неточностью прогнозирования ЧС вследствие ограничений используемых методов или неточности приборного измерения предвестников ЧС, так и с ярко выраженным стохастическим характером возникновения ЧС;

б) лингвистическая неопределенность текстового сообщения сотовой связи для оповещения населения при ЧС.

Последняя порождается, с одной стороны, множественностью значений слов (полисемией), а с другой — неоднозначностью смысла фраз [6].

Для целей обоснования рациональных параметров текстового сообщения достаточно выделить два вида полисемии: омонимию и нечеткость. Примером полисемии первого вида в сообщении может быть, например, понятие «формирование» — как организационно-штатная структура (поисково-спасательное формирование), так и процесс «придания формы» или явление «приобретения формы» (формирование облаков отравляющих веществ). Второй вид полисемии связан с определенным сходством объектов. Вероятно, именно этот вид и будет превалировать в текстовых сообщениях. Это могут быть словосочетания «сильные порывы ветра» (15, 20 или 25 м/с?), «значительная глубина зоны заражения» (1, 5 или 25 км?), «взять ценные вещи» (ценные с точки зрения стоимостного эквивалента или дальнейшего удобства в процессе жизнеобеспечения?).

Рассматривая источники неоднозначности смысла фраз, можно выделить синтаксическую и семантическую неоднозначности. В первом случае уточнение синтаксиса позволяет понять смысл фразы. Например, словосочетание «взять с собой йодсодержащие препараты и продукты питания» применительно к аварии на радиационно опасном объекте может означать предписание взять как йодсодержащие препараты (например, йодистый калий) и продукты питания (обычные), так и йодсодержащие препараты и йодсодержащие продукты (например, йодированную соль).

Во втором случае характерными являются словосочетания, непонятные для определенных категорий людей. Например, для лиц, работающих в сфере культуры, по всей видимости, будет не понятна фраза в текстовом сообщении «отравляющее вещество при пероральном или перкутанном поступлении...».

С учетом рассмотренных факторов и приведенной схемы (см. рис. 4) решение научной задачи будет включать в себя оценку выхода «риск поражения оповещаемого населения при реализации действий по защите» при различных вариантах значений управляющих факторов (параметров текстового сообщения). При этом контроли-

руемые факторы фиксируются в определенных значениях, а неопределенные учитываются при формулировании текстового сообщения с использованием их математических ожиданий (для случайных факторов), элементов нечетких множеств с максимальным, модальным и т. п. значением функции принадлежности (для лингвистических факторов) [7]. Для этого вначале фиксируются конкретные значения контролируемых факторов, варьируются управляющие факторы (параметры сообщения) и оценивается выход для различных вариантов управляющих факторов. Вариант параметров сообщения (определенная комбинация конкретного объема сообщения, количества и сложности его смысловых блоков), при котором выход наилучший (т. е. минимален риск поражения населения при реализации действий по защите), и считается рациональным для конкретных значений контролируемых факторов. Далее, перебирая все значения контролируемых факторов (все типы ЧС с конкретными вариантами обстановки и все характеристики реципиентов информации) и варьируя управляющими факторами для каждого такого значения контролируемых факторов, можно определить рациональные параметры сообщения для каждого типа ЧС и группы населения.

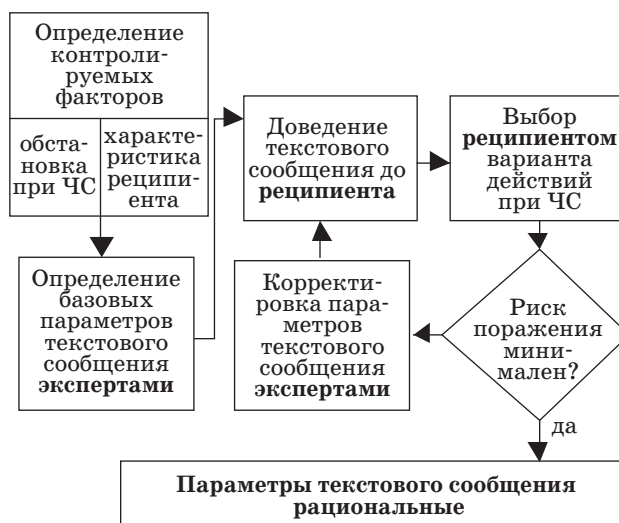
В связи со сказанным математическая формулировка научной задачи будет иметь вид

$$R_x \rightarrow \min, x \in X,$$

где  $R_x$  — риск поражения населения;  $x$  — параметры текстового сообщения;  $X$  — множество допустимых вариантов параметров текстового сообщения для фиксированных значений контролируемых факторов.

### Методический подход к решению научной задачи

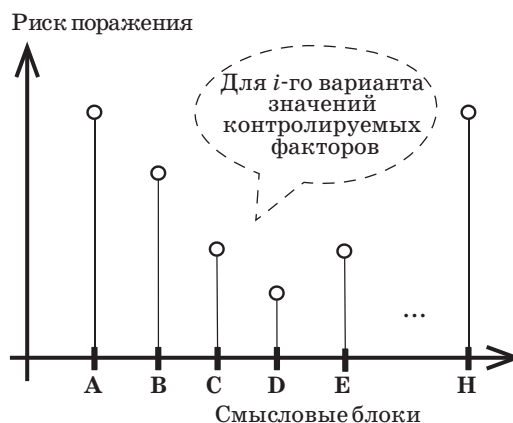
Конкретизируя функционирование описанного «черного ящика», можно предложить следующую схему (рис. 5). С ее учетом эксперты определяют требуемые параметры текстового сообщения в зависимости от параметров обстановки при ЧС и характеристик получателя (реципиента) информации. Если сведения об обстановке недостаточно полные или противоречивые, то эксперты не должны предлагать конкретные меры по защите (вред от неправильных мер может превысить пользу). В этом случае текстовое сообщение будет ограничено только описательными блоками и указанием о необходимости уточнить сведения о ЧС по средствам массовой информации. При полных данных об обстановке дополнительно включаются и предписывающие блоки с указанием мер защиты.



■ Рис. 5. Схема обоснования рациональных параметров текстового сообщения

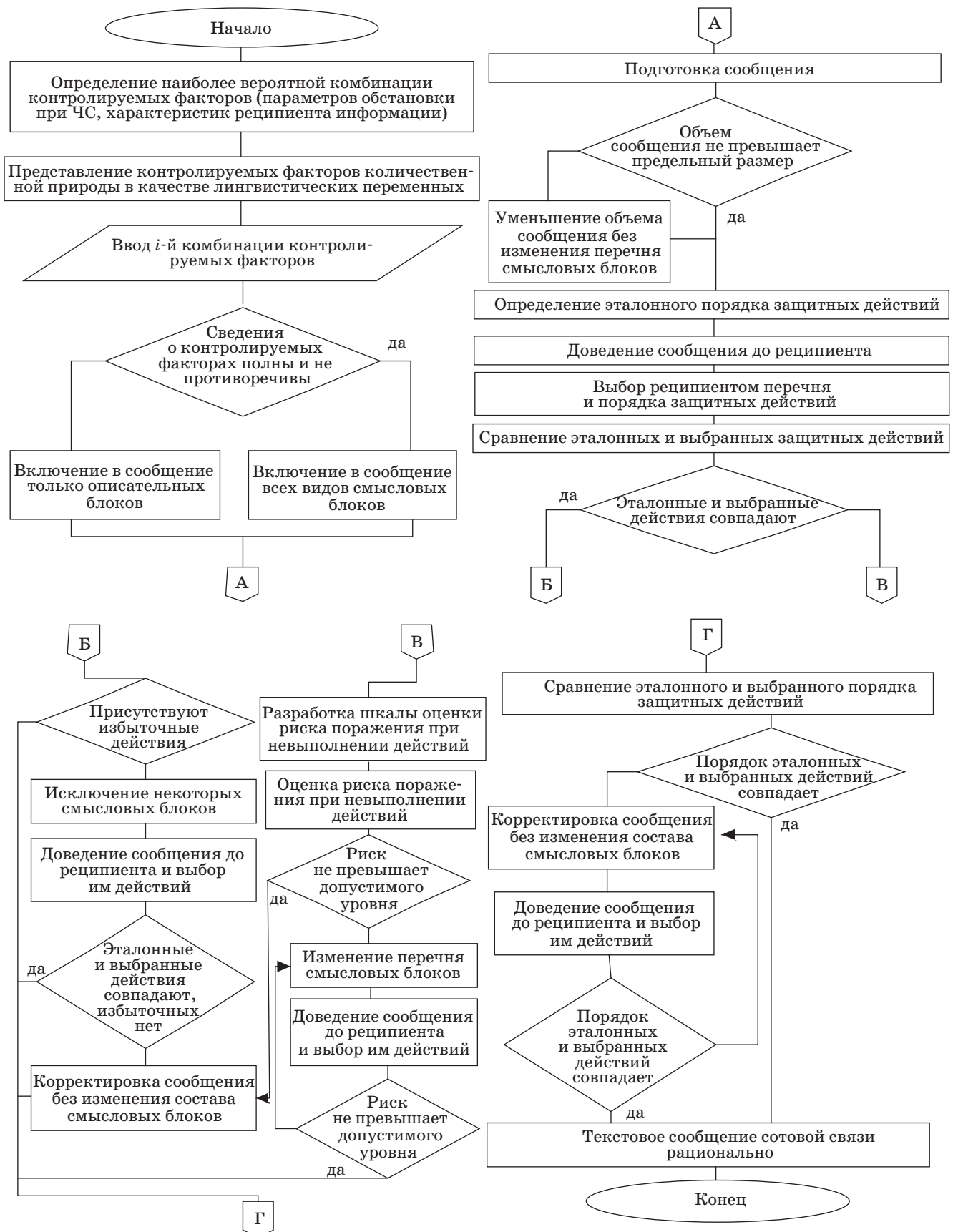
То есть для определенной комбинации фиксированных значений контролируемых факторов эксперты определяют перечень семантических блоков сообщения — А, В, ..., Н. Недостаточное количество таких блоков (дефицит информации) может привести к повышению риска поражения (человек не реализует необходимые меры защиты), избыточное — к лишним действиям (потере времени) или панике, что также будет способствовать повышению отмеченного показателя (рис. 6).

После формирования экспертом текстового сообщения его параметры еще не являются рациональными. Это связано с тем, что по знанию и опыту эксперты значительно отличаются от людей, не являющихся профессионалами в данной области. Поэтому сообщение, которое подготовил эксперт, может быть не вполне понятным



■ Рис. 6. Зависимость риска поражения населения от количества смысловых блоков текстового сообщения





■ Рис. 7. Блок-схема определения рациональных параметров текстовых сообщений

различным категориям населения и будет являться причиной неправильных действий по защите в ЧС.

В этой связи сформированное экспертом текстовое сообщение в целях апробации доводится до получателя информации. Для этого до проведения натурных экспериментов, исследовательских учений с населением возможно осуществление социологического опроса. В рамках него опрашиваемым могут выдаваться анкеты с указанием содержания текстового сообщения в виде множества семантических блоков, рекомендованных экспертами. Изучив данную часть анкеты, респонденты должны выбрать из предлагаемого перечня типы действий по защите в ЧС и указать их очередность. В качестве таких обобщенных типов действий можно в первом приближении предложить следующие:

— познавательные (когнитивные), связанные с необходимостью поиска и получения дополнительной информации о ЧС;

— защитные, связанные с реализацией различных способов защиты, защитных мер (эвакуацией, герметизацией помещений, применением СИЗ, укрытием в ЗСГО и т. п.);

— дополнительные, связанные с оповещением близких людей, соседей, знакомых, оказанием им необходимой помощи.

Познавательные действия являются общими для большинства ЧС, защитные действия отличаются для каждой конкретной ЧС, а дополнительные действия имеют как общие, так и специфические черты.

После этого перечень выбранных действий и их порядок сравниваются с эталонными, установленными экспертами.

При совпадении или незначительном отличии перечня реальных и эталонных действий принимается, что параметры текстового сообщения рациональные. Если расхождение велико, то оценивается риск поражения населения и сообщение дорабатывается. При этом возможно установление следующих принципов:

— если опрашиваемый правильно указал требуемые действия и их порядок, но при этом отметил еще и избыточные действия, то возможно исключение некоторых смысловых блоков из сообщения. При этом в случае возникновения дефицита в правильных действиях, даже при отсутствии избыточных, сообщению возвращают изначальное содержание, оно признается условно рациональным и незначительно дорабатывается без изменения перечня смысловых блоков. Если же множество выбранных действий соответствует эталонному, а избыточные исключаются, то параметры сообщения являются рациональными;

— если опрашиваемый не отметил некоторые из действий, входящих в эталонный перечень, то эксперты по специальной шкале оценивают риск поражения. Для разработки такой шкалы необходимо оценить значимость (вес) каждого действия с точки зрения его вклада в минимизацию такого риска путем, например, парных сравнений с использованием подходов в работе [8]. Если риск поражения не превышает допустимого уровня (например, определенной вероятности получения травм легкой степени тяжести), то параметры текстового сообщения признаются условно рациональными и незначительно дорабатываются без изменения перечня смысловых блоков. В противном случае перечень этих блоков изменяется (увеличивается или уменьшается) до тех пор, пока риск не будет превышать допустимого уровня. Только после этого сообщение может быть признано рациональным.

Для оценки правильности порядка действий по защите от ЧС возможно представить номер каждого действия в виде ранга и сравнивать два ранжирования (реальное и эталонное) с помощью, например, коэффициента парной ранговой корреляции Спирмена [9]:

$$\rho = 1 - \frac{6 \sum_{i=1}^n (x_i - y_i)^2}{n(n^2 - 1)},$$

где  $x_i$  и  $y_i$  — ранги реальных и эталонных действий;  $i = 1, 2, \dots, n$  — номера действий.

При этом если реципиент не указал некоторые из требуемых действий, то им могут искусственно присваиваться последние ранги.

Блок-схема определения рациональных параметров текстовых сообщений приведена на рис. 7.

## Заключение

Представлен методический подход к обоснованию рациональных параметров текстовых сообщений сотовой связи. Его использование позволяет определить объем, количество и сложность смысловых блоков тестовых сообщений, при восприятии которых население будет выполнять правильные действия по обеспечению безопасности в ЧС. Это будет способствовать значительному повышению эффективности оповещения граждан при угрозе и возникновении ЧС природного и техногенного характера и существенному снижению риска поражения населения.

В дальнейшем планируется привести результаты исследований по обоснованию рациональных параметров текстовых сообщений и рекомендации по использованию предложенного подхода в повседневной деятельности оперативных служб.

## Литература

1. Информационно-коммуникационные технологии обеспечения безопасности жизнедеятельности / под общ. ред. П. А. Попова / ФГУ ВНИИ ГОЧС (ФЦ). — М.: ИПП Куна, 2009. — 272 с.
2. Дурнев Р. А. Обучение населения в области ГО и защиты от ЧС: анализ основных проблем // Военные знания. 2005. Вып. 4. С. 24–29.
3. Сидельников Ю. Н., Твердохлебов Н. В. Проблемы формирования культуры безопасности жизнедеятельности и возможные пути их решения // Гражданская защита. 2010. Вып. 9. С. 14–20.
4. Поспелов Д. А. Моделирование рассуждений. Опыт анализа мыслительных актов. — М.: Радио и связь, 1989. — 184 с.
5. Перегудов Ф. И., Тарасенко Ф. П. Введение в системный анализ: учеб. пособие для вузов. — М.: Вышп. шк., 1989. — 367 с.
6. Борисов А. Н. и др. Модели принятия решений на основе лингвистической переменной. — Рига: Зинатне, 1982. — 256 с.
7. Пегат А. Нечеткое моделирование и управление. — М.: Бином. Лаборатория знаний, 2009. — 798 с.
8. Саати Т. Принятие решений: метод анализа иерархий / пер. с англ. — М.: Радио и связь, 1993. — 278 с.
9. Бешелев С. Д., Гурвич Ф. Г. Математико-статистические методы экспертных оценок. — М.: Статистика, 1980. — 263 с.

## УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

При подготовке рукописей статей необходимо руководствоваться следующими рекомендациями.

Статьи должны содержать изложение новых научных результатов. Название статьи должно быть кратким, но информативным. В названии недопустимо использование сокращений, кроме самых общепринятых (РАН, РФ, САПР и т. п.).

Объем статьи (текст, таблицы, иллюстрации и библиография) не должен превышать эквивалента в 20 страниц, напечатанных на бумаге формата А4 на одной стороне через 1,5 интервала Word шрифтом Times New Roman размером 13, поля не менее двух сантиметров.

Обязательными элементами оформления статьи являются: индекс УДК, заглавие, инициалы и фамилия автора (авторов), ученая степень, звание (при отсутствии — должность), полное название организации, аннотация и ключевые слова на русском и английском языках, электронные адреса авторов, которые по требованию ВАК должны быть опубликованы на страницах журнала. При написании аннотации не используйте аббревиатур и не делайте ссылок на источники в списке литературы.

Статьи авторов, не имеющих ученой степени, рекомендуется публиковать в соавторстве с научным руководителем, наличие подписи научного руководителя на рукописи обязательно; в случае самостоятельной публикации обязательно предоставляйте заверенную по месту работы рекомендацию научного руководителя с указанием его фамилии, имени, отчества, места работы, должности, ученого звания, ученой степени — эта информация будет опубликована в ссылке на первой странице.

**Формулы** набирайте в Word, не используя формульный редактор (Mathtype или Equation), при необходимости можно использовать формульный редактор; для набора одной формулы не используйте два редактора; при наборе формул в формульном редакторе знаки препинания, ограничивающие формулу, набирайте вместе с формулой; для установки размера шрифта никогда не пользуйтесь вкладкой Other..., используйте заводские установки редактора, не подгоняйте размер символов в формулах под размер шрифта в тексте статьи, не растягивайте и не сжимайте мышью формулы, вставленные в текст; в формулах не отделяйте пробелами знаки: + = -.

Для набора формул в Word никогда не используйте Конструктор (на верхней панели: «Работа с формулами» — «Конструктор»), т. к. этот ресурс предназначен только для внутреннего использования в Word и не поддерживается программами, предназначенными для изготовления оригинал-макета журнала.

При наборе символов в тексте помните, что символы, обозначаемые латинскими буквами, набираются светлым курсивом, русскими и греческими — светлым прямым, векторы и матрицы — прямым полужирным шрифтом.

**Иллюстрации** в текст не заверстываются и предоставляются отдельными исходными файлами, подающимися редактированию: — рисунки, графики, диаграммы, блок-схемы изготавливаются в векторных программах: Visio 4, 5, 2002–2003 (\*.vsd); Coreldraw (\*.cdr); Excel; Word; Adobellustrator; AutoCad (\*.dxf); Компас; Matlab (\*.ps, \*.pdf или экспорт в формат \*.ai);

— фото и растровые — в формате \*.tif, \*.png с максимальным разрешением (не менее 300 pixels/inch).

Наличие подписанных подписей обязательно (желательно не повторяющих дословно комментарии к рисункам в тексте статьи).

**В редакцию предоставляются:**

— сведения об авторе (фамилия, имя, отчество, место работы, должность, ученое звание, учебное заведение и год его окончания, ученая степень и год защиты диссертации, область научных интересов, количество научных публикаций, домашний и служебный адреса и телефоны, e-mail), фото авторов: анфас, в темной одежде на белом фоне, должны быть видны плечи и грудь, высокая степень четкости изображения без теней и отблесков на лице, фото можно представить в электронном виде в формате \*.tif, \*.png с максимальным разрешением — не менее 300 pixels/inch при минимальном размере фото 40 × 55 мм;

— экспертное заключение.

**Список литературы** составляется по порядку ссылок в тексте и оформляется следующим образом:

— для книг и сборников — фамилия и инициалы авторов, полное название книги (сборника), город, издательство, год, общее количество страниц;

— для журнальных статей — фамилия и инициалы авторов, полное название статьи, название журнала, год издания, номер журнала, номера страниц;

— ссылки на иностранную литературу следует давать на языке оригинала без сокращений;

— при использовании web-материалов указывайте адрес сайта и дату обращения.

Более подробно правила подготовки текста с образцами изложены на нашем сайте в разделе «Оформление статей».

**Контакты**

Куда: 190000, Санкт-Петербург,

Б. Морская ул., д. 67, ГУАП, РИЦ

Кому: Редакция журнала «Информационно-управляющие системы»

Тел.: (812) 494-70-02

Эл. почта: 80x@mail.ru

Сайт: www.i-us.ru

УДК 621.396:621.391.26

## ВОПРОСЫ УНИВЕРСАЛЬНОГО СИНТЕЗА ИМПУЛЬСНЫХ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

**Ю. В. Чепруков,**

канд. техн. наук, доцент

Российский государственный университет туризма и сервиса, филиал в г. Сочи

**М. А. Соколов,**

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Проведен анализ импульсных многочастотных сигналов, являющихся разновидностью шумоподобных сигналов. Получены выражения для целевой функции минимизации уровня боковых пиков автокорреляционной функции при наличии ограничений на энергию и уровень пульсаций сигналов. Рассмотрены методы решения задачи синтеза, представлены выражения для взаимной корреляционной функции и спектра, приведены примеры синтеза. Показано, что импульсные многочастотные сигналы являются разновидностью сигналов с амплитудной и частотной модуляцией. Указано на возможность применения синтезированных сигналов при построении алфавитов кодирования для передачи данных в системах управления и связи.

**Ключевые слова** — импульсный многочастотный сигнал, автокорреляционная функция, уровень боковых пиков, спектр, корреляционная функция, оптимизация.

### Введение

В современных системах радиолокации и связи нашли широкое применение шумоподобные сигналы (ШПС), обладающие схожим с шумом широким спектром [1]. Многочастотные сигналы (МЧС) — разновидность ШПС.

Вопросам применения МЧС посвящено множество работ. Сети и системы радиодоступа к услугам связи широкого спектра рассмотрены в работе [2]. В качестве технологий доступа к ресурсам общего канала используются всевозможные виды разделения каналов: частотное, временное, пространственное, кодовое. Модификацией частотного способа является технология OFDM (Orthogonal Frequency Division — ортогональное частотное разделение). При OFDM-модуляции исходный спектр сигнала разделяется на частотные ортогональные подканалы. В каждом из них осуществляется модуляция последовательностью данных. При многолучевом распространении сигналов величина замирания, связанная с разностью хода лучей, может быть существенно снижена путем выбора числа подканалов. Разновидностью OFDM является многочастотная система модуляции COFDM (Coded OFDM — ортогональное частотное разделение с кодированием). Исполь-

зование помехоустойчивого кодирования поднесущих усиливает полезные свойства OFDM. В работе [3] указываются недостатки многочастотных систем, связанные с большим отношением пиковой мощности к усредненной мощности (пик-фактор), а также нарушением ортогональности поднесущих в точке приема. Предложено дополнительно использовать частотную модуляцию МЧС (COFDM-ЧМ). Указанные подходы получили развитие в системах связи с массовым доступом абонентов [4], например, в системах мобильной связи. Если сигнал подвергнуть быстрому преобразованию Фурье, то можно получить относительно низкоскоростной поток временных спектральных коэффициентов, который используется для модуляции поднесущих. Это существенно упрощает аппаратуру. Рассмотренные в работах [2–4] системы являются многочастотными, в них используются моноимпульсные МЧС.

В последнее время интенсивно исследуются сверхширокополосные (СШП) системы, в которых используются сверхкороткие импульсы, состоящие из нескольких периодов колебаний [5–6]. Одно из направлений СШП-технологий связано с многочастотными системами, которые в свою очередь разделяются на классы. Интерес представ-

ляет ортогональное мультиплексирование (MB-OFDM — Multiband Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Многочастотные СШП-сигналы представляют собой сумму ряда гармоник, каждая из которых является узкополосным сигналом, что согласуется с ортогональным многочастотным мультиплексированием OFDM. Практически речь идет об указанных ранее многочастотных системах с моноимпульсными сигналами, но в которых ширина спектра может составлять 1 ГГц, а число частот 1000. Сообщения могут передаваться на каждой поднесущей отдельно. Применение OFDM в многочастотных СШП позволяет, как и раньше, снизить влияние межсимвольной интерференции на качество работы системы. OFDM-технологии нашли применение в системах беспроводного доступа и передачи данных. Отмечаются [5] следующие достоинства многочастотных СШП: применимость традиционных методов обработки, большая дальность и скорость передачи данных. В СШП-системах используются амплитудно-импульсная, время-импульсная или амплитудная модуляции, эти системы рассматриваются как альтернатива системам с OFDM в диапазоне 3,6–10,6 ГГц [6].

Многочастотные сигналы нашли применение и в СШП радиолокационных системах [7, 8]. При обзоре пространства узким лучом антенны в каждом угловом направлении излучается конечное число импульсов, составляющих пачку. Это позволяет реализовать доплеровские методы обнаружения движущихся целей на фоне пассивных помех. Упомянуты МЧС с одновременным или последовательным излучением частотных компонент из диапазона метровых или дециметровых длин волн. В этих работах в частности рассмотрены МЧС, для которых введено понятие обобщенных многочастотных пачечных сигналов с равномерной и неравномерной расстановкой частот. Для СШП-систем также актуально использование излучения пачек. Таким образом, в работах [5–8] рассмотрены многочастотные системы, в которых в том или ином виде применяются импульсные моночастотные сигналы. Рассмотрение некоторых результатов работ [2–8] показывает, что из поля исследований, по-видимому, выпали вопросы, связанные со спектральными и корреляционными свойствами импульсных МЧС.

В работе [9] авторы предложили обобщенные составные сигналы, составленные из элементов составных сигналов, в качестве которых могут использоваться МЧС. Указанная работа была посвящена вопросам синтеза обобщенных составных сигналов.

Таким образом, актуальным вопросом является исследование спектральных и корреляцион-

ных свойств импульсных МЧС, составленных из узкополосных радиоимпульсов разных частот. МЧС можно рассматривать как дискретные составные ШПС.

Данная работа посвящена определению указанных характеристик МЧС, которые являются ключевыми при выборе сигналов для систем управления, связи и радиолокации.

### Временные характеристики МЧС

Будем рассматривать МЧС как сумму  $N$  импульсов одинаковой длительности  $T$ , с частотами  $f_i$ , являющимися гармониками основной частоты  $1/(2T)$ , с амплитудами  $|P_i|$  и с равными нулю начальными фазами:

$$s(t) = \sum_{i=n}^k P_i \sin(2\pi f_i t), \quad (1)$$

где  $P_i$  — рациональные числа, не равные нулю, являющиеся коэффициентами  $N = k - n + 1$  гармоник;  $n, k$  — индексы наименьшей и наибольшей гармоник. Обозначим среднюю частоту  $f_0 = i_0/(2T)$ , где  $i_0 = (n + k)/2$ , а частоты гармоник  $f_i = i/(2T)$ .

Система функций  $\{\sin(2\pi f_i t), i = \overline{n, k}\}$  ортогональна, поэтому МЧС можно рассматривать как отрезок ряда Фурье с коэффициентами  $P_i$  на интервале  $T$ .

Преобразуем (1), вводя квадратурные составляющие. Тогда МЧС можно представить через огибающую  $S(t)$  и фазу  $\Theta(t)$ :

$$s(t) = S(t) \sin(2\pi f_0 t + \Theta(t)),$$

причем  $S(t) = (S_c^2 + S_s^2)^{1/2}$ ;  $\Theta(t) = \text{arctg}(S_s/S_c)$ , а также

$$S_c = \sum_{i=n}^k P_i \cos(\omega_i - \omega_0) t;$$

$$S_s = \sum_{i=n}^k P_i \sin(\omega_i - \omega_0) t; \quad \omega_i = 2\pi f_i.$$

Если  $i_0 \gg N$ , то  $S(t)$  может рассматриваться в качестве огибающей МЧС.

В общем случае огибающая МЧС неравномерна и может характеризоваться параметром  $\delta_c^2 = (S_1^2 - S_2^2)/(S_1^2 + S_2^2)$ , где  $S_1^2, S_2^2$  — квадраты наибольшего и наименьшего значений этой огибающей.

Для синтеза МЧС введем целевую функцию  $J_p$ , характеризующую энергию (если  $p = 1$ ) или максимальный уровень боковых пиков (УБП) (когда  $p = 2$ ) автокорреляционной функции (АКФ) сигнала. Рассмотрим задачу определения коэффициентов  $P_i, i = n, k$ , обеспечивающих в области  $\Omega$  боковых пиков АКФ такое значение  $J_p$ , ко-

торое не превосходит порога  $R_p$  при наличии ограничений на энергию  $E_c$  и пульсации  $\delta_c^2$ :

$$J_p \leq R_p, p = 1, 2; E_c < \infty, \delta_c^2 \leq \delta_m^2, \quad (2)$$

где  $\delta_m^2$  — максимально допустимая величина пульсаций. Заметим, что в (2) сформулированы две отдельные однокритериальные задачи для  $p = 1$  (задача 1) и  $p = 2$  (задача 2). Значения  $R_p$  задаются разработчиком, исходя из требований к системе. Целесообразно сравнивать допустимый порог УБП синтезируемого сигнала со значением этого же параметра у другого ШПС. Ниже представлены варианты задания  $R_p$ . Цель работы — синтез МЧС при условиях (2).

Автокорреляционная функция сигнала (1) выражается через корреляционные функции гармоник, составляющих МЧС. Обозначим АКФ как  $S_1(\tau)$ . Она изменяется в интервале  $0 \leq \tau \leq 2T$  и состоит из двух симметричных относительно максимума половин, одну из которых можно представить в виде

$$S_1(\tau) = \sum_{i=n}^k P_i \cdot \sum_{r=n}^k P_r \cdot K_{ir}(\tau), \quad 0 \leq \tau \leq T, \quad (3)$$

где  $K_{ir}$  — левые половины ( $0 \leq \tau \leq 2T$ ) корреляционных функций  $i$ -й и  $r$ -й гармоник. Функции  $K_{ir}$  имеют вид

$$K_{ir}(\tau) = A_{ir}(\tau) \cos(\omega_0 \tau) + B_{ir}(\tau) \sin(\omega_0 \tau), \quad (4)$$

где  $A_{ir}, B_{ir}$  — корреляционные функции  $i$ -й и  $r$ -й гармоник, равные:

$$A_{ir}(\tau) = (-1)^i (\tau / 2 \cos(\pi(i - i_0)t / T) - T / (2\pi i) \sin(\pi(i - i_0)t / T)), \quad r = i;$$

$$A_{ir}(\tau) = [(-1)^r T / (\pi(i^2 - r^2))] (r \sin(\pi(i - i_0)t / T) - i \sin(\pi(r - i_0)t / T)), \quad r \neq i; \quad (5)$$

$$B_{ir} = (-1)^i (-\tau / 2 \sin(\pi(i - i_0)t / T) - T / (2\pi i) \cos(\pi(i - i_0)t / T)), \quad r = i;$$

$$B_{ir} = [(-1)^r T / (\pi(i^2 - r^2))] (r \cos(\pi(i - i_0)t / T) - i \cos(\pi(r - i_0)t / T)), \quad r \neq i.$$

С учетом (4) можно представить АКФ (3) в виде

$$S_1(\tau) = S_{1c}(\tau) \cos(\omega_0 \tau) + S_{1s}(\tau) \sin(\omega_0 \tau);$$

$$S_{1c}(\tau) = \sum_{i=n}^k P_i \cdot \sum_{r=n}^k P_r \cdot A_{ir}(\tau);$$

$$S_{1s}(\tau) = \sum_{i=n}^k P_i \cdot \sum_{r=n}^k P_r \cdot B_{ir}(\tau). \quad (6)$$

Квадрат огибающей АКФ  $S_1^2(\tau)$  узкополосных МЧС можно, как и для сигнала  $s(t)$ , выразить че-

рез квадратурные составляющие (6), поэтому справедливо соотношение

$$S_1^2(\tau) = \sum_{i=n}^k P_i^2 \cdot \sum_{r=n}^k P_r^2 \cdot A_{ir}^{(1)} +$$

$$+ 2 \sum_{i=n}^k P_i^2 \cdot \sum_{r=n}^{k-1} P_r \cdot \sum_{r1=r+1}^k P_{r1} \cdot B_{i,r,r1}^{(1)} +$$

$$+ 2 \sum_{i=n}^{k-1} P_i \cdot \sum_{r=n}^k P_r \cdot \sum_{r1=i+1}^k P_{r1} \cdot \sum_{r1=n}^k P_{r1} \cdot C_{i,r,r1},$$

$$0 \leq \tau \leq T, \quad (7)$$

где

$$A_{ir}^{(1)} = (A_{ir})^2 + (B_{ir})^2;$$

$$B_{i,r,r1}^{(1)} = A_{ir} \cdot A_{i,r1} + B_{ir} \cdot B_{i,r1};$$

$$C_{i,r,r1} = A_{ir} \cdot A_{r1} + B_{ir} \cdot B_{r1}.$$

Для оценки УБП могут использоваться среднеквадратический или минимаксный критерий

$$J_1 = \int_{\Omega} S_1^2(\tau) d\tau \leq R_1; \quad J_2 = S_1^2(\tau_q) \leq R_2, \quad (8)$$

где  $R_1$  и  $R_2$  — пороги для  $J_1$  и  $J_2$ ;  $\Omega$  соответствует интервалу области боковых пиков АКФ;  $\tau_q \in \Omega$  — множество значений времени, для которых в (8) вводятся определенные ограничения. УБП синтезированного таким образом МЧС целесообразно сравнить с соответствующей величиной, например, сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), являющегося разновидностью ШПС (примеры представлены ниже).

Интервал области боковых пиков можно оценить следующим образом. Пусть  $\Delta F$  — полоса частот МЧС, тогда  $\Delta\tau_0 = 2/\Delta F$  — ширина всего главного пика по его основанию. Так как максимум АКФ достигается при  $t = T$  и рассматривается одна из симметричных половин АКФ, то интервал области боковых пиков  $\Delta\tau = T - \Delta\tau_0/2 = T - 1/\Delta F$ . Ниже показано, что  $\Delta F = N/(2T)$ , поэтому интервал области боковых пиков  $\Delta\tau = T(N - 2)/N$  и используется в (8).

В соотношениях (8) целевая функция определяется квадратом огибающей, поэтому можно задать  $R_1 = A_0^2 \Delta\tau$  — площадь прямоугольника с основанием, равным длительности области боковых пиков и высотой  $A_0^2$ , где  $A_0$  — величина бокового пика АКФ сигнала, с которым производится сравнение, например ЛЧМ. Соответственно, справедливо  $R_2 = A_0^2$ .

В зависимости от критерия в целевую функцию (8) вместо  $A_{ir}^{(1)}$  формулы (7) необходимо подставить интеграл  $A^{(2)} = \int_{\Omega} A_{ir}^{(1)} dt$  или  $A^{(2)} = A_{ir}^{(1)}(\tau_q)$ .

Аналогично преобразуются и другие коэффициенты в (7).

Выразим ограничения задачи (2) через иско-  
мые коэффициенты  $P_i$ . Условие ограниченности  
энергии МЧС представим в форме нормировки  
энергии или коэффициентов

$$E_c = \sum_{i=n}^k P_i^2 \cdot T / 2 = 1. \quad (9)$$

Другой вариант нормирования энергии можно  
представить в виде  $|P_i| = 1, i = \overline{n, k}$ , что соответ-  
ствует одинаковости спектральных составляю-  
щих МЧС. При этом синтез сводится к выбору  
знаков коэффициентов в (1). Целесообразно так-  
же ограничить пределы изменения амплитуд  
гармоник МЧС  $|P_i|$  величиной  $0 \leq \mu < 1$ , что позво-  
ляет сохранять форму спектра всего сигнала.  
Этому случаю соответствует введение ограниче-  
ний  $1 - \mu \leq P_i \leq 1 + \mu, i = \overline{n, k}$ . Конкретные значе-  
ния  $\mu$  зависят от системы и требований к форме  
сигнала.

Для получения ограничений на уровень пуль-  
саций проведем следующие преобразования. По-  
сле сложения квадратов  $S_c, S_s$  можно записать

$$S(t)^2 = \sum_{i=n}^k P_i^2 + 2 \sum_{i=n}^k \left( \sum_{\tilde{n}=n}^k P_i \cdot P_{\tilde{n}} \cdot \cos(\omega_i - \omega_{\tilde{n}}) t \right).$$

Это позволяет оценить наибольшее и наимень-  
шее значения квадрата огибающей МЧС. Обозна-  
чим  $P_{i, \tilde{n}}^* = |P_i P_{\tilde{n}}|$  и учтем, что наибольшее значе-  
ние гармонических функций равно единице, тог-  
да справедливы равенства

$$\begin{aligned} S_1^2 &= \sum_{i=n}^k P_i^2 + 2 \sum_{i=n}^k \left( \sum_{\tilde{n}=n}^k P_{i, \tilde{n}}^* \right); \\ S_2^2 &= \sum_{i=n}^k P_i^2 - 2 \sum_{i=n}^k \left( \sum_{\tilde{n}=n}^k P_{i, \tilde{n}}^* \right). \end{aligned} \quad (10)$$

Учитывая (10), соотношение для  $\delta_c^2$  можно  
представить в виде

$$\begin{aligned} \delta_c^2 &= 2 \sum_{i=n}^k \left( \sum_{\tilde{n}=n}^k P_{i, \tilde{n}}^* \right) / \sum_{i=n}^k P_i^2 = \\ &= \sum_{i=n}^k \left( \sum_{\tilde{n}=n}^k P_{i, \tilde{n}}^* \right) / (E_c / T) \leq \delta_m^2. \end{aligned} \quad (11)$$

Укажем некоторые особенности целевой функ-  
ции, которые можно использовать при синтезе.  
Из выражения (7) видно, что максимальная сте-  
пень коэффициентов, характеризующих квадрат  
огibaющей АКФ, равна четырем. Следовательно,  
при любых  $N$  функция  $J_p$  характеризуется моно-  
тонной и выпуклой вниз поверхностью, которая  
расположена в верхней полуплоскости системы  
координат  $\{P_i\}$  и имеет равный нулю минимум  
при  $P_i = 0, i = \overline{n, k}$ . Линии уровня, соответствую-

щие сечению поверхности  $J_p = \text{const}$ , в общем  
случае не являются окружностями.

Дадим геометрическую трактовку задачи ми-  
нимизации целевой функции при наличии огра-  
ничений в  $(N + 1)$ -мерном пространстве, которое  
составляют  $N$  гармоник и где отображена целе-  
вая функция  $J_p$ . В этом пространстве имеется три  
поверхности. Первая изображает целевую функ-  
цию  $J_p$  (8), вторая поверхность в форме  $N$ -мерного  
шара соответствует ограничениям на энергию (9)  
и третья характеризует пульсации  $\delta_c^2$  (11). Геоме-  
трически задача сводится к определению векто-  
ра, направленного из начала координат к поверх-  
ности шара в ту его область, в которой величина  
пульсаций не больше допустимого значения для  
 $\delta_c^2$  и где достигается наименьшее значение целе-  
вой функции  $J_p$ .

Рассмотрим варианты решения задачи синте-  
за с учетом отмеченных особенностей. Оценку  
УБП и максимального уровня пульсаций сигнала  
одного из квадрантов, в пределах которого  
ищется решение, можно получить, если выбрать  
первоначальное приближение искомого решения.  
Для этого осуществляется перебор  $2^{N-1}$  вариан-  
тов  $\{P_i, i = \overline{n, k}\}, |P_i| = 1$ . Из этих комбинаций вы-  
бираются начальные приближения  $\{P_i^{(0)}, i = \overline{n, k}\}$   
в виде возможно нескольких равноценных ва-  
риантов сигналов, которые наилучшим обра-  
зом соответствуют условиям задачи (2). Значе-  
ния  $\{P_i^{(0)}\}$  могут далее использоваться, например,  
в градиентном методе для оптимизации коэффи-  
циентов.

При таком подходе задачу синтеза (2) можно  
представить задачей локальной минимизации  
в заданном квадранте при наличии ограничений:  
 $J_p \rightarrow \min, p = 1, 2; E_c < \infty, \delta_c^2 \leq \delta_m^2, \mu = \mu_{\max};$   
 $P_i \in \{P_i^{(0)} \pm \mu\}, i = \overline{n, k}$ .

Выбор оптимального способа решения со-  
ставляет самостоятельную задачу, однако пред-  
почтительным является метод нулевого поряд-  
ка [10].

### Примеры синтеза

**Пример 1.** Необходимо найти МЧС, УБП АКФ  
которых ниже, чем у ЛЧМ. В качестве началь-  
ных приближений  $\{P_i^{(0)}, i = \overline{n, k}\}$  использовать  
значения коэффициентов  $\{1, 1, 1, -1, -1, 1, -1\}$   
и  $\{1, -1, 1, 1, -1, -1, -1\}$ . Рассмотреть вариант зада-  
чи  $p = 2$ .

Дано:  $N = 7 (n = 25, k = 31), T = 10^{-6} \text{ с}, \delta_m^2 = 0,90,$   
 $\mu = 0,14$ .

Требуется: Синтезировать последовательности  
 $\{P_i, i = \overline{n, k}\}$ , для которых  $\delta_c^2 \leq \delta_m^2$ , а УБП АКФ ми-  
нимален.

**Решение:** В результате синтеза получены сигналы  $s1(t)$  и  $s2(t)$  с коэффициентами  $\{0,8743; 1,1793; 0,8743; -1,0774; -0,8743; 1,1793; -0,8743\}$  и  $\{0,8743; -1,1793; 0,8743; 1,0774; -0,8743; -1,1793; -0,8743\}$ . Для них  $\delta_c^2 = 0,80$ , УБП АКФ составляет  $-17,8$  дБ, что значительно ниже, чем для ЛЧМ.

**Пример 2.**

**Дано:** Условия те же, что в примере 1, кроме  $\mu = 0,24$ .

**Требуется:** То же, что в примере 1.

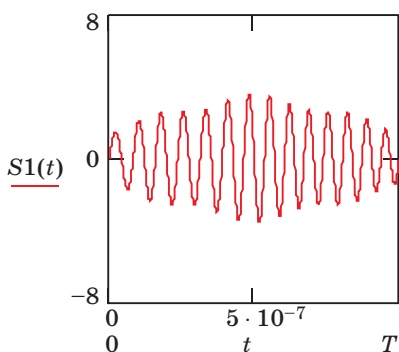
**Решение:** В результате синтеза получены сигналы  $s3(t)$  и  $s4(t)$  с коэффициентами  $\{0,8302; 1,2380; 0,8302; -1,0850; -0,8302; 1,2380; -0,8302\}$  и  $\{0,8302; -1,2380; 0,8302; 1,0850; -0,8302; -1,2380; -0,8302\}$ . Для них  $\delta_c^2 = 0,80$ , УБП АКФ составляет  $-19,5$  дБ, что также значительно ниже, чем для ЛЧМ.

Коэффициенты при оптимизации нормируются, поэтому энергия не меняется.

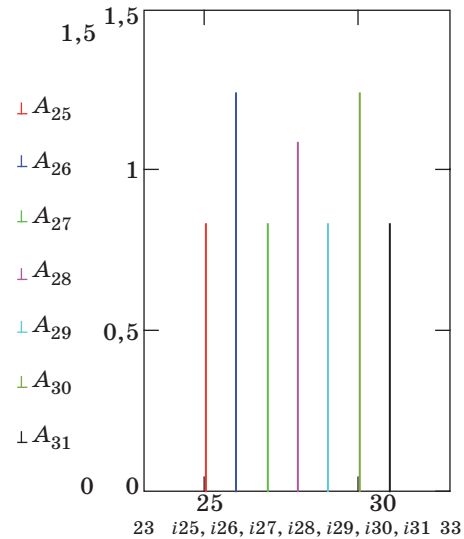
Сигнал  $s3(t)$  представлен на рис. 1, а остальные сигналы не приводятся, так как схожи по виду и отличаются изменением фазы. Если для  $s3(t)$  ввести вертикальную ось по центру сигнала, то в центре сигнал равен нулю, а колебания влево и вправо противофазны. Количество полупериодов колебаний справа больше, чем слева. Это означает, что МЧС можно отнести к импульсным сигналам с амплитудной и частотной модуляцией. Путем оптимизации спектральных коэффициентов  $P_i$  можно получить требуемые корреляционные характеристики.

На рис. 2 дана диаграмма модулей спектральных коэффициентов сигналов  $s3(t)$  и  $s4(t)$ , где  $A_i = |P_i|$ ,  $i = n, k$  — амплитуды гармоник сигнала (1). Характер изменения коэффициентов для сигналов  $s1(t)$  и  $s2(t)$  такой же, отличия — в числовых значениях. Спектр неравномерен, что связано с большими допустимыми значениями  $\mu$  в примере 2, но это позволяет при оптимизации получить дополнительное уменьшение УБП АКФ.

Боковые пики сигнала (3) можно снизить, если коэффициенты соседних гармоник выбрать существенно различными — тогда их произведения



■ Рис. 1. МЧС примера 2:  $N = 7$ ,  $T = 10^{-6}$  с



■ Рис. 2. Амплитуды гармоник МЧС примера 2

будут малы. Вклад корреляционных функций (5) для отдаленных гармоник тоже мал, так как они обратно пропорциональны разности квадратов их индексов, поэтому значения  $A_i$  на рис. 2 чередуются по уровню.

Форма АКФ типична для ШПС. Главный пик примерно на 8–10 % шире по основанию, чем величина, полученная по формуле для  $\Delta\tau_0$ .

Возможна весовая обработка МЧС, что позволит ценой неоптимальной обработки и дополнительных потерь сигнал/шум уменьшить УБП. Найденные сигналы удобно просматривать, используя MathCad, вычислительная программа составлена на QBasic.

Рассмотрим особенности синтеза ансамбля МЧС из  $L$  сигналов  $\{y_l(t), l = 1, L\}$ . В качестве основной характеристики примем взаимную корреляционную функцию. Если обозначить  $y_a, y_b$  сигналы указанного ансамбля, а  $P_{i,a}, P_{r,b}$  — соответствующие им коэффициенты, то, используя (3), можно представить взаимную корреляционную функцию в виде

$$Y(\tau) = \sum_{i=n}^k P_{i,a} \cdot \sum_{r=n}^k P_{r,b} \cdot K_{ir}(\tau),$$

где  $K_{ir}$  определяется выражениями (4), (5).

Для полученных в примерах синтеза сигналов  $s1(t), s2(t)$  и  $s3(t), s4(t)$  максимальное значение УБП ВКФ равно  $-5,0$  дБ относительно максимума АКФ.

Кроме указанных вариантов синтеза возможен другой подход к задаче. Рассмотрим сигнал  $S(t)$ , представимый рядом Фурье, и пусть отрезком этого ряда Фурье является МЧС  $s(t)$  (1). В этом случае обеспечивается минимальность среднеквадратической ошибки представления  $S(t)$  посредством



МЧС. Следовательно,  $\{P_i\}$  можно синтезировать, используя известные интегральные формулы для определения коэффициентов Фурье и подставляя в них  $\underline{S}(t)$ . Тогда  $\underline{S}(t)$  может рассматриваться в качестве некоторого идеального сигнала, который моделируется посредством МЧС, и при этом обеспечивается минимальность среднеквадратической ошибки.

### Спектральные характеристики МЧС

При любых вариантах постановки задачи и методах решения большое значение имеет спектр. Приведем спектральные характеристики МЧС. Обозначим  $\varpi = 2\pi/T$ , а  $\omega$  — аргумент спектральных характеристик. Тогда получим

$$D_i(\omega) = (\sin((\varpi i/2 - \omega)T)) / ((\varpi i/2 - \omega)T);$$

$$E_i(\omega) = (\sin((\varpi i/2 + \omega)T)) / ((\varpi i/2 + \omega)T)$$

— амплитудные спектры импульсов, составляющих МЧС (1) в области положительных и отрицательных частот;

$$\begin{aligned} \dot{C}_i(\omega) = & [D_i(\omega)(\cos((\varpi i/2 - \omega)T/2)) - \\ & - E_i(\omega)(\cos((\varpi i/2 + \omega)T/2))] + \\ & + j[D_i(\omega)(\sin((\varpi i/2 - \omega)T/2)) - \\ & - E_i(\omega)(\sin((\varpi i/2 + \omega)T/2))] \end{aligned}$$

— комплексный спектр указанных импульсов;

$$\dot{S}(\omega) = \sum_{i=n}^k P_i \cdot \operatorname{Re} \left( \dot{C}_i(\omega) \right) + j \sum_{i=n}^k P_i \cdot \operatorname{Im} \left( \dot{C}_i(\omega) \right)$$

— комплексный спектр МЧС;

$$\left| \dot{S}(\omega) \right| = \sqrt{\left( \operatorname{Re} \left( \dot{S}(\omega) \right) \right)^2 + \left( \operatorname{Im} \left( \dot{S}(\omega) \right) \right)^2}$$

— амплитудный спектр МЧС;

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \left( \operatorname{Im} \left( \dot{S}(\omega) \right) / \operatorname{Re} \left( \dot{S}(\omega) \right) \right)$$

— фазовый спектр МЧС.

Ширину спектра можно оценить величиной  $\Delta\omega = \varpi N/2$  или  $\Delta F = N/(2T)$ . Форма амплитудного спектра неравномерна.

Формирование и согласованная фильтрация МЧС возможны при использовании устройств на поверхностных акустических волнах, широко применяемых в системах мобильной связи [11, 12].

### Заключение

В работе сформулирована задача синтеза МЧС. Введена целевая функция и предложены ограничивающие ее условия. Указаны возможные способы решения задачи, представлены некоторые результаты расчетов. Иллюстрируется возможность

универсального получения многочисленных импульсных МЧС с параметрами, определяемыми условиями и ограничениями, задаваемыми относительно целевой функции. Обосновано представление об МЧС как о разновидности импульсных сигналов с амплитудной и частотной модуляцией.

Анализ показывает перспективность развития методов синтеза и применения импульсных МЧС, например, при построении алфавитов кодирования для передачи данных в системах управления, связи и в качестве зондирующих радиолокационных сигналов.

### Литература

1. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. — М.: Радио и связь, 1985. — 384 с.
2. Григорьев В. А., Лаутенко О. И., Распаев Ю. А. Сети и системы радиодоступа. — М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 2005. — 384 с.
3. Родионов А. Ю., Стаценко Л. Г. Комплексный анализ помехоустойчивости многочастотных сигналов COFDM с частотной модуляцией // Вестник ВГУ. Сер. Физика. Математика. 2007. № 1. С. 33–35.
4. Быховский М. А. Многочастотные широкополосные сигналы открывают путь к 4G // Мобильные системы. 2007. № 3. С. 12–15.
5. Сперанский В. С., Фролов А. А. Анализ характеристик многочастотных сверхширокополосных систем связи // Материалы Междунар. науч.-техн. конф. INTERMATIC-2011, 14–17 ноября 2011 г., Москва. Ч. 3. С. 64–67.
6. Фролов А. А. Импульсные многочастотные сверхширокополосные системы связи // Материалы Междунар. науч.-техн. конф. INTERMATIC-2012, 3–7 декабря 2012 г., Москва. Ч. 5. С. 108–111.
7. Свердлов Б. Г., Чапурский В. В. Обобщенные многочастотные сигналы на основе теоретико-числовых распределений частот // Радиотехника. 2010. № 9. С. 91–104.
8. Чапурский В. В. Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем. — М.: МГТУ им. Э. Н. Баумана, 2012. — 279 с.
9. Чепруков Ю. В., Соколов М. А. Вопросы синтеза обобщенных составных сигналов // Радиотехника. 1992. № 1–2. С. 71–75.
10. Васильев Ф. П. Численные методы решения экстремальных задач. — М.: Наука, 1988. — 552 с.
11. Ипатов В. П. и др. Системы мобильной связи: учеб. пособие для вузов / под ред. В. П. Ипатова. — М.: Горячая линия-Телеком, 2003. — 272 с.
12. Карташевский В. Г., Семенов С. Н., Фирстова Т. В. Сети подвижной связи. — М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 2001. — 302 с.

УДК 62.519

# ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ВРЕМЕННОГО РАЗДЕЛЕНИЯ МНОГОКРАТНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНО-УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМАХ

**В. А. Комаров,**

канд. техн. наук, начальник группы

ОАО «Информационные спутниковые системы им. академика

М. Ф. Решетнева», г. Железногорск

**А. С. Глинченко,**

канд. техн. наук, профессор

Сибирский федеральный университет, г. Красноярск

*Рассмотрен способ повышения быстродействия распределенных измерительно-управляющих систем коллективного пользования путем временного разделения выполняемых системой многократных измерений. Определены общие граничные условия его эффективного применения. Приведены результаты исследования быстродействия систем по предлагаемому способу средствами математического моделирования.*

**Ключевые слова** — многопользовательский режим, распределенные измерительно-управляющие системы, дистанционный эксперимент, удаленный доступ, Интернет.

## Введение

Активное применение в научно-исследовательской и образовательной деятельности в качестве средства автоматизации экспериментальных исследований многопользовательских распределенных измерительно-управляющих систем (РИУС), функционирующих в режиме разделения времени, обуславливает необходимость разработки и исследования способов повышения эффективности их функционирования [1, 2]. Поиск новых решений в этом направлении ведется по архитектурам таких систем [3], по организации управления объектами исследования в них [4] и, как в данной работе, по проведению измерений.

## Постановка задачи оптимизации многократных измерений

Одной из наиболее распространенных операций, выполняемых при измерении параметров и характеристик объектов исследования в целях повышения точности их оценки, является усреднение результатов многократных как «точечных» измерений, так и измеряемых зависимостей (опи-

сываемых совокупностью «точечных» измерений). Это актуально для реальных систем, работающих с сигналами малого уровня, при оценке ими параметров сигналов в шумах и т. д. [5].

В процессе функционирования многопользовательской РИУС обслуживание каждого задания на измерительно-управляющем ЭВМ-сервере состоит из двух основных операций [6, 7]:

— установки требуемой конфигурации объекта исследования, включающей и изменение его режима работы;

— измерения параметров исследуемых сигналов — откликов объекта на подаваемое тестовое воздействие.

Обозначим соответствующие этим операциям среднее время реконfigurирования  $\bar{t}_{\text{дв}}$  и однократного измерения требуемых параметров и характеристик  $\bar{t}_{\text{дс}}$  объекта исследования. Их суммой определяется среднее время обслуживания заданий в базовой системе  $\bar{t}_{\text{дн}}$ :

$$\bar{t}_{\text{дн}} = \bar{t}_{\text{дв}} + \bar{t}_{\text{дс}}. \quad (1)$$

При проведении многократных измерений в каждом из выполняемых заданий на измери-

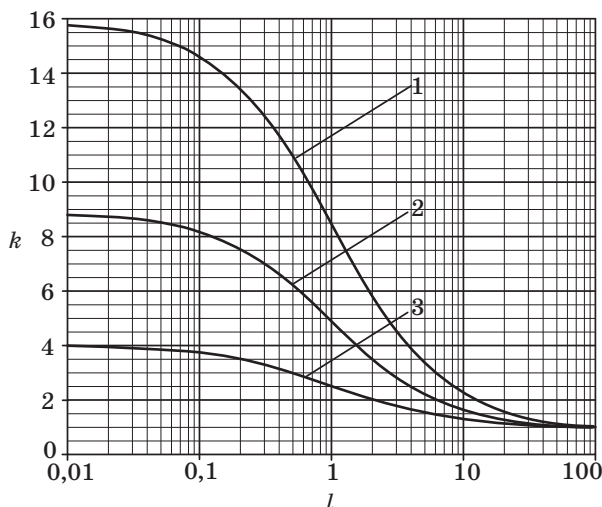


Рис. 1. Зависимость  $k = f(l)$  при различном количестве усреднений: 1 —  $n_y = 16$ ; 2 —  $n_y = 9$ ; 3 —  $n_y = 4$

тельном ЭВМ-сервере среднее время измерения  $\bar{t}_{\text{еци}}^*$  и обслуживания  $\bar{t}_{\text{ане}}^*$  одного задания возрастают пропорционально числу циклов измерения и усреднения  $n_y$ :

$$\bar{t}_{\text{ане}}^* = \bar{t}_{\text{дае}} + \bar{t}_{\text{еци}}^* = \bar{t}_{\text{дае}} + n_y \bar{t}_{\text{еци}}. \quad (2)$$

Введем также обозначения  $l = \bar{t}_{\text{дае}} / \bar{t}_{\text{еци}}$ ,  $k = \bar{t}_{\text{ане}}^* / \bar{t}_{\text{ане}}$ . В соответствии с ними отношение среднего времени обслуживания заданий в системе с усреднением и в базовой системе определяется как

$$k = \frac{\bar{t}_{\text{ане}}^*}{\bar{t}_{\text{ане}}} = \frac{\bar{t}_{\text{еци}} (l + n_y)}{\bar{t}_{\text{еци}} (l + 1)} = \frac{l + n_y}{l + 1}. \quad (3)$$

Выражение (3) характеризует увеличение среднего времени обслуживания заданий в многопользовательских РИУС с усреднением измерений на измерительном ЭВМ-сервере от количества усреднений  $n_y$  и параметров системы, характеризуемых в общем виде переменной  $l$ .

Рассчитанные графики зависимости  $k = f(l)$  для различных значений  $n_y$  представлены на рис. 1.

Увеличение среднего времени обслуживания в  $k$  раз приводит к такому же сокращению пропускной способности системы и, как следствие, к снижению ее быстродействия, степень которого в свою очередь зависит от соотношения  $\bar{t}_{\text{дае}}$  и  $\bar{t}_{\text{еци}}$  [6, 7]. Наиболее сильно влияет усреднение на измерительном сервере при времени  $\bar{t}_{\text{еци}}$ , существенно большем  $\bar{t}_{\text{дае}}$ , т. е. при  $l \rightarrow 0$ .

В связи с этим для многопользовательских РИУС, выполняющих многократные измерения с усреднением, актуальной является оптимизация проведения таких измерений, направленная на повышение быстродействия систем.

### Реализация функции усреднения в РИУС

Высокую эффективность повышения быстродействия многопользовательских РИУС показало распределение функций или операций измерения, в том числе и обработки их результатов, между серверным и клиентским программным обеспечением [8].

К ним относится как усреднение результатов многократного измерения величин с неизменным на интервале наблюдения математическим ожиданием (точечных измерений), так и усреднение совокупности результатов измерения циклически повторяющихся функциональных зависимостей — реализаций сигналов, осциллограмм, вольт-амперных характеристик и др.

Последние представляются  $K$ -мерным вектором  $\bar{Y}_i$  результатов однократных измерений  $y_{ij}$ ,  $j = 1, K, i = 1, n$ . При их поэлементном усреднении на измерительном ЭВМ-сервере вектор значений усредненной по  $n$  циклам измерения функциональной зависимости  $\bar{Y}_n$  находится по формуле среднего арифметического:

$$\bar{Y}_n = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n Y_i. \quad (4)$$

Ему соответствует  $K$  усредненных значений элементов вектора  $\bar{y}_{nj} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_{ij}$ , которые переда-

ются на ПЭВМ пользователя. Усреднение  $n$  векторов можно распространить и на точечные измерения, рассматривая результат каждого из них как вектор с единичным числом элементов  $K = 1$ .

Операцию вычисления среднего арифметического точечных измерений и считываемых однократно функциональных зависимостей можно возложить и на клиентское программное обеспечение ПЭВМ пользователя. Накопление результатов однократного измерения по мере поступления их на ПЭВМ пользователя в этом случае целесообразно проводить рекуррентно, используя алгоритм вычисления среднего арифметического по его значению  $\bar{Y}_{n-1}$  на предыдущем цикле усреднения:

$$\bar{Y}_n = \bar{Y}_{n-1} + \frac{1}{n} (Y_n - \bar{Y}_{n-1}). \quad (5)$$

При  $n = 1$   $\bar{Y}_{n-1} = 0$ . Элементы вектора текущего среднего  $\bar{Y}_n$  при этом рассчитываются как  $\bar{y}_{nj} = \bar{y}_{(n-1)j} + \frac{1}{n} (y_{nj} - \bar{y}_{(n-1)j})$ .

Число циклов усреднения (накопления)  $n$  выбирается исходя из требуемой точности измерения. Среднеквадратическая оценка случайной погрешности среднего значения для обоих выражений (4), (5) находится как  $\sigma_{\bar{Y}_n} = \sigma_y / \sqrt{n}$ , где

$\sigma_y$  — среднее квадратическое значение погрешности однократного измерения. Погрешность однократного измерения можно оценивать непосредственно в процессе накопления путем статистической обработки результатов многократных измерений, вычисляя рекуррентно вектор текущих средних квадратов результатов измерений:  $\bar{Y}_n^2 = \frac{n-1}{n} \bar{Y}_{n-1}^2 + \frac{1}{n} Y_n^2$  ( $Y_{n-1}^2|_{n=1} = 0$ ) с элементами  $\bar{Y}_{nj}^2 = \frac{n-1}{n} \bar{Y}_{(n-1)j}^2 + \frac{1}{n} Y_{nj}^2$  и вектор текущей выборочной дисперсии погрешности результатов измерений  $S_n^2 = \frac{n}{n-1} [\bar{Y}_n^2 - (\bar{Y}_n)^2]$  с элементами  $S_{nj}^2 = \frac{n}{n-1} [Y_{nj}^2 - (\bar{Y}_{nj})^2]$  (или вектор среднее квадратических значений  $S_n = \sqrt{S_n^2}$  с элементами  $s_{nj}$ ).

В случае равноточных измерений оценки дисперсии и среднее квадратическое значение погрешности однократных измерений находятся путем усреднения  $K$  элементов вектора текущей дисперсии  $S_n^2$ :  $\sigma_{yn}^2 = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K S_{nj}^2 = \bar{S}_n^2$ ,  $\sigma_{yn} = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{j=1}^K S_{nj}^2}$ , а случайной погрешности текущих средних значений  $\bar{Y}_n$  — как  $\sigma_{\bar{Y}_n} = \sigma_{yn} / \sqrt{n}$ .

При использовании предлагаемого подхода среднее время измерения на измерительном ЭВМ-сервере при фиксированном числе циклов усреднения  $n_y$  сокращается в  $n_y$  раз, а среднее время обслуживания задания  $\bar{t}_{\text{дан}}^*$ , таким образом, — в  $k$  раз и соответствует его значению в системе без усреднения. Однако при этом нужно учитывать, что данное решение приводит в свою очередь к увеличению в  $n_y$  раз и необходимого числа обращений ( $X_0$ ) каждого пользователя к измерительному ЭВМ-серверу.

### Анализ быстродействия РИУС при обработке результатов измерения на ПЭВМ пользователя

Для оценки влияния временного разделения многократных измерений на быстродействие многопользовательских РИУС, характеризуемое средним временем ожидания результатов измерения  $\bar{t}_{\text{дан}}^*$ , целесообразно использовать относительные коэффициенты параметрической чувствительности [7]

$$S_{\bar{t}_{\text{дан}}^*}^{\bar{t}_{\text{дан}}^*} = \frac{\partial \bar{t}_{\text{дан}}^*}{\partial \bar{t}_{\text{дан}}^*} \frac{\bar{t}_{\text{дан}}^*}{\bar{t}_{\text{дан}}^*}; \quad S_{X_0}^{\bar{t}_{\text{дан}}^*} = \frac{\partial \bar{t}_{\text{дан}}^*}{\partial X_0} \frac{X_0}{\bar{t}_{\text{дан}}^*}.$$

Ввиду сложной функциональной зависимости среднего времени ожидания от параметров  $\bar{t}_{\text{дан}}^*$ ,

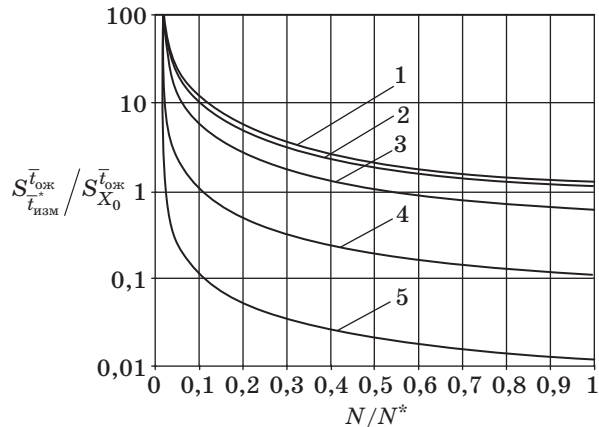


Рис. 2. Зависимость  $S_{\bar{t}_{\text{дан}}^*}^{\bar{t}_{\text{дан}}^*} / S_{X_0}^{\bar{t}_{\text{дан}}^*} = f(N/N^*)$  при различных соотношениях  $\bar{t}_{\text{дан}}^* / \bar{t}_{\text{еcl}}^*$ : 1 —  $m = 0,01$ ; 2 —  $m = 0,1$ ; 3 —  $m = 1$ ; 4 —  $m = 10$ ; 5 —  $m = 100$

$N$ ,  $X_0$ ,  $\Delta t$  [6, 9]:  $\bar{t}_{\text{дан}}^* = f(\bar{t}_{\text{дан}}^*, N, X_0, \Delta t)$ , где  $N$  — число пользователей;  $\Delta t$  — рассматриваемый временной интервал функционирования. Расчет относительных коэффициентов параметрической чувствительности произведен методом численного дифференцирования на основе математической модели, базирующейся на представлении функционирования многопользовательской РИУС в виде системы массового обслуживания [6, 7, 9].

Расчитанные графики зависимостей отношения  $S_{\bar{t}_{\text{дан}}^*}^{\bar{t}_{\text{дан}}^*} / S_{X_0}^{\bar{t}_{\text{дан}}^*}$  от отношения  $N/N^*$  в системе с выполнением усреднений на измерительном ЭВМ-сервере для различных значений  $m = \bar{t}_{\text{дан}}^* / \bar{t}_{\text{еcl}}^*$  представлены на рис. 2. Величина  $N^*$  характеризует количество пользователей, соответствующее насыщению системы [10].

Результаты расчета показывают, что при определенном сочетании параметров системы влияние изменения величины  $\bar{t}_{\text{еcl}}^*$  на ее быстродействие более существенно, чем влияние  $X_0$ .

Критерием целесообразности использования предлагаемого способа реализации усреднений на ПЭВМ пользователя по выражению (5) в многопользовательских РИУС является выполнение неравенства

$$S_{\bar{t}_{\text{дан}}^*}^{\bar{t}_{\text{дан}}^*} / S_{X_0}^{\bar{t}_{\text{дан}}^*} > 1.$$

В этом случае уменьшение среднего времени измерения и увеличение числа измерений при условии равенства их относительных изменений ( $\partial \bar{t}_{\text{дан}}^* = \partial X_0$ ) обеспечивает повышение быстродействия многопользовательских РИУС в  $\frac{S_{\bar{t}_{\text{дан}}^*}^{\bar{t}_{\text{дан}}^*}}{S_{X_0}^{\bar{t}_{\text{дан}}^*}}$  раз.

**Оценка эффективности  
временного разделения  
измерительных операций**

В процессе исследований оценка эффективности предлагаемого способа проведена на математической модели многопользовательской РИУС [6]. В качестве исходной рассмотрена система, функционирующая на временном интервале  $\Delta t = 3600$  с и выполняющая измерения по запросам пользователей с фиксированным числом циклов усреднения  $n_y = 10$ , характеризуемая следующими параметрами:

$$\bar{t}_{\text{дл}} = 0,5 \text{ с}; \bar{t}_{\text{еци}} = 5 \text{ с}; X_{01} = 15.$$

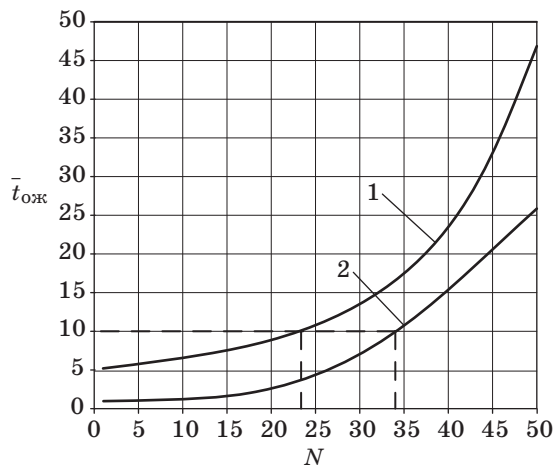
При использовании предлагаемого подхода исходная система преобразуется в систему со следующими параметрами:

$$\begin{aligned} \bar{t}_{\text{дл}}_2 &= \bar{t}_{\text{дл}}_1 = 0,5 \text{ с}; \\ \bar{t}_{\text{еци}}_2 &= \bar{t}_{\text{еци}}_1 / n_0 = 0,5 \text{ с}; \\ X_{02} &= X_{01} n_y = 150. \end{aligned}$$

Выведены графики зависимостей среднего времени ожидания результатов измерения для  $N$  одновременно работающих пользователей в исходной многопользовательской РИУС и в системе с применением предложенного способа реализации усреднения (рис. 3).

Результаты исследования подтверждают эффективность применения предложенного способа временного разделения измерительных операций. Так, в рассматриваемой системе оно обеспечивает сокращение среднего времени ожидания результатов измерения с 17 до 10 секунд при одинаковом числе одновременно работающих пользователей ( $N = 34$ ), что также равносильно при сохранении на прежнем уровне среднего времени ожидания результатов измерения ( $\bar{t}_{\text{ож}} \approx 10$  с) увеличению допустимого числа одновременно работающих пользователей с 23 до 34 человек.

Выбор режима обслуживания заданий в системе может осуществляться как самим пользователем [11], так и автоматически посредством вычисления на сетевом или измерительном ЭВМ-сервере возможного числа усреднений с учетом текущей загрузки сервера [12]. При неудов-



■ Рис. 3. Среднее время ожидания результатов измерения в системе с усреднением результатов измерения на ЭВМ-сервере (1) и в системе с усреднением на ПЭВМ пользователя (2)

летворяющей пользователя текущей точности измерений он может произвести повторные измерения с накоплением их результатов средствами клиентского программного обеспечения.

**Заключение**

Таким образом, по сравнению с системой, не использующей усреднения, применение разработанного способа с разделенными во времени многократными измерениями позволяет повысить точность измерения параметров и характеристик объектов исследования при допустимой степени снижения быстродействия системы, а по сравнению с системой, выполняющей многократные измерения в каждом задании, повысить ее быстродействие при той же достигаемой точности измерения. Описанное решение апробировано и внедрено в аппаратно-программном комплексе «Схемотехника аналоговых электронных устройств» [11]. Оно обеспечило повышение числа одновременно работающих пользователей в среднем на 25 %. Использование данного подхода в совокупности с рассмотренными ранее [3, 4] расширяет перечень возможных решений, направленных на обеспечение требуемых показателей функционирования систем на этапе их проектирования.

**Литература**

1. Fujii N., Koike N. A time-sharing remote laboratory for hardware design and experiment with shared resources and service management // 6th Intern. Conf. ITNET 2005, 7–9 July 2005. P. T2B-5–T2B-10.

2. Сарафанов А. В., Комаров В. А., Суковатый А. Г. и др. Изучение физических эффектов с использованием дистанционных технологий // Информатизация образования и науки. 2012. № 4. С. 49–63.

3. Комаров В. А., Глинченко А. С., Сарафанов А. В. Распараллеливание функциональных операций в многопользовательских распределенных измерительно-управляющих системах // Датчики и системы. 2012. № 4. С. 2–5.
4. Комаров В. А., Сарафанов А. В. Оптимизация операций управления в многопользовательских распределенных измерительно-управляющих системах // Информационно-управляющие системы. 2011. № 3. С. 52–56.
5. Глинченко А. С., Комаров А. В. Исследование случайных погрешностей спектрально-весаго измерения параметров сигналов // Цифровая обработка сигналов. 2011. № 4. С. 7–11.
6. Комаров В. А., Глинченко А. С., Сарафанов А. В. Повышение эффективности эксплуатации многопользовательских распределенных измерительно-управляющих систем // Вестник Воронежского ГТУ. 2008. № 10. С. 186–189.
7. Комаров В. А., Сарафанов А. В. Разработка математической модели многопользовательского режима функционирования аппаратно-программных комплексов с удаленным доступом // Информационные технологии. 2009. № 3. С. 67–74.
8. Глинченко А. С., Егоров Н. М., Комаров В. А., Сарафанов А. В. Исследование параметров и характеристик полупроводниковых приборов с применением интернет-технологий: учеб. пособие. — М.: ДМК-Пресс, 2008. — 352 с.
9. Takagi H. Queueing analysis. A foundation of performance evaluation. Vol. II. Finite Systems. — Amsterdam: North-Holland, 1993. — 560 p.
10. Клейнрок Л. Вычислительные системы с очередями / пер. с англ. под ред. Б. С. Цыбакова. — М.: Мир, 1979. — 600 с.
11. Глинченко А. С. и др. Аппаратно-программный комплекс с удаленным доступом «Схемотехника аналоговых электронных устройств» // Образовательные, научные и инженерные приложения в среде LabVIEW и технологии National Instruments: сб. тр. VII науч.-практ. конф. М.: РУДН, 2008. С. 494–496.
12. Пат. 2406140 Российская Федерация, МПК G06G 7/48, G01R 31/00, G06F 19/00. Способ тестирования территориально-удаленных объектов / А. С. Глинченко, В. А. Комаров, А. В. Сарафанов; заявл. 30.09.2009; опубл. 10.12.2010, Бюл. № 34. — 8 с.

### ПАМЯТКА ДЛЯ АВТОРОВ

*Поступающие в редакцию статьи проходят обязательное рецензирование.*

При наличии положительной рецензии статья рассматривается редакционной коллегией. Принятая в печать статья направляется автору для согласования редакторских правок. После согласования автор представляет в редакцию окончательный вариант текста статьи.

Процедуры согласования текста статьи могут осуществляться как непосредственно в редакции, так и по e-mail (80x@mail.ru).

При отклонении статьи редакция представляет автору мотивированное заключение и рецензию, при необходимости доработать статью — рецензию. Рукописи не возвращаются.

*Редакция журнала напоминает, что ответственность за достоверность и точность рекламных материалов несут рекламодатели.*

УДК 658.5.011

## СОКРАЩЕНИЕ ВРЕМЕНИ ПРОИЗВОДСТВЕННОГО ЦИКЛА НА ОСНОВЕ ВНЕДРЕНИЯ МЕТОДОВ МЕНЕДЖМЕНТА И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ИННОВАЦИЙ

**Г. И. Коршунов,**

доктор техн. наук, профессор

**С. Л. Поляков,**

ассистент, соискатель

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Приводится описание подхода к организации производства на основе применения теории ограничений и формализации производственных процессов монтажа печатных плат. Вводится математическая модель для принятия оптимального решения в условиях ограничений. Показано, что разработанная математическая модель позволяет оптимизировать производственные операции, имеющие наибольшее время выполнения, за счет внедрения технологических инноваций.

**Ключевые слова** — методы организации производства, моделирование производственных процессов.

### Введение

В современных условиях успешное функционирование промышленного предприятия обуславливается применением эффективных методов организации производства и активной инновационной деятельностью [1]. Это обосновывает важность разработки формализованных методов управления предприятием. Предлагаемая работа посвящена описанию подхода к моделированию производственных процессов для повышения эффективности деятельности предприятия на примере контрактного производства электроники. Использование математического моделирования в решении поставленных задач по повышению эффективности позволяет существенно сократить время и ресурсы, а также обеспечивает возможность контроля производства в целом и оптимизации его процессов.

### Моделирование и формализация процессов монтажа печатных плат

Несмотря на устойчивый рост промышленного производства электроники, в данной области наблюдается низкий уровень общей материально-технической базы, что представляет серьезную проблему для большинства промышленных

предприятий. Как правило, реализуемые технологические инновации направлены на приобретение современных технологий и оборудования у зарубежных компаний, что затрудняет переход от сырьевой к инновационной модели развития предприятия. Кроме этого, наличие в отрасли государственных компаний снижает эффективность использования инновационного потенциала российской промышленности из-за отсутствия мотивации к производственному росту, обновлению материально-технической базы и совершенствованию технологических процессов.

Высокий уровень научно-технического потенциала и низкий уровень материально-технической базы предприятий в данной отрасли подтверждают актуальность проблемы повышения эффективности управленческой деятельности на основе количественных методов и моделей принятия решений.

В настоящее время наиболее действенной является процессная модель управления, применяя которую можно рассматривать деятельность предприятия как последовательность взаимосвязанных процессов по производству продукции. При этом в данной модели часто выход одного процесса образует непосредственно вход следующего. Таким образом, анализ производственных процессов как отдельных объектов позволяет управлять ими с максимальной степенью эффек-

тивности на любой стадии производственной деятельности.

Производство электроники включает в себя множество процессов различной сложности и продолжительности. В данной статье рассматриваются процессы монтажа печатных плат — этапа наиболее ответственного и определяющего качество функционирования всего изделия.

Для формализации процессов монтажа печатных плат целесообразно применять процессный подход, тогда весь процесс производства можно представить как совокупность операций, необходимых для достижения конечной цели. Процесс монтажа печатных плат в общем виде включает операции в следующей последовательности:

- входной контроль заготовок печатных плат ( $P_1$ );
- нанесение паяльной пасты ( $P_2$ );
- установка чип-компонентов ( $P_3$ );
- групповая пайка ( $P_4$ );
- контроль качества монтажа ( $P_5$ ).

Тогда весь процесс можно записать в виде

$$P = \{P_1, P_2, P_3, P_4, P_5\}.$$

Одним из основных критериев оценки эффективности деятельности промышленного предприятия является длительность производственного цикла (Lead Time), которая в основном зависит от сложности изделия, материально-технической базы предприятия, эффективности применяемых форм и методов организации производства.

Сокращение длительности производственных процессов является одной из наиболее актуальных задач организации современного производства [2], от которой во многом зависит оценка эффективности деятельности предприятия. Применение процессного подхода дает возможность сократить время выполнения каждого производственного процесса за счет оптимизации его основных показателей, что ведет к сокращению длительности производственного цикла в целом. Для дальнейшего описания процессов необходимо ввести ряд условных обозначений:

$T$  — длительность всего производственного цикла;

$t_i$  — длительность  $i$ -й операции;

$\Delta T$  — сокращение длительности производственного цикла;

$\Delta t_i$  — сокращение длительности  $i$ -й операции.

При этом необходимо соблюдать принцип пропорциональности, который подразумевает соответствие производительности всех процессов друг другу и обеспечивает равномерную нагрузку на всех операциях.

Соблюдение принципа пропорциональности нашло отражение в теории ограничений (Theory of Constraints — TOC) Э. М. Голдратта [3], кото-

рая позволяет выявить и оптимизировать ограничивающий фактор («узкое место»), влияющий на результат производственной деятельности. Выявление ограничений при сокращении длительности производственного цикла производится по наибольшему времени, затрачиваемому на выполнение операции ( $t_{i \max}$ ). Согласно теории Голдратта, «узким местом» будет считаться операция, имеющая максимальное время выполнения ( $P_i(t_{i \max})$ ). Сокращение времени выполнения ограничивающей операции на данном этапе является основной задачей по оптимизации производственных процессов:

$$F(t_{i \max}) \rightarrow \min\{T_i\}.$$

Наиболее эффективным инструментом повышения конкурентоспособности предприятия, позволяющим достичь высоких результатов в условиях ограничений, является оптимизация производственных процессов за счет внедрения технологических инноваций, благодаря которой можно добиться быстрого и необходимого повышения эффективности производственных процессов на основе совершенствования технологии производства.

После расширения «узкого места» возникает необходимость согласования всего производственного цикла и выявления нового ограничивающего фактора, таким образом, происходит «процесс непрерывного улучшения» (Process of on Going Improvement — POOGI).

Применительно к ТОС, когда от ограничивающей операции зависит общая производительность всего цикла, наиболее целесообразным считается использование метода «барабан-буфер-веревка» (Drum-Buffers-Rope — DBR) [4], способного эффективно управлять выявленными ограничениями. В данном методе «узкое место» — это «барабан», который символизирует ограничение в производственном цикле и задает ритм работы для всех производственных процессов. При подчинении всех более производительных процессов ритму «барабанной дроби» работы самого медленного процесса ( $P_i(t_{i \max})$ ) происходит выравнивание и стабилизация всего производственного цикла.

Буферные запасы при применении метода DBR способствуют обеспечению «барабана» ресурсами для непрерывной работы. При использовании в производстве автоматической линии по принципу параллельности, когда производственный процесс представляет собой несколько параллельно проводимых операций, буферные запасы теряют свою значимость, поскольку обеспечение ресурсами на каждой операции происходит только после завершения предыдущей операции.



Заключительный термин метода DBR — «веревка», который символизирует связь наиболее производительной операции и «барабана» — операцию, задающую темп всему производственному циклу. Длина «веревки» определяется буферными запасами и ограничивает подачу ресурсов в процесс производства.

Для определения ограничивающего фактора необходимо провести анализ процесса монтажа печатных плат, который включает в себя пять последовательных операций.

На первом этапе производится входной контроль заготовок печатных плат, создаются так называемые буферные запасы для непрерывной работы автоматической линии. Входной контроль заготовок печатных плат ( $P_1$ ) необходим для определения различных дефектов, а также пригодности плат для загрузки в автоматическую линию. Автоматический процесс монтажа печатных плат осуществляется параллельным выполнением основных операций: нанесения паяльной пасты ( $P_2$ ), установки чип-компонентов ( $P_3$ ) и пайки припоя ( $P_4$ ). После конвекционной печи платы принимаются автоматическим разгрузчиком и проводится контроль монтажа печатных плат ( $P_5$ ).

Заготовки поступают в автоматическую линию на операцию нанесения паяльной пасты с помощью автоматического принтера трафаретной печати. Паяльная паста наносится на контактные площадки печатной платы через трафарет, отверстия в котором (апертуры) в точности повторяют рисунок, расположение и форму контактных площадок на плате. С помощью специальных ракелей отверстия трафарета заполняются пастой, и она наносится на контактные площадки платы.

Следующим этапом монтажа является установка чип-компонентов автоматом-установщиком. Основная его задача — правильное размещение чип-компонентов на печатной плате. Перед началом монтажа специальная видеосистема определяет расположение реперных меток на плате и производит ее позиционирование. После этого манипулятор устанавливает компоненты на печатную плату. Последовательность действий, выполняемых оборудованием, выглядит следующим образом: захват компонента из питателя, центрирование его с помощью видеосистемы, установка на плату.

В связи с необходимостью установки большого количества компонентов разного типа данная операция имеет наибольшую длительность из всех операций производственного цикла ( $P_3(t_{3 \max})$ ). Это связано с постоянным ростом требований к радиоэлектронной аппаратуре как по функциональным, так и по эксплуатационным характеристикам, что ведет к увеличению конструк-

тивной сложности печатных плат и, как следствие, к росту количества устанавливаемых компонентов.

После установки компонентов печатная плата транспортируется в конвекционную печь для обеспечения равномерного прогрева всего изделия, плавного управляемого роста температуры до нужного пикового значения и дальнейшего постепенного охлаждения спаянной платы, предотвращающего температурный стресс. На заключительной операции платы принимаются автоматическим разгрузчиком и производится контроль монтажа печатных плат при выполнении требований к качеству по стандарту IPC-A-610C [5].

Устранение ограничений на операции установки чип-компонентов путем внедрения технологических инноваций позволит сократить время производственного цикла за счет оптимизации основных показателей данной операции: производительности по IPC 9850 [6] и количеству автоматических установщиков. Исходя из этого предложен критерий минимизации времени выполнения единичной пайки для автоматического монтажа печатных плат при наличии заданных ограничений.

В данном случае потребуются разработка математической модели для оценки эффективности внедрения технологической инновации и принятия оптимального решения. Одним из основных инструментов решения задач по оптимизации производственных процессов является метод динамического программирования, основанный на выборе оптимального решения по заданному показателю.

В основе метода лежит «принцип оптимальности», сформулированный Р. Беллманом [7]: на каждом шаге управляющее воздействие определяется с учетом его влияния на результат в целом, так как управляющее воздействие, оптимизирующее целевую функцию на данном шаге, не гарантирует оптимальное решение для всего процесса.

Для построения математической модели необходимо ввести условные обозначения:

$S_0$  — начальное состояние системы;

$S_{\text{кон}}$  — конечное состояние системы;

$Y$  — управляющее воздействие, которое приводит систему в конечное состояние. В данном случае под управляющим воздействием понимается распределение ресурсов на применение технологических инноваций на каждом этапе процесса монтажа печатных плат:

$$Y = (y_1, y_2, y_3, y_4, y_5), 0 \leq y_i$$

где  $y_i$  — управляющее воздействие на  $i$ -м шаге.

В качестве критерия оптимизации принимаем максимальное время операции  $t_{\max}$ . В этом слу-

чае от  $t_{\max}$  будет зависеть время выполнения всего технологического цикла:

$$T = t_{\max} N,$$

где  $t_{\max}$  — максимальное значение  $t_i$ ;  $N$  — количество операций.

Таким образом, основное уравнение будет иметь вид

$$t_{\max} = \max_{1 \leq i \leq N} (t_i^0 - \Delta t_i(\sigma_i)) \rightarrow \min, \sum_{i=1}^N \sigma_i \leq Y.$$

Определим все состояния системы при переходе из  $S_0$  в  $S_5$ .

На первом шаге под действием переменной управления  $y_1$  система переходит из состояния  $S_0$  в состояние  $S_1$ , т. е.

$$S_1 = S_1(S_0, y_1), 0 \leq y_1 \leq Y, y_1 \in Y.$$

Здесь целевая функция равна  $f_1(S_0, y_1)$ .

На втором шаге под действием переменной управления  $y_2$  система переходит из состояния  $S_1$  в состояние  $S_2$ , т. е.

$$S_2 = S_2(S_1, y_2), 0 \leq y_2 \leq Y, y_2 \in Y.$$

Здесь целевая функция равна  $f_2(S_1, y_2)$ .

На третьем шаге под действием переменной управления  $y_3$  система переходит из состояния  $S_2$  в состояние  $S_3$ , т. е.

$$S_3 = S_3(S_2, y_3), 0 \leq y_3 \leq Y, y_3 \in Y.$$

Здесь целевая функция равна  $f_3(S_2, y_3)$ .

На четвертом шаге под действием переменной управления  $y_4$  система переходит из состояния  $S_3$  в состояние  $S_4$ , т. е.

$$S_4 = S_4(S_3, y_4), 0 \leq y_4 \leq Y, y_4 \in Y.$$

Здесь целевая функция равна  $f_4(S_3, y_4)$ .

На последнем, пятом шаге под действием переменной управления  $y_5$  система переходит из состояния  $S_4$  в состояние  $S_5$ , т. е.

$$S_5 = S_5(S_4, y_5), 0 \leq y_5 \leq Y, y_5 \in Y.$$

Здесь целевая функция равна  $f_5(S_4, y_5)$ .

На каждом этапе выбирается такое управление, которое приводит к оптимальному результату, т. е. обеспечивает максимальное значение критерия минимизации времени ограничивающей операции.

В соответствии с алгоритмом обратной прогонки определим оптимальное управление для всех состояний на каждом шаге, начиная с последнего. Вводим последовательность функций  $\{f_k(y)\}$ ,  $k = 1, N$ . Каждая функция имеет смысл минимального времени выполнения  $k$  оставшихся опе-

раций при допустимых управляющих воздействиях  $y$   $0 < y < Y$ :

$$f_k(\sigma) = \max_{1 \leq i \leq k} (t_i^0 - \Delta t_i(\sigma_i)) \rightarrow \min.$$

Для получения функционального уравнения необходимо рассмотреть  $k$  операций, в которых можно применить технологические инновации. Если в  $k$ -й операции применить управляющее воздействие  $y_k$ , то с учетом  $f_k(y)$  минимальное время выполнения  $k$  операций составит

$$f_k(S_k) = \min_{0 \leq \sigma_k \leq \sigma} \left[ \max (t_k^0 - \Delta t_k(\sigma_k), f_{k+1}(S_k)) \right].$$

На последнем шаге оптимальное управление определяется функцией Беллмана, в соответствии с которой

$$f_5(S_5) = \min_{0 \leq \sigma_5 \leq \sigma} (t_5^0 - \Delta t_5(\sigma_5)), \Delta t_5 \geq 0, \sigma_5 \in Y.$$

Дальнейшие вычисления производятся согласно рекуррентному соотношению, связывающему функцию Беллмана на каждом шаге с этой же функцией, но вычисленной на предыдущем:

$$f_4(S_4) = \min_{0 \leq \sigma_4 \leq \sigma} \left[ \max (t_4^0 - \Delta t_4(\sigma_4), f_5(S_4)) \right],$$

$$\Delta t_4 \geq 0, \sigma_4 \in Y;$$

$$f_3(S_3) = \min_{0 \leq \sigma_3 \leq \sigma} \left[ \max (t_3^0 - \Delta t_3(\sigma_3), f_4(S_3)) \right],$$

$$\Delta t_3 \geq 0, \sigma_3 \in Y;$$

$$f_2(S_2) = \min_{0 \leq \sigma_2 \leq \sigma} \left[ \max (t_2^0 - \Delta t_2(\sigma_2), f_3(S_2)) \right],$$

$$\Delta t_2 \geq 0, \sigma_2 \in Y;$$

$$f_1(S_1) = \min_{0 \leq \sigma_1 \leq \sigma} \left[ \max (t_1^0 - \Delta t_1(\sigma_1), f_2(S_1)) \right],$$

$$\Delta t_1 \geq 0, \sigma_1 \in Y.$$

После того как функция Беллмана и соответствующие оптимальные управления найдены для всех шагов с пятого по первый, осуществляется второй этап решения задачи, называемый безусловной оптимизацией и проводимый в обратном порядке, т. е. от  $f_1$  к  $f_N$ . Пользуясь тем, что на первом шаге состояние системы известно — это ее начальное состояние  $S_0$ , можно найти оптимальный результат за все 5 шагов и оптимальное управление на первом шаге, которое этот результат доставляет. После применения этого управления система перейдет в другое состояние, зная которое, можно, пользуясь результатами условной оптимизации, найти оптимальное управление на втором шаге, и так далее до последнего пятого шага.

Таким образом определяется оптимальное управление для обеспечения максимального значения критерия минимизации времени ограничивающей операции. В данном случае это приведет к сокращению длительности всего технологического цикла.

### Заключение

Использование ТОС Э. М. Голдратта [8] на базе парадигмы «Throughput (T), Inventory (I), Operating Expenses (OE)», а также известной методики управления ограничениями DBR при анализе производительности процесса монтажа печатных плат дало возможность выявить «узкое место» и определить предел результативности системы и направления последующей оптимизации производственных процессов.

Формализация производственных процессов для повышения эффективности деятельности предприятия на примере контрактного производства электроники позволила найти оптимальный вариант распределения ресурсов и внедрения технологических инноваций. Оптимизация производственных операций, имеющих наибольшее время выполнения операции ( $t_{i \max}$ ), стало возможным благодаря применению процессного подхода и теории ограничений. Так, для операции установки чип-компонентов оказалось целесообразным включение в линию дополнительных автоматических установщиков.

Созданная новая конфигурация технологической линии и выполненная оптимизация распре-

деления функций между установщиками позволили сократить время установки компонентов на печатную плату и существенно увеличить производительность всего процесса.

### Литература

1. Коршунов Г. И. Процессы устойчивого развития контрактного производства электроники в условиях закрытых и открытых инноваций // Научно-технические ведомости. 2011. № 3(121). С. 167–174.
2. Фатхутдинов Р. А. Производственный менеджмент. 4-е изд. — СПб.: Питер, 2003. — 491 с.
3. Элияху М. Голдратт, Джефф Кокс. Цель. Процесс непрерывного совершенствования. — Минск: Попурри, 2009. — 496 с.
4. Детмер У. Теория ограничений Голдратта. Системный подход к непрерывному совершенствованию. — М.: Альпина Паблишер, 2010. — 448 с.
5. IPC-A-610C Стандарт по монтажу РЭА. Допустимые (и не допустимые) дефекты и отклонения. — Нортбрук: IPC, 2000. — 372 с.
6. IPC 9850 Оценка характеристик оборудования для установки компонентов поверхностного монтажа. — Баннокберн: IPC, 2002. — 45 с.
7. Беллман Р. Динамическое программирование. — М.: Изд-во иностранной литературы, 1960. — 400 с.
8. Технологии ООО «ПАНТЕС груп». <http://www.pantes.ru> (дата обращения: 01.04.2013).

УДК 004.942, 519.876.2

# ИНФОРМАЦИОННО-АНАЛИТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ТОПЛИВОСНАБЖЕНИЕМ РЕГИОНА АЛЬТЕРНАТИВНЫМИ ВИДАМИ ТОПЛИВА

**И. Г. Русяк,**

доктор техн. наук, профессор

**Е. В. Касаткина,**

канд. физ.-мат. наук, доцент

**А. С. Сайранов,**

аспирант

Ижевский государственный технический университет им. М. Т. Калашникова

Приводятся описание и структура информационно-аналитической системы управления, разработанной и используемой при переводе системы топливоснабжения региона на альтернативные виды топлива. Сформирована информационная модель, состоящая из взаимосвязанных блоков данных об объектах логистической системы топливоснабжения. В аналитической подсистеме реализован математический аппарат логистического управления и оценки рисков функционирования системы топливоснабжения. Информация о состоянии системы и результатах оптимального управления предоставляется с использованием геоинформационной подсистемы.

**Ключевые слова** — информационная модель, геоинформационная модель, аналитическая подсистема, логистическое управление, альтернативная энергетика.

## Введение

В целях модернизации, технологического развития и повышения конкурентоспособности российской экономики определены восемь приоритетных направлений развития науки, технологии и техники [1]. Разработка концепции перевода системы топливоснабжения (СТС) на альтернативные, возобновляемые энергоресурсы охватывает такие вопросы, как энергоэффективность, энергосбережение и ядерная энергетика; рациональное природопользование; информационно-телекоммуникационные системы.

Одним из перспективных направлений развития альтернативной энергетики России является использование местных, возобновляемых энергоресурсов, таких как древесная щепа, пеллеты и брикеты. Анализ целесообразности использования данных видов топлива, проведенный на примере топливно-энергетического комплекса Удмуртской Республики [2], показал, что потенциал местных возобновляемых видов топлива достаточен для удовлетворения потребностей распределенной системы теплоснабжения региона.

Логистическая схема производства древесных видов топлива состоит из четырех уровней. Первый уровень составляют зоны лесовырубки. Здесь образуется древесное сырье, которое затем свозится на пункты накопления сырья (ПНС) — второй уровень, где подвергается первичной обработке. Основные технологические операции, связанные с производством щепы, осуществляются на третьем уровне — пунктах производства топлива, на которых первично переработанное древесное сырье сортируется, измельчается, проходит термическую обработку и упаковывается. Далее готовое топливо доставляется на теплоисточники региона — четвертый уровень логистической системы.

Информационно-аналитические системы (ИАС) как особый класс информационных систем, предназначенных для аналитической обработки больших объемов данных [3], в настоящее время являются наиболее востребованными на рынке программного обеспечения, что связано с глобальным процессом автоматизации информационной деятельности целевых отраслей. В целях информационной поддержки проекта перевода региональных СТС на возобновляемые энергоре-

сурса разработана ИАС управления топливоснабжением.

Представляемая ИАС позволяет оценить технологические, экономические, организационные и информационные аспекты состояния СТС и предложить оптимальный режим ее функционирования, обеспечивающий максимальный уровень обслуживания при минимальных затратах. К основным функциям ИАС относятся:

- 1) сбор и анализ первичной информации об объектах логистической системы;
- 2) оптимальное управление параметрами СТС;
- 3) анализ технических и эксплуатационных рисков функционирования СТС;
- 4) решение логистической задачи топливоснабжения, включающее в себя построение схемы размещения предприятий по производству древесных видов топлива, определение их производительности, маршрутов перевозки, объемов и периодичности поставок древесного сырья и топлива между различными уровнями логистической системы;
- 5) экономический анализ функционирования СТС региона альтернативными видами топлива;
- 6) представление результатов в виде графиков, таблиц, картограмм с использованием геоинформационной подсистемы.

Структура ИАС управления топливоснабжением включает в себя три основных блока (рис. 1).

Данные, поступающие с объектов системы топливоснабжения, собираются и анализируются



■ Рис. 1. Структура информационно-аналитической системы

в информационной подсистеме, на их основании в аналитической подсистеме решаются задачи логистики. Результаты работы информационной и аналитической подсистем интегрируются в состав геоинформационной подсистемы представления результатов.

### Информационная подсистема

Целью создания информационной подсистемы является сбор и хранение информации об объектах логистической СТС. По каждому объекту приводятся технические, экономические и географические характеристики, необходимые для построения оптимального управления системой в целом. Кроме того, информационная модель содержит базу данных (БД) объектов инфраструктуры региона, в которой хранится информация о населенных пунктах, связывающих их дорогах с указанием основных характеристик (например, протяженность, тип дорожного покрытия и т. д.).

Информационная модель ИАС управления топливоснабжением состоит из взаимосвязанных блоков данных, представляющих собой таблицы, разработанные по принципам нормализации данных. Структура информационной модели СТС представлена на рис. 2.

Добавление новых данных в информационную модель, редактирование существующих, а также настройка отображения информации для решения конкретных задач осуществляются с использованием языка SQL запросов.

При работе с БД программный комплекс предусматривает возможность настройки отображения информации исходя из решаемых задач. Например, при работе с таблицей «Теплоисточники» можно отобразить котельные в определенном районе или населенном пункте; котельные, потребляющие определенный вид топлива. На полученные данные можно наложить ограничения по любому полю таблицы. Для удобства работы с БД предусмотрена возможность сортировки отображаемой информации по одному или нескольким полям таблицы. Пример работы с БД представлен на рис. 3.

Таким образом, разработанное приложение для управления БД объединяет разнородную информацию о технических и экономических показателях объектов СТС и инфраструктуры региона, районов и населенных пунктов республики в единую структуру. Возможности программы позволяют комплексно оценить состояние СТС каждого населенного пункта, района, республики или всего региона в целом.

Для оперативного отслеживания и корректировки важных параметров объектов теплоснаб-

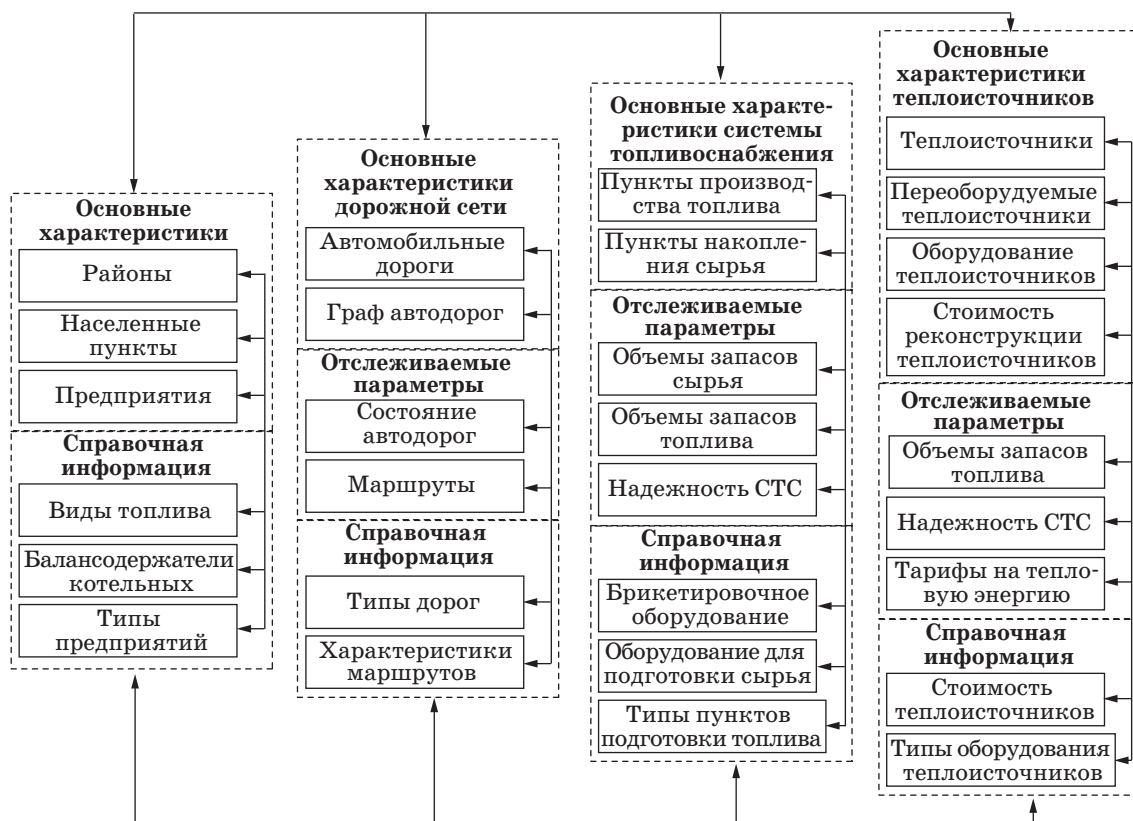


Рис. 2. Структура информационной модели СТС

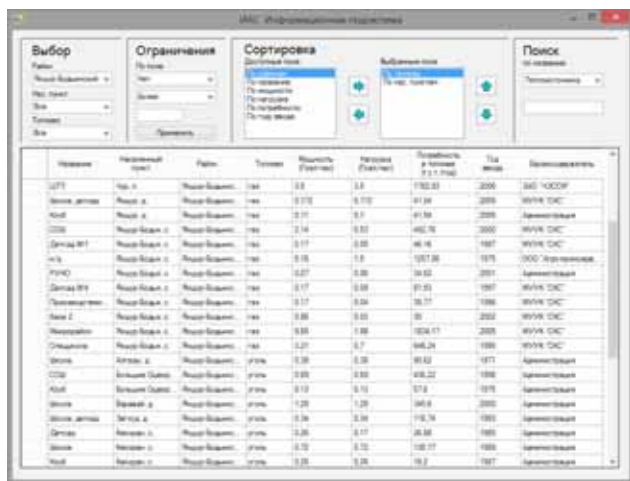


Рис. 3. Отображение информации о теплоисточниках



Рис. 4. Схема организации мониторинга СТС региона

жения и состояния теплоисточников реализован мониторинг объектов СТС, который представляет собой отдельный модуль программного комплекса, отвечающий за сбор, хранение и анализ информации, поступающей с объектов СТС. Мониторинг предусматривает возможность отображения параметров СТС региона и анализ ее элементов как в районах, так и по всей республике

в целом. Схема организации мониторинга СТС региона представлена на рис. 4.

Сбор исходной информации должен осуществляться либо местными районными организациями теплоснабжения, либо на каждой котельной специально назначенным оператором. Собранная информация передается в централизованную организацию, ответственную за мониторинг, где

проходит первичную обработку и передается в централизованную БД. На основе информации, хранящейся в БД, проводятся анализ надежности объектов топливоснабжения, оценка рисков функционирования системы, также оценивается состояние инфраструктуры региона и проводится расчет себестоимости производства тепловой энергии для каждого теплоисточника. В результате заинтересованные министерства и ведомства имеют доступ к оперативным данным о функционировании региональной СТС, на основании которых они могут принимать решения, связанные с управлением топливно-энергетическим комплексом региона.

### Аналитическая подсистема

В ИАС реализованы модели логистического управления, включающие математические постановки задачи маршрутизации, кластерного анализа, задачи оптимального распределения ресурсов и управления запасами в системе [4].

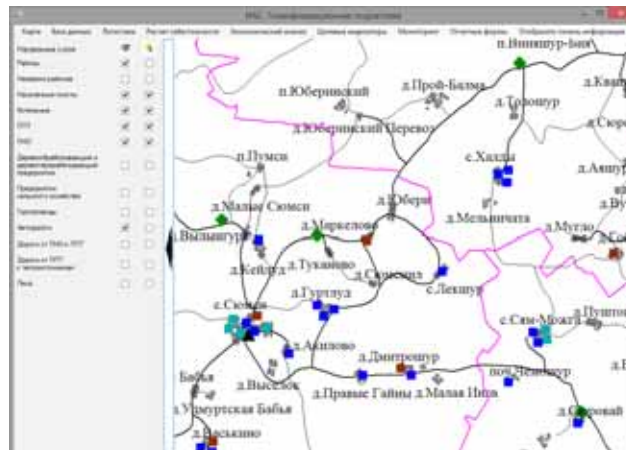
Для управления СТС в ИАС используются гибридные алгоритмы оптимизации, основанные на комплексной работе классических и эвристических методов оптимизации, позволяющие получить оптимальное решение задачи с достаточно высокой точностью при небольших временных затратах [5].

Для анализа состояния объектов СТС реализованы методы обработки результатов мониторинга и методика оценки рисков функционирования СТС, предоставляющие пользователю спектр характеристик каждого объекта или сравнительную информацию о значении какого-либо показателя по всем объектам мониторинга [6].

### Геоинформационная подсистема

Представление информации об объектах СТС, хранящейся в БД, а также результатов управления топливоснабжением региона, полученных аналитической подсистемой, реализовано в форме геоинформационной подсистемы. Геоинформационная модель отображает пространственную и атрибутивную информацию об объектах территории и результатах решения поставленных задач в форме интерактивного графического интерфейса, основой которого является электронная карта.

Электронная карта представляет собой топологическую основу, на которую нанесены объекты инфраструктуры и элементы СТС региона. Для удобства работы с картой все графические объекты разделены по тематическим слоям. Можно настроить показ каждого слоя в окне кар-



■ Рис. 5. Отображение слоев на электронной карте в соответствии с настройками, выбранными в окне работы со слоями

ты, а также выделение элементов данного слоя. Это позволяет гибко настраивать отображение карты (рис. 5) для решения различных задач и не загромождать ее лишней информацией.

В ИАС возможен просмотр информации по различным объектам, нанесенным на электронную карту. При выборе интересующей пиктограммы на панели информации в окне программного комплекса отображаются основные характеристики данного объекта, хранящиеся в БД.

Например, указав на электронной карте на изображение населенного пункта, можно получить информацию о его месторасположении, количестве теплоисточников, их мощности и потребности в различных видах топлива. Пример отображения информации о населенном пункте представлен на рис. 6.

Одной из основных целей создания ИАС является решение задачи логистики топливоснаб-



■ Рис. 6. Отображение информации о населенном пункте

жения региона. Задача логистики включает в себя определение количества и мест расположения пунктов накопления сырья и пунктов подготовки топлива, определение маршрутов доставки и объемов перевозки сырья и топлива, а также их периодичность, организацию работы склада теплоисточника и пункта производства топлива.

На основании данных о зонах лесовырубки программный комплекс определяет количество и места расположения пунктов накопления сырья исходя из минимизации затрат на транспортировку сырья. Аналогичным образом определяются количество и места расположения пунктов производства топлива с учетом расположения теплоисточников и их потребностей в топливе. На основании полученных данных определяются оптимальные маршруты перевозки древесного сырья и топлива.

## Литература

1. Указ Президента Российской Федерации от 7 июля 2011 № 899. Приоритетные направления. <http://graph.document.kremlin.ru/page.aspx?1;1563800> (дата обращения: 31.03.2013).
2. Преснухин В. К. и др. Концепция Республиканской целевой программы «Снабжение отдаленных населенных пунктов Удмуртской Республики местными видами топлива, альтернативными природному газу». — Ижевск: ИжГТУ, 2009. — 264 с.
3. Цветков В. Я. Геоинформационные системы и технологии. — М.: Финансы и статистика, 1998. — 288 с.
4. Кетова К. В., Трушкова Е. В. Решение логистической задачи топливоснабжения распределенной ре-

## Заключение

Информационно-аналитическая система предоставляет пользователю широкий спектр возможностей для анализа состояния СТС. Настройка параметров расчетов и отображения информации позволяют гибко регулировать систему под решение конкретных задач.

В настоящее время ИАС является информационной базой и программным инструментарием, обеспечивающим устойчивое функционирование СТС регионального распределенного теплоснабжения.

Работа выполнялась в рамках государственного контракта № МТЭС/Р-09 «Концепции Республиканской целевой программы «Снабжение населения, объектов социально-бытовой сферы в отдаленных населенных пунктах Удмуртской Республики местными видами топлива, альтернативными природному газу» [2].

гиональной системы теплоснабжения // Компьютерные исследования и моделирование. 2012. № 2. С. 451–470.

5. Трушкова Е. В. Опыт применения генетического алгоритма для оптимизации системы топливоснабжения // Математическое моделирование. 2013. № 1. С. 99–112.
6. Сайранов А. С. и др. Методика расчета надежности региональной распределенной системы теплоснабжения // Вестник Ижевского государственного технического университета. 2009. № 4. С. 169–172.



УДК 004.4

## МАТРИЧНОЕ УМНОЖЕНИЕ НАД ПОЛЕМ $GF(2)$ В ЗАЩИТЕ БЕСПРОВОДНЫХ КАНАЛОВ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИМИ КОМПЛЕКСАМИ

**В. В. Скуратов,**

начальник военной кафедры

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассмотрены особенности применения метода логических преобразований, основанного на матричном умножении в поле  $GF(2)$ , для защиты беспроводных каналов систем управления робототехническими комплексами от помех, перехвата и искажения информации. Показано, что реализация данного метода не требует перестройки оборудования и программного обеспечения, хорошо согласуется с кодированием и декодированием сообщений, обеспечивает обнаружение и исправление ошибок, возникающих в канале связи, а также решение задач распределенного доступа.

**Ключевые слова** — преобразование информационных потоков, матричное умножение в поле  $GF(2)$ , построение матриц над полем  $GF(2)$ .

В настоящее время для решения задач мониторинга территорий и объектов все чаще находят применение автономные роботы и робототехнические комплексы, оснащенные различными датчиками, средствами наблюдения, навигации, связи и вооружением. Для управления роботами, обеспечения взаимодействия их между собой, а также обмена разнородной информацией с пунктом управления используются каналы радиосвязи. Радиоканал является наиболее уязвимым элементом робототехнического комплекса. Действия возможного нарушителя, направленные на создание различного рода помех, получение доступа к информации обмена или к контуру управления создадут условия, при которых выполнение возложенных на комплекс задач станет трудновыполнимым или невозможным [1].

Для предупреждения подобных нарушений необходимы универсальные, эффективные и в то же время экономичные аппаратные и программные средства преобразования информационных потоков, обеспечивающие достоверность, целостность, скрытность и высокую скорость обмена информацией.

Реализуемые методы преобразования информации должны быть универсальны и обеспечивать функционирование системы при формировании и передаче команд управления подвижными объектами, телеметрической и другой по-

лезной информации, поступающей от объекта управления, в том числе речевой, телекодированной, текстовой, аудио- и видеоизображений без потери в скорости обработки и передачи данных [2, 3].

Существующие сегодня средства защиты каналов обмена характеризуются использованием значительных вычислительных ресурсов, что существенно снижает скорость обмена данными в системе управления. Реализация средств защиты программными и аппаратными средствами требует значительных затрат на создание спецпроцессоров и увеличения массогабаритных характеристик.

В качестве одного из методов, удовлетворяющих перечисленным выше требованиям, целесообразно использовать метод преобразования информационных потоков, основанный на матричном умножении в поле  $GF(2)$ . Реализация данного преобразования не требует перестройки оборудования и программного обеспечения, хорошо согласуется с кодированием и декодированием сообщений, обеспечивает обнаружение и исправление ошибок, возникающих в канале связи, а также решение задач распределенного доступа [1].

Рассмотрим матрицы размера  $(n, n)$  с элементами  $\{0, 1\}$ . Число таких матриц равно  $2^{n^2}$ . Исключим из множества этих матриц все матрицы с определителем, равным 0 (в поле Галуа  $GF(2)$ ). Результат перемножения произвольных матриц

размера  $(n, n)$  с определителем, равным 1, является матрица с определителем, равным 1, т. е. множество таких матриц замкнуто относительно операции умножения в поле GF(2) [4].

Для построения матриц над полем GF(2) произвольных размеров предложен алгоритм, который позволяет по матрице размера  $(n, n)$  строить матрицу размера  $(n + 1, n + 1)$ , и на основании этого алгоритма показано, что число матриц размера  $(n, n)$  с определителем, равным 1, можно найти по формуле

$$N = (2^n - 1)(2^{n-1} - 1) \dots 3 \cdot 2^{n(n-1)/2}. \quad (1)$$

Для удобства будем пользоваться нижней оценкой количества матриц в виде степени числа 2. Эту оценку количества матриц размера  $(n, n)$  с определителем, равным 1, можно получить следующим образом.

Рассмотрим произведение  $P = (2^n - 1)(2^{n-1} - 1) \dots (2^2 - 1)$ .

Перемножим в общем виде члены этого произведения и оставим только первые три старших члена. Если обозначить через  $R = n + (n - 1) + (n - 2) + \dots + 3 + 2 = (n^2 + n - 2)/2$ , то первые три старших члена будут иметь вид  $2^R - 2^{R-2} - 2^{R-3} \dots$ . Последующие члены будут иметь знаки как «+», так и «-», но их степени будут убывать, поэтому  $P$  будет находиться в пределах  $2^R > (2^n - 1)(2^{n-1} - 1) \dots (2^2 - 1) > 2^{R-1}$ .

За нижнюю оценку можно принять  $2^{R-1}$ . Тогда нижняя оценка числа матриц размера  $(n, n)$  с определителем, равным 1, будет определяться по условию  $N > 2^{n^2-2}$ .

Полученный результат позволяет легко оценить сложность алгоритма подбора матрицы, а следовательно, и качество кодирования информации.

Для размера матриц  $(20, 20)$  нижняя оценка дает  $2^{398}$ . Используя очевидную оценку  $2^{10} > 10^3$ , получаем, что число матриц размера  $(20, 20)$  с определителем, равным 1, превышает величину  $2,5 \cdot 10^{119}$ .

Кодирование и декодирование информации с использованием матриц с определителем 1 в поле GF(2) может выполняться различными способами.

Во-первых, путем умножения матрицы  $M$  слева на столбец, составленный из фрагментов сообщения, т. е.  $M \times Q = L$ , где  $Q$  — исходное сообщение,  $L$  — закодированное сообщение. Декодирование сообщения может выполняться путем умножения  $L$  слева на матрицу  $M^{-1}$ , действительно:  $M^{-1} \times L = M^{-1} \times M \times Q = Q$ .

При другом способе кодированное сообщение  $L$  нужно транспонировать (из столбца превратить в строку) и умножить справа на матрицу, обратную к транспонированной матрице  $M$ . Действи-

тельно, так как  $(M \times Q)^T = L^T = Q^T \times M^T$ , то  $Q^T = L^T(M^T)^{-1}$ .

Оба способа кодирования информации являются эквивалентными по сложности, но могут комбинироваться в целях увеличения достоверности полученной информации.

Еще одно важное свойство метода кодирования с использованием матриц в поле Галуа состоит в том, что после кодирования любой последовательности символов результат выглядит как случайная последовательность.

Пусть имеется последовательность из 1 и 0 со смещенной вероятностью единиц и нулей и пусть вероятность появления 1 в этой последовательности равна  $p$ , а нуля, соответственно,  $1 - p$ . Выберем произвольную пару символов этой последовательности и сложим их по mod2. Вероятность появления 1 в результирующей последовательности будет равна  $P(1) = 2p(1 - p)$ , а нуля, соответственно,  $1 - 2p(1 - p)$ . Возьмем теперь три произвольных бита последовательности и сложим их по mod2. Тогда вероятность появления 1 в результирующей последовательности будет равна  $3p(1 - p)^2 + p^3$ . Применяя данный подход, построим таблицу оценки матриц в поле GF(2).

Формула, приведенная в таблице, использует свойство функции сложения по mod2  $n$  аргументов. Функция равна 1 на тех наборах в ее таблице истинности, в которых число аргументов, прини-

■ Оценка матриц в поле GF(2)

$n$	$P(1)$	$P(1)$ при $p = 0,9$	Модуль разности $P(1) - 0,5$
1	$p$	0,9	0,4
2	$2p(p - 1)$	0,18	0,32
3	$3p(1 - p)^2 + p^3$	0,756	0,256
4	$4p(1 - p)^3 + 4p^3(1 - p)$	0,2952	0,2048
5	$5p(1 - p)^4 + 10p^3(1 - p)^2 + p^5$	0,66384	0,16384
6	$6p(1 - p)^5 + 20p^3(1 - p)^3 + 6p^5(1 - p)$	0,368928	0,131072
7	$7p(1 - p)^6 + 35p^3(1 - p)^4 + 21p^5(1 - p)^2 + p^7$	0,60485193	0,10485193
8	$8p(1 - p)^7 + 56p^3(1 - p)^5 + 56p^5(1 - p)^3 + 8p^7(1 - p)$	0,41611392	0,08388608
9	$9p(1 - p)^8 + 84p^3(1 - p)^6 + 9 + 126p^5(1 - p)^4 + 36p^7(1 - p)^2 + p^9$	0,567108864	0,067108864
$n$	$P(1) = \sum_{k=0}^s C_n^{2k=1} p^{2k+1} \times (1 - p)^{n-(2k+1)},$		
	где $s = \left\lfloor \frac{n-1}{2} \right\rfloor$ ; $[x]$ — округление до целого в меньшую сторону		

мающих значение 1, нечетно, и 0 на всех остальных наборах.

Выведенная формула будет использована для оценки характеристик построенных матриц с определителем 1 в поле GF(2).

Правый столбец таблицы показывает, что даже при большой асимметрии последовательности ( $p = 0,9$ ) после девятикратного сложения битов по mod2 результирующая последовательность становится практически квазислучайной ( $P(1) и P(0) \approx 0,5$ ).

Произведена оценка скорости кодирования/декодирования с помощью матриц над полем GF(2) и дана оценка качества этого метода.

Пусть длина сообщения в битах равна  $L = kn$ , где  $k$  — размер блока в битах;  $(n, n)$  — размер матрицы кодирования или декодирования.

Эксперименты с построением матриц с хорошими кодирующими свойствами показали, что в таких матрицах число единиц в каждой строке примерно равно числу нулей, т. е.  $\approx n/2$ . Тогда число операций сложения по mod2 блоков равно  $\frac{i^2}{2}$ . Число операций на 1 бит сообщения

$$\text{равно } \frac{\frac{n^2}{2}}{kn} = \frac{n^2}{2kn} = \frac{n}{2k}.$$

Таким образом, чем меньше размер матрицы  $n$  и больше размер блока кодируемого сообщения, тем меньше приходится простых операций на бит информации. При размере матрицы (20, 20) и  $k = 5$  число операций на бит равно 2. При размере матрицы (128, 128) и  $k = 16$  число операций на бит равно 16. Однако при увеличении размера матриц должна увеличиваться надежность кодирования.

При использовании для шифрования матриц, которые порождают циклические группы больших порядков, возможно решать задачи адресной передачи сообщений, когда передаваемое сообщение может быть декодировано только конкретным адресатом. Такая ситуация возникает при управлении большим количеством автономных объектов.

Рассмотрим ситуацию, когда из единого центра нужно передавать сообщения разным абонентам, причем так, что если сообщение адресовано клиенту с номером  $i$ , то клиент с номером  $j$  ( $i \neq j$ ) не смог бы прочитать это сообщение [5]. Пусть имеется  $k$  адресатов.

Порядок циклической группы, порождаемой матрицей  $M$ , пусть равен  $s$ . Пусть  $s$  — евклидово число, т. е. число, каноническая форма которого имеет вид  $s = p_1 p_2 p_3 \dots p_k$ . Снабдим  $i$ -го адресата матрицей вида  $M^{p_1 p_2 p_3 \dots p_k - p_i}$ . Для передачи  $T$   $i$ -му адресату сообщения кодирование его осуществим путем умножения слева на матрицу  $M^{p_i}$ . Таким образом декодируя полученное сообщение,  $i$ -й адресат точно восстановит его, умно-

жив слева закодированное сообщение на матрицу  $M^{p_1 p_2 p_3 \dots p_k - p_i}$ .

Ни один из других адресатов не сможет правильно декодировать передаваемое сообщение. Пусть, например,  $j$ -й адресат попытается декодировать это сообщение. Он умножит закодированное сообщение слева на матрицу  $M^{p_1 p_2 p_3 \dots p_k - p_j}$ , в результате чего получит  $M^{p_1 p_2 p_3 \dots p_k - p_j} \times M^{p_i} \times T$ , т. е. бессмысленный набор символов. Однако он может попытаться проделать умножение с помощью матрицы, которой владеет, несколько раз в надежде на каком-то шаге вскрыть сообщение. Но это не произойдет, так как необходимо, чтобы на шаге  $t$  выполнилось сравнение  $(p_1 p_2 p_3 \dots p_k - p_j)^t \equiv p_i \pmod{(p_1 p_2 p_3 \dots p_k)}$ . Но это сравнение не имеет решения, поскольку в правой части стоит член, который не является взаимно простым с модулем  $p_1 p_2 p_3 \dots p_k$  [4, 5].

Таким образом, использование методов матричного умножения над полем GF(2) представляется вполне эффективным при решении задач преобразования информационных потоков, выявлении и устранении ошибок распределенного доступа. Данные методы обладают высокой скоростью кодирования информации, относительно простой реализуемостью программно-аппаратными средствами.

## Литература

1. Скуратов В. В. Использование логических преобразований для защиты информационных потоков в робототехнических комплексах, осуществляющих мониторинг состояния окружающей среды и территорий // Актуальные вопросы разработки и внедрения информационных технологий двойного применения: тез. докл. VI Всерос. науч.-практ. конф., 12–14 октября 2005 г., Ярославль, 2005. С. 102–104.
2. Бубликов А. Б., Ерош И. Л., Сергеев М. Б. Особенности использования булевых функций для организации криптографических преобразований потоковой информации // Информационно-управляющие системы. 2003. № 6. С. 54–57.
3. Балонин Ю. Н., Востриков А. А., Сергеев М. В. О прикладных аспектах применения M-матриц // Информационно-управляющие системы. 2012. № 1. С. 92–93.
4. Ерош И. Л., Скуратов В. В. Адресная передача сообщений с использованием матриц над полем GF(2) // Проблемы информационной безопасности. 2004. № 1. С. 72–78.
5. Скуратов В. В. Защищенные пароли // Искусственный интеллект. Интеллектуальные и многопроцессорные системы-2004: материалы Междунар. науч. конф. / ТРТУ. Таганрог, 2004. Т. 1. С. 350–353.

УДК 303.723: 004.9

# ПРИМЕНЕНИЕ РАНГОВОГО КОРРЕЛЯЦИОННОГО АНАЛИЗА ДЛЯ СТАТИСТИЧЕСКОГО ОБОСНОВАНИЯ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПОКАЗАТЕЛЕЙ УСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ

**А. А. Соколов,**

канд. техн. наук, доцент

Северо-Кавказский горно-металлургический институт

(государственный технологический университет), г. Владикавказ

Представлены результаты исследований по разработке новой информационной системы анализа, управления и принятия решений на основе введения дополнительных блоков в структуру организации. Приводятся табличные данные по результатам сравнения характеристик эффективности созданной системы с существующими аналогами. Предложен метод для расчета надежности устойчивости техногенных систем с привлечением экспертной оценки факторов, влияющих на устойчивость системы.

**Ключевые слова** — корреляционный анализ, коэффициент, ранг показателя, устойчивость, информационная система, критерий.

## Введение

Существующие в настоящее время информационные системы (ИС) недостаточно эффективны для проведения анализа, обработки информации и поддержки принятия решений при управлении техногенными системами (ТС), поскольку имеют недостатки в плане структурных особенностей, возможностей и технических составляющих в подходе к управлению и принятию решений в ТС. Так, в структуре известных ИС [1–5] отсутствует подсистема принятия решений с блоками моделирования, прогнозирования и принятия решений по техногенным рискам, что затрудняет использование ИС как системы принятия решений для управления ТС. Также возможностям информационных технологий (ИТ) на предмет выявления техногенных рисков в промышленности уделено недостаточное внимание, хотя, как отмечено в работе [6], эта проблема выдвигается на первые места при проведении исследования ТС и является критерием, определяющим ее устойчивость. Игнорирование расчетов техногенных рисков, к сожалению, подтверждено практически крупными техногенными авариями, которые произошли в конце XX (Чернобыльская АЭС) и в начале XXI (Саяно-Шушенская ГЭС) века.

Кроме этого, применяемые сегодня ИС требуют выделения значительных средств на разработку и имеют определенную сложность послойной организации [4, 5]. В частности, подсистема прогнозов в структурах существующих ИС не содержит блока постояннодействующих моделей техногенных рисков, хотя сами риски упоминаются при построении системы прогнозов.

## Сравнительный анализ характеристик системы и ее ближайших аналогов

В процессе исследований существующих в настоящее время ИС для анализа ТС были выявлены недостатки по возможностям моделирования и критерии, по которым может оцениваться устойчивость ТС к техногенным загрязнениям. Для их устранения были определены направления для инновационных разработок и предложена новая структура системы анализа, управления и принятия решений (рис. 1), содержащая дополнительные блоки моделирования и поддержки принятия решений. В ходе анализа предложенной ИС и ее аналогов применялась экспертная оценка организационно-технического уровня анализируемых ИС, отдельных их подсистем и принимаемых решений по анализу и управле-



■ **Рис. 1.** Блок-схема системы анализа, управления и принятия решений

нию, а также комплексная оценка системы управления, основанная на использовании количественно-качественного подхода, позволяющего оценивать эффективность управления по значительной совокупности факторов. В экспертную группу вошли 10 сотрудников, имеющих степень доктора наук по исследуемой проблеме, из двух научных центров — Международного биотехнологического центра Московского государственного университета им. М. В. Ломоносова и Международного инновационного научно-технологического центра «Устойчивое развитие горных территорий» Северо-Кавказского горно-металлургического института (государственного технологического университета).

Таким образом, в настоящей работе экспертная оценка использована как составной элемент комплексной оценки эффективности ИС, включающей все перечисленные подходы как к отдельным подсистемам, так и к системе в целом.

Результаты экспертных оценок эффективности ИС по пятибалльной шкале для предлагаемого варианта и максимальные оценки различных аналогов приведены в табл. 1.

Учитывая, что устойчивость ТС во многом определяет эффективность ее функционирования, в работе был использован один из распространенных методов — полуколичественное прогнозирование. Под термином «устойчивость» в настоящей работе понимается способность ТС сохранять динамическое равновесие, компенсируя воздействия возмущений, вызванных как внешними, так и внутренними факторами, при этом внутренняя цель самой ТС — эффективное функционирование и развитие. Здесь следует учитывать, что преимущества балльного метода, заключающиеся в возможности формального сравнения и суммирования разнородных факторов при относительной простоте расчета и использовании широкого спектра информативных источников, обычно снижаются за счет субъективности в оценке «весовых» соотношений факторов. Для усовер-

■ **Таблица 1.** Оценка нормативных характеристик эффективности ИС

№ п/п	Характеристики эффективности ИС	Максимальные показатели конкурентных ИС	Показатели разработанной ИС
1	Надежность	++++	+++++
2	Адаптивность	+++	++++
3	Гибкость	++	++++
4	Экономичность	++++	+++++
5	Оперативность	++++	+++++
6	Производительность	++++	+++++
7	Увеличение прибыли	+++	+++++
8	Снижение себестоимости	++++	++++
9	Сроки внедрения	+++++	+++++
10	Уровень централизации функций управления	++	++++
11	Уровень специализации и функциональной замкнутости подсистем	+++	+++++
12	Звеньность системы управления	++++	+++++

шенствования метода предлагается применять ранговый корреляционный анализ для статистического обоснования весовых коэффициентов.

### Описание метода

Метод расчета нарушения устойчивости с использованием рангового корреляционного анализа включает 4 этапа:

1) оценку проявлений процесса на территории ТС в пределах некоторых территориально-географических участков системы (в ранжированных показателях техногенности, интенсивности загрязнений и др.);

2) оценку факторов развития техногенных процессов с выбором значимых показателей и их ранжированием в пределах тех же выделов;

3) определение индивидуальных значений коэффициентов корреляции показателей факторов и показателей развития процесса; установление «веса» 1 балла показателя каждого фактора, равного квадрату коэффициента корреляции (коэффициенту детерминации);

4) расчет потенциальной опасности путем суммирования «взвешенных» показателей факторов — произведений балльных величин (рангов) показателей и коэффициентов детерминации.

Критический анализ как общих зависимостей, так и данных о местных условиях позволил сделать выбор значимых показателей факторов нарушения устойчивости системы [7–9] с учетом техногенных рисков и их градаций с определенным баллом. Ранговая корреляция рассчитывается

■ **Таблица 2.** Ранжирование показателей для анализа устойчивости ТС по коэффициенту Спирмена

Ранги, влияющие на устойчивость	Оценки рангов						
	1	2	3	4	5	...	11
Ранг показателя загрязнения ТС твердыми и жидкими выбросами	4	3	6	9	7	...	2
Ранг показателя наличия техногенных рисков на территории ТС	4	2	8	11	5	...	1
$D$	0	1	-2	-2	2	...	1
$D^2$	0	1	4	4	4	...	1

для пяти факторов (специфика техногенности промышленного объекта, виды техногенных выбросов, фоновое накопление выбросов, рельеф, почвенно-растительный покров), выраженных в шести показателях (коэффициент фильтрации, слой стока талых вод, гидравлический уклон, роза ветров, тип грунта, почвенно-растительная ассоциация).

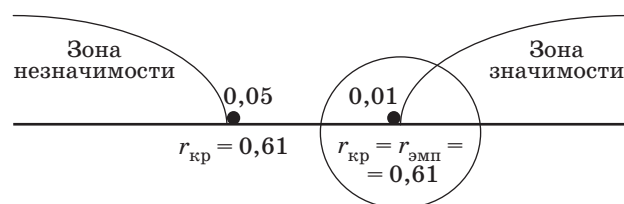
Ранговый коэффициент линейной корреляции Спирмена подсчитывается по формуле

$$\rho_{\tilde{N}} = 1 - \frac{6 \times \sum(D^2)}{n \times (n^2 - 1)},$$

где  $n$  — количество ранжируемых признаков (показателей, испытуемых);  $D$  — разность между рангами по двум переменным для каждого испытуемого;  $D^2$  — сумма квадратов разностей рангов. Для определения устойчивости системы в целом были проранжированы показатели загрязнения ТС твердыми и жидкими веществами и наличие техногенных рисков на территории подсистем участков ТС (табл. 2).

Далее была построена «ось значимости» (рис. 2), из которой видно, что рассчитанный по формуле коэффициент корреляции Спирмена совпал с критическим для уровня значимости 1 %.

Следовательно, по расположению данных на «оси значимости» можно утверждать, что показатель наличия техногенных рисков на территории ТС и показатель загрязнений твердыми и жидкими выбросами связаны положительной корреляционной зависимостью. Чем выше показатель за-



■ **Рис. 2.** Ось «значимости» для коэффициента корреляции

грязнения твердыми и жидкими выбросами, тем более увеличиваются техногенные риски на территории ТС и нарушается устойчивость системы.

### Заключение

На основании вышеизложенного можно сделать вывод, что разработанный метод расчета ИС на основе рангового корреляционного анализа техногенных рисков дает возможность повысить надежность расчетов устойчивости ТС с учетом промышленных процессов как возможных факторов нарушения стабильности.

### Литература

1. Зеленцов В. А., Охтилев М. Ю., Соколов Б. В., Хименко В. И. Интеграция информационно-телекоммуникационных ресурсов глобальных систем мониторинга на базе единой интеллектуальной платформы // Информационно-управляющие системы. 2012. № 1(56). С. 12–15.
2. Городецкий А. Е., Курбанов В. Г., Тарасова И. Л. Экспертная система анализа и прогнозирования аварийных ситуаций в энергетических установках // Информационно-управляющие системы. 2012. № 4(59). С. 59–63.
3. Еремин С. В. Управление информационными потоками в транспортно-дорожном комплексе (региональный аспект) // Информационно-управляющие системы. 2012. № 6(61). С. 94–96.
4. Соколов А. А. Анализ природно-технических систем: от теории к практике // Докл. МОИП. Т. 46. — М.: МАКС Пресс, 2010. — 116 с.
5. Соколов А. А. Разработка новых методов и средств анализа обработки информации и управления сложными природно-техническими системами // Докл. МОИП. Т. 44. — М.: МАКС Пресс, 2010. — 96 с.
6. Северцев Н. А., Дедков В. К. Системный анализ и моделирование безопасности: учеб. пособие. — М.: Выш. шк., 2006. — 462 с.
7. Соколов А. А., Соколова Е. А. К проблеме повышения эффективности комплексной оценки влияния промышленных объектов на экосистемы // Экология урбанизированных территорий. 2009. № 3. С. 42–43.
8. Соколов А. А. Исследование влияния промышленных объектов на окружающие экосистемы разработанными техническими средствами // Перспективы науки. Science prospects. 2010. № 2(04). С. 110–113.
9. Соколов А. А. Комплексная оценка воздействия промышленных объектов на окружающие экосистемы с применением разработанных методов системного анализа // Экология урбанизированных территорий. 2010. № 2. С. 94–98.

## РЕЦЕНЗИЯ НА МОНОГРАФИЮ К. В. ГРИГОРЬЕВОЙ «КОНФЛИКТНО-ДИНАМИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ. ЧАСТЬ 1: СТАТИЧЕСКИЕ И СТОХАСТИЧЕСКИЕ КОАЛИЦИОННЫЕ ИГРЫ»

СПГУТД, Санкт-Петербург, Россия, 2012. — 162 с. ISBN 978-5-7937-0793-х; ISBN 978-5-7937-0805-7

Монография К. В. Григорьевой является результатом научной работы автора по созданию математических моделей и алгоритмов для решения задач, содержащих коалиционные структуры. Название книги предполагает написание еще как минимум одной части, посвященной исследованию задач, которые могут быть решены с помощью теоретико-игровых моделей с коалиционными разбиениями, а также построению методов решений этих моделей и задач.

С помощью коалиционных теоретико-игровых моделей могут быть описаны и решены многие задачи управления и теории принятия решений, возникающие в различных сферах практической деятельности: социальных, политических и экономических науках, психологии, правовых, военных и иных конфликтах, — где принимающая решение «коалиция» располагает информацией о множестве возможных ситуаций, о множестве «стратегий», которые она может принять, и о количественной мере «выигрыша», который она могла бы получить, выбрав в данной ситуации конкретную стратегию.

Построение и исследование коалиционных моделей сводится к следующей последовательности задач: установление принципов поведения коалиций (как правило, оптимального); доказательство существования решений, удовлетворяющих этим принципам; построение алгоритмов нахождения решений. Кроме того, в теории коалиционных игр решаются вопросы установления принципов оптимального распределения выигрыша коалиции между игроками, входящими в состав коалиции, а также поиска способов оптимального формирования коалиций.

Следует подчеркнуть, что динамические игры выбора коалиционного разбиения самими игроками до сих пор практически не рассматривались.

В представляемой работе исследуются принципы оптимальности для статических детерминированных и стохастических коалиционных игр с полной информацией. В качестве решения как статической, так и стохастической игры с коалиционной структурой предложено использовать впервые введенный автором обобщенный

PMS-вектор в смешанных стратегиях. Представлены алгоритмы решения статических и стохастических коалиционных игр и их модификации, принципы оптимальности и примеры их использования и применения в решении задач, описываемых конфликтными статическими и конфликтно-динамическими игровыми моделями.

Монография состоит из двух частей общим объемом 162 страницы и имеет следующую структуру. В первых трех главах кратко излагаются элементарные и необходимые для понимания дальнейшего текста сведения из игровой теории: понятия бескоалиционной игры в нормальной и позиционной формах с полной и неполной информацией, игры в характеристической форме или кооперативной игры; принципы оптимальности, такие как равновесие по Нэшу в чистых и смешанных стратегиях, оптимальность по Парето, абсолютное равновесие по Нэшу и равновесие в стратегиях наказания в антагонистических многошаговых играх, С-ядро и вектор Шепли в кооперативных играх.

В четвертой главе вводится понятие коалиционной игры как подкласса неантагонистической игры  $n$  лиц. Предполагается, что игроки разбиваются на коалиции, формируя тем самым коалиционное разбиение, и игроки, входящие в одну коалицию, действуют в ее интересах с целью максимизировать суммарный коалиционный выигрыш. Подробно рассматриваются модели статических коалиционных биматричных игр, а также предлагаются различные алгоритмы для их решения. В основе этих алгоритмов лежит использование обобщенного PMS-вектора в смешанных стратегиях и его модификаций. Таким образом, определяется оптимальное поведение коалиций как отдельных игроков и выигрыши этих коалиций как результат их оптимального поведения. Второй задачей, рассматриваемой в коалиционной игре, является поиск оптимального распределения максимального суммарного выигрыша каждой коалиции между ее игроками. В качестве принципа оптимальности для решения этой задачи используется дележ оптимального выигрыша путем определения вклада игроков

коалиций в игру при фиксированных чистых или смешанных стратегиях коалиции оппонента в ситуации равновесия в смешанных стратегиях — так называемый долевым дележом, каждая компонента которого пропорциональна соответствующему максимальному гарантированному выигрышу. Однако не во всякой биматричной игре удастся найти ситуацию равновесия по Нэшу в силу ограничений теоремы о вполне смешанной ситуации равновесия. В связи с этой трудностью предлагается находить ситуации, оптимальные по Парето, а затем, применив арбитражную схему Нэша (в случае неединственности решений по Парето), делить выигрыш коалиций в соответствии с долевым дележом. В работе также предлагаются алгоритмы, сочетающие в себе одновременное использование различных принципов оптимальности, в частности, обобщенного PMS-вектора и арбитражной схемы Нэша. Все алгоритмы иллюстрируются подробно разобранными примерами.

В пятой главе построены модели многошаговых стохастических игр с коалиционными разбиениями и алгоритм построения решения, основанный на идее динамического программирования с использованием обобщенного PMS-вектора. Стохастическая игра предполагает многократное повторение статических игр с различными коалиционными разбиениями. При этом вид разбиения определяется заданной вероятностью. Здесь вводится граф, в вершинах которого определены игры в нормальной форме. При этом в каждой вершине определяется коалиционное разбиение игроков и функция выигрыша коалиций. Стохастическая постановка достигается путем введения вероятностей перехода из вершины  $z$  в следующие вершины в зависимости от ситуации, реализовавшейся в игре, заданной в вершине  $z$ . В главе исследуется метод построения равновесных стратегий с использованием обобщенного PMS-

вектора. Для этого в каждой вершине для всех возможных коалиционных разбиений строится равновесие по Нэшу в игре  $l$  лиц ( $l \leq n$ ), где каждая коалиция играет как один игрок. Далее строится PMS-вектор в полученной ситуации равновесия по Нэшу. Доказана теорема о существовании решения в классе стохастических коалиционных игр.

Рассматриваются две модели стохастической игры — случаи, когда вероятность зависит и когда не зависит от ситуации, реализовавшейся в игре на предыдущем шаге. Более того, в качестве решения автор предлагает два алгоритма, основанных на идее динамического программирования. Один из алгоритмов предусматривает поиск оптимального поведения во всей игре, начиная с первого и заканчивая последним шагом, не учитывая при этом рациональность в статических играх. В другом алгоритме, напротив, рассматривается случай, когда игроки стремятся получить оптимальный дележ в условиях локальной рациональности. Все алгоритмы сопровождаются примерами трехшаговой стохастической игры трех лиц с переменной коалиционной структурой. Для всех алгоритмов проводится сравнительный анализ.

В целом работа хорошо структурирована, содержит не только широко известные, но и новые результаты. В этой связи она может быть полезна как специалистам, в работе использующим методы теории принятий решений, так и магистрантам и аспирантам специальности «Прикладная математика» в качестве учебно-методического пособия.

*Доктор технических наук, профессор,  
ведущий научный сотрудник  
Центра новых информационных технологий  
МГУ им. М. В. Ломоносова  
М. В. Воронов*





# ПАМЯТИ ТУРНЕЦКОГО ЛЕОНИДА СЕРГЕЕВИЧА

24 июня 1946 — 17 июня 2013

Ушел из жизни замечательный ученый и педагог, кандидат технических наук, доцент, начальник отдела проектирования перспективных радиоэлектронных систем ОАО «НПП «Радар ммс» (г. Санкт-Петербург) Турнецкий Леонид Сергеевич.

Леонид Сергеевич родился 24 июня 1946 г. в Кронштадте. В 1970 г. с отличием окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения (ЛИИАП). С 1970 г. по 1986 г. работал в ЛИИАП на кафедре электронных устройств систем управления. В 1984 г. защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. В 1986 г. перешел на работу в НПО «Ленинец» в подразделение, позже преобразованное в ОАО «Научно-производственное предприятие «РАДАР-ммс», где занимал должности старшего научного сотрудника, начальника лаборатории, начальника отдела проектирования перспективных радиоэлектронных систем управления летательными аппаратами, заместителя главного конструктора, главного конструктора.

За эти годы на предприятии наиболее существенные инженерные и научные практические результаты получены и внедрены при создании бортовых радиоэлектронных информационно-управляющих систем и комплексов для крылатых ракет и беспилотных летательных аппаратов. Леонид Сергеевич проводил большую, разнообразную работу по созданию авиационного комплекса на базе беспилотного летательного аппарата, позволяющего выполнять воздушный мониторинг больших площадей земной поверхности на существенном удалении.

Работу на предприятии Леонид Сергеевич успешно совмещал с преподаванием в ведущих

университетах Санкт-Петербурга. Подготовил двух кандидатов технических наук и более ста инженеров. Автор более 510 научных и учебно-методических работ, в том числе 139 изобретений и одного научного открытия (МААНОИ), двух монографий и трех методических пособий.

Леонид Сергеевич Турнецкий был удостоен почетных званий «Изобретатель СССР» (1980), «Почетный радист РФ» (2000), «Почетный машиностроитель РФ» (2003), «Заслуженный изобретатель РФ» (2009). Он являлся действительным членом Международной академии навигации и управления движением, Международной академии транспорта, Международной академии авторов научных открытий и изобретений.

Леонид Сергеевич пользовался заслуженным авторитетом и уважением среди сотрудников и руководства предприятия, коллег из других организаций, военных институтов и управлений МО РФ, вузов.

Все знавшие Леонида Сергеевича Турнецкого лично и имевшие счастье трудиться рядом с ним выражают глубокое соболезнование семье, всем родным и близким покойного, разделяя с ними невосполнимую утрату.

*Коллектив «НПП «Радар-ммс»,  
сотрудники ГУАП,  
сотрудники Санкт-Петербургского  
государственного университета  
телекоммуникаций  
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,  
редакция журнала  
«Информационно-управляющие системы»*

**БАРДОВ**  
**Владимир**  
**Михайлович**



Аспирант кафедры систем управления и информатики Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики.

В 2011 году окончил магистратуру Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики по специальности «Автоматизация и управление».

Является автором четырех научных публикаций.

Область научных интересов — интеллектуальные транспортные системы, оценка параметров транспортных средств, управление дорожным движением.

Эл. адрес:  
vladimir.bardov@gmail.com

**ГЛИНЧЕНКО**  
**Александр**  
**Семенович**



Профессор кафедры радиоэлектронных систем Сибирского федерального университета, г. Красноярск, почетный работник высшего профессионального образования РФ, заслуженный изобретатель РСФСР.

В 1964 году окончил Новосибирский электротехнический институт по специальности «Промышленная электроника».

В 1975 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 200 научных публикаций и 85 изобретений.

Область научных интересов — фазовые измерения, компьютерные измерительные технологии, автоматизация экспериментальных исследований, цифровая обработка и измерение сигналов.

Эл. адрес:  
aglinchenko@sfu.kras.ru

**ДУРНЕВ**  
**Роман**  
**Александрович**



Доцент, заместитель начальника Всероссийского научно-исследовательского института по проблемам гражданской обороны и чрезвычайных ситуаций МЧС России (Федеральный центр науки и высоких технологий), г. Москва.

В 1990 году окончил Московское высшее командное училище дорожных и инженерных войск по специальности «Оперативно-тактическая инженерных войск».

В 2008 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором 120 научных публикаций, 11 патентов на изобретения и полезных моделей.

Область научных интересов — поддержка принятия решений в области безопасности жизнедеятельности.

Эл. адрес: rdurnev@rambler.ru

**БЛАУНШТЕЙН**  
**Натан**  
**Шаевич**



Гражданин Израиля.

Профессор кафедры систем связи инженерного факультета Негевского университета им. Бен-Гуриона, г. Беэр-Шева, Израиль. В 1972 году окончил Томский государственный университет по специальности «Радиофизика и электроника, включая квантовую».

В 1991 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора физико-математических наук.

Является автором около 200 научных публикаций, в том числе десяти монографий, шести учебников, пяти патентов и трех изобретений.

Область научных интересов — радиофизика, системы проводной и беспроводной связи, радары, оптика и лидары.

Эл. адрес:  
nathan.blaunstein@hotmail.com

**ГЛУХОВ**  
**Дмитрий**  
**Александрович**



Доцент кафедры автоматизации производственных процессов Воронежской государственной лесотехнической академии.

В 2003 году окончил Воронежскую государственную лесотехническую академию по специальности «Автоматизация технологических процессов и производств».

В 2006 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 30 научных публикаций и одного запатентованного изобретения.

Область научных интересов — моделирование, управление, конкуренция.

Эл. адрес: gluhovda@yandex.ru

**КАРАВАЕВ**  
**Анатолий**  
**Сергеевич**



Доцент базовой кафедры динамики моделирования и биомедицинской инженерии Саратовского государственного университета им. Н. Г. Чернышевского.

В 2004 году окончил факультет нелинейных процессов Саратовского государственного университета им. Н. Г. Чернышевского по специальности «Физика».

В 2007 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук.

Является автором более 70 научных публикаций.

Область научных интересов — стохастическая динамика и хаос, радиофизика, кодирование и передача информации.

Эл. адрес: karavaevas@gmail.com

**КАСАТКИНА  
Екатерина  
Васильевна**



Доцент кафедры математического моделирования процессов и технологий Ижевского государственного технического университета им. М. Т. Калашникова. В 2010 году окончила факультет «Прикладная математика» Ижевского государственного технического университета им. М. Т. Калашникова по специальности «Экономист-математик». В 2011 году защитила диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук. Является автором 23 научных публикаций. Область научных интересов — математическое моделирование, логистика, методы оптимизации и теория оптимального управления. Эл. адрес: e.v.trushkova@gmail.com

**КОМАРОВ  
Владимир  
Александрович**



Начальник группы отдела проектирования и испытаний радиоэлектронной аппаратуры систем управления космических аппаратов ОАО «Информационные спутниковые системы им. академика М. Ф. Решетнева», г. Железногорск, доцент кафедры радиоэлектронных систем Сибирского федерального университета, г. Новосибирск. В 2005 году окончил Красноярский государственный технический университет. В 2009 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 70 научных публикаций. Область научных интересов — компьютерные измерительные технологии, системы дистанционного управления объектами и др. Эл. адрес: vladkom1982@mail.ru

**КОРШУНОВ  
Геннадий  
Иванович**



Профессор кафедры инноватики и управления качеством Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, изобретатель СССР, награжден бронзовой медалью ВДНХ, ветеран труда, действительный член Академии проблем качества. В 1970 году окончил Ленинградский политехнический институт по специальности «Автоматика и телемеханика». В 2002 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 100 научных публикаций, в том числе шести монографий и семи авторских свидетельств и патентов. Область научных интересов — метрология, автоматизация приборов и систем и др. Эл. адрес: kgi@pantes.ru

**КОТОСОНОВА  
Алёна  
Сергеевна**



Студентка Московского авиационно-технологического института Российского государственного технического университета им. К. Э. Циолковского. Область научных интересов — поддержка принятия решений в области безопасности жизнедеятельности. Эл. адрес: kot\_alenka@mail.ru

**КУЛЬМИНСКИЙ  
Данил  
Дмитриевич**



Магистрант факультета нано- и биомедицинских технологий, инженер Саратовского государственного университета им. Н. Г. Чернышевского. В 2012 году окончил бакалавриат Саратовского государственного университета им. Н. Г. Чернышевского по специальности «Биомедицинская инженерия». Является автором пяти научных публикаций. Область научных интересов — стохастическая динамика и хаос, радиофизика. Эл. адрес: kulminskydd@gmail.com

**ЛУКЪЯНОВИЧ  
Алексей  
Викторович**



Начальник научно-исследовательского отдела Всероссийского научно-исследовательского института по проблемам гражданской обороны и чрезвычайных ситуаций МЧС России (Федеральный центр науки и высоких технологий), г. Москва. В 2004 году окончил Академию гражданской защиты МЧС России по специальности «Прикладная математика». Является автором 20 научных публикаций, одной монографии и двух патентов на полезную модель. Область научных интересов — поддержка принятия решений в области безопасности жизнедеятельности. Эл. адрес: lukianovich@mail.ru

**ОБЕРТОВ  
Дмитрий  
Евгеньевич**



Аспирант кафедры систем управления и информатики Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики.

В 2011 году окончил магистратуру Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики по специальности «Автоматизация и управление».

Является автором двух научных публикаций.

Область научных интересов — пьезоэлектрические приводы, интеллектуальные транспортные системы, идентификация классов транспортных средств.

Эл. адрес: dimondking@mail.ru

**ОСИПОВ  
Василий  
Юрьевич**



Профессор, ведущий научный сотрудник Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации РАН.

В 1981 году окончил Высшее военно-морское училище радиотехники им. А. С. Попова по специальности «Радиотехнические средства».

В 2000 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 100 научных публикаций.

Область научных интересов — интеллектуальные системы, моделирование, информационная безопасность.

Эл. адрес: osipov\_vasily@mail.ru

**ПОЛОНЧИК  
Олег  
Леонидович**



Доцент, заведующий кафедрой информационных технологий Северного (Арктического) федерального университета им. М. В. Ломоносова, г. Архангельск.

В 1980 году окончил Харьковское высшее военное командное училище им. Маршала Советского Союза Н. И. Крылова по специальности «Радиотехнические системы комплексов».

В 2005 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 14 научных публикаций и четырех патентов на изобретения.

Область научных интересов — информационные системы и технологии, методы поиска аварийных судов и самолетов, обработка данных дистанционного зондирования Земли.

Эл. адрес: o.polonchik@narfu.ru

**ПОЛЯКОВ  
Сергей  
Леонидович**



Ассистент кафедры инноватики и управления качеством Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 2008 году окончил Санкт-Петербургский государственный политехнический университет по специальности «Технология машиностроения».

Является автором восьми научных публикаций.

Область научных интересов — организация учебного процесса с применением виртуальных технологий, интерактивные виртуальные среды, метрология, управление качеством.

Эл. адрес: ssera83@mail.ru

**ПОНОМАРЕНКО  
Владимир  
Иванович**



Доцент, ведущий научный сотрудник Саратовского филиала Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН.

В 1982 году окончил физический факультет Саратовского государственного университета им. Н. Г. Чернышевского по специальности «Радиофизика».

В 2008 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора физико-математических наук.

Является автором более 200 научных публикаций.

Область научных интересов — стохастическая динамика и хаос, нелинейные колебания и волны, радиофизика, кодирование и передача информации, анализ временных рядов.

Эл. адрес: ponomarenkovi@gmail.com

**ПРОХОРОВ  
Михаил  
Дмитриевич**



Доцент, ведущий научный сотрудник Саратовского филиала Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН.

В 1992 году окончил физический факультет Саратовского государственного университета им. Н. Г. Чернышевского по специальности «Радиофизика».

В 2008 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора физико-математических наук.

Является автором более 200 научных публикаций.

Область научных интересов — нелинейные колебания и волны, математическое моделирование, стохастическая динамика и хаос, анализ временных рядов.

Эл. адрес: mdprokhorov@yandex.ru

**РУСЯК  
Иван  
Григорьевич**



Профессор, заведующий кафедрой математического обеспечения информационных систем Ижевского государственного технического университета им. М. Т. Калашникова, член-корреспондент Российской академии ракетно-артиллерийских наук, почетный работник высшего профессионального образования РФ.

В 1972 году окончил Томский государственный университет по специальности «Баллистика».

В 1988 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 300 научных публикаций, в том числе 17 авторских свидетельств на изобретения и патентов.

Область научных интересов — математическое компьютерное моделирование технических и социально-экономических систем. Эл. адрес: primat@istu.ru

**САЙРАНОВ  
Андрей  
Сергеевич**



Аспирант кафедры математического обеспечения информационных систем Ижевского государственного технического университета им. М. Т. Калашникова. В 2009 году окончил Ижевский государственный технический университет им. М. Т. Калашникова по специальности «Прикладная математика».

Является автором 13 научных публикаций.

Область научных интересов — математическое моделирование, теория информационных систем, методы оптимизации.

Эл. адрес: shindou@mail.ru

**СЕРГЕЕВ  
Михаил  
Борисович**



Профессор, заведующий кафедрой вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, директор НИИ информационно-управляющих систем Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики.

В 1980 году окончил ЛЭТИ.

В 2001 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 100 научных публикаций и 14 патентов на изобретения.

Область научных интересов — теория разрядных вычислений, методы проектирования специализированных для систем контроля и управления, оптико-информационные системы.

Эл. адрес: mbse@mail.ru

**САВИЩЕНКО  
Николай  
Васильевич**



Профессор Военной академии связи им. С. М. Буденного, г. Санкт-Петербург.

В 1986 году окончил Новосибирский государственный университет по специальности «Математика, прикладная математика», в 1989 году — Военную академию связи им. С. М. Буденного по специальности «Математическое обеспечение исследований вооружения и военной техники».

В 2006 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором 95 научных публикаций.

Область научных интересов — математическое моделирование каналов связи, помехоустойчивость сигналов, многомерные сигнальные конструкции.

Эл. адрес: snikaspb@mail.ru

**СЕРБУЛОВ  
Юрий  
Стефанович**



Профессор кафедры вычислительной техники и информационных систем Воронежской государственной лесотехнической академии, заслуженный работник высшей школы РФ.

В 1968 году окончил Воронежский технологический институт по специальности «Автоматизация и комплексная механизация химико-технологических производств».

В 1999 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором 700 научных публикаций и 16 патентов на изобретения.

Область научных интересов — искусственный интеллект, моделирование, ресурсные задачи, управление.

Эл. адрес: userbulov@vgtla.vrn.ru

**СКУРАТОВ  
Вадим  
Вячеславович**



Начальник военной кафедры Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, почетный работник высшего профессионального образования РФ. В 1988 году окончил Пушкинское высшее училище радиоэлектроники противовоздушной обороны по специальности «Командная тактическая автоматизированных и вычислительных средств».

Является автором восьми научных публикаций.

Область научных интересов — автоматизированные системы управления и защита информационных потоков.

Эл. адрес: vvs\_0468@mail.ru

**СОВЕТОВ  
Борис  
Яковлевич**



Профессор, заведующий кафедрой автоматизированных систем обработки информации и управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ», заслуженный деятель науки и техники РФ, действительный член Российской академии образования.

В 1960 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина) по специальности «Автоматика и телемеханика».

В 1974 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 400 научных публикаций.

Область научных интересов — теория и практика информационных систем и технологий.  
Эл. адрес: bysovetov@mail.ru

**СОКОЛОВ  
Михаил  
Александрович**



Профессор кафедры бортовой радиоэлектронной аппаратуры Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1947 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Инженер-электрик по авиационному приборостроению».

В 1972 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором 127 научных публикаций, 50 авторских свидетельств и пяти патентов на изобретения.

Область научных интересов — теория радиолокации и связи, методы проектирования радиоприемных устройств, вычислительные и информационные системы.  
Эл. адрес: guap22@mail.ru

**ЧЕПРУКОВ  
Юрий  
Васильевич**



Доцент кафедры сервиса инженерных систем и естественнонаучных дисциплин Российского государственного университета туризма и сервиса, филиал в г. Сочи.

В 1976 году окончил Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина по специальности «Радиофизика и электроника».

В 1991 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 16 научных публикаций и трех авторских свидетельств на изобретения.

Область научных интересов — теория радиолокации и связи, методы проектирования устройств формирования и обработки сложных сигналов, вычислительные и информационные системы.  
Эл. адрес: chuv52@mail.ru

**СОКОЛОВ  
Андрей  
Андреевич**



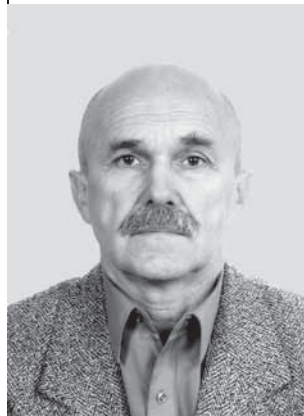
Доцент кафедры теоретической электротехники и электрических машин Северо-Кавказского горно-металлургического института (государственного технологического университета), г. Владикавказ.

В 1998 году окончил Северо-Кавказский государственный технологический университет по специальности «Электроснабжение промышленных предприятий и городов».

В 2001 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 65 научных публикаций, в том числе двух монографий, семи патентов РФ, четырех зарегистрированных программ для ЭВМ и баз данных.

Область научных интересов — системный анализ, разработка информационных систем анализа управления и принятия решений.  
Эл. адрес: asklv@mail.ru

**ЦЕХАНОВСКИЙ  
Владислав  
Владимирович**



Доцент кафедры автоматизированных систем обработки информации и управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ», заслуженный деятель науки и техники РФ, действительный член Российской академии образования, почетный работник высшего профессионального образования РФ. В 1967 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина) по специальности «Автоматика и телемеханика».

В 1973 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 300 научных публикаций.

Область научных интересов — теория и практика информационных систем и технологий.  
Эл. адрес: vvcehanovsky@mail.ru

**ЧЕРТОВСКОЙ  
Владимир  
Дмитриевич**



Профессор кафедры автоматизированных систем обработки информации и управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ».

В 1962 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина). В 2004 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 300 научных публикаций.

Область научных интересов — теория и практика информационных систем и технологий.  
Эл. адрес: vdchertows@mail.ru

УДК 621.396.96

Направления развития РЛС с синтезированной апертурой космического базирования

*Полончик О. Л.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 4. С. 2–7.

Проанализированы основные направления развития радиолокационных систем контроля земной поверхности космического базирования. Определена предметная область использования радиолокационных технических средств, в том числе и для решения прикладных задач развития экономики северных и арктических регионов России. Выполнена сравнительная оценка существующих способов обзора земной поверхности. Предлагается новый метод построения бортовых радиолокационных систем на базе космических аппаратов со стабилизацией вращением. Рассмотрены пути улучшения технических характеристик бортового радиолокатора.

*Ключевые слова* — РЛС бокового обзора, диаграмма направленности, механическое сканирование, синтезирование апертуры.

Список лит.: 5 назв.

УДК 004.8

Рекуррентная нейронная сеть с двумя сигнальными системами

*Осинов В. Ю.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 4. С. 8–15.

Предложен подход к наделению рекуррентной нейронной сети с управляемыми синапсами второй сигнальной системой, позволяющей обрабатывать сигналы в отрыве от непосредственного восприятия действительности. Рассмотрена модель такой сети с расширенными функциональными возможностями. Приведены результаты моделирования, показывающие возможность существенно увеличить глубину обработки информации в нейронной сети.

*Ключевые слова* — нейронная сеть, модель, вторая сигнальная система.

Список лит.: 16 назв.

УДК 66-933.6

Исследование процесса адаптивного автоматизированного управления

*Советов Б. Я., Цехановский В. В., Чертовской В. Д.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 4. С. 16–20.

Раскрыта специфика адаптивных автоматизированных систем управления производством. Предложена процедура исследования подобных систем в целях построения их формального описания. Показано, что используемый подход позволяет упростить интеграцию процессов как внутри одного структурного элемента, так и в рамках взаимодействия элементов в многоуровневой системе управления.

*Ключевые слова* — автоматизированное управление, адаптация, структура, неформальное представление, специфика систем.

Список лит.: 8 назв.

UDC 621.396.96

Trends of Development of Space-Based Synthetic Aperture Radar Station

*Polonchik O. L.* IUS, 2013. N 4. P. 2–7.

There have been presented principal tendencies of development of space-based radar systems to control the Earth surface. There has been defined a subject matter of using radar technical facilities including those to solve applied problems of economic development of Northern-Arctic regions of Russia. There has been carried out comparative assessment of the current methods of the Earth surface survey. There has been proposed a new method of constructing gyro stabilization satellites onboard radar systems. There have been considered ways to improve technical specification of onboard radars.

*Keywords* — Side-Looking Radar, Antenna Pattern, Synthetic Aperture, Mechanical Scanning.

Refs: 5 titles.

UDC 004.8

The Recurrent Neural Network with Two Signal System

*Osipov V. Yu.* IUS, 2013. N 4. P. 8–15.

There has been proposed an approach to provide operated synapses recurrent neural network with the second signal system allowing to process signals regardless of direct perception of reality. A model of such a network with expanded functionality has been considered. There have been presented simulation results showing a possibility of essential increase of information processing particularization.

*Keywords* — Neural Network, Model, Second Signal System.

Refs: 16 titles.

UDC 66-933.6

The Research on Adaptive Automated Management Process

*Sovetov B. Ya., Tsehanovsky V. V., Chertovsky V. D.* IUS, 2013. N 4. P. 16–20.

There has been revealed specifics of production management adaptive automated control systems. There has been proposed a research procedure for such systems aimed at designing their formal description. There has been demonstrated that this method allows simplifying integration of processes both within a structural element and during interaction of elements in a multilevel control system.

*Keywords* — Automated Management, Adaptation, Structure, Informal Representation, Specifics of Systems.

Refs: 8 titles.

УДК 004.93 + 62.51 + 625.03

Оценивание скорости транспортных средств с использованием магнитометра

*Бардов В. М., Обертюв Д. Е.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 4. С. 21–26.

Ставится задача оценки скорости транспортных средств по показаниям одного магнитометра, вмонтированного в дорожное покрытие. Определение скорости предлагается выполнять в два этапа: по показаниям магнитометра определяется класс транспортного средства и его магнитная длина; по результатам сравнения полученной магнитной длины с соответствующим стандартным значением, взятым из базы данных для данного класса, определяется скорость. Согласно экспериментам, проведенным на реальной дороге, точность оценки составляет более 90 %.

*Ключевые слова* — магнитометр, идентификация скорости, определение скорости транспортных средств, интеллектуальные транспортные системы.

Список лит.: 14 назв.

UDC 004.93 + 62.51 + 625.03

Vehicle Speed Measurement by a Magnetometer

*Bardov V. M., Obertov D. E.* IUS, 2013. N 4. P. 21–26.

There has been set a problem of vehicle speed measurement based on data of a magnetometer planted into road surface. There are two steps to measure speed: a vehicle class is identified according to magnetometer data and its magnetic length is determined. A speed is calculated based on results of comparison of an obtained magnetic length and the pattern value taken from a database of this class of vehicles. According to the real road tests measurement accuracy is over 90%.

*Keywords* — Algorithm of Vehicle Speed Measurement, Magnetometer, Intelligent Transport Systems, Speed Identification

Refs: 14 titles.

УДК 51

Математическое моделирование рыночной ситуации ресурсного взаимодействия производственно-экономических систем

*Сербулов Ю. С., Глухов Д. А.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 4. С. 27–29.

Представлена математическая модель ресурсного взаимодействия конкурирующих производственно-экономических систем, предполагающая их деление на группы: содействующие, нейтральные и антагонистически настроенные системы. Показано, что данная модель позволяет определить изменение числа систем каждой из групп на протяжении всего времени их ресурсного взаимодействия. Особое внимание уделяется нахождению времени прекращения отрицательного влияния антагонистических систем на группу нейтральных систем.

*Ключевые слова* — математическая модель, конкуренция, взаимодействие, рыночные отношения, ресурс.

Список лит.: 6 назв.

UDC 51

Market Situation Mathematical Simulation of Resource Interaction of Industrial and Economic Systems

*Serbulov Yu. S., Glukhov D. A.* IUS, 2013. N 4. P. 27–29.

There has been presented a mathematical model of resource interaction of competing industrial and economic systems dividing them into groups: facilitating neutral and antagonistically configured systems. There has been shown that the model allows to determine changing a number of systems of each group during the whole period of their resource interaction. A special attention is paid to define termination time of negative impact of antagonistic systems on a group of neutral systems.

*Keywords* — Mathematical Model, Competition, Cooperation, Market Relations, Resource.

Refs: 6 titles.



УДК 537.86

Система цифровой передачи информации, маскируемой хаотическим сигналом системы с запаздыванием

*Караваяев А. С., Кульминский Д. Д., Пономаренко В. И., Прохоров М. Д.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 4. С. 30–35.

Система передачи информации с нелинейным подмешиванием информационного сигнала к хаотическому сигналу генератора с запаздывающей обратной связью экспериментально реализована на программируемых микроконтроллерах с цифровой линией передачи. Предложенная схема позволяет передавать и принимать речевые и музыкальные сигналы в реальном времени без заметных искажений.

*Ключевые слова* — система передачи информации, хаотическая синхронизация, системы с запаздыванием.

Список лит.: 20 назв.

УДК 654.165

Иерархия размещения фемто/пико/макросот в городской среде с плотным расположением абонентов, находящихся внутри и вне помещения

*Блаунштейн Н. Ш., Сергеев М. Б.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 4. С. 36–47.

Определяется совместное использование базовых станций макросети и точек доступа фемтосети и пикосети или домашних базовых станций с распределением общих или выделенных несущих частот. Представлены результаты моделирования структуры для анализа улучшения пропускной способности канала в сложной городской среде. Проведен анализ неоднородной сети, состоящей из выделенных фемтосот для домашнего покрытия при наличии традиционного покрытия макросот. Изучаются достоинства и недостатки различных вариантов размещения с использованием предложенного моделирования.

*Ключевые слова* — сети 4G, макросеть, пикосеть, фемтосеть, радиопокрытие, базовая станция.

Список лит.: 21 назв.

UDC 537.86

A System of Digital Transmission of Information Masked by a Chaotic Signal of a Time-Delay System

*Karavaev A. S., Kulminskiy D. D., Ponomarenko V. I., Prokhorov M. D.* IUS, 2013. N 4. P. 30–35.

A system of data transmission with nonlinear mixing of an information signal and a chaotic signal of a time-delayed feedback oscillator has been experimentally implemented using programmable microcontrollers with a digital transmission line. The proposed scheme allows to transmit and receive speech and musical signals in real time without noticeable distortions.

*Keywords* — Communication System, Chaotic Synchronization, Time-Delay Systems.

Refs: 20 titles.

UDC 654.165

A hierarchy of Deployment of Femto/Pico/Macrocells in Urban Environment with Dense Distribution of Outdoor and Indoor Subscribers

*Blaunstein N. Sh., Sergeev M. B.* IUS, 2013. N 4. P. 36–47.

There has been defined co-utilization of macronet basic stations and femto and piconet access points or home-based basic stations with distribution of common or assigned carrier frequencies. There have been presented structure simulation results to analyze improvement of channel traffic-carrying capacity in complex urban environment. There has been analyzed a heterogeneous network consisting of assigned femtocells for household coverage in line with traditional microcells coverage. There have been studied advantages and disadvantages of different deployment options using the proposed simulation.

*Keywords* — 4G Networks, Macro/Pico/Femtonet, Coverage, Basic Station

Refs: 21 titles.

УДК 621.391

Помехоустойчивость когерентного разнесенного приема многопозиционных сигнальных конструкций при коррелированных релейских замираниях в каналах связи

*Савищенко Н. В.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 4. С. 48–59.

Рассмотрены основные методы разнесенного приема — методы оптимального сложения и автовыбора. Показано, что на практике существуют условия, при которых может возникнуть корреляция параметров каналов. Разработаны методики анализа помехоустойчивости при разнесенном сдвоенном приеме и коррелированными релейскими замираниями в канале связи для метода оптимального сложения и метода автовыбора. Приведены примеры использования разработанных методик для оценки потенциальной помехоустойчивости приема сигналов фазовой и квадратурной амплитудной модуляции.

*Ключевые слова* — разнесенный прием, помехоустойчивость, коррелированные релейские замирания.

Список лит.: 7 назв.

УДК 004.81

Методический подход к обоснованию параметров текстовых сообщений для оповещения населения при чрезвычайных ситуациях

*Дурнев Р. А., Лукьянович А. В., Котосорова А. С.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 4. С. 60–66.

Приведена формулировка научной задачи по обоснованию рациональных параметров текстовых сообщений сотовой связи для оповещения населения при чрезвычайных ситуациях. Дана характеристика параметров текстовых сообщений и отражены факторы, влияющие на них. Рассмотрен методический подход к решению сформулированной научной задачи.

*Ключевые слова* — оповещение при чрезвычайных ситуациях, текстовые сообщения, параметры текстовых сообщений, действия при чрезвычайных ситуациях, риск поражения, управляющие факторы, контролируемые факторы, неопределенные факторы.

Список лит.: 9 назв.

UDC 621.391

Noise Resistance of Coherent Divert Reception of Multiposition Signal Structure with Correlated Rayleigh Fading in Connection Channels

*Savischenko N. V.* IUS, 2013. N 4. P. 48–59.

Methods of solution of synthesis problems have been considered, equations of mutual correlation function and spectrum have been presented, synthesis examples have been given. It has been demonstrated that multifrequency signals represent a type of signals with amplitude and frequency modulation. There has been described a possibility to use synthesized signals composing coding alphabets for data transfer in control and connection systems.

*Keywords* — Impulse Multifrequency Signal, Auto-correlation Function, Side Level, Spectrum, Correlation Function, Optimization.

Refs: 7 titles.

UDC 004.81

Methodical Approach to Substantiation of Parameters of Text Messages for Population Notification in Emergency Situations

*Durnev R. A., Lukyanovich A. V., Kotosonova A. S.* IUS, 2013. N 4. P. 60–66.

Formulation of a scientific task of rational parameters substantiation for text messages of cellular communication to notify population in emergency situations has been provided. Characteristics of parameters of text messages have been given and factors influencing them have been reflected. A methodical approach to solution of the formulated scientific task has been considered.

*Keywords* — Notification in Emergency Situations, Text Messages, Parameters of Text Messages, Actions in Emergency Situations, Risk of Defeat, Managing Directors, Controlled Factors, Uncertain Factors.

Refs: 9 titles.

УДК 621.396:621.391.26

Вопросы универсального синтеза импульсных многочастотных сигналов

*Чепруков Ю. В., Соколов М. А.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 4. С. 67–72.

Проведен анализ импульсных многочастотных сигналов, являющихся разновидностью шумоподобных сигналов. Получены выражения для целевой функции минимизации уровня боковых пиков автокорреляционной функции при наличии ограничений на энергию и уровень пульсаций сигналов. Рассмотрены методы решения задачи синтеза, представлены выражения для взаимной корреляционной функции и спектра, приведены примеры синтеза. Показано, что импульсные многочастотные сигналы являются разновидностью сигналов с амплитудной и частотной модуляцией. Указано на возможность применения синтезированных сигналов при построении алфавитов кодирования для передачи данных в системах управления и связи.

*Ключевые слова* — импульсный многочастотный сигнал, автокорреляционная функция, уровень боковых пиков, спектр, корреляционная функция, оптимизация.

Список лит.: 12 назв.

УДК 62.519

Исследование эффективности временного разделения многократных измерений в распределенных измерительно-управляющих системах

*Комаров В. А., Глинченко А. С.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 4. С. 73–77.

Рассмотрен способ повышения быстродействия распределенных измерительно-управляющих систем коллективного пользования путем временного разделения выполняемых системой многократных измерений. Определены общие граничные условия его эффективного применения. Приведены результаты исследования быстродействия систем по предлагаемому способу средствами математического моделирования.

*Ключевые слова* — многопользовательский режим, распределенные измерительно-управляющие системы, дистанционный эксперимент, удаленный доступ, Интернет.

Список лит.: 12 назв.

UDC 621.396:621.391.26

Universal Synthesis of Impulse Multi-frequency Signals

*Cheprukov Yu. V., Socolov M. A.* IUS, 2013. N 4. P. 67–72.

Noise signals, in particular impulse multi-frequency signals have been analyzed. Equation of a target function for minimizing side peaks of the autocorrelation function in case of limitations of energy and pulsation signals level have been obtained. Methods of solution of synthesis problems have been considered, equations of mutual correlation function and spectrum have been presented, and synthesis examples have been given. It has been demonstrated that multi-frequency signals represent a type of signals with amplitude and frequency modulation. There has been described a possibility to use synthesized signals composing coding alphabets for data transfer in control and connection systems.

*Keywords* — Impulse Multi-frequency Signal, Autocorrelation Function, Side Level, Spectrum, Correlation Function, Optimization.

Refs: 12 titles.

UDC 62.519

The Research on Efficiency of Time Separation Multiple Measurement in Distributed Measurement and Control Systems

*Komarov V. A., Glinchenko A. S.* IUS, 2013. N 4. P. 73–77.

There has been presented a method to increase operation speed of multiple-access distributed measurement and control systems by means of time separation performed by the system of multiple measurements. General boundary conditions of its effective use have been defined. There have been presented the results of the research on systems operation speed in accordance with the proposed method by means of mathematical modeling.

*Keywords* — Multi-User Mode, Distributed Measurement and Control Systems, Remote Experiment, Remote Access, Internet.

Refs: 12 titles.

УДК 658.5.011

Сокращение времени производственного цикла на основе внедрения методов менеджмента и технологических инноваций

*Коршунов Г. И., Поляков С. Л.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 4. С. 78–82.

Приводится описание подхода к организации производства на основе применения теории ограничений и формализации производственных процессов монтажа печатных плат. Вводится математическая модель для принятия оптимального решения в условиях ограничений. Показано, что разработанная математическая модель позволяет оптимизировать производственные операции, имеющие наибольшее время выполнения, за счет внедрения технологических инноваций.

*Ключевые слова* — методы организации производства, моделирование производственных процессов.

Список лит.: 8 назв.

UDC 658.5.011

Reducing Time a Production Cycle Based Introduction of Methods of Management and Technological Innovations

*Korshunov G. I., Poljakov S. L.* IUS, 2013. N 4. P. 78–82.

There has been described an approach to production organization based on the theory of limitations and formalization of production processes of printed circuit boards. There has been introduced a mathematical model for making of an optimum decision in conditions of limitations. It is shown that the developed mathematical model allows optimizing production operations with the longest operation time at the expense of introducing technological innovations.

*Keywords* — Methods of Production Organization, Modeling of Production Processes.

Refs: 8 titles.

УДК 004.942, 519.876.2

Информационно-аналитическая система управления топливоснабжением региона альтернативными видами топлива

*Русяк И. Г., Касаткина Е. В., Сайранов А. С.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 4. С. 83–87.

Приводятся описание и структура информационно-аналитической системы управления, разработанной и используемой при переводе системы топливоснабжения региона на альтернативные виды топлива. Сформирована информационная модель, состоящая из взаимосвязанных блоков данных об объектах логистической системы топливоснабжения. В аналитической подсистеме реализован математический аппарат логистического управления и оценки рисков функционирования системы топливоснабжения. Информация о состоянии системы и результатах оптимального управления предоставляется с использованием геоинформационной подсистемы.

*Ключевые слова* — информационная модель, геоинформационная модель, аналитическая подсистема, логистическое управление, альтернативная энергетика.

Список лит.: 6 назв.

UDC 004.942, 519.876.2

An Information-Analytical System of Regional Alternative Energy Sources Fuel Supply Management

*Rusyak I. G., Kasatkina E. V., Sairanov A. S.* IUS, 2013. N 4. P. 83–87.

There has been provided a description and structure of an information-analytical management system developed and used when a regional fuel supply is transformed for alternative fuels. There has been formed an information model consisting of interconnected blocks of data on fuel supply logistic system facilities. A mathematical apparatus of logistic management and fuel supply system risk assessment has been implemented in an analytical subsystem. Information on a state of the system and results of optimal control are provided through a geoinformation subsystem.

*Keywords* — Information Model, Geoinformation Model, Analytical Subsystem, Logistic Management, Alternative Energy.

Refs: 6 titles.

УДК 004.4

Матричное умножение над полем GF(2) в защите беспроводных каналов систем управления робототехническими комплексами

*Скуратов В. В.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 4. С. 88–90.

Рассмотрены особенности применения метода логических преобразований, основанного на матричном умножении в поле GF(2), для защиты беспроводных каналов систем управления робототехническими комплексами от помех, перехвата и искажения информации. Показано, что реализация данного метода не требует перестройки оборудования и программного обеспечения, хорошо согласуется с кодированием и декодированием сообщений, обеспечивает обнаружение и исправление ошибок, возникающих в канале связи, а также решение задач распределенного доступа.

*Ключевые слова* — преобразование информационных потоков, матричное умножение в поле GF(2), построение матриц над полем GF(2).

Список лит.: 5 назв.

УДК 303.723: 004.9

Применение рангового корреляционного анализа для статистического обоснования весовых коэффициентов показателей устойчивости системы

*Сokolov A. A.* Информационно-управляющие системы, 2013. № 4. С. 91–93.

Представлены результаты исследований по разработке новой информационной системы анализа, управления и принятия решений на основе введения дополнительных блоков в структуру организации. Приводятся табличные данные по результатам сравнения характеристик эффективности созданной системы с существующими аналогами. Предложен метод для расчета надежности устойчивости техногенных систем с привлечением экспертной оценки факторов, влияющих на устойчивость системы.

*Ключевые слова* — корреляционный анализ, коэффициент, ранг показателя, устойчивость, информационная система, критерий.

Список лит.: 9 назв.

UDC 004.4

Matrix Multiplication above a GF(2) Field to Protect Wireless Channels of Robotic Complex Control Systems  
*Skuratov V. V.* IUS, 2013. N 4. P. 88–90.

There have been considered peculiarities of logical transformation method application based on matrix multiplication in a GF(2) field to protect wireless channels of robotic complex control systems from disturbances, information capturing and distortion. It has been demonstrated that implementation of this method doesn't require any adjustment of hardware and software, it completely agrees with message coding and decoding, ensures detecting and correcting errors arising in a communication channel as well as solving distributed access issues.

*Keywords* — Transformation of Information Flows, Matrix Multiplication in a GF(2) Field, Matrix Construction above a GF(2) Field.

Refs: 5 titles.

UDC 303.723: 004.9

Rank Correlation Analysis Application for Statistical Substantiation of Weight Coefficients of System Stability Indicators

*Sokolov A. A.* IUS, 2013. N 4. P. 91–93.

There have been presented the research results on development of a new information system of analysis, management and decision-making based on using additional blocks in an organization structure. Tabular data on results of characteristics comparison of efficiency of the developed system with existing analogues have been provided. There has been proposed a method for calculation of stability reliability of technogenic systems with expert assessment of factors influencing system stability.

*Keywords* — Correlation Analysis, Coefficient, Indicator Rank, Stability, Information System, Criterion.

Refs: 9 titles.



[www.pta-expo.ru](http://www.pta-expo.ru)

16+

**IX Международная специализированная выставка  
Передовые Технологии Автоматизации**

# **ПТА-Урал 2013**



**20-22 ноября**

**ВЦ «КОСК «Россия»  
ул. Высоцкого, д. 14**

**При поддержке:**



**Организатор:**

ЭкспоГруппУрал

**Екатеринбург:**

Тел.: (343) 376-24-76

E-mail: [info@ural.pta-expo.ru](mailto:info@ural.pta-expo.ru)

**Москва:**

Тел.: (495) 234-22-10

E-mail: [info@pta-expo.ru](mailto:info@pta-expo.ru)



# TURKMENTEL

THE 7<sup>TH</sup> INTERNATIONAL  
EXHIBITION AND CONFERENCE  
FOR TELECOMMUNICATIONS,  
TELEMETRY AND INFORMATION  
TECHNOLOGIES "TURKMENTEL-2013"

17-19 SEPTEMBER  
ASHGABAT, TURKMENISTAN

7-Я МЕЖДУНАРОДНАЯ  
ВЫСТАВКА И КОНФЕРЕНЦИЯ  
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ, ТЕЛЕМЕТРИИ,  
ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ  
"ТУРКМЕНТЕЛ-2013"

17-19 СЕНТЯБРЯ  
АШХАБАД, ТУРКМЕНИСТАН

[www.turkmenistantelecoms.com](http://www.turkmenistantelecoms.com)

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Organised by | Организаторы:



Ministry of Communication of Turkmenistan  
Министерство связи Туркменистана



Chamber of Commerce and Industry of Turkmenistan  
Торгово-промышленная палата Туркменистана

Co-Organiser | Co-Организатор



For further information please contact  
Summit Trade Events on the following details:  
За более полной информацией  
обращайтесь к Summit Trade Events по  
следующим координатам:

In London / в Лондоне:  
Tel: +44 (0) 207 328 8899  
Fax: +44 (0) 207 624 9030  
e-mail: [info@summittradeevents.com](mailto:info@summittradeevents.com)

In Ashgabat/ в Ашхабаде:  
Tel: +993 12 264000  
e-mail: [summittradeevents@gmail.com](mailto:summittradeevents@gmail.com)