

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ



6(55)/2011

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Учредитель

ОАО «Издательство «Политехника»»

Главный редактор

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

Зам. главного редактора

Г. Ф. Мощенко

Ответственный секретарь

О. В. Муравцова

Редакционный совет:

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

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

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

Б. Мейер,
д-р техн. 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, проф., 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 техн. 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

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

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, 2011

ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ И УПРАВЛЕНИЕ

Артеменко Ю. Н., Городецкий А. Е., Дубаренко В. В., Кучмин А. Ю., Агапов В. А. Анализ динамики систем автоматического управления актуаторами контррефлектора космического радиотелескопа 2

Чеб Ен Ун, Левенец А. В., Нильга В. В. Представление телемеханических данных однородными n-мерными структурами как предварительная обработка в задачах сжатия 7

Мартемьянов Б. В. Метод отождествления многоматричной видеоканалы с полученными ею снимками 11

Одиноченко Н. М., Какаев В. В., Алуев С. В. Использование алгоритмов быстрого преобразования Фурье и адаптивного взвешивания при обработке радиолокационных сигналов 16

Мишура Т. П., Литвинчук Л. А. Потенциальная точность оценки временных параметров когерентных сигналов 19

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Квитко А. Н., Якушева Д. Б. Решение граничной задачи для нелинейной стационарной управляемой системы на бесконечном промежутке времени с учетом дискретности управления 25

Викторов Д. С. Алгоритм обеспечения отказоустойчивости бортовых вычислительных систем со структурно-временной избыточностью 30

Гюльмамедов Р. Г. Метод построения стратегии в системах ситуационного управления 36

КОДИРОВАНИЕ И ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ

Цветков К. Ю., Коровин В. М., Косаревич Д. В. Оптимальный ансамбль нелинейных сигналов для синхронных систем передачи информации с кодовым разделением абонентов 40

Агиевич С. Н., Пономарев А. А., Тихонов С. С. Синтез функций сплайн-Понтрягина — Виленкина — Крестенсона 45

Молдован Д. Н., Васильев И. Н., Краснова А. И. Схема слепой 240-битовой цифровой подписи 49

СТОХАСТИЧЕСКАЯ ДИНАМИКА И ХАОС

Мионов В. И., Мионов Ю. В., Юсупов Р. М. Метод наименьших квадратов в задачах комплексного вариационного оценивания состояния нелинейных динамических систем и параметров моделей измерений 54

ИНФОРМАЦИОННЫЕ КАНАЛЫ И СРЕДЫ

Мальцев Г. Н., Сакулин А. Н. Статистические характеристики последовательного поиска сигналов пороговыми обнаружителем 58

Шепета А. П., Евсеев Г. С., Бакин Е. А. Нижняя граница длительности периода сбора информации в сенсорной сети 64

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ОБРАЗОВАНИЕ

Васильев А. Е., Шилов М. М., Мурго А. И. Научно-методические аспекты преподавания дисциплин цикла «Встраиваемые микроконтроллеры» 68

УПРАВЛЕНИЕ В СОЦИАЛЬНО-ЭКОНОМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Филатов И. Н., Денисова А. А. Анализ возникновения задачи принятия решения о качестве продукции в условиях неопределенности 78

ХРОНИКА И ИНФОРМАЦИЯ

Всероссийская научно-техническая конференция «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем» — МЭС-2012 84

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

85

АННОТАЦИИ

Содержание журнала «Информационно-управляющие системы» за 2011 г. [№ 1–6] 98

УДК 681.5

АНАЛИЗ ДИНАМИКИ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ АКТУАТОРАМИ КОНТРЕФЛЕКТОРА КОСМИЧЕСКОГО РАДИОТЕЛЕСКОПА

Ю. Н. Артеменко,

канд. техн. наук, заведующий отделом

Астрокосмический центр Физического института им. П. Н. Лебедева РАН

А. Е. Городецкий,

доктор техн. наук, профессор

В. В. Дубаренко,

доктор техн. наук, профессор

А. Ю. Кучмин,

канд. техн. наук

Институт проблем машиноведения РАН

В. А. Агапов,

студент

Санкт-Петербургский государственный политехнический университет

Приводятся результаты исследований переходных процессов в моделях систем автоматического управления актуаторами гексапода контррефлектора космического радиотелескопа «Миллиметрон», проведенных с целью подтвердить целесообразность использования гексаподоподобных конструкций и пьезоэлектрических приводов в системах автоматического управления космическими радиотелескопами.

Ключевые слова — космический радиотелескоп, гексапод, пьезодвигатель.

Введение

В антенных устройствах космических радиотелескопов (КРТ) для выставления заданной формы и положения их зеркальных поверхностей после раскрытия антенны и для возможной их периодической коррекции, а также для наведения телескопа на заданный источник излучения обычно используются системы автоматического управления (САУ) пространственным положением элементов зеркальной системы. Ранее [1] было установлено, что за счет линейного и углового перемещения контррефлектора (КР) зеркальной системы антенны, производимого соответствующей САУ, может осуществляться компенсация изменения фокусного расстояния и положения фокальной оси главного зеркала (ГЗ), а также частичная компенсация фазовых искажений, вызываемых деформацией элементов ГЗ.

Особенностью эксплуатации подобных САУ в космических условиях является необходимость обеспечить работоспособность электроприводов

системы в глубоком вакууме и, что особенно сложно в осуществлении, при температуре до 4 К. Поэтому традиционные принципы построения САУ на основе двигателей постоянного тока либо асинхронных двигателей с цифровыми регуляторами на базе микроконтроллеров и промышленных вычислительных станций общего назначения в данном случае не могут быть использованы. Также могут возникнуть проблемы при создании измерительных систем, обеспечивающих замыкания обратных связей в подсистемах управления и работающих при температурах до 4 К.

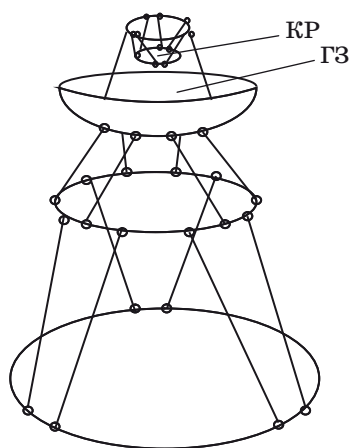
Одним из перспективных вариантов решения данной проблемы построения САУ для КРТ может быть использование гексаподов с пьезоэлектрическими двигателями для обеспечения угловых и линейных перемещений КР [2]. Однако, хотя работоспособность пьезоэлектрических двигателей при столь низких температурах изучена [3], анализ динамических характеристик САУ с пьезоэлектрическими двигателями, работа-

ющими в космических условиях, до настоящего времени не проводился.

Конструкция и параметры управляемого контррефлектора

Исследуемый КР антенны КРТ установлен на подвижную платформу гексапода и перемещается шестью актуаторами (рис. 1). Каждый актуатор состоит из штанги с пьезоэлектродвигателем, позволяющим изменять длину штанги. Каждый актуатор соединен с подвижной платформой и неподвижной платформой основания двумя двухстепенными шарнирами либо пружинами, позволяющими толкателям свободно вращаться по двум углам. Основание с помощью соответствующих неподвижных штанг крепится к конструкции ГЗ. Такая конструкция позволяет перемещать КР по трем линейным (x , y и z) и двум угловым (β и θ) координатам, где β — поворот относительно оси x , а θ — поворот относительно оси y .

Геометрические параметры гексапода соответствуют параметрам гексапода типа М-840 фирмы PI (рис. 2).



■ Рис. 1. Схема установки зеркальной системы на гексаподоподобных механизмах



■ Рис. 2. Конструкция гексапода М-840

Параметры КР космического радиотелескопа «Миллиметрон», используемые при моделировании: 1) форма поверхности — гиперboloид; 2) материал — карбид кремния; 3) покрытие — алюминий; 4) материал опор — углепластик; 5) диаметр $D_k = 0,5/0,6$ м; 6) высота $H_k = 0,1213/0,1544$ м; 7) радиус при вершине $R_k = 0,364$ м; 8) плотность $\rho_k = (3,2 - 3,27) \cdot 10^3$ кг/м³; 9) модуль Юнга $E_k = (400 - 500)$ ГПа; 10) плотность материала опор $\rho_o = (1,55 - 1,62) \cdot 10^3$ кг/м³; 11) модуль Юнга опор $E_o = 280$ ГПа; 12) точность поверхности $\Delta = 3$ мкм; 13) температурный коэффициент $\alpha_k = 0,04 \times 10^{-6}$ 1/К; 14) температурный коэффициент опор $\alpha_o = 0,1 \cdot 10^{-6}$ 1/К; 15) толщина $h_k = 4$ мм с ребрами в 8 мм; 16) масса контррефлектора $m_k = 6,4$ кг; 17) масса гексапода $m_r = 12$ кг; 18) масса верхней платформы гексапода $m_{r,n} = 4$ кг; 19) радиус ноги гексапода $R_{r,n} = 0,01$ м; 20) длина ноги гексапода $l_{r,n} = 0,27$ м; 21) диаметр основания гексапода $D_{r,o} = 0,348$ м; 22) диаметр верхней платформы гексапода $D_{r,n} = 0,25$ м; 23) максимальная управляющая ЭДС $e_y = 100$ В; 24) максимальное перемещение штока актуатора ноги гексапода $x = \pm 25$ мм; 25) максимальная скорость перемещения штока актуатора ноги гексапода $v = 50$ мм/с; 26) масса штока актуатора ноги гексапода $m_a = 0,6$ кг; 27) максимальная точность позиционирования штока актуатора $\delta = 2$ мкм.

Расчет параметров САУ актуатором

Вначале оценим частоту собственных колебаний КР. Наиболее просто приближенно оценить эту частоту можно по формуле

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C}{M}}, \quad M = m_k + m_{r,n}, \quad C = 6C_r, \quad C_r = \frac{E_0 \pi R_{r,n}^2}{0,7 D_{r,n}}$$

где C — эквивалентная жесткость КР; M — эквивалентная масса КР; C_r — приведенная жесткость актуатора чексапода.

Положим, что $R_{r,n} = 0,7$; $D_{r,n} = 0,7 \cdot 0,25 = 0,175$ м; $C = 6 \cdot 5 \cdot 10^8 = 3 \cdot 10^9$ Н/м; $C_r = (2,8 \cdot 10^{11} \cdot 3,14 \times 10^{-4}) / 0,175 = 5 \cdot 10^8$ Н/м. Тогда $f_0 = 2700$ Гц и $T_0 = 1/f_0 = 3,7 \cdot 10^{-4}$ с.

Колебания КР при скачкообразном воздействии силой F можно упрощенно описывать уравнением вида

$$M\ddot{x} = -Cx - r\dot{x} + F. \quad (1)$$

Уравнение (1) при использовании преобразования Лапласа можно переписать в виде

$$x(p) = \frac{kF}{T^2 p^2 + 2\lambda Tp + 1}, \quad (2)$$

где $k = 1/C = 1/3 \cdot 10^9 = 3,3 \cdot 10^{-10}$ м/Н = $3,3 \times 10^{-4}$ мкм/Н; $\lambda = 0,01 - 0,05$; $T = T_0/2\pi = 5,9 \cdot 10^{-5}$.

Полученные из уравнения (2) переходные процессы показывают, что усилие $F = 100$ Н, прикладываемое к КР со стороны актуаторов гексапода, будет вызывать почти не затухающие колебания КР с амплитудой в сотые доли микрон.

Очевидно, что усилие F создается двигателями актуаторов, управляемыми обычно ПИД-регуляторами. При этом для точного позиционирования КР можно использовать пьезоэлектродвигатели, работающие при температурах до 6 К [3]. В этом случае переходный процесс надо строить с учетом параметров двигателя и регулятора.

Линейная математическая модель пьезодвигателя гексапода КР имеет вид

$$\frac{dF_3}{dt} = (K_o/C_o/R_B)e_y - (1/C_o/R_B)F_3 - (K_oK_{\Pi}/C_o)v; \quad (3)$$

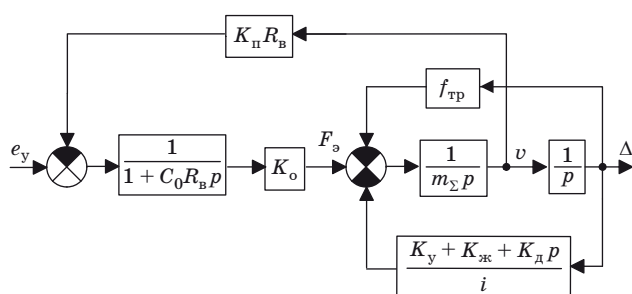
$$\frac{dv}{dt} = (1/m_{\Sigma})F_3 - (K_y + K_{ж})/i/m_{\Sigma x} - (K_d/m_{\Sigma})v; \quad (4)$$

$$dx/dt = iv, \quad (5)$$

где F_3 — сила, развиваемая пьезоэлектродвигателем; x — перемещение; m_{Σ} — перемещаемая масса; i — коэффициент редукции; R_B — внутреннее сопротивление источника ЭДС; C_o — емкость пьезоэлемента; K_{Π} — коэффициент прямого пьезоэффекта; K_o — коэффициент обратного пьезоэффекта; K_y — коэффициент упругости пьезопровода; $K_{ж}$ — коэффициент жесткости конструкции; K_d — коэффициент демпфирования.

Применив к уравнениям (3)–(5) преобразование Лапласа, можно получить следующую структурную схему (рис. 3).

Пусть в актуаторах гексапода используются пьезодвигатели, развивающие усилие $F_3 = 25$ Н при управляющей ЭДС $e_y = 100$ В с максимальным перемещением $x = \pm 25$ мм и скоростью 50 мм/с. Масса штока актуатора $m_a = 0,6$ кг. Тогда $K_o = K_{\Pi} = F_3/e_y = 25/100 = 0,25$ Н/В; $K_{\Pi}R_B = e_y/v = 100/50 = 2$ В · с/мм; $R_B = 2/0,25 = 8$ Ом. Емкость пьезоэлемента $C_o = (\epsilon_0\chi S_o - S_o d_p^2 Y)/l_o$, где $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м — электрическая постоянная; $\chi = 3200$ — динамическая восприимчивость пьезоматериала; $S_o = \pi r_o^2 = 10^{-4}$ м² — площадь сечения пьезоэлемента; $d_p = 470 \cdot 10^{-12}$ Кл/Н — пье-



■ Рис. 3. Структура модели пьезоэлектродвигателя

зомодуль; $Y = 5,58 \cdot 10^{10}$ Па — модуль Юнга пьезоматериала; $l_o = 0,1$ м — длина пьезоэлемента.

Тогда $C_o = 10 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 3,2 \cdot 10^3 \cdot 10^{-4} - 10 \cdot 10^{-4} \cdot 4,7 \cdot 10^{-10} \cdot 4,7 \cdot 10^{-10} \cdot 5,5 \cdot 10^{10} = 10^{-11}$ Ф; $T_3 = R_B C_o = 8 \cdot 10^{-11}$ с. Эквивалентная жесткость системы $K_c = K_y/i + K_{ж}/i = F_3/x = 25/50 = 0,5$ Н/мм. Демпфирование $K_d/i = r = 2\lambda C/f_o = (0,02 \cdot 3 \cdot 10^6)/(2,7 \cdot 10^3) = 22$ Н · с/мм. Перемещаемая масса $m_{\Sigma} = M + m_a = 10,4 + 0,6 = 11$ кг.

Структурную схему САУ перемещением штока актуатора (САУ-А) с помощью пьезодвигателя можно в линейном приближении представить в виде, показанном на рис. 4, а.

При этом обычно в таких САУ используется ПИД-регулятор, имеющий передаточную функцию вида $W_p = (k_3 p^2 + k_1 p + k_2)/p$. Коэффициент k_2 выбирают, исходя из требуемой точности САУ δ_{ω} на заданной частоте входного сигнала ω , а коэффициенты k_1 и k_3 — исходя из динамических свойств объекта управления.

Произведя замыкания внутренних контуров в структурной схеме на рис. 4, а, получим структурную схему, показанную на рис. 4, б, где

$$W_{o,y} = \frac{0,5}{ap^2 + bp + 1} \text{ — передаточная функция объ-}$$

екта управления, полученная следующим образом:

$$W_1 = 1/m_{\Sigma} p^2; \quad (6)$$

$$W_2 = K_y/i + K_{ж}/i + K_d p/i; \quad (7)$$

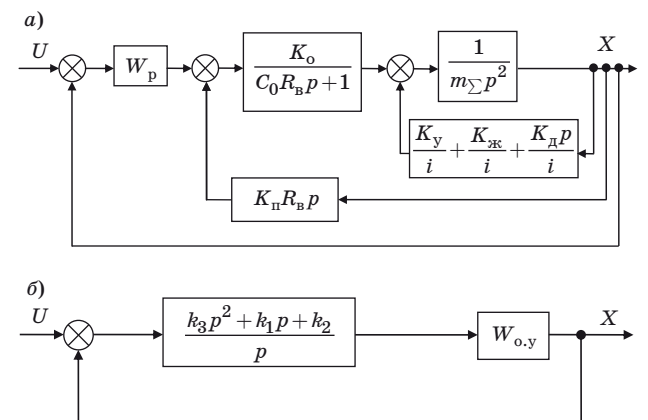
$$W_3 = K_o/(C_o R_B p + 1); \quad (8)$$

$$W_4 = K_{\Pi} R_B p; \quad (9)$$

$$W_5 = W_1/(1 + W_1 W_2); \quad (10)$$

$$W_6 = W_3 W_5, W_{o,y} = W_6/(1 + W_4 W_6). \quad (11)$$

Подставляя приведенные выше параметры объекта управления (6)–(9) и пренебрегая величиной $C_o R_B p = 8 \cdot 10^{-11} p$ в уравнении (8), получим:



■ Рис. 4. Первоначальная (а) и преобразованная (б) структурные схемы САУ-А

$$\begin{aligned}
 W_1 &= 1/11p^2; W_2 = 0,5 + 22p; \\
 W_3 &= 0,25; W_4 = 2p; W_5 = 2/(22p^2 + 44p + 1); \\
 W_6 &= 0,5/(22p^2 + 44p + 1); \\
 W_{o,y} &= 0,5/(22p^2 + 45p + 1). \quad (12)
 \end{aligned}$$

Для анализа динамики полученной системы необходимо найти коэффициенты k_1, k_2, k_3 в передаточной функции регулятора W_p . Для этого зададимся точностью позиционирования штока актуатора $\delta_\omega = 2$ мкм, что соответствует точности выбранного за прототип гексапода типа М-840 при частоте изменения входного сигнала $\omega = 0,1$ с⁻¹. Тогда получим требуемое усиление на этой частоте $K_\omega = x / \delta_\omega = 50/2 \cdot 10^{-3} = 2,5 \cdot 10^4$. Если положить, что $k_3/k_2 = 22$ и $k_1/k_2 = 45$, то получим передаточную функцию разомкнутой САУ $W = W_p W_{o,y} = 0,5k_2/p$. Поэтому при $\omega = 1/P = 0,1$ с⁻¹ получим $0,05k_2 = 2,5 \cdot 10^4$ и соответственно $k_2 = 5 \cdot 10^5$. Теперь можно вычислить остальные параметры ПИД-регулятора: $k_3 = 22 \cdot 5 \cdot 10^5 = 1,1 \cdot 10^7$; $k_1 = 45 \cdot 5 \cdot 10^5 = 2,25 \cdot 10^7$.

Компьютерное моделирование переходных процессов

В линейной постановке анализ динамики САУ-А будем проводить с помощью компьютерного моделирования по структурной схеме модели, показанной на рис. 5.

Вначале будем считать, что параметры ПИД-регулятора точно соответствуют параметрам объекта управления, т. е. $k_1 = 2,25 \cdot 10^4$, $k_2 = 2,5 \cdot 10^3$ и $k_3 = 5,5 \cdot 10^4$. В этом случае при подаче на вход САУ ступенчатого воздействия переходный процесс будет иметь вид, показанный на рис. 6, а.

При правильной настройке ПИД-регулятора переходный процесс при скачкообразном изменении управляющего напряжения будет плавным, без перерегулирования, с временем переходного процесса порядка 2 мс.

Для проверки робастности САУ-А были смоделированы переходные процессы при настройке регулятора с ошибкой +20 % и с ошибкой -20 % (рис. 6, б).

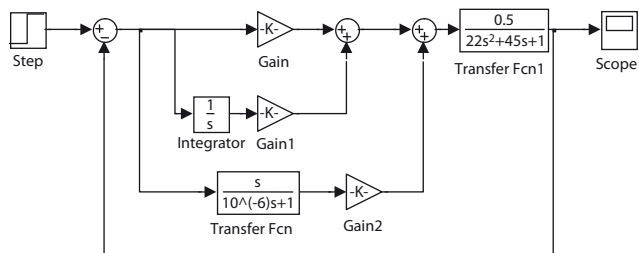


Рис. 5. Модель САУ-А

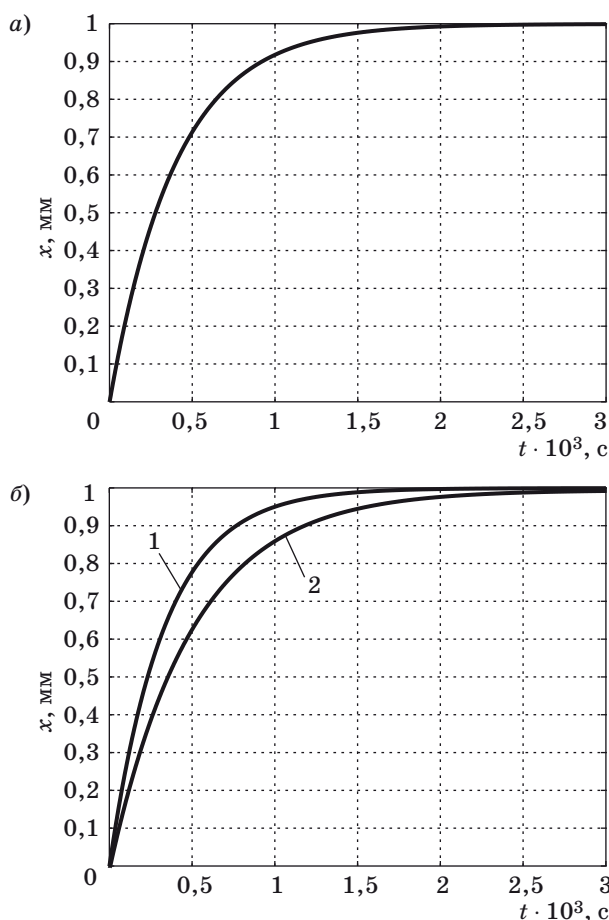


Рис. 6. Переходный процесс САУ-А при настройке ПИД-регулятора: а — идеальной; б — неточной: 1 — ошибка на +20%; 2 — ошибка на -20%

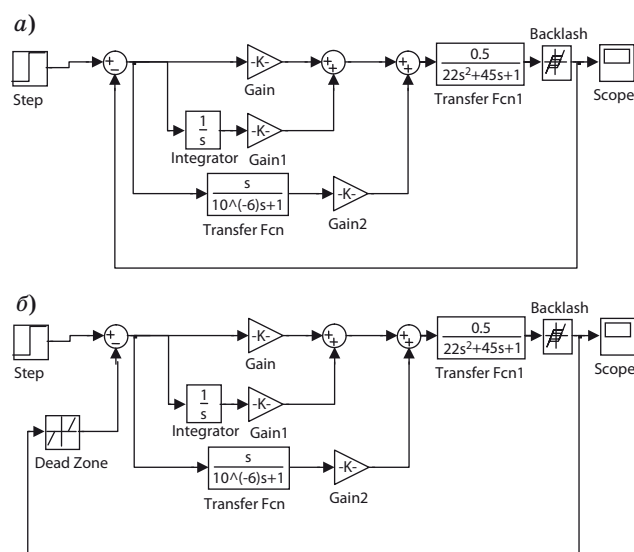
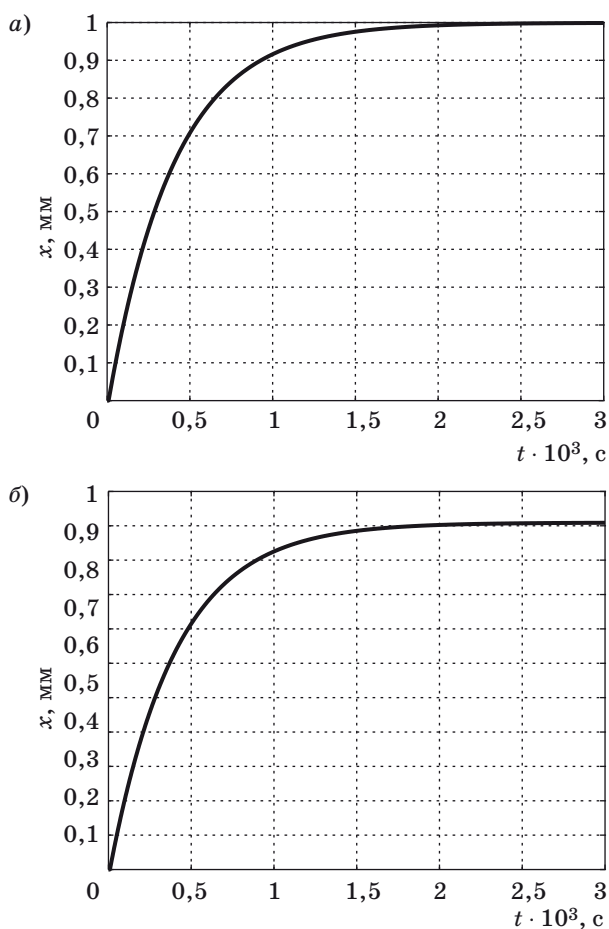


Рис. 7. Нелинейная модель САУ-А: а — с люфтом; б — с люфтом и зоной нечувствительности



■ Рис. 8. Переходный процесс в САУ-А: а — с люфтом; б — с люфтом и зоной нечувствительности

Как видно из рис. 6, необходимая плавность переходного процесса в обоих случаях сохраняется с небольшим изменением времени установления, что говорит о высокой робастности синтезированной системы управления актуатором КР.

Теперь учтем неустранимые нелинейности в САУ-А.

Допустим, что в шарнире актуатора имеется люфт 20 мкм. Для получения переходного процесса в системе управления с таким люфтом необходимо в ее модель ввести перед выходом соответствующее звено (рис. 7, а). Полученный переходный процесс в такой модели показан на рис. 8, а. Как видно из рисунка, процесс остается аперии-

дическим, но с несколько большим временем переходного процесса, что соответствует, как и следует из теории нелинейных систем управления, уменьшению усиления в контуре управления.

Теперь дополнительно учтем зону нечувствительности в датчике обратной связи величиной 10 мкм. Для получения переходного процесса в системе управления с такой зоной нечувствительности и люфтом необходимо в модель ввести соответствующее звено в обратную связь (рис. 7, б).

Полученный переходный процесс в такой модели показан на рис. 8, б. Как видно из рисунка, процесс остается аперидическим, но, как и следует из теории нелинейных систем управления, со статической ошибкой, равной величине зоны нечувствительности.

Заключение

При ударном воздействии на неуправляемый КР КРТ могут возникать слабодемпфированные колебания с малой амплитудой. Однако в САУ-А гексапода с КР при скачкообразном изменении управляющего напряжения переходные процессы будут плавными и без перерегулирования. При этом время переходного процесса будет лежать в пределах 1,5 – 2 мс. Поэтому при анализе поведения управляемого КР КРТ с гексаподным механизмом в большинстве случаев можно не учитывать инерционности САУ-А и штанг гексапода.

Литература

1. Система автоматического наведения радиотелескопа: Патент РФ Ru 2319171 C1. 2008. Бюл. № 7. Ч. 3. С. 824–825.
2. Городецкий А. Е., Артеменко Ю. Н., Дубаренко В. В., Тарасова И. Л., Кучмин А. Ю. Проблемы создания систем адаптации космических радиотелескопов // Информационно-управляющие системы. 2010. № 3. С. 2–8.
3. Sanguinetti B., Varcoe B. T. H. Use of a piezoelectric SQUIGGLE® motor for positioning at 6 K in a cryostat // Cryogenics. Sept. 2006. Vol. 46. Is. 9. P. 694–696.

УДК 004.67

ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ТЕЛЕМЕХАНИЧЕСКИХ ДАННЫХ ОДНОРОДНЫМИ n -МЕРНЫМИ СТРУКТУРАМИ КАК ПРЕДВАРИТЕЛЬНАЯ ОБРАБОТКА В ЗАДАЧАХ СЖАТИЯ

Чье Ен Ун,

доктор техн. наук, профессор

А. В. Левенец,

канд. техн. наук, доцент

В. В. Нильга,

аспирант

Тихоокеанский государственный университет

Предложен способ предварительной обработки измерительных данных, основанный на их представлении однородными n -мерными структурами и позволяющий повысить эффективность сжатия таких данных. Разработан критерий оценки эффективности предварительной обработки и проведены исследования нового способа предварительной обработки на случайных процессах и данных телемеханики.

Ключевые слова — предварительная обработка, сжатие, однородная n -мерная структура, информационно-измерительная система, телемеханика.

Введение

Существующая на настоящий момент тенденция широкого использования распределенных информационно-измерительных систем при решении самых разнообразных задач привела к значительно повышенным требованиям к пропускной способности применяемых каналов связи, что связано как с увеличением объемов передаваемой информации, так и с необходимостью обеспечения защиты этой информации от помех и несанкционированного доступа. Следствием этого является завышенная стоимость каналов связи из-за индивидуального подхода при их проектировании. Сокращение объема передаваемой информации является самым распространенным решением данной проблемы, при этом следует отметить, что основным требованием, предъявляемым при сжатии данных распределенных информационно-измерительных систем, является обратимость сжатия или сжатие без потерь. Здесь следует уточнить, что речь идет о цифровых данных, т. е. таких данных, для которых принципиально возможно осуществить процедуру обратимости.

Предварительная обработка в сжатии данных

Широко известные универсальные алгоритмы сжатия без потерь используют простые статистические модели, поэтому либо не могут обеспечить требуемый уровень сжатия, либо имеют сложные для технической реализации алгоритмы кодирования и декодирования, что существенно сокращает область их применения, особенно при работе с телемеханическими данными, обычно поступающими в режиме реального времени.

В общем случае процесс сжатия телемеханических данных можно разделить на следующие три основных этапа [1].

1. Сегментирование или выделение квазистационарных участков, для которых статистические свойства считают неизменными. В результате непрерывный поток данных разбивается на блоки отсчетов, что позволяет упростить обработку данных и повысить эффективность алгоритмов сжатия.

2. Предварительная обработка, необходимая для приведения исходных данных к модели, лежащей в основе последующего метода кодирова-

ния. Наиболее широко развиты линейные предсказания (авторегрессионная модель) и линейные преобразования, например дискретно-косинусное.

3. Кодирование. Лидирующие позиции здесь удерживают методы энтропийного кодирования, например арифметическое кодирование, кодирование Хаффмана.

Следует отметить, что этап предварительной обработки данных играет весьма важную роль с точки зрения эффективности процедуры сжатия в целом. Учитывая достаточно хорошую на текущий момент проработку методов сегментирования и кодирования, следует связать дальнейшее повышение эффективности алгоритмов сжатия с разработкой методов и способов предварительной обработки данных.

По способу обработки входной последовательности предварительную обработку можно разделить на два вида:

1) обработка потока — последовательности с неизвестными границами и последовательным доступом;

2) обработка блоков — конечных последовательностей с произвольным доступом.

В результате предварительной обработки возможно формирование нескольких потоков (блоков), причем даже если их суммарная длина больше длины исходной последовательности, структура сформированных потоков (блоков) значительно улучшает последующее сжатие как по коэффициенту сжатия, так и по времени.

Способ предварительной обработки данных

Предлагаемый способ предварительной обработки измерительных данных относится к блочным методам. Суть способа заключается в трансформации блоков измерительных данных в целях увеличения их однородности.

Однородность выходного потока определяется наличием серий, состоящих только из нулей или только из единиц, длина которых стремится к максимально возможной. Идеальный вариант преобразования данных даст всего две серии, одна из которых будет состоять из нулей, а другая — из единиц. Длина серии в этом случае равна количеству всех нулей (всех единиц) во входном потоке и является максимально возможной.

Условие обеспечения максимальных длин серий можно использовать для оценки эффективности предварительной обработки. В качестве критерия можно предложить коэффициент эффективности $k_{эф}$, определяемый как отношение средних длин серий после ($l_{после}$) и до ($l_{до}$) предварительной обработки: $k_{эф} = l_{после} / l_{до}$.

Очевидно, что эффективность преобразования декларируется при $k_{эф} > 1$, т. е. в том случае, ког-

да происходит увеличение средней длины серии. Учитывая, что средняя длина — это отношение длины блока N к числу серий n : $\bar{l} = N/n$, $k_{эф}$ можно представить следующим образом: $k_{эф} = n_{до} / n_{после}$.

Способ предварительной обработки измерительных данных, предлагаемый в настоящей работе, является дальнейшим развитием алгоритмов, подробно рассмотренных в публикациях [2, 3]. Для предлагаемого способа характерно, что входная последовательность бит делится на равные блоки, длина которых определяется структурой кадров телемеханики. Предварительная обработка каждого блока ведется независимо от других, что налагает определенные ограничения при использовании энтропийных методов сжатия.

Суть способа предварительной обработки заключается в вычислении автокорреляционной функции (АКФ) битовой последовательности, которая позволяет обнаружить скрытые зависимости как в различных каналах в кадре телемеханики, так и в самих кадрах. Учитывая, что обрабатываются двоичные последовательности, АКФ предложено рассчитывать следующим образом:

$$\left\{ \begin{aligned} R(n) &= \frac{1}{N} \left(\sum_{i=0}^{N-1} S[i] \leftrightarrow S[i+n] - \sum_{i=0}^{N-1} S[i] \leftrightarrow S[i+n] \right), \\ S[i+n] &= S[(i+n) - N] \text{ при } (i+n) > N-1 \end{aligned} \right.$$

где $S[i]$ — i -й бит исходной битовой последовательности S ; $i \in [0, N-1]$ — параметр битовой последовательности; N — число бит в исходной последовательности; $n \in [0, N-1]$ — параметр АКФ; \leftrightarrow — логическая операция эквивалентности.

Из рассчитанных значений АКФ делаются выборки с интервалом m [4, $N/4$]. Среди полученных выборок определяется единственная, которая имеет максимальное математическое ожидание при минимальной дисперсии. Соответствующий данной выборке интервал предлагается назвать основным и обозначать $m_{осн}$. Из входной последовательности, разбитой на блоки по $m_{осн}$ бит, можно сформировать двумерный массив размером $m_{осн} \times \text{ceil}(N / m_{осн})$, где $\text{ceil}()$ — функция округления в большую сторону до ближайшего целого. Для получения большей размерности структуры производится поиск дополнительных интервалов m_i , обладающих максимальным математическим ожиданием при минимальной дисперсии. Единственным дополнительным условием является то, что каждый последующий интервал должен быть кратен интервалу, найденному на предыдущем шаге. Диапазон интервалов лежит в пределах от четырех до $N/4$. Количество найденных интервалов задает размерность струк-

туры. Таким образом, в результате формируется M -мерная структура с размерами $m_0 \times m_1/m_0 \times \dots \times m_i/m_{i-1} \times \dots \times \text{ceil}(N/m_{M-2})$.

Результаты исследований

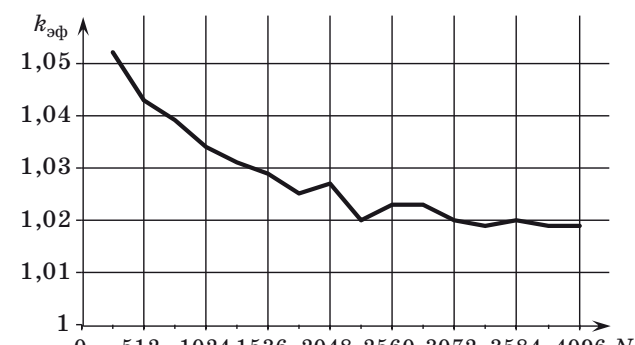
Исследование возможностей предварительной обработки было произведено на случайных последовательностях данных, а также на данных телемеханики, полученных от ряда энергетических объектов Дальневосточного региона.

Случайные последовательности были представлены реализациями случайного процесса с равномерным распределением (СПРР). Исследования проводились для различных длин выборки. Для обеспечения статистической репрезентативности эксперимент для каждой длины выборки проводился 500 раз, а в качестве результатов приводятся усредненные значения.

Поскольку имеющиеся в распоряжении данные телемеханики были восьмиразрядными, то исследования проводились на длинах, кратных восьми. Объем выборки обрабатываемых данных N менялся в диапазоне от 256 до 4096 бит с шагом 256 бит. Для каждого объема выборки определялся коэффициент эффективности, график поведения которого представлен на рис. 1.

Анализ приведенных данных показывает, что предлагаемый способ обработки эффективен даже в случае его применения к случайным данным. Уменьшение значения $k_{эф}$ при увеличении длины выборки может быть объяснено снижением корреляционной зависимости обрабатываемых данных, что приводит к увеличению количества локальных максимумов корреляционной функции и, в свою очередь, к неэффективному выбору основного интервала.

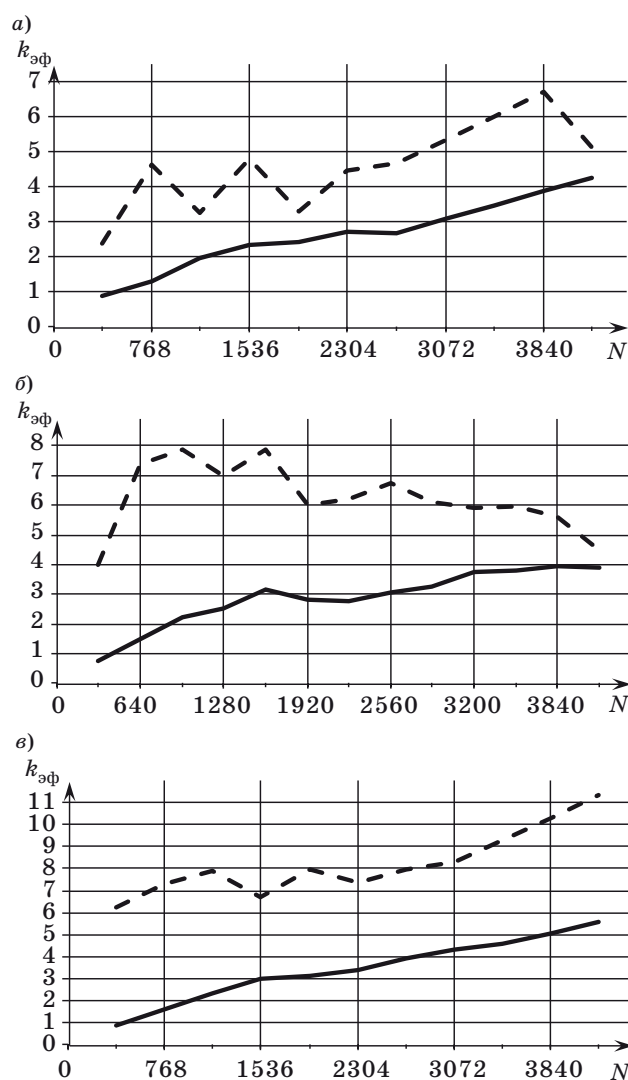
Данные телемеханики представляли собой ряд отдельных потоков, поступающих от разных объектов. Каждый поток имеет свою длину кадра, обусловленную числом каналов (датчиков). Коэффициент эффективности рассчитывался для каждого потока в отдельности.



■ Рис. 1. Влияние длины выборки на $k_{эф}$ для СПРР

Кроме того, исследовались разностные потоки телемеханических данных, каждый кадр которых составлялся из разностей значений двух соседних кадров исходного потока. Здесь необходимо отметить, что поскольку исходный кадр обрабатываемой последовательности передается только в начале процесса обработки и в дальнейшем работа ведется уже с разностями, в проведенных исследованиях объем исходного кадра не учитывался.

Типичное поведение коэффициента эффективности при изменении длины выборки представлено на примерах трех потоков (рис. 2, а—в). На рисунках сплошной линией показаны результаты предварительной обработки исходных данных, а пунктирной — результаты предварительной обработки разностных рядов. Каждый график представляет линейную интерполяцию значений коэффициента эффективности предварительной обработки данных.



■ Рис. 2. Графики $k_{эф}$ для первого (а), второго (б) и третьего (в) потоков данных телемеханики

■ *Влияние предварительной обработки на эффективность сжатия*

Сжимаемая последовательность	Значение коэффициента сжатия		
	худшее	усредненное	лучшее
Исходная	0,51	0,53	0,54
С предварительной обработкой	0,45	1,48	2,15
С предварительной обработкой разностных рядов	0,95	3,74	5,33

Как следует из полученных результатов, при обработке исходных данных наблюдается общий тренд увеличения значений коэффициента эффективности с увеличением числа кадров, находящихся в предварительной обработке, что обусловлено наличием связей как между кадрами, так и между каналами в кадре. В отличие от случайного процесса, увеличение объема данных, участвующих в предварительной обработке, позволяет повысить вероятность обнаружения этих связей. Негативный результат проявляется при обработке одного кадра, что позволяет определить нижнюю границу эффективности применения предлагаемого алгоритма.

При работе с разностными рядами наблюдается существенное повышение эффективности предварительной обработки, что связано, прежде всего, с низкой динамичностью телемеханических данных, в силу чего разность соседних кадров позволяет получить более однородную последовательность для дальнейшей обработки и, как следствие, более высокую эффективность преобразования. Очевидно, что эффективность предварительной обработки будет максимальной при обработке стационарных данных со спектральной массой, сосредоточенной в области низких частот.

Необходимо отметить следующее. Во-первых, выявить общий тренд в полученных данных для разностных потоков не удается, что можно объяснить индивидуальным характером динамики в каждом потоке телемеханических данных. Во-вторых, размерность получаемых структур не превышает трех измерений, причем доля двумерных структур для данных в виде реализации СПРР составила 0,5 %, а для данных телемеханики — 19 %, в то время как доля трехмерных структур составляет 95,5 и 81 % соответственно.

В качестве предварительного анализа работы предлагаемого способа предварительной обработки проводилось сжатие исходной последовательности и полученной структуры кодированием длин повторов (Run-Length Encoding — RLE). Поскольку данный алгоритм предназначен для работы с линейными данными, получение выходной линейной последовательности осуществляет-

ся путем обхода n -мерной структуры по жестко заданному алгоритму для всех обрабатываемых данных. Полученные результаты для данных телемеханики отображены в таблице.

Таким образом, применение предварительной обработки позволяет увеличить коэффициент сжатия алгоритмом RLE в среднем в 2,8 раза, а с применением разностного метода — в 7 раз. Как и предполагалось, худшие результаты получены при обработке одного кадра.

Заключение

Таким образом, предлагаемый способ предварительной обработки позволяет потенциально повысить эффективность сжатия за счет получения более однородной последовательности данных. На случайных процессах, не имеющих сильных корреляционных зависимостей, эффективность способа существенно ниже и обратно пропорциональна длине выборки. В случае же работы с данными телемеханики средняя длина серий увеличивается до 6 раз, причем эффективность прямо пропорционально зависит от объема обрабатываемых данных. Следует также отметить существенное (до 2 раз) повышение эффективности предложенного способа предварительной обработки при работе с разностными рядами данных телемеханики.

Очевидно, что эффективность предлагаемого способа предварительной обработки для реальных информационно-измерительных систем будет существенно зависеть от применяемого алгоритма сжатия. Наиболее очевидным выбором может стать алгоритм RLE, работающий с сериями повторяющихся символов (бит). Однако такой алгоритм слабо приспособлен к сжатию многомерных структур, поэтому для получения максимального эффекта следует разрабатывать специализированные алгоритмы, учитывающие особенности предлагаемого способа предварительной обработки.

Литература

1. Хан Дж., Камбер М. Data Mining: Concepts and Techniques. — Elsevier Inc., 2006. — 800 p.
2. Левенец А. В., Нильга В. В. Структурное упорядочение данных для задач сжатия в информационно-измерительных системах // Вестник ТОГУ. 2009. № 2(13). С. 45–52.
3. Чье Ен Ун, Левенец А. В., Нильга В. В. Алгоритм структурного упорядочивания измерительных данных // Информатика и системы управления. 2010. № 3(25). С. 82–87.

УДК 681.518.3

МЕТОД ОТОЖДЕСТВЛЕНИЯ МНОГОМАТРИЧНОЙ ВИДЕОКАМЕРЫ С ПОЛУЧЕННЫМИ ЕЮ СНИМКАМИ

Б. В. Мартемьянов,

канд. техн. наук, доцент

Самарский государственный технический университет

Излагается метод определения мультиматричной видеокамеры, сформировавшей данное для идентификации изображение, применимый относительно видеокамер, сконструированных на базе матричных фоточувствительных приборов с зарядовой связью.

Ключевые слова — мультиматричные видеокамеры, фоточувствительные приборы с зарядовой связью, сшивка изображений, метод функционализации параметров изображений.

Введение

Основу современной техники, предназначенной для получения цифровых растровых изображений, составляют фоточувствительные приборы с зарядовой связью (ФПЗС). Для регистрации изображений с разрешением в десятки тысяч пикселей по ширине кадра видеосистемы конструируются по технологии компоновки в нее некоторого множества блоков ФПЗС. Примером такой видеосистемы являются оптико-электронные преобразователи (ОЭП) бортового базирования, например ОЭП мобильных платформ наблюдения (МПН).

На МПН могут базироваться несколько ОЭП. При этом в процессе съемки участка местности используются одновременно все ОЭП либо некоторые из них.

В ходе эксплуатации сложных технических систем, к которым относятся МПН, вероятно возникновение нештатных ситуаций. Нештатная ситуация на борту МПН может привести к потере информации об источнике (ОЭП), с помощью которого получено данное изображение. Соотнесение изображения к конкретному источнику (идентификация ОЭП) помогает в таких случаях локализовать и выявить причину нештатной ситуации.

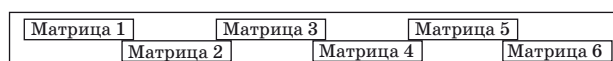
В статье излагается разработанный автором и апробированный на практике метод идентификации ОЭП источника изображения. Метод показал почти 100%-ю достоверность результата идентификации. Высокая степень достоверности объясняется тем, что метод основан на извлечении из изображения информации о взаимном располо-

жении матриц, составляющих ОЭП источника изображения. То есть из изображения извлекается информация, которая отображает как бы «отпечатки пальцев» ОЭП, являющиеся уникальными для каждого ОЭП.

Особенности структур мультиматричных ОЭП

В статье рассматриваются ОЭП с мультиматричными ФПЗС. Для определенности будем считать, что в составе ОЭП имеется 6 матриц ФПЗС (в конкретной системе таких матриц может быть в несколько раз больше, что в рамках рассматриваемого метода позволит только увеличить достоверность результатов решения рассматриваемой задачи). Обычно эти ФПЗС располагаются в фокальной плоскости ОЭП, по структуре ассоциируемой с «коленчатым валом» (рис. 1), в которой матрицы ФПЗС располагаются в два параллельных ряда.

Набор матриц ФПЗС интегрируется в ОЭП механической сборкой. Поэтому взаимное расположение любой пары соседних матриц будет несколько отличаться от взаимного расположения любой другой пары соседних матриц. Эти различия могут составлять микроны, но они обязательно есть. Причем в каждой сборке матриц последо-



■ Рис. 1. Ступенчатое расположение матриц ФПЗС в ОЭП

вательность взаимных сдвигов соседних матриц является уникальной, так же, как уникальны отпечатки пальцев человека. Чем больше матриц имеется в составе видеокамеры, тем больше отличий имеют различные сборки матриц.

Предлагаемый метод идентификации ОЭП источника изображения основан на выявлении геометрических особенностей сборки матриц в ОЭП (взаимного геометрического расположения отдельных матриц). Эти особенности выявляются в результате высокоточной (субпиксельной) обработки изображений.

Идеализированная модель расположения матриц в ОЭП

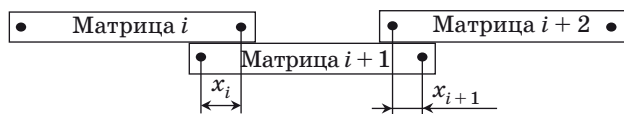
Последовательность фоточувствительных ячеек ПЗС (пикселей) матрицы, расположенных горизонтально относительно положения матриц на рис. 1, назовем строкой матрицы. Условимся, что вдоль строки матрицы изменяется координата X пикселей. В направлении, ортогональном оси X и расположенном в фокальной плоскости, изменяется координата Y пикселей. Строки матрицы пронумерованы (матрица может состоять и из одной строки пикселей).

При решении задачи выявляются только особенности взаимного расположения матриц в горизонтальном направлении — в направлении изменения координаты X . При этом предполагается, что матрицы расположены в двух строго параллельных рядах. Игнорирование имеющейся на самом деле непараллельности расположения матриц вносит несущественные искажения в получаемые результаты обработки.

Метрикой расстояний определим расстояние между центрами соседних ПЗС-ячеек матриц. Такое расстояние задает размер пикселя изображения на фокальной плоскости оптической системы.

Будем считать, что относительно каждой видеокамеры известен вектор X_i , задающий взаимное расположение соседних матриц вдоль оси X : $X_i = (x_1, \dots, x_n)$, где x_i — расстояние в пикселях между крайними ПЗС-ячейками соседних матриц (рис. 2). Для структуры с рис. 1 $X_i = (x_1, x_2, x_3, x_4, x_5)$.

Для конкретной сборки вектор X_i может быть получен разными способами:



● — крайние ПЗС-ячейки строк матриц

■ Рис. 2. Взаимное расположение матриц по оси X

— в результате достаточно точных измерений на готовой сборке;

— на основании результатов статистической обработки достаточного количества изображений, полученных на этапе функционирования системы до возникновения нештатной ситуации;

— по результатам обработки изображения специального полигона, для объектов которого известно точное расположение.

Постановка задачи сопоставления ОЭП изображению

Считаем, что имеется информация об особенностях сборки мультиматричных ОЭП одинаковой структуры, представленная набором векторов X_i .

Дано изображение, снятое одним из ОЭП, следующей структуры:

— каждая матрица порождает полосу изображения шириной w , равной количеству ПЗС-ячеек в строке матрицы;

— полосы изображений от разных матриц «склеены» в единое изображение по следующему принципу: справа к j -й строке пикселей, полученной от i -й матрицы, приклеена j -я строка пикселей, полученная от $(i + 1)$ -й матрицы. В результате «собранный» образ содержит в строке $w \times n$ пикселей, где n — количество матриц в сборке.

Считаем, что динамика изменения углов ориентации носителя оптической системы за время формирования изображения достаточно слаба.

Требуется определить, какой конкретно ОЭП сформировал данное изображение.

Сопоставление ОЭП полученным им снимкам

Ось оптической системы, перпендикулярную фокальной плоскости, назовем осью рыскания, а угол поворота оптической системы относительно этой оси — углом рыскания.

Взаимное перекрытие соседних матриц (см. рис. 1) порождает вектор X_i и приводит к тому, что в склеенном изображении полос, порожденных отдельными матрицами, справа и слева от границ склеивания имеются пиксели, отображающие одни и те же объекты. То есть в склеенном изображении имеются лишние пиксели, которые в результате обработки должны быть выявлены и удалены. Совокупность этих лишних пикселей, расположенных вдоль данной границы склеивания полос, назовем швом. Количество лишних пикселей в данной строке назовем шириной шва. Задачу вычисления шва и реализующую ее процедуру назовем сшивкой полос [1].

Во время формирования изображения угол рыскания Ψ может иметь различные значения и даже изменяться в процессе съемки (рис. 3).

Поэтому ширина данного шва может быть разной не только для разных изображений, но и для разных строк данного изображения. Если w_i — ширина i -го шва, а y — номер строки изображения, то $\Psi = \Psi(y)$ и $w_i = w_i(x_i, \Psi(y))$, где x_i — это x_i с рис. 2.

В приведенном рассуждении выделен угол рыскания потому, что его изменения влияют на ширину шва значительно сильнее других углов ориентации.

Сложная функциональная зависимость ширины шва приводит к тому, что прямое определение по одному изображению вектора \mathbf{X}_i в общем случае невозможно. Поэтому в основу метода решения поставленной задачи положим наблюдения, которые можно сделать по рис. 3.

На рис. 3 показаны два варианта ориентации проекций \mathbf{V}_1 и \mathbf{V}_2 вектора скорости движения носителя оптической системы на фокальную плоскость относительно матриц ОЭП. Ориентация этих векторов относительно строк матриц однозначно определяет угол рыскания Ψ . При этом углу $\Psi = 0$ соответствует вектор \mathbf{V}_1 , ориентированный по нормали к строкам матриц.

Формирование ширины двух соседних швов при разных направлениях вектора \mathbf{V} также иллюстрирует рис. 3. Очевидно: $w_i(\mathbf{V}_1) > w_i(\mathbf{V}_2)$; $w_{i+1}(\mathbf{V}_1) < w_{i+1}(\mathbf{V}_2)$. Но из элементарных геометрических соотношений ясно: при условии, что матрицы располагаются в параллельных рядах, при изменении направления вектора \mathbf{V} сохраняются значения сумм:

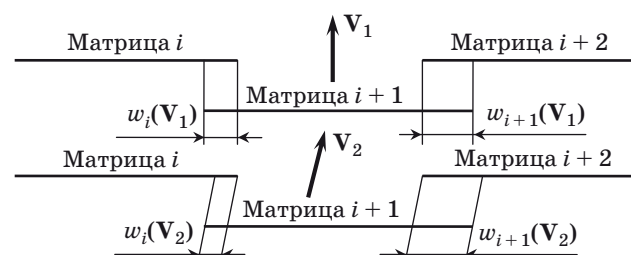
$$w_i(\mathbf{V}_1) + w_{i+1}(\mathbf{V}_1) = w_i(\mathbf{V}_2) + w_{i+1}(\mathbf{V}_2). \quad (1)$$

Таким образом, суммы из (1) не зависят от вектора \mathbf{V} , т. е. не зависят от угла рыскания Ψ .

Несложно заметить, что должны сохраняться значения сумм ширины любых двух швов, в которых при изменении направления вектора скорости ширина одного шва уменьшается, а другого — увеличивается. Поэтому для структуры ОЭП (см. рис. 1) должны сохраняться значения следующих шести сумм:

$$w_1 + w_2 = x_1 + x_2;$$

$$w_1 + w_4 = x_1 + x_4;$$



■ Рис. 3. Смежные швы при разных углах рыскания

$$w_2 + w_3 = x_2 + x_3;$$

$$w_2 + w_5 = x_2 + x_5;$$

$$w_3 + w_4 = x_3 + x_4;$$

$$w_4 + w_5 = x_4 + x_5, \quad (2)$$

где x_1, x_2, x_3, x_4, x_5 — константы для данной сборки матриц — компоненты вектора $\mathbf{X}_i = (x_1, \dots, x_5)$.

Значения сумм вида $w_i + w_j$ из (2) можно вычислить, решая задачу сшивки полос изображения. Значения сумм вида $x_i + x_j$ из (2) вычисляются по данным об особенностях сборки каждого из ОЭП. Таким образом, поставленная задача определения ОЭП, сформировавшего данное изображение, решается выбором того ОЭП, для которого все суммы вида $x_i + x_j$ из (2) наиболее точно совпадают с суммами вида $w_i + w_j$ из (2), вычисленными при решении задачи сшивки полос изображения.

Можно использовать различные меры совпадения сумм из (2). При этом можно ограничиться числовой обработкой данных, не используя какие-либо визуальные представления результатов обработки. Для большей наглядности демонстрации конкретных результатов решения задачи обработки изображения:

— используем представление сумм из (2) в виде диаграмм;

— примем, что имеется n ОЭП одинаковой структуры, каждый из них содержит в себе m блоков матриц, изображенных на рис. 1, и эти блоки «склеены» в один ряд, сонаправленный со строками матриц;

— каждый ОЭП при съемке формирует m файлов изображений — один файл от каждого блока.

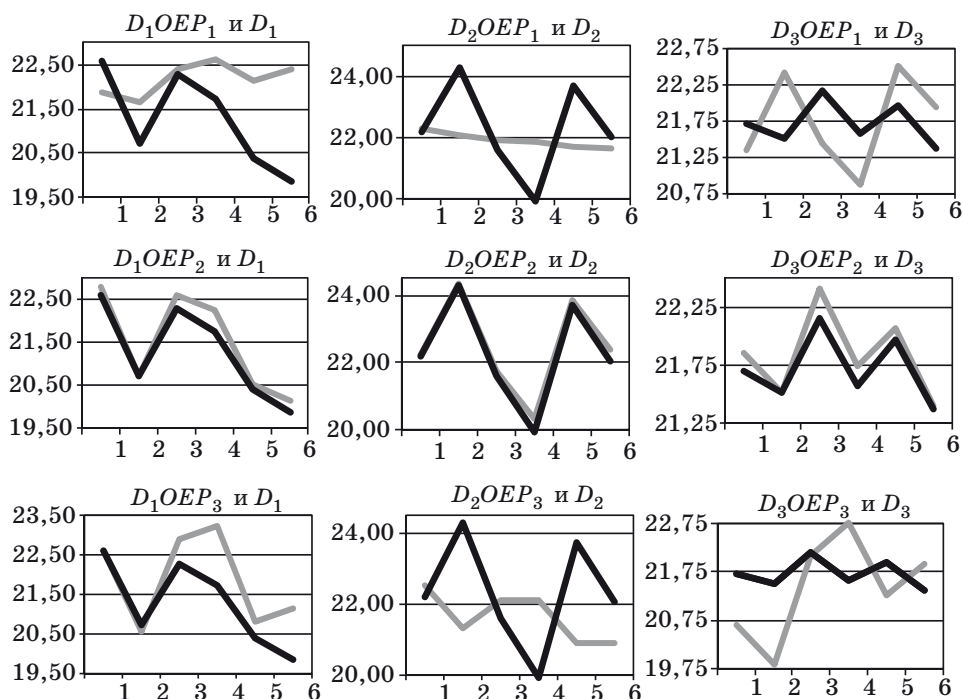
В таких условиях ОЭП источник изображения определяется по совокупности m файлов изображений. Наличие отдельного файла изображения от каждой сборки не является обязательным. Все m изображений могут быть склеены в одном файле.

Предлагаемый метод состоит из следующих шагов.

1. Для каждого j -го блока матриц ($j \in \{1, \dots, m\}$) i -го ОЭП ($i \in \{1, \dots, n\}$) на основе известного для данного блока вектора $\mathbf{X}_{ji} = (x_1, \dots, x_5)$ вычисляется вектор $\mathbf{S}_{ji} = (x_1 + x_2, x_1 + x_4, x_2 + x_3, x_2 + x_5, x_3 + x_4, x_4 + x_5)$.

2. Каждый вектор \mathbf{S}_{ji} отображается диаграммой $D_j OEP_i$, характеризующей геометрические особенности сборки j -го блока i -го ОЭП.

3. Для каждого из m исследуемых изображений вычисляются с субпиксельной точностью (с точностью доли пикселя) по 5 протоколов P_{jk} ($j \in \{1, \dots, m\}, k \in \{1, \dots, 5\}$) сшивки полос [1] — один протокол для каждой пары соседних полос изображения. Каждый протокол содержит значения ширины шва, выраженные в пикселях, с привяз-



■ Рис. 4. Примеры совмещения диаграмм

кой к строкам изображения. Конкретный способ вычисления протоколов сшивки полос в рамках предлагаемого метода не имеет значения. Можно, например, использовать режим ручного задания (в окрестности склеивания соседних полос изображения) пикселей, отображающих одни и те же объекты. Но при этом необходимо уточнить положения соответствующих точек на смежных полосах для обеспечения точности в доли пикселя. Такое уточнение можно сделать, используя, например, взаимную корреляцию фрагментов полос в окрестности указанных вручную пикселей. Автор вычислял протоколы сшивки [1] автоматически с помощью программы, обеспечивающей точность протокола до 0,2 пикселя и лучше. Программа создана на основе метода функционализации параметров изображений совместно с его разработчиком П. К. Кузнецовым [2].

4. Вычисляются на основе полученных протоколов P_{jk} ($k \in \{1, \dots, 5\}$) сшивки полос, среднестатистические по каждому jk -му шву значения шести сумм из (2), представленные в виде вектора $\mathbf{W}_j = (w_1 + w_2, w_1 + w_4, w_2 + w_3, w_2 + w_5, w_3 + w_4, w_4 + w_5)$.

5. Каждый из векторов \mathbf{W}_j отображается в виде диаграммы D_j , $j \in \{1, \dots, m\}$.

6. На заключительном шаге набор диаграмм D_j , $j \in \{1, \dots, m\}$ сравнивается с каждым из наборов D_jOEP_i , $i \in \{1, \dots, n\}$. Для этого каждая диаграмма D_j совмещается с каждой диаграммой D_jOEP_i в общей системе координат.

Визуальный поиск i -го набора диаграмм с наименьшими отличиями в совмещенных диаграммах (между D_jOEP_i и D_j , $j \in \{1, \dots, m\}$) решает поставленную задачу определения ОЭП, сформировавшего данное изображение (набор из m изображений).

На рис. 4 светлыми линиями представлены диаграммы D_jOEP_i , отображающие параметры (\mathbf{S}_{ji}) девяти реальных блоков, входящих в состав трех ОЭП. Темными линиями представлены диаграммы D_j , отображающие векторы \mathbf{W}_j , вычисленные в результате обработки реальных изображений в процессе автоматического вычисления протоколов сшивки полос с субпиксельной точностью с помощью авторской программы. Каждый из трех векторов \mathbf{W}_j представлен на трех диаграммах.

По рис. 4 наглядно видно, что в каждом столбце диаграмм наибольшие совпадения приходятся на диаграммы 2-й строки. Все они соответствуют блокам матриц 2-го ОЭП. Поэтому можно сделать уверенный вывод: обработанные изображения (3 файла) получены с помощью 2-го ОЭП.

Заключение

Предложен простой и надежный метод определения мультиматричного ОЭП, которым получено данное для идентификации изображение (набор изображений).

На диаграммах рис. 4 по осям ординат числа задают расстояния (компоненты векторов \mathbf{S}_{ji}

и W_j) в пикселях. Видно, что наибольшие различия между диаграммами во втором ряду составляют доли пикселя. Это говорит о высокой точности результатов обработки изображений, выполненной авторской программой.

Разнообразие диаграмм $D_j OEP_i$ подтверждает справедливость утверждения, что геометрические параметры взаимного расположения матриц, а именно компоненты векторов S_{ji} , несут в себе информацию об ОЭП, аналогичную информации об отпечатках пальцев человека.

Имеющиеся в парах диаграмм второго ряда различия (см. рис. 4) могут быть вызваны разнообразными причинами, например:

- не абсолютной точностью вычисления протоколов сшивки полос;
- методической погрешностью, связанной с допущением, что матрицы в блоках располагаются строго в два ряда и параллельно друг другу. При непараллельном расположении матриц равенства (2) становятся приближенными;

— чрезмерно большими угловыми скоростями вращения видеосистемы и резким изменением высоты рельефа снимаемого участка местности.

Литература

1. **Мартемьянов Б. В.** Оценка качества алгоритма сшивки изображений, основанного на методе функционализации // Вестник Самар. гос. техн. ун-та. Сер. Технические науки. Самара, 2009. № 3 (25). С. 88–95.
2. **Кузнецов П. К., Мартемьянов Б. В., Семавин В. И., Чекотило Е. Ю.** Метод определения вектора скорости движения подстилающей поверхности // Вестник Самар. гос. техн. ун-та. Сер. Технические науки. Самара, 2008. № 2 (22). С. 96–110.

Уважаемые подписчики!

Полнотекстовые версии журнала за 2002–2009 г. г. 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 2003–2009 г. г. 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 % и почтовые 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, 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, сайт: <http://www.periodicals.ru>

«Информнаука» (РФ + ближнее и дальнее зарубежье)

Москва, тел.: (495) 787-38-73, эл. почта: 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, 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

Новороссийск, тел.: (8617) 670-474

«Деловая пресса»

Москва, тел.: (495) 962-11-11, эл. почта: 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, 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>

«BTL» (Узбекистан)

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

и др.

УДК 621.396

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ БЫСТРОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ И АДАПТИВНОГО ВЗВЕШИВАНИЯ ПРИ ОБРАБОТКЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Н. М. Одиноченко,

начальник отдела по обеспечению НИР и ОКР

ОАО ЦНПО «КАСКАД»

В. В. Какаев,

канд. техн. наук, доцент

С. В. Алуев,

адъюнкт

Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского

Предлагается алгоритм обработки первичных радиолокационных сигналов при помощи процедуры быстрого преобразования Фурье и адаптивного взвешивания пакета обрабатываемого сигнала. Представлено устройство, реализующее предлагаемый алгоритм обработки и обеспечивающее более высокую эффективность выделения полезного сигнала на фоне пассивной помехи по сравнению с известными неадаптивными способами взвешивания сигнала. Максимальный эффект алгоритма проявляется при незначительной разнице доплеровских частот полезного сигнала цели и помехи.

Ключевые слова — обработка радиолокационных сигналов, адаптивное взвешивание.

Введение

В первичной радиолокации широко распространены устройства обработки, использующие для когерентного накопления пакета отраженных радиолокационных сигналов процедуру быстрого преобразования Фурье (БПФ). Применение процедуры БПФ при обработке пакета импульсных радиолокационных сигналов с конечным числом импульсов приводит к искажению оценок спектральных составляющих сигнала.

Адаптивное взвешивание при обработке радиолокационных сигналов

Искажение БПФ оценок спектральных составляющих вследствие ограниченного объема данных можно представить как результат умножения входного сигнала на весовое окно прямоугольной формы. Так как умножение во времени эквивалентно свертке в частотной области, каждому значению БПФ может быть поставлен в соответствие узкополосный фильтр, настроенный на

частоту $2\pi K/N$ (где N — число обрабатываемых импульсов, K — текущий номер импульса) и амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) вида

$$H_k(\omega) = \sin(\omega N / 2) / \sin(\pi K / N + \omega / 2), \quad (1)$$

где $\omega = 2\pi f/F$, F — частота повторения импульсов.

Наличие боковых лепестков АЧХ приводит к «размыванию» частотных составляющих сигнала в пределах всей ширины анализируемого диапазона частот. Одним из эффективных способов борьбы с «размыванием» частотных составляющих является весовая обработка сигнала.

Из (1) можно определить, что максимальный уровень боковых лепестков в случае прямоугольного окна равен 13,3 дБ. Окно специальной формы уменьшает модуль весовых коэффициентов в начале и в конце выборки сигнала. В таблице приведены наиболее употребительные весовые окна, значение весовых коэффициентов во временной области и показатели формы АЧХ [1–3].

Весовая обработка позволяет существенно снизить уровень боковых лепестков, но одновременно

■ Весовые функции

Весовое окно	Коэффициенты во временной области	Максимальный уровень, дБ	Расширение главного лепестка
Прямоугольное	$\omega_i = \begin{cases} 1, & i = 0 \div N-1 \\ 0, & \text{другие } i \end{cases}$	-13,3	1
Хемминга	$\omega_i = \alpha + (1-\alpha)\cos 2\pi i / N$ ($\alpha = 0,54$)	-42,7	1,52
Кайзера	$\omega_i = \frac{I_0\left(\alpha\sqrt{1-[2i/(N-1)]^2}\right)}{I_0(\alpha)}$ ($\alpha = 3,38$)	-40	2,23
Дольфа-Чебышева	$\omega_i = \frac{\cos\sqrt{(2\pi i / N)^2 - \alpha^2}}{\text{ch}(\alpha)}$ ($\alpha = 5,30$)	-40	1,35

приводит к расширению главного лепестка. Соотношение между шириной главного и уровнем боковых лепестков определяется величиной параметра α весового окна.

Если полезный эхо-сигнал цели и помеха достаточно разнесены по частоте, выигрыш от весовой обработки может достигать 30–40 дБ [1]. Однако если движущиеся помеха и цель имеют близкие радиальные скорости, использование окна с малым уровнем боковых лепестков, но широким главным лепестком может ухудшить обнаружение полезного сигнала.

Для устранения указанного недостатка предлагается способ адаптивной весовой обработки, заключающийся в нахождении такого значения параметра α весового окна, которое бы максимизировало коэффициент улучшения $K_y(K)$ каждого фильтра БПФ:

$$K_y(K) = N /$$

$$\left/ \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \exp[j2\pi K / N(i-n)\omega_i(\alpha)\omega_n(\alpha)r_{in}] \right\}, \quad (2)$$

где r_{in} — элемент корреляционной матрицы помехи \mathbf{R}_n ; $K = 0 \dots N-1$ — номер фильтра БПФ.

Рассмотрим применение этого способа на примере окна Хемминга.

Подстановка вместо $\omega(\alpha)$ в формуле (2) соответствующей функции из таблицы и решение уравнения

$$\partial K_y(K) / \partial \alpha = 0$$

относительно α позволяет получить оптимальное значение параметра окна

$$\alpha(K) = A_1(K) / A_2(K), \quad (3)$$

где

$$A_1(K) = - \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} (\cos 2\pi i / N + \cos 2\pi n / N + 2\cos 2\pi i / N \cdot \cos 2\pi n / N)r_{in} \exp[j2\pi K(i-n) / N]; \quad (4)$$

$$A_2(K) = 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} (1 + \cos 2\pi i / N + \cos 2\pi n / N + \cos 2\pi i \cdot \cos 2\pi n / N)r_{in} \exp[j2\pi K(i-n) / N]. \quad (5)$$

В целях практического применения целесообразно вместо корреляционных параметров использовать спектральные характеристики помехи. Полагая помеху стационарной, из выражений (4) и (5) получим алгоритмы вычисления знаменателя и числителя (3):

$$\hat{A}_1(K) = -N - 2 \sum_{i=0}^{2N-1} \hat{R}'_i \times \times \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^{N-1} \gamma_n \exp[-j\pi n(2K+i) / N] \right\}; \quad (6)$$

$$\hat{A}_2(K) = 15N + 2 \sum_{i=0}^{2N-1} \hat{R}'_i \times \times \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^{N-1} \beta_n \exp[-j\pi n(2K+i) / N] \right\}, \quad (7)$$

где \hat{R}'_i — оценка значений энергетического спектра помехи;

$$\gamma_n = \sum_{m=0}^{N-1-n} [\cos 2\pi m / N + \cos 2\pi(n+m) / N + 2\cos 2\pi m / N \cdot \cos 2\pi(n+m) / N];$$

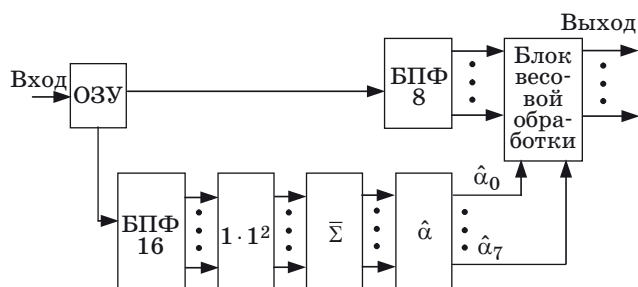
$$\beta_n = \sum_{m=0}^{N-1-n} [1 + \cos 2\pi m / N + \cos 2\pi(n+m) / N + \cos 2\pi m / N \cdot \cos 2\pi(n+m) / N].$$

Оценка параметра весового окна $\alpha(K)$ позволяет с помощью весовой обработки сформировать оптимальную АЧХ для каждого $K = 0 \dots N-1$ фильтра БПФ.

Чтобы не выполнять N раз БПФ для всех значений $\alpha(K)$, можно воспользоваться эквивалентностью умножения во временной области и сверткой в частотной области. Используя свойства АЧХ окна Хемминга, выражение для свертки приводим к виду

$$X_\omega(K) = \alpha(K)X(K) - [1 - \alpha(K)] \times \times [X(K-1) + X(K+1)] / 2, \quad (8)$$

где $X(K)$ — выходные значения БПФ, $K = 0 \dots N-1$.



■ Рис. 1. Блок БПФ с адаптивной весовой обработкой

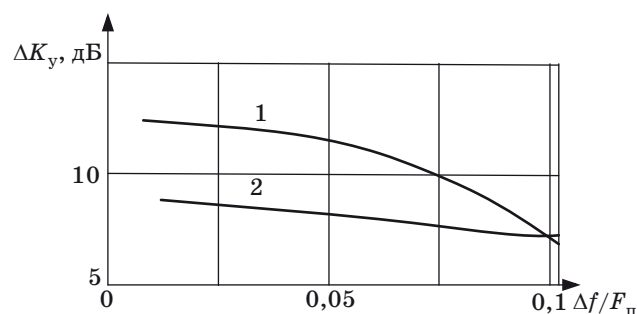
Предлагается структурная схема устройства (рис. 1), реализующего алгоритм адаптивной весовой обработки.

Принцип работы устройства заключается в оценке энергетического спектра помехи, вычислении оптимальных значений $\alpha(K)$, переносе сигнала с помощью восьмиточечного БПФ в частотную область и последующем выполнении весовой обработки.

В оперативном запоминающем устройстве ОЗУ накапливается пять выборок сигнала по 16 отсчетов в каждой, соответствующих пяти соседним элементам дальности. Восемь последовательных отсчетов из третьей выборки, задержанные на четыре точки азимута, обрабатываются восьмиточечным блоком БПФ, а первая, вторая, четвертая и пятая выборки поступают в блок оценки энергетического спектра помехи. Блок оценки содержит последовательно соединенные шестнадцатиточечные БПФ, схему вычисления квадрата модуля и накопитель. Накопитель осуществляет усреднение оценки энергетического спектра, которая подается на схему вычисления параметров окна, последовательно реализующую алгоритмы (6), (7) и (3). В блок весовой обработки, который реализует алгоритм (8), подаются отсчеты с выхода восьмиточечного БПФ и оценки оптимальных значений $\hat{\alpha}(K)$.

Сравнительный анализ работы устройства адаптивной весовой обработки, БПФ с прямоугольным окном и окном Кайзера ($\alpha = 3,38$) проводился в соответствии с формулами (2)–(5). Полагалось, что помеха с нормальным распределением имеет доплеровский сдвиг спектра $\varphi_{\text{п}} = \pi/8$, соответствующий наиболее неблагоприятному для выделения полезного сигнала случаю, когда спектр помехи находится между нулями АЧХ фильтров БПФ.

На рис. 2 показаны зависимости выигрыша в коэффициенте улучшения устройства адаптивной весовой обработки от ширины спектра помехи, если разность доплеровских частот цели и помехи равна $0,19F_{\text{п}}$. Кривая 1 соответствует выигрышу



■ Рис. 2. Зависимости выигрыша в коэффициенте улучшения устройства адаптивной весовой обработки от ширины спектра помехи

шу относительно БПФ с прямоугольным окном, а кривая 2 — БПФ с окном Кайзера. Если разность доплеровских частот цели и помехи $\Delta\varphi_{\text{ц,п}} = 0,31F_{\text{п}}$, выигрыш равен соответственно 19,5 и 2,2 дБ, а при наличии $\Delta\varphi_{\text{ц,п}} = 0,44F_{\text{п}}$ выигрыш составляет соответственно 20 и 0,2 дБ.

Заключение

Результаты проведенного сравнительного анализа позволяют сделать следующий основной вывод: предлагаемый алгоритм адаптивной весовой обработки обладает практической полезностью ввиду возможности обеспечить более высокую эффективность выделения сигнала цели на фоне пассивных помех.

Предлагаемое устройство, реализующее рассмотренный алгоритм, повышает коэффициент улучшения блоков БПФ по сравнению с известными неадаптивными способами взвешивания сигнала. Наибольшие преимущества способа проявляются при незначительной разнице доплеровских частот сигнала цели и помехи.

Литература

1. Василенко Н. Т. Радиолокационные системы движущихся целей // Итоги науки и техники. ВИНТИ. Радиотехника. 1980. Т. 23. — 151 с.
2. Чепель Е. В. и др. Когерентная обработка сигналов в первичных радиолокационных станциях. — СПб.: ООО «Эверест Плюс», 2008. — 234 с.
3. Farina A., Studer F., Turco E. Adaptive methods to implement the optimum radar signal processor // Proc. Intern. Radar Symp., India, Bangalore, 9–12 Oct., 1983. P. 42–47.

УДК 621.196.96

ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ

Т. П. Мишура,

канд. техн. наук, доцент

Л. А. Литвинчук,

канд. техн. наук, доцент

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Получено аналитическое выражение для среднеквадратического отклонения оценки задержки коррелированных сигналов на основе максимума апостериорной вероятности и границы Крамера—Рао. Рассчитаны зависимости среднеквадратического отклонения от разности задержек для двух и трех сигналов с различными спектрами для различных отношений сигнал/шум и соотношений начальных фаз.

Ключевые слова — сверхрелеевское разрешение по времени, обработка сигналов.

Введение

Проблема повышения разрешающей способности (РС) по временному параметру продолжает оставаться актуальной, несмотря на большое количество полученных в этом направлении результатов [1–6]. Когда расширение полосы сигнала до величины, необходимой для обеспечения заданной РС, ограничено, приходится исследовать поведение сигналов в области сверхрелеевского разрешения. Для этой области существенным становится зависимость РС от значений разрешаемых параметров, отношения сигнал/шум (ОСШ), пространственно-временных и частотных характеристик сигналов. Задача усложняется при сверхразрешении когерентных сигналов, поскольку в этом случае добавляется зависимость РС от соотношений их амплитуд и фаз.

Оценка потенциальной точности разрешения когерентных сигналов по временному параметру

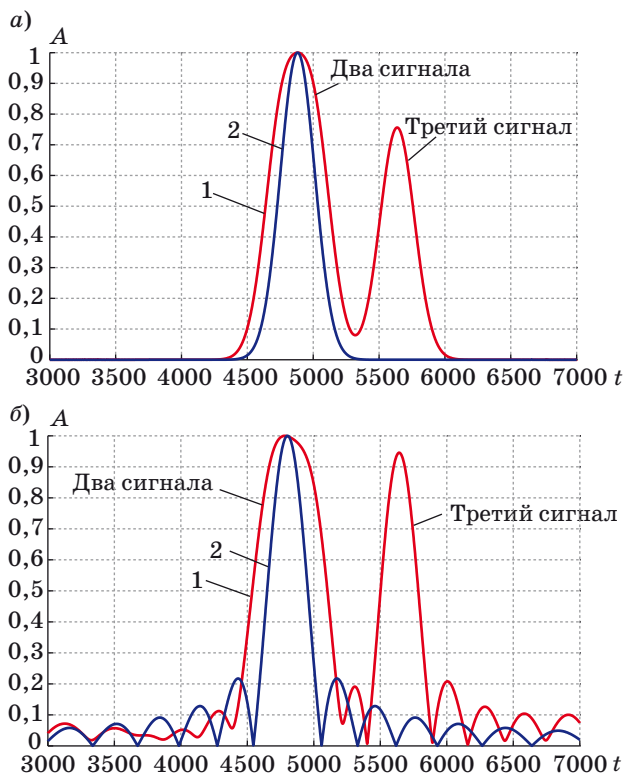
Рассмотрим задачу оценки времени прихода каждого из суммы нескольких сигналов, разнесенных во времени. Сигнал на входе системы выделения информации в общем виде можно записать следующим образом:

$$\xi(t) = \sum_{k=1}^N e_k s(t - \tau_k) + n(t),$$

где N — число сигналов; e_k — неизвестная комплексная амплитуда k -го сигнала; разность фаз между сигналами $\Delta\varphi_{ki} = \arg e_k - \arg e_i$ сохраняется

во всей зоне перекрытия k -го и i -го сигналов в течение всего времени обработки, поэтому сигналы можно считать когерентными, а при переходе от одной пары сигналов к другой она может изменяться в пределах $-\pi \leq \Delta\varphi_{ki} \leq \pi$; τ_k — неизвестное время задержки k -го сигнала; $s(t)$ — детерминированный сигнал с известным спектром; $n(t)$ — белый шум на входе приемного устройства, распределенный по нормальному закону с нулевым средним и спектральной плотностью $N_0/2$. Разность задержек может изменяться в пределах $0 \leq \tau_k - \tau_i \leq \tau_{\max}$, где τ_{\max} — максимальная разность времени прихода сигналов. Например, на рис. 1, а приведена результирующая кривая 1 на выходе согласованного фильтра (СФ) при действии на вход трех сигналов с гауссовой огибающей и одинаковой фазой заполнения. Задержка между двумя из них меньше ширины автокорреляционной функции (АКФ) сигнала, и в сумме они дают отклик с одним максимумом. Третий сигнал задержан на время, большее ширины АКФ, и лежит в области релеевского разрешения по отношению к первым двум сигналам.

Аналогичная картина приведена на рис. 1, б, линия 1, для трех прямоугольных импульсов с линейно-частотно-модулированным (ЛЧМ) заполнением на выходе СФ. Для сравнения в области перекрывающихся сигналов построена АКФ одного сигнала с совмещенным расположением максимумов (см. рис. 1, линии 2). Ширина отклика для двух перекрывающихся сигналов больше, чем ширина АКФ одного сигнала. Первый этап разрешения сигналов будет заключать-



■ Рис. 1. Суммарный отклик на выходе СФ для трех сигналов: а — гауссовы сигналы; б — ЛЧМ-сигналы

ся в определении на выходе СФ разрешаемых по Релею откликов сигналов, а затем откликов, полученных от суммы больше чем одного сигнала. В результате будет получена информация о числе и средней временной задержке откликов от суммы не разрешаемых по Релею сигналов, которая может быть использована в качестве априорной информации при сверхрелеевском разрешении.

Таким образом, задачу оценки времени приходится каждого из сигналов следует разделять на две.

1. Суммарный отклик сигналов на выходе системы обработки имеет максимумы, и надо оценить число и временное положение каждого из максимумов. Эта задача относится к области релеевского разрешения и достаточно подробно изучена.

2. Суммарный выходной отклик имеет один максимум, и необходимо оценить число сигналов и их временное положение. Эту задачу называют задачей сверхрелеевского разрешения.

В обоих случаях задача оценки временной задержки сигналов решается с помощью определения максимума апостериорной вероятности для суммы входных сигналов на фоне белого шума. Однако в случае релеевского разрешения положение сигналов может быть произвольным на

временной оси, т. е. априорная вероятность распределения оцениваемого параметра оказывается равномерной. Тогда для оптимальной оценки параметров можно воспользоваться максимумом функции правдоподобия. В случае сверхрелеевского разрешения вся группа разрешаемых сигналов расположена в пределах ширины отклика с одним экстремумом, т. е. априорная вероятность распределения оцениваемых параметров определяется протяженностью этого отклика, которая связана с шириной АКФ разрешаемых сигналов. Разрешение сводится к определению положения максимума отклика и применению специальной обработки для оценки положения формирующих этот отклик сигналов. Таким образом, дисперсия для плотности априорной вероятности распределения параметров сигналов ограничена и практически совпадает с шириной области сверхрелеевского разрешения, т. е. необходимо определить нижнюю границу для дисперсии оценки разности задержек сигналов в пределах сверхрелеевской области, получаемой из условия Крамера—Рао на основе плотности апостериорной вероятности

$$p(\Theta / \xi) = p(\Theta)p(\xi / \Theta) / p(\xi),$$

где $\Theta(e_k, e_k^*, \tau_k)$ — вектор оцениваемых параметров $\theta_k, k = 1...N$; ξ — вектор наблюдаемых значений; $p(\Theta/\xi)$ — апостериорная вероятность распределения параметров; $p(\Theta)$ — априорная вероятность распределения параметров; $p(\xi/\Theta) = L(\Theta)$ — функция правдоподобия; $p(\xi)$ — распределение вектора наблюдаемых значений.

Граница Крамера—Рао для минимальной дисперсии определяется на основании максимума апостериорной плотности вероятности. Информационная матрица в этом случае имеет вид

$$\mathbf{J} = \left\{ - \left\langle \frac{\partial^2 \ln L(\Theta)}{\partial \theta_m \partial \theta_n} \right\rangle \right\}_{m,n=1}^{3N} + \left\{ - \left\langle \frac{\partial^2 \ln p(\Theta)}{\partial \theta_m \partial \theta_n} \right\rangle \right\}_{m,n=1}^{3N}.$$

Предположим, что априорное распределение зависит только от задержек сигналов и имеет нормальную плотность распределения с нулевым средним и среднеквадратическим отклонением (СКО) d , совпадающим с шириной АКФ одного сигнала. Тогда общая дисперсия оценки временной задержки сигнала определяется выражением

$$D_{\hat{\tau}} = \left(\frac{1}{D_{\hat{\tau}_{\phi,\pi}}} + \frac{1}{D_0} \right)^{-1} = \frac{D_0 D_{\hat{\tau}_{\phi,\pi}}}{D_0 + D_{\hat{\tau}_{\phi,\pi}}} = D_3,$$

где $D_{\hat{\tau}_{\phi,\pi}}$ — дисперсия оценки временного параметра по максимуму функции правдоподобия; D_0 — дисперсия априорной плотности распределения задержек сигналов в пределах области сверхрелеевского разрешения; D_3 — эквивалентная дисперсия.

Граница Крамера—Рао для $D_{\hat{\tau}_{\Phi, n}}$ определяется на основании выражения для функционала правдоподобия в частотной области

$$L(\Theta) = \exp \left\{ -\frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \Xi(\omega) - \sum_{k=1}^N e_k S(\omega) e^{-i\omega\tau_k} \right|^2 d\omega \right\}, \quad (1)$$

где $\Xi(\omega)$ и $S(\omega)$ — мгновенный спектр реализации $\xi(t)$ и спектральная функция сигнала $s(t)$.

Вычисляются вторые производные от логарифма функции правдоподобия (1), составляется информационная матрица Фишера и определяется обратная ей матрица. Элементы на главной диагонали обратной матрицы дадут выражения для дисперсии оценки $D_{\hat{\tau}_{\Phi, n}}$ соответствующего оцениваемого параметра. Для N сигналов число оцениваемых параметров в рассматриваемой задаче равно $3N$, что определяет размерность матрицы Фишера. Элементы обратной матрицы представляют собой отношение алгебраического дополнения к определителю матрицы, т. е. в общем случае отношение $(3N - 1)!$ к $3N!$ слагаемых. Такое быстрое увеличение количества слагаемых в зависимости от N заставляет при получении строгого аналитического выражения для дисперсии оценки временного параметра ограничиться двумя сигналами. Однако соотношения, получаемые в этом случае, дают достаточно полное представление о характере поведения дисперсии в области сверхразрешения. В работе [3] было получено выражение для нижней границы дисперсии $D_{\hat{\tau}_{\Phi, n}}(x) = D(x)$ оценки временных задержек (когерентных) сигналов в зависимости от параметра разрешения $x = |x_1 - x_2|$ и разности фаз $\Delta\varphi$ несущей частоты, где $x_1 = \Delta\omega\tau_1$, $x_2 = \Delta\omega\tau_2$ (τ_1, τ_2 — задержки сигналов, $\Delta\omega$ — полоса сигнала по уровню 0,5). Выражение для нижней границы дисперсии оценки задержки каждого из двух сигналов имеет вид

$$D_{\hat{\tau}_{\Phi, n}k} \geq \frac{1}{2q_k^2} \times \frac{\left(-r_{20} - \frac{|r_1|^2}{1-|r|^2} \right)}{\left(-r_{20} - \frac{|r_1|^2}{1-|r|^2} \right)^2 - \cos^2 \Delta\varphi \left| r_2 + \frac{r^* r_1^2}{1-|r|^2} \right|^2}, \quad k=1, 2, \quad (2)$$

где $r = r(\tau)$, $r_1(\tau) = r'(\tau)$, $r_2(\tau) = r''(\tau)$ — АКФ сигнала и ее первая и вторая производные; $\tau = \tau_1 - \tau_2$ — разность времен задержек; $\Delta\varphi_{ki} = \arg e_k - \arg e_i$ — разность фаз сигналов; $q_k^2 = |e_k|^2$ — ОСШ для k -го сигнала. Из выражения (2) следует, что при

$\cos^2 \Delta\varphi = 0$, $\Delta\varphi = \pi/2$ дисперсия имеет минимальное значение, а при $\cos^2 \Delta\varphi = 1$, $\Delta\varphi = 0$ — максимальное. Введем безразмерный параметр разрешения $x = \Delta\omega\tau$ и положим $q_1^2 = q_2^2 = q^2$. Выражения для минимальной и максимальной дисперсий будут иметь вид

$$D_{\min}(x) = \frac{F_{\min}(x)}{2q^2}; \quad D_{\max}(x) = \frac{F_{\max}(x)}{2q^2},$$

где функции $F_{\min}(x)$ и $F_{\max}(x)$ определяются формой АКФ или энергетического спектра сигналов. Например, для гауссовых сигналов функции $F_{\min}(x)$ и $F_{\max}(x)$ можно аппроксимировать выражениями

$$F_{\min}(x) \approx \frac{1}{\sin^2(x)}, \quad F_{\max}(x) \approx \frac{3}{\sin^4(x)}$$

при $0 \leq x \leq \pi/2$.

Можно показать, что выражение для дисперсии, полученное усреднением по случайной разности фаз $\Delta\varphi$ в пределах $[-\pi, +\pi]$, точно совпадает с величиной $D_{\text{ср}} = \sqrt{D_{\min} D_{\max}}$. Дисперсии и СКО, полученные из выражения (2) при малых значениях $x \leq 0,2$ для гауссовых сигналов, имеют вид

$$D_{\min}(x) \geq \frac{2}{q^2 x^2};$$

$$D_{\text{ср}}(x) = \sqrt{D_{\min}(x) D_{\max}(x)} \geq \frac{2\sqrt{3}}{q^2 x^3}; \quad D_{\max}(x) \geq \frac{6}{q^2 x^4};$$

$$d_{\min} \geq \frac{\sqrt{2}}{qx}; \quad d_{\text{ср}} \geq \frac{(2\sqrt{3})^{1/2}}{qx^{3/2}}; \quad d_{\max} \geq \frac{\sqrt{6}}{qx^2}.$$

Подставляя $D(x)$ в выражение для D_0 и полагая, что нормированная к квадрату ширины АКФ дисперсия D_0 примерно равна единице, получим

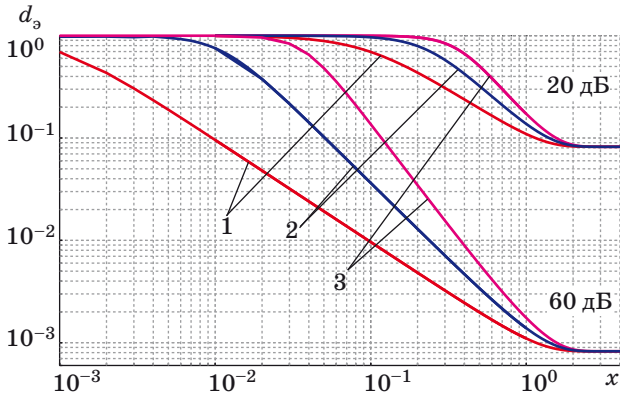
$$D_0(x, q) = \frac{F(x)}{2q^2 + F(x)}$$

или для нормированного эквивалентного СКО

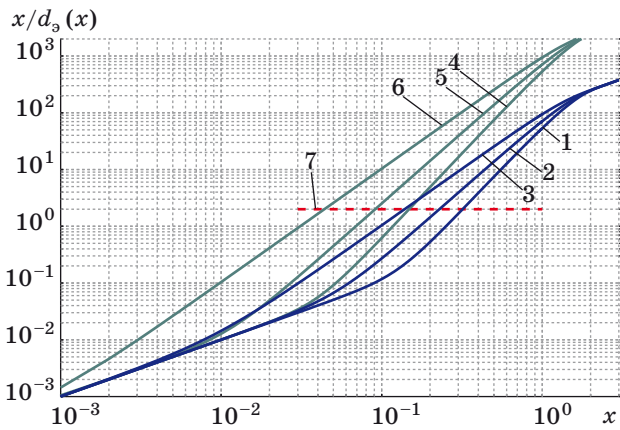
$$d_0(x, q) = \sqrt{\frac{F(x)}{2q^2 + F(x)}}.$$

На рис. 2 приведена зависимость минимального, среднего и максимального эквивалентного СКО от параметра разрешения $x = |x_1 - x_2|$ для гауссова сигнала при двух значениях ОСШ.

При стремлении x к нулю эквивалентное нормированное СКО стремится к 1, а при стремлении x к 1 СКО стремится к $\sim 1/q$. Разрешающую способность определим как наименьшее значение параметра разрешения, при котором выполняется условие $x \geq 2d_0(x)$. Это выражение связывает РС с точностью оценки задержки сигналов. Введем обозначение $t(x, q^2, \Delta\varphi) = x/d_0(x)$. Эта зависи-



■ Рис. 2. Зависимость минимального (1), среднего (2) и максимального (3) эквивалентного СКО от параметра разрешения для гауссова сигнала с $q^2 = 20$ и 60 дБ



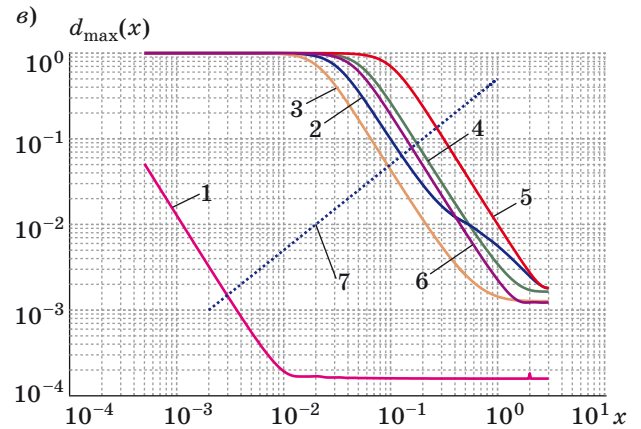
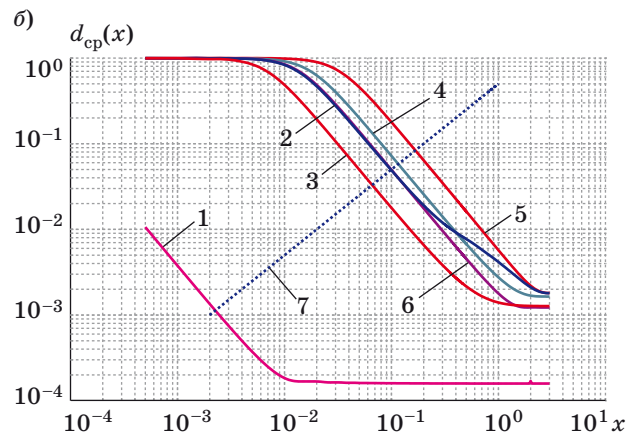
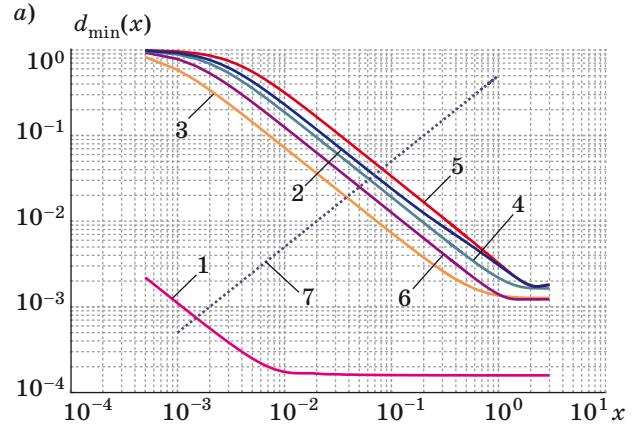
■ Рис. 3. Теоретическая зависимость $x/d_s(x)$ от параметра разрешения для гауссова сигнала: 1, 2, 3 — d_{min}, d_{cp}, d_{max} , $q^2 = 40$ дБ; 4, 5, 6 — d_{min}, d_{cp}, d_{max} , $q^2 = 60$ дБ; 7 — пороговый уровень разрешения

мость для гауссова сигнала представлена на рис. 3 для различных ОСШ и $\Delta\varphi$. РС соответствует точкам пересечения семейства кривых с линией $t = 2$ (см. рис. 3, линия 7). При реальных измерениях задержек сигналов на выходе измерителя получим оценки

$$\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x} = |\hat{x}_1 - \hat{x}_2| \text{ и } \hat{d}_s(x) = \sqrt{(\hat{D}_{1s}(x) + \hat{D}_{2s}(x))/2}.$$

Поэтому необходимо ввести определение РС с позиций статистической теории. В этом случае $t(x) = \hat{x} / \hat{d}_s(x)$ выражается через оценки и становится случайной величиной. Замечаем, что $t(x)$ совпадает с двухвыборочной статистикой Стьюдента для проверки гипотез: $H_0 - x_1 = x_2$ (задержки одинаковы, сигналы не разрешаются); $H_1 - x_1 \neq x_2$ (оценки принимаются в качестве истинных задержек).

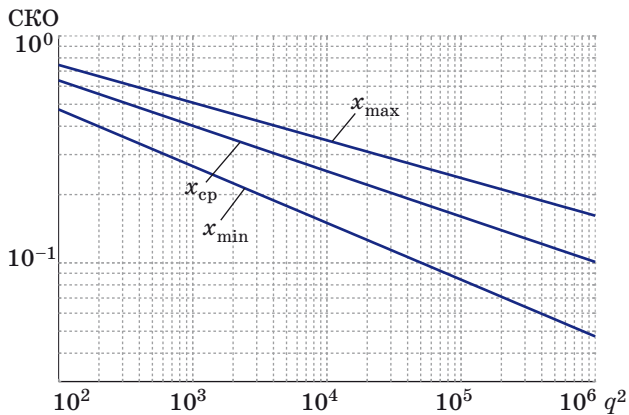
При размере выборки $n \geq 20$ и уровне значимости $0,05$ пороговое значение $t(x) = 2$. При $t(x) < 2$



■ Рис. 4. Минимальное (а), среднее (б) и максимальное (в) эквивалентное СКО для исследуемых спектров: 1 — $\sin x/x$; 2 — ЛЧМ; 3 — экспоненциальный; 4 — гауссов; 5 — прямоугольный; 6 — треугольный; 7 — пороговый уровень разрешения $x \geq 2d_s(x)$

принимается гипотеза H_0 , при $t(x) > 2$ — гипотеза H_1 .

Следует отметить, что для сигналов, наиболее интересных с точки зрения сверхрелеевого разрешения, d_s приходится рассчитывать численными методами. На рис. 4, а–в показаны зависимости эквивалентных СКО от x при $q^2 = 60$ дБ.



■ Рис. 5. Зависимость параметра разрешения от q^2 для гауссова сигнала

Воспользовавшись условием разрешения $x \geq 2d_g(x)$ и соотношениями, связывающими СКО и параметр разрешения, можем записать в общем виде зависимость разрешающей способности от ОСШ (рис. 5):

$$x_{\min} \geq \frac{c}{q^{1/2}}; x_{\text{cp}} \geq \frac{c_1}{q^{2/5}}; x_{\max} \geq \frac{c_2}{q^{1/3}},$$

где c, c_1, c_2 — постоянные, зависящие от формы спектра сигнала. Они могут быть определены из графиков рис. 4. Например, для гауссова сигнала $c = 1,5, c_1 = 1,6, c_2 = 1,6$.

Рассмотрим теперь случай трех сигналов в области сверхрелеевого разрешения. Как уже отмечалось, размерность вектора оцениваемых параметров и матрицы Фишера в этом случае равна $3N = 9$. Если матрица Фишера не содержит нулей, то выражение для дисперсии будет представлять собой отношение сумм из $(3N - 1)! = 8! \sim 40\,000$ слагаемых в числителе и $9! \sim 400\,000$ в знаменателе. Следует заметить, что обычно матрица Фишера оказывается достаточно разреженной и симметричной. В этом случае приближенное количество слагаемых в определителе можно найти из соотношения $n \approx N!/2M$, где M — число нулей в матрице, при $M \leq N^2/2$. Например, в работе [3] показано, что для двух сигналов матрица Фишера имеет размерность $N = 6$ и число нулей $M = 16$, т. е. примерно половина всех членов матрицы.

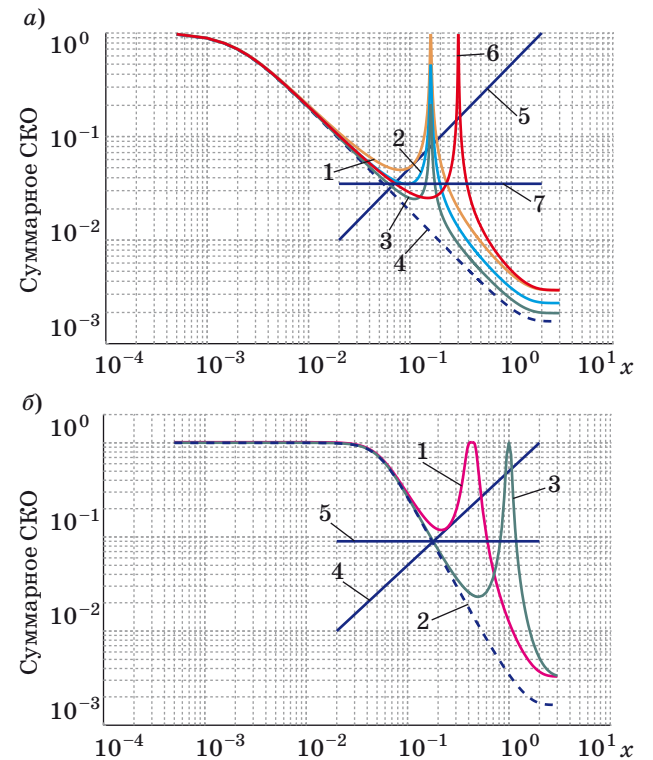
Точное число слагаемых в знаменателе 18 (приближенная оценка дает $n \approx 6!/2 \cdot 16 \approx 22$). Число членов в алгебраическом дополнении при числе нулей в нем $M = 12$ примерно равно $n \approx 5!/2 \cdot 12 \approx 5$ (точное значение 5). Поскольку и для трех сигналов почти половина всех членов матрицы Фишера равна 0, то в выражении для дисперсии число слагаемых в числителе и знаменателе уменьшится примерно в $N^2 = 81$ раз, т. е. получим ~ 400 слагаемых в числителе и ~ 4000 в знаменателе.

Преобразование такого выражения к обозримому виду не представляется возможным.

Попробуем несколько упростить задачу. Предположим, что фазы сигналов известны и равны нулю, амплитуды неизвестны, но одинаковы: $e_1 = e_2 = e_3 = e$. В этом случае размерность вектора параметров и матрицы Фишера равна 6. Сама матрица Фишера имеет вид

$$\mathbf{J} = |e|^2 \times \begin{pmatrix} 1 & r(\tau_{12}) & r(\tau_{13}) & 0 & -r_1(\tau_{12}) & -r_1(\tau_{13}) \\ r(\tau_{12}) & 1 & r(\tau_{23}) & r_1(\tau_{12}) & 0 & -r_1(\tau_{23}) \\ r(\tau_{13}) & r(\tau_{23}) & 1 & r_1(\tau_{13}) & r_1(\tau_{23}) & 0 \\ 0 & r_1(\tau_{12}) & r_1(\tau_{13}) & 1 & -r_2(\tau_{12}) & -r_2(\tau_{13}) \\ -r_1(\tau_{12}) & 0 & r_1(\tau_{23}) & -r_2(\tau_{12}) & 1 & -r_2(\tau_{23}) \\ -r_1(\tau_{13}) & -r_1(\tau_{23}) & 0 & -r_2(\tau_{13}) & -r_2(\tau_{23}) & 1 \end{pmatrix},$$

где $r(\tau_{nm}), r_1(\tau_{nm}), r_2(\tau_{nm})$ — функция автокорреляции, ее первая и вторая производные; τ_{nm} — разность задержек соответствующих сигналов, $n, m = 1 \dots 3$.



■ Рис. 6. График СКО для трех гауссовых сигналов при $q^2 = 60$ дБ: а — минимальное СКО при: 1 — $x_2 - x_1 = x_3 - x_2 \leq 0,08$; 2 — $x_2 - x_1 = (x_3 - x_1)/4$; 3 — $x_2 - x_1 = (x_3 - x_1)/6$; 4 — $x_2 - x_1 = 0$; 5 — пороговый уровень; 6 — $x_3 - x_1 = 0,3$; 7 — уровень, определяющий область разрешения третьего сигнала; б — максимальное СКО при: 1 — $x_2 - x_1 = x_3 - x_2 \leq 0,2$; 2 — $x_2 - x_1 = 0$; 3 — $x_3 - x_1 = 1$; 4 — пороговый уровень; 5 — уровень, определяющий область разрешения третьего сигнала

Выражения для дисперсии оценок задержки каждого из сигналов содержат 20 слагаемых в числителе (приближенная оценка дает $5!/8 = 15$) и 130 слагаемых в знаменателе (по приближенной оценке $6!/12 = 60$). Видим, что и в этом случае аналитические выражения очень сложно упрощать и интерпретировать. Подойдем к задаче сверхразрешения трех сигналов следующим образом. Будем считать, что в сверхрелеевской области находятся три сигнала, причем задержка между первым и вторым совпадает с задержкой между вторым и третьим сигналами (рис. 6, а, б).

При уменьшении задержки СКО будет увеличиваться за счет сближения второго сигнала как с первым, так и с третьим. СКО оценки для второго сигнала определяется суммарным минимальным СКО при сдвиге фаз первого и третьего сигнала относительно второго на $\pi/2$ (см. рис. 6, а) и максимальным СКО при равенстве фаз всех сигналов (см. рис. 6, б). Если график суммарного СКО в интервале между первым и третьим сигналами лежит выше порогового уровня, сигналы не разрешаются. Смещение второго сигнала в этой области в сторону первого или третьего сигнала приводит к разрешению только двух сигналов из трех. Этот графический способ определения ха-

рактеристик сверхразрешения можно распространить на случай четырех и более сигналов.

Заключение

Впервые получено аналитическое выражение для СКО оценки задержки двух когерентных сигналов с помощью максимума апостериорной вероятности и границы Крамера—Рао. Показано, что СКО стремится к ширине АКФ при стремлении разности задержек к нулю. Зависимость от соотношения фаз разрешаемых сигналов указывает, что СКО примерно в 6 раз больше при нулевой разности фаз, чем при разности фаз, равной $\pi/2$. При этом СКО уменьшается по мере перехода от одной формы спектра к другой в следующей последовательности: прямоугольный, треугольный, гауссов, спектр ЛЧМ-сигнала, экспоненциальный и $\sin(x)/x$. Зависимость наименьшего параметра разрешения от ОСШ для гауссова сигнала позволяет сделать вывод, что сверхрелеевское разрешение $x_{\text{ср}} = 0,4$ возможно при ОСШ 30 дБ, а $x_{\text{ср}} = 0,1$ — при ОСШ 60 дБ. Полученные аналитические соотношения для двух сигналов позволили разработать методику графического определения характеристик сверхразрешения для трех и более сигналов.

Литература

1. Хелстром К. Статистическая теория обнаружения сигналов. — М.: Иностранная литература, 1962. — 432 с.
2. Ширман Я. Д. Разрешение и сжатие сигналов. — М.: Сов. радио, 1974. — 360 с.
3. Монаков А. А., Мишура Т. П. Потенциальная разрешающая способность РЛС по дальности // Успехи современной радиоэлектроники. 2008. № 12. С. 31–36.
4. Чижев А. А. Сверхрелеевское разрешение: в 2 т. — М.: Красанд, 2010. — Т. 1. 96 с.; Т. 2. 104 с.
5. Слюсар В. И., Уткин Ю. В. Уплотнение каналов связи на основе сверхрелеевского разрешения сигналов по времени прихода // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2003. № 5. С. 40–48.
6. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г. Методы оценивания параметров источников сигналов и помех, принимаемых антенной решеткой / ННГУ им. Н. И. Лобачевского. — Нижний Новгород, 2007. — 98 с.

УДК 517.977

РЕШЕНИЕ ГРАНИЧНОЙ ЗАДАЧИ ДЛЯ НЕЛИНЕЙНОЙ СТАЦИОНАРНОЙ УПРАВЛЯЕМОЙ СИСТЕМЫ НА БЕСКОНЕЧНОМ ПРОМЕЖУТКЕ ВРЕМЕНИ С УЧЕТОМ ДИСКРЕТНОСТИ УПРАВЛЕНИЯ

А. Н. Квитко,

доктор физ.-мат. наук, профессор

Д. Б. Якушева,

аспирант

Санкт-Петербургский государственный университет

Получен алгоритм синтеза дискретных управляющих функций, при которых решения широкого класса нелинейных стационарных систем переходят из заданного начального состояния в произвольную окрестность начала координат с учетом ограничений на управление. Приведены конструктивные критерии выбора начальных состояний и шага дискретности, гарантирующие реализацию полученного алгоритма. Эффективность метода продемонстрирована при численном моделировании задачи успокоения гироскопического маятника.

Ключевые слова — управляемая система, дискретное управление, задача Коши, стабилизация, фазовые координаты.

Введение

Использование цифровой вычислительной техники в системах управления обуславливает формирование управляющих воздействий в дискретные моменты времени. Одним из важных и сложных аспектов математической теории управления являются вопросы, связанные с поиском методов синтеза дискретных управляющих функций, при которых решения различных типов систем обыкновенных дифференциальных уравнений соединяют заданные точки в фазовом пространстве. Этим исследованиям посвящены работы [1–8]. Вместе с тем значительное число граничных задач в классе дискретных управлений ввиду их сложности еще недостаточно изучено. Основное внимание в настоящей работе уделено разработке простых с точки зрения численной реализации алгоритмов нахождения решений указанных задач для широкого класса нелинейных управляемых систем, а также иллюстрации эффективности предложенных алгоритмов при решении конкретной практической задачи. Поставленная цель достигнута сведением исходной задачи к задаче непрерывной стабилизации линейной стационарной системы специального вида

и последующим решением задачи Коши для вспомогательной системы обыкновенных дифференциальных уравнений. Получен алгоритм построения дискретной управляющей функции, при которой решение нелинейной стационарной системы переходит из заданного начального состояния в произвольную окрестность нуля с учетом ограничений на управление.

Объектом исследования является система

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}), \quad (1)$$

$$\mathbf{x} = (x^1, \dots, x^n)^T, \quad \mathbf{x} \in R^n,$$

$$\mathbf{u} = (u^1, \dots, u^r)^T, \quad \mathbf{u} \in R^r, \quad r \leq n, \quad t \in [0, \infty),$$

$$\mathbf{f} \in C^3(R^n \times R^r; R^n), \quad \mathbf{f} = (f^1, \dots, f^n)^T; \quad (2)$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{0}, \mathbf{0}) = \mathbf{0}; \quad (3)$$

$$\text{rank}(\mathbf{B}, \mathbf{A}\mathbf{B}, \dots, \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}) = n, \quad (4)$$

$$\mathbf{A} = \left\{ \frac{\partial f^i}{\partial x^j}(\mathbf{0}, \mathbf{0}) \right\}, \quad i = 1, \dots, n, \quad j = 1, \dots, n,$$

$$\mathbf{B} = \left\{ \frac{\partial f^i}{\partial u^j}(\mathbf{0}, \mathbf{0}) \right\}, \quad i = 1, \dots, n, \quad j = 1, \dots, r,$$

$$\|\mathbf{u}\| < C_1. \quad (5)$$

Определение. Управление $\mathbf{u}(t)$ называется дискретным, если

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{u}(kh), \quad \forall t \in [kh, (k+1)h), \quad k = 0, 1, \dots,$$

где $h > 0$ — постоянная величина.

Задача 1. Найти дискретное управление $\mathbf{u}(t)$ так, чтобы решение системы (1) $\mathbf{x}(t)$ удовлетворяло условиям

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(0) &= \mathbf{x}_1, \quad \mathbf{x}_1 = (x_1^1, \dots, x_1^n)^T, \\ \mathbf{x}(t) &\rightarrow \mathbf{0} \quad \text{при } t \rightarrow \infty. \end{aligned} \quad (6)$$

Указанную пару $\mathbf{x}(t)$, $\mathbf{u}(t)$ будем называть решением задачи (1), (6).

Решение задачи

Теорема. Пусть для правой части системы (1) выполнены условия (2)–(4). Тогда существуют $\varepsilon > 0$ и $h_0 > 0$ такие, что для любого $\mathbf{x}_1: \|\mathbf{x}_1\| < \varepsilon$ и для любого $h: 0 < h < h_0$ существует решение поставленной задачи, которое может быть получено после решения задачи стабилизации линейной стационарной системы и последующим решением задачи Коши для вспомогательной системы обыкновенных дифференциальных уравнений (порядки указанных систем совпадают с порядком исходной системы).

Доказательство: Используя свойство (2), систему (1) можно представить в виде

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) + \boldsymbol{\varphi}_1(\mathbf{x}), \quad (7)$$

$$\boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = (\varphi^1, \dots, \varphi^n)^T, \quad \boldsymbol{\varphi}_1(\mathbf{x}) = (\varphi_1^1, \dots, \varphi_1^n)^T,$$

$$\begin{aligned} \varphi^i(\mathbf{x}, \mathbf{u}) &= \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^r \frac{\partial^2 f^i}{\partial x^j \partial u^k}(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\mathbf{u}}) x^j u^k + \\ &+ \frac{1}{2} \sum_{j=1}^r \sum_{k=1}^r \frac{\partial^2 f^i}{\partial u^j \partial u^k}(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\mathbf{u}}) u^j u^k, \end{aligned} \quad (8)$$

$$\varphi_1^i(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n \frac{\partial^2 f^i}{\partial x^j \partial x^k}(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\mathbf{u}}) x^j x^k, \quad j = 1, \dots, n,$$

$$\tilde{\mathbf{x}} = \theta_i \mathbf{x}, \quad \tilde{\mathbf{u}} = \theta_i \mathbf{u}, \quad \theta_i \in [0, 1].$$

Рассмотрим линейную часть системы (1)

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}. \quad (9)$$

Используя условие (4) и известный алгоритм [9], найдем управляющую функцию $\mathbf{u}(t)$ вида

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t), \quad (10)$$

где \mathbf{C} — постоянная матрица размерности $[r \times n]$, обеспечивающую экспоненциальную устойчивость системы (9). Наряду с системой (7) рассмотрим систему

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, \mathbf{u}). \quad (11)$$

Система (11), замкнутая дискретным управлением

$$\mathbf{u} = \mathbf{C}\mathbf{x}(kh), \quad t \in [kh, (k+1)h), \quad k = 0, 1, \dots, \quad (12)$$

примет вид

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{C}\mathbf{x}(kh) + \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, \mathbf{C}\mathbf{x}(kh)). \quad (13)$$

Введем в рассмотрение функцию $\mathbf{z}(t)$:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(t) &= \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}(kh) = \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_k, \\ \mathbf{x}_k &= \mathbf{x}(kh), \quad t \in [kh, (k+1)h]. \end{aligned} \quad (14)$$

Решение системы (13) на промежутке $[kh, (k+1)h]$ имеет вид

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= e^{\mathbf{A}(t-kh)} \mathbf{x}_k + e^{\mathbf{A}t} \int_{kh}^t e^{-\mathbf{A}\tau} (\mathbf{B}\mathbf{C}\mathbf{x}_k + \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, \mathbf{C}\mathbf{x}_k)) d\tau, \\ &t \in [kh, (k+1)h]. \end{aligned} \quad (15)$$

Сделаем в (15) замену независимой переменной t на θ по формуле $t - kh = \theta$. Тогда при θ , принадлежащей промежутку $[0, h]$, получим

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(\theta + kh) &= e^{\mathbf{A}\theta} \mathbf{x}_k + e^{\mathbf{A}(\theta+kh)} \times \\ &\times \int_0^\theta e^{-\mathbf{A}(\tau+kh)} (\mathbf{B}\mathbf{C}\mathbf{x}_k + \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, \mathbf{C}\mathbf{x}_k)) d\tau, \quad \theta \in [0, h]. \end{aligned} \quad (16)$$

Равенство (16) можно записать в виде

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(\theta + kh) &= \mathbf{x}_k + \mathbf{A}e^{\mathbf{A}\xi} \theta \mathbf{x}_k + e^{\mathbf{A}(\theta+kh)} \times \\ &\times \int_0^\theta e^{-\mathbf{A}(\tau+kh)} (\mathbf{B}\mathbf{C}\mathbf{x}_k + \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, \mathbf{C}\mathbf{x}_k)) d\tau, \\ &\theta \in [0, h], \quad \xi \in [0, \theta]. \end{aligned} \quad (17)$$

Подставив (17) в (14), получим

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(\theta + kh) &= \mathbf{x}(\theta + kh) - \mathbf{x}(kh) = \mathbf{A}e^{\mathbf{A}\xi} \theta \mathbf{x}_k + \\ &+ e^{\mathbf{A}(\theta+kh)} \int_0^\theta e^{-\mathbf{A}(\tau+kh)} (\mathbf{B}\mathbf{C}\mathbf{x}_k + \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, \mathbf{C}\mathbf{x}_k)) d\tau, \\ &\theta \in [0, h], \quad \xi \in [0, \theta]. \end{aligned} \quad (18)$$

Из (18) следует

$$\begin{aligned} \|\mathbf{z}(\theta + kh)\| &\leq \|\mathbf{A}\| e^{\mathbf{A}\xi} \|\mathbf{x}_k\| h + \\ &+ \left\| e^{\mathbf{A}\theta} \int_0^\theta e^{-\mathbf{A}\tau} (\mathbf{B}\mathbf{C}\mathbf{x}_k + \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, \mathbf{C}\mathbf{x}_k)) d\tau \right\|, \\ &\theta \in [0, h], \quad \xi \in [0, h]. \end{aligned} \quad (19)$$

Из (2), (8) следует, что в области

$$\|\mathbf{x}\| < C_2 \quad (20)$$

справедлива оценка

$$\|\varphi(\mathbf{x}, \mathbf{C}\mathbf{x}_k)\| < K\|\mathbf{x}_k\|. \quad (21)$$

В (20) $C_2 > 0$ — произвольная константа.

Используя (21), неравенство (19) можно записать в более компактном виде

$$\|\mathbf{z}(t)\| \leq K_1 h \|\mathbf{x}_k\| + K_2 h \|\mathbf{x}_k\|. \quad (22)$$

В (22) константы K_1, K_2 не зависят от промежутка $[kh, (k+1)h]$. С другой стороны, согласно (14):

$$\|\mathbf{x}_k\| \leq \|\mathbf{x}(t)\| + \|\mathbf{z}(t)\|, \quad t \in [kh, (k+1)h]. \quad (23)$$

Неравенства (22), (23) дают оценку

$$\|\mathbf{z}(t)\| \leq \frac{(K_1 + K_2)h}{1 - (K_1 + K_2)h} \|\mathbf{x}(t)\|, \quad t \in [kh, (k+1)h]. \quad (24)$$

Система (9), замкнутая стабилизирующим управлением (10), имеет вид

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{C})\mathbf{x}. \quad (25)$$

В силу экспоненциальной устойчивости системы (25) существует положительно определенная квадратичная форма $V(\mathbf{x})$ [10] такая, что

$$\frac{dV}{dt} \Big|_{(25)} = -\|\mathbf{x}\|^2. \quad (26)$$

Производную $V(\mathbf{x})$ в силу системы (13) можно записать в виде

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} \Big|_{(13)} &= -\|\mathbf{x}\|^2 - (\text{grad}V, \mathbf{B}\mathbf{C}\mathbf{z}) + \\ &+ (\text{grad}V, \varphi(\mathbf{x}, \mathbf{C}\mathbf{x}(kh))) - \\ &- \varphi(\mathbf{x}, \mathbf{C}\mathbf{x}) + (\text{grad}V, \varphi(\mathbf{x}, \mathbf{C}\mathbf{x})). \end{aligned} \quad (27)$$

В области (20) справедливы оценки

$$\|\text{grad}V\| \leq K_3 \|\mathbf{x}\|, \quad (28)$$

$$\|\varphi(\mathbf{x}, \mathbf{C}\mathbf{x}(kh)) - \varphi(\mathbf{x}, \mathbf{C}\mathbf{x})\| \leq K_4 \|\mathbf{x}(kh) - \mathbf{x}(t)\|. \quad (29)$$

Используя (27)–(29), получим оценку

$$\frac{dV}{dt} \Big|_{(13)} \leq -\|\mathbf{x}\|^2 + K_5 \|\mathbf{x}\| \|\mathbf{z}\| + K_6 \|\mathbf{x}\| \|\mathbf{z}\| + K_7 \|\mathbf{x}\|^3. \quad (30)$$

В (30) $K_i, i = 3, \dots, 7$ — константы, зависящие от области (20).

Из (24), (30) следует

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} \Big|_{(13)} &\leq -\|\mathbf{x}\|^2 + \\ &+ \left(\frac{K_5(K_1 + K_2)h}{1 - (K_1 + K_2)h} + \frac{K_6(K_1 + K_2)h}{1 - (K_1 + K_2)h} \right) \|\mathbf{x}\|^2 + K_7 \|\mathbf{x}\|^3. \end{aligned} \quad (31)$$

Выберем константу $C_3: 0 < C_3 < C_2$ и $h_0 > 0$ так, чтобы было выполнено неравенство

$$\frac{K_5(K_1 + K_2)h_0}{1 - (K_1 + K_2)h_0} + \frac{K_6(K_1 + K_2)h_0}{1 - (K_1 + K_2)h_0} + K_7 C_3 < 1. \quad (32)$$

Тогда для любого $h: 0 < h \leq h_0$ оценка (31) в области

$$\|\mathbf{x}\| < C_3 \quad (33)$$

примет вид

$$\frac{dV}{dt} \Big|_{(13)} \leq -\gamma \|\mathbf{x}\|^2, \quad \gamma > 0. \quad (34)$$

Производная функции $V(\mathbf{x})$ в силу исходной системы (1) имеет вид

$$\frac{dV}{dt} \Big|_{(1)} = \frac{dV}{dt} \Big|_{(13)} + (\text{grad}V, \varphi_1(\mathbf{x})). \quad (35)$$

Оценивая правую часть (35) в области (33), с учетом (34) получим

$$\frac{dV}{dt} \Big|_{(1)} \leq -\gamma \|\mathbf{x}\|^2 + K_7 \|\mathbf{x}\|^3. \quad (36)$$

Выберем константу $C_4: 0 < C_4 < C_3$ так, чтобы

$$K_7 C_4 < \gamma. \quad (37)$$

Тогда в области

$$\|\mathbf{x}\| < C_4 \quad (38)$$

справедливо неравенство

$$\frac{dV}{dt} \Big|_{(1)} \leq -\gamma_1 \|\mathbf{x}\|^2, \quad \gamma_1 > 0. \quad (39)$$

С другой стороны, согласно [2], функция $V(\mathbf{x})$ является квадратичной формой, которая находится после решения уравнения Ляпунова, сформированного на базе (26), и для нее справедлива оценка

$$\alpha_1 \|\mathbf{x}\|^2 \leq V(\mathbf{x}) \leq \alpha_2 \|\mathbf{x}\|^2. \quad (40)$$

Константы α_1, α_2 определяются матрицей квадратичной формы $V(\mathbf{x})$. Из неравенств (39) и (40) получим

$$\frac{d \ln V}{dt} \leq -\frac{\gamma_1}{\alpha_2}. \quad (41)$$

Интегрируя (41) на промежутке $[0, t]$, получим

$$V(\mathbf{x}) \leq V(\mathbf{x}_1) e^{-\frac{\gamma_1 t}{\alpha_2}}. \quad (42)$$

Окончательно условия (40) и (42) дают оценку

$$\|\mathbf{x}(t, 0, \mathbf{x}_1)\| \leq \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \|\mathbf{x}_1\| e^{-\frac{\gamma_1 t}{2\alpha_2}}, \quad t \in [0, \infty). \quad (43)$$

Пусть

$$\|\mathbf{x}_1\| < \frac{C_4\alpha_1}{\alpha_2}; \quad (44)$$

$$\|\mathbf{x}_1\| < \frac{C_1\alpha_1}{\|C\|\alpha_2}. \quad (45)$$

Выберем

$$\varepsilon = \min \left\{ \frac{C_4\alpha_1}{\alpha_2}, \frac{C_1\alpha_1}{C\alpha_2} \right\}.$$

Тогда из оценок (43)–(45) следует, что решение системы (7) не покидает области (38) и удовлетворяет ее граничным условиям (6), а соответствующее ему управление (12) удовлетворяет ограничению (5). Теорема доказана.

Описание алгоритма решения задачи (1), (6)

1. Решение задачи непрерывной стабилизации системы (9).

2. По заданной константе C_2 находим величину K .

3. Используя матрицы A и B , матрицу коэффициентов усиления стабилизирующего управления, полученного в п. 1, находим константы K_1, K_2 .

4. В области (20) находим константы K_3, K_4, K_5, K_6, K_7 .

5. Выбираем константы C_3 и h_0 , удовлетворяющие неравенству (32).

6. По выбранным h_0, C_3 находим константу γ .

7. Из условия (37) находим константу C_4 .

8. По выбранному C_4 находим константу γ_1 .

9. Решение уравнения Ляпунова дает матрицу квадратичной формы $V(\mathbf{x})$. Далее находим минимальное и максимальное собственные числа этой матрицы, которые соответствуют числам α_1 и α_2 .

10. Используя полученные в предыдущих процедурах константы α_1, α_2, C_3 и $|C|$, из условий (45) находим допустимые векторы \mathbf{x}_1 начальных условий.

11. Замыкаем исходную систему управлением (12) с шагом дискретности $0 < h \leq h_0$ и интегрируем ее с начальным условием $\mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_1$, удовлетворяющим неравенствам (44)–(45), на достаточно большом промежутке времени. В результате интегрирования получаем искомую управляющую функцию $\mathbf{u}(kh)$ и соответствующую ей функцию изменения фазовых координат $\mathbf{x}(t)$.

Замечание. Нетрудно видеть, что предложенный в работе алгоритм можно использовать в случае, когда условие (6) имеет вид

$$\mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0, \quad \|\mathbf{x}(\hat{t})\| < \varepsilon_0, \quad (46)$$

где $\varepsilon_0 > 0$ — произвольное число; \hat{t} — заранее неизвестный момент времени.

Задача 2.

Найти функции $\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(kh)$, удовлетворяющие системе (1) и условиям

$$\mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0, \quad \|\mathbf{x}(\hat{t})\| < \varepsilon_0, \quad (47)$$

где $\varepsilon_0 > 0$ — произвольное число; \hat{t} — заранее неизвестный момент времени. Нетрудно видеть, что решение задачи 1 на промежутке $[0, \hat{t}]$ дает решение задачи 2 при \hat{t} , удовлетворяющем условию

$$\frac{\alpha_2}{\alpha_1} \|\mathbf{x}_0\| e^{-\frac{\gamma_1}{2\alpha_2}\hat{t}} \leq \varepsilon_0. \quad (48)$$

Пример

Рассмотрим задачу перевода гироскопической системы в окрестность положения равновесия.

Уравнения Лагранжа движения рассматриваемой системы имеют вид [11]

$$\begin{cases} \ddot{q}_1 + \omega \frac{\sigma_1^2}{\sigma_2^2} \dot{q}_2 - \frac{g\lambda}{\sigma_2^2} q_1 + \gamma_1(q, \dot{q}) = \frac{1}{m\sigma_2^2} u \\ \ddot{q}_2 - \omega \frac{\sigma_1^2}{\sigma_2^2} \dot{q}_1 - \frac{g\lambda}{\sigma_2^2} q_2 + \gamma_2(q, \dot{q}) = 0 \end{cases}. \quad (49)$$

Здесь величины σ_1 и σ_2 имеют смысл соответствующих радиусов инерции; λ — расстояние от начала координат до центра тяжести маховика; q_1 и q_2 — углы поворота соответственно наружной и внутренней рамок гироскопа; ω — угловая скорость вращения маховика; $u(t)$ — управляющий момент, приложенный к наружной рамке. Функции $\gamma_1(q, \dot{q})$ и $\gamma_2(q, \dot{q})$ обозначают члены, изменение которых по q_1, q_2, \dot{q}_1 и \dot{q}_2 выше первого.

Управление $u(t)$, обеспечивающее стабилизацию системы линейного приближения

$$\begin{cases} \ddot{q}_1 + \omega \frac{\sigma_1^2}{\sigma_2^2} \dot{q}_2 - \frac{g\lambda}{\sigma_2^2} q_1 = \frac{1}{m\sigma_2^2} u \\ \ddot{q}_2 - \omega \frac{\sigma_1^2}{\sigma_2^2} \dot{q}_1 - \frac{g\lambda}{\sigma_2^2} q_2 = 0 \end{cases}, \quad (50)$$

соответствующей системе (49), имеет вид

$$u(t) = -\frac{10}{c} \dot{q}_1 + \frac{a^2b - b^2 - 35b - 24}{abc} \dot{q}_2 - \frac{b^2 - 24}{bc} q_1 - \frac{50 + 10b}{ac} q_2, \quad (51)$$

где

$$a = \omega \frac{\sigma_1^2}{\sigma_2^2}, \quad b = g \frac{\lambda}{\sigma_2^2}, \quad c = \frac{1}{m\sigma_2^2}.$$

Замыкаем исходную нелинейную систему (49) полученным управлением вида (51) с шагом дис-

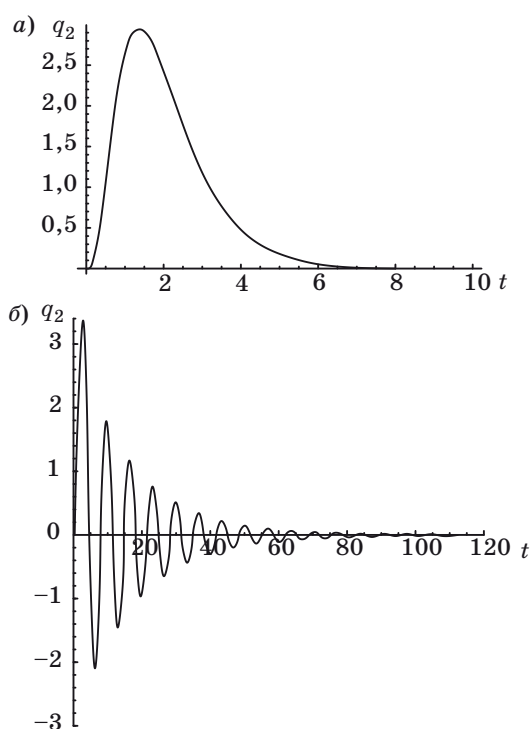
кренности h и интегрируем ее в соответствии с п. 11 описанного выше алгоритма. В результате интегрирования получаем соответствующие решению задачи 2 искомые функции изменения углов поворота наружной и внутренней рамок, а также функцию управляющего момента $u(t)$, приложенного к наружной рамке.

Численное моделирование

Для численного решения задачи был разработан пакет программ на языке C++, а также использовался пакет Wolfram Mathematica 6.0. Исходная система имеет вид

$$\begin{cases} \ddot{q}_1 + \omega \frac{\sigma_1^2}{\sigma_2} \dot{q}_2 - \frac{g\lambda}{\sigma_2} q_1 + 10^{-7} q_1^3(t) = \frac{1}{m\sigma_2^2} u \\ \ddot{q}_2 - \omega \frac{\sigma_1^2}{\sigma_2} \dot{q}_1 - \frac{g\lambda}{\sigma_2} q_2 + 10^{-7} q_2^3(t) = 0 \end{cases} \quad (52)$$

Численное моделирование проводилось при следующих значениях физических параметров системы: $\sigma_1 = 6$ м, $\sigma_2 = 8$ м, $\lambda = 0,1$ м, $\omega = 600\pi$ с⁻¹, $m = 2$ кг, $g = 9,81$ м/с². В процессе численного моделирования решалась задача Коши для системы (49) с начальными данными $q_1(0) = 10^{-4}$, $q_2(0) = 10^{-4}$, $\dot{q}_1(0) = 0$, $\dot{q}_2(0) = 0$, замкнутой управлением (51) с шагом дискретности $h = 7,8125 \cdot 10^{-5}$ на промежутке $[0, T]$, $T = 120$ с. Для сравнения при-



■ Изменение q_2 в случае непрерывного (а) и дискретного (б) управления

ведены графики изменения во времени угла поворота внутренней рамки q_2 при непрерывном (рисунок, а) и дискретном (рисунок, б) управлениях. Из рисунков видно, что в случае дискретности необходимо гораздо большее время для стабилизации процесса, и осцилляция выражена в гораздо большей степени.

Заключение

Результаты численного моделирования задачи перевода гироскопической системы показывают, что полученный в работе алгоритм может быть использован для решения различных практических задач управления движением технических объектов, описываемых сложными нелинейными системами дифференциальных уравнений.

Литература

1. **Nguyen Than Bang.** Numerical solution of the d-control problem for nonlinear systems // Autom. and telemech. 1983. Vol. 28. N 3. P. 131–143.
2. **Лапин С. В.** Кусочно-постоянная стабилизация систем, линейных относительно управления // Автоматика и телемеханика. 1992. № 6. С. 37–45.
3. **Zeza P.** On reachable set for linear systems with piecewise constant controls // Bol. Unione mat. Ital. 1986. Vol. 5. N 1. P. 127–137.
4. **Антончик В. С.** Методы стабилизации программных движений. — СПб: Изд-во СПбГУ, 1998. — 208 с.
5. **Fury M., Nistri P., Pera M. P., Zeza P. L.** Linear controllability by piecewise constant control with assigned switching times // J. Optimize Theory and Apl. 1985. Vol. 45. N 2. P. 219–229.
6. **Allon Amit, Segev Reuven.** Driving a linear constant system by a piecewise constant control // Int. Contr. 1988. Vol. 47. N 3. P. 815–825.
7. **Кухта К. Я.** О решении нелинейной, нестационарной непрерывно-дискретной граничной задачи в теории управления // Автоматика и телемеханика. 1991. № 6. С. 78–83.
8. **Квитко А. Н.** Об одном методе решения граничной задачи для нелинейной управляемой системы в классе дискретных управлений // Дифференциальные уравнения. 2008. Т. 44. № 11. С. 1499–1509.
9. **Каллман Р., Фалб П., Арбиб М.** Очерки по математической теории систем / Пер. с англ. под ред. Э. Л. Напельбаума. — М.: Мир, 1971. — 399 с.
10. **Зубов В. И.** Лекции по теории управления. — М.: Наука, 1975. — 495 с.
11. **Красовский Н. Н.** Теория управления движением. — М.: Наука, 1968. — 475 с.

УДК 78.25.37.29

АЛГОРИТМ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОСТИ БОРТОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ СО СТРУКТУРНО-ВРЕМЕННОЙ ИЗБЫТОЧНОСТЬЮ

Д. С. Викторов,*канд. техн. наук, старший преподаватель
Военная академия воздушно-космической обороны*

Разработан алгоритм обеспечения отказоустойчивости бортовых вычислительных систем с трехканальной архитектурой, который предполагает комплексное применение тестового контроля и восстановления по контрольной точке с различным доминированием в зависимости от количества исправных каналов.

Ключевые слова — тестовый контроль, контрольная точка, бортовая вычислительная система.

Введение

Бортовые вычислительные системы (БВС) современных летательных аппаратов решают комплекс задач по навигации, управлению вооружением, обеспечению связи, диагностике, устранению отказов и состоят из большого количества программно-аппаратных компонентов. Элементная база БВС функционирует на предельных тактовых частотах. Это является причиной того, что интенсивность сбоев на порядок выше интенсивности отказов 10^{-9} – 10^{-10} 1/с [1].

Отказоустойчивость БВС обеспечивается использованием разных видов избыточности: структурной, временной, функциональной, информационной, версионной [2, 3]. Наиболее распространена в БВС структурная избыточность, которая используется для парирования отказов. Комплексное применение структурной и временной избыточности позволяет распознавать и парировать не только отказы, но и сбои как программных, так и аппаратных компонентов. Это особенно важно для БВС летательных аппаратов, которым наряду с высокими требованиями к надежности и достоверности контроля функционирования присущи довольно жесткие ограничения на массогабаритные и энергетические характеристики.

Классические алгоритмы обеспечения отказоустойчивости, базирующиеся на структурной и временной избыточности, исследованы в работах [3–6] и др., однако их комплексному использованию уделялось недостаточно внимания. Данное обстоятельство обуславливает необходимость

разработки алгоритма обеспечения отказоустойчивости БВС на основе комплексного использования структурной и временной избыточности.

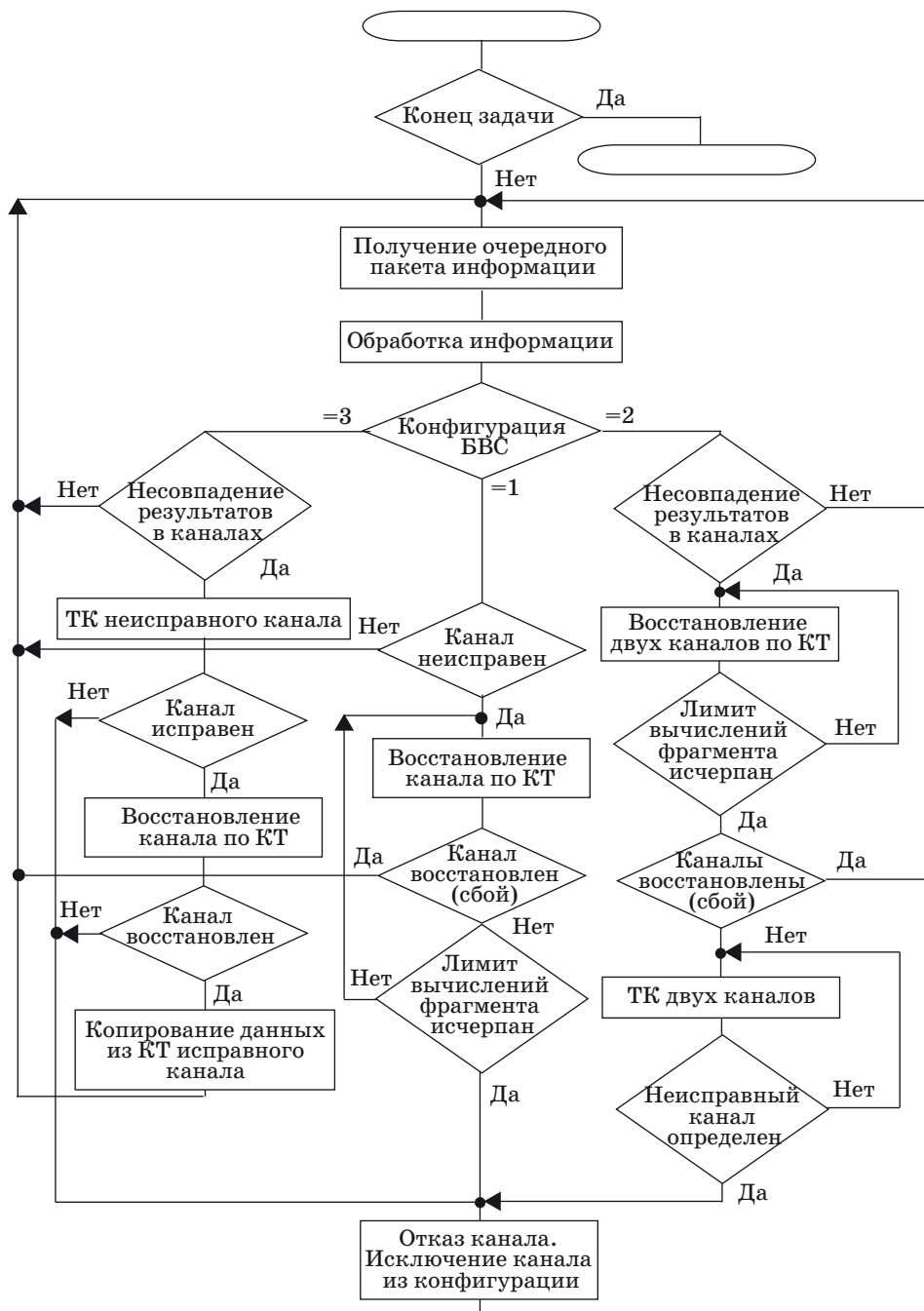
Алгоритм обеспечения отказоустойчивости БВС

При разработке алгоритма обеспечения отказоустойчивости БВС приняты следующие допущения:

- 1) поток отказов всех элементов схемы простейший, последствия сбоев ликвидируются либо мажоритарными органами, либо повторным счетом участка программы обработки информации;
- 2) отказ любого элемента средств мажоритирования, диагностирования и реконфигурации ведет к отказу БВС;
- 3) интенсивности восстановления после отказов и сбоев являются неизменными;
- 4) восстановление сбившегося канала осуществляется путем повтора программы обработки информации с предыдущей контрольной точки (КТ), при этом КТ представляет собой периодически записываемое операционной системой в энергонезависимую память состояние всех полей основной памяти БВС.

Подобный подход применяется в большинстве известных работ по исследованию надежности программно-аппаратных комплексов [1–4].

Предлагаемый алгоритм обеспечения отказоустойчивости представлен на рис. 1. Сущность алгоритма заключается в применении тестового контроля (ТК) и восстановления по КТ (для за-



■ Рис. 1. Алгоритм обеспечения отказоустойчивости БВС

щиты от сбоев) с различным доминированием в зависимости от количества исправных каналов.

Система начинает работу трехканальной конфигурации, при этом результатом вычислений является тот, который зафиксирован двумя каналами, а третий канал подвергается ТК. Если по результатам ТК канал признан исправным (сбой), то восстановление вычислительного процесса осуществляется по КТ путем повтора последнего фрагмента программы обработки информации.

При успешном восстановлении канала данные, характеризующие текущее состояние БВС из любого исправного канала, записываются в КТ восстановленного канала.

В случае идентификации ТК отказа канала БВС реконфигурируется в двухканальную архитектуру.

В двухканальной конфигурации осуществляется периодическое сравнение результатов обработки данных в каналах. При несовпадении ре-

зультатов вычислений оба канала прекращают обработку информации и предпринимается попытка восстановления обоих каналов по КТ путем n -кратного повторения вычислений с предыдущей КТ. Если в результате этой операции удастся получить одинаковые результаты вычислений в двух каналах, то БВС продолжает функционировать в двухканальной конфигурации (сбой в канале). В противном случае (отказ канала) оба канала подвергаются ТК в целях выявления отказавшего, который исключается из конфигурации, и БВС переходит на функционирование в одноканальной архитектуре.

Функционирование в одноканальной архитектуре предполагает наличие средств встроенного контроля для выявления неисправности канала. При получении сигнала от средств встроенного контроля о неисправности канала (сбой) осуществляется попытка его восстановления по КТ путем c -кратного повторения фрагмента программы обработки информации. Если средства встроенного контроля обнаружат, что неисправность ликвидирована, то БВС продолжит обработку информации. При исчерпании лимита повторов фрагмента программы БВС признается отказавшей.

Таким образом, комплексное применение ТК и восстановления по КТ с различным преобладанием в зависимости от количества исправных каналов дает возможность классифицировать неисправности как сбой и отказ, что позволяет избежать неоправданного расхода резервных ресурсов и, следовательно, повысить надежность БВС.

Модель надежности БВС при правильном определении вида неисправности

Проведем количественную оценку прироста надежности от применения предложенного выше алгоритма, для чего разработаем модели надежности БВС. При разработке модели примем дополнительное допущение об экспоненциальном законе распределения времени до отказа.

С учетом принятых допущений математическую модель, описывающую поведение БВС для предложенного алгоритма, можно выразить марковской цепью с непрерывным временем и следующими дискретными состояниями:

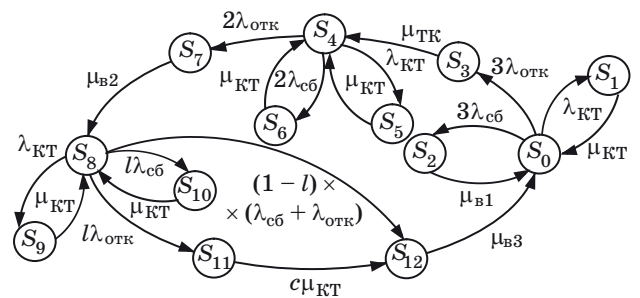
- S_0 — БВС исправно функционирует в трехканальной конфигурации;
- S_1 — БВС копирует данные, характеризующие текущее состояние трех исправных каналов в КТ;
- S_2 — БВС восстанавливает неисправный канал по КТ;
- S_3 — отказ одного канала;
- S_4 — БВС исправно функционирует в двухканальной конфигурации;

- S_5 — БВС копирует данные, характеризующие текущее состояние двух исправных каналов в КТ;
- S_6 — БВС восстанавливает вычислительный процесс двух каналов по КТ;
- S_7 — отказ второго канала;
- S_8 — БВС исправно функционирует в одноканальной конфигурации;
- S_9 — БВС копирует данные, характеризующие текущее состояние исправного канала в КТ;
- S_{10} — по сигналу от встроенных средств контроля БВС восстанавливает вычислительный процесс в канале по КТ;
- S_{11} — встроенные средства контроля БВС выявили неисправность канала и осуществляется попытка восстановить его функционирование путем c -кратного повторения вычислений с последней КТ;
- S_{12} — отказ БВС.

Граф переходов БВС, учитывающий интенсивности переходов, представлен на рис. 2.

В соответствии с методикой расчета марковских процессов имеем следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned}
 P_0(t)/dt &= -P_0(t)3\lambda_{сб} - P_0(t)3\lambda_{отк} - \\
 &- P_0(t)\lambda_{КТ} + P_1(t)\mu_{КТ} + P_{12}(t)\mu_{в3} + P_2(t)\mu_{в1}; \\
 P_1(t)/dt &= -P_1(t)\mu_{КТ} + P_0(t)\lambda_{КТ}; \\
 P_2(t)/dt &= -P_2(t)\mu_{в1} + P_0(t)3\lambda_{сб}; \\
 P_3(t)/dt &= -P_3(t)\mu_{ТК} + P_0(t)3\lambda_{отк}; \\
 P_4(t)/dt &= -P_4(t)2\lambda_{отк} - P_4(t)2\lambda_{сб} - \\
 &- P_4(t)\lambda_{КТ} + P_3(t)\mu_{ТК} + P_5(t)\mu_{КТ} + P_6(t)\mu_{КТ}; \\
 P_5(t)/dt &= -P_5(t)\mu_{КТ} + P_4(t)\lambda_{КТ}; \\
 P_6(t)/dt &= -P_6(t)\mu_{КТ} + P_4(t)2\lambda_{сб}; \\
 P_7(t)/dt &= -P_7(t)\mu_{в2} + P_4(t)2\lambda_{отк}; \\
 P_8(t)/dt &= -P_8(t)l\lambda_{сб} - P_8(t)\lambda_{КТ} - \\
 &- P_8(t)l\lambda_{отк} - P_8(t)(1-l)(\lambda_{сб} + \lambda_{отк}) + \\
 &+ P_9(t)\mu_{КТ} + P_{10}(t)\mu_{КТ} + P_7(t)\mu_{в2}; \\
 P_9(t)/dt &= -P_9(t)\mu_{КТ} + P_8(t)\lambda_{КТ}; \\
 P_{10}(t)/dt &= -P_{10}(t)\mu_{КТ} + P_8(t)l\lambda_{сб};
 \end{aligned}$$



■ Рис. 2. Граф переходов БВС при правильном определении вида неисправности

$$P_{11}(t)/dt = -P_{11}(t)c\mu_{КТ} + P_8(t)l\lambda_{отк};$$

$$P_{12}(t)/dt = -P_{12}(t)\mu_{в3} + P_8(t)(1-l) \times (\lambda_{сб} + \lambda_{отк}) + P_{11}(t)c\mu_{КТ},$$

где

$$\mu_{в1} = \frac{1}{T_{КТ} + T_{ТК} + \frac{T_{КТ-КТ}}{2}}; \mu_{в2} = \frac{1}{T_{КТ} + T_{ТК}}; \mu_{в3} = \frac{1}{T_{ц}}$$

$\mu_{в1}$ характеризует интенсивность восстановления трехканальной БВС и предполагает проведение ТК неисправного канала в целях определения вида неисправности, повтор фрагмента программы обработки информации с последней КТ и копирование данных, характеризующих состояние системы, из исправного канала в восстановленный.

$\mu_{в2}$ описывает интенсивность восстановления двухканальной БВС и включает повтор фрагмента программы обработки информации с последней КТ и проведение ТК обоих каналов для выявления отказавшего.

$\mu_{в3}$ характеризует интенсивность восстановления БВС после отказа последнего канала и предполагает рестарт системы.

В системе уравнений приняты следующие обозначения:

P_0 — вероятность безотказной работы БВС в трехканальной конфигурации;

P_1 — вероятность нахождения БВС в состоянии формирования КТ;

P_2 — вероятность возникновения сбоя в одном канале;

P_3 — вероятность отказа одного канала;

P_4 — вероятность безотказной работы БВС в двухканальной конфигурации;

P_5 — вероятность нахождения БВС в состоянии копирования КТ;

P_6 — вероятность возникновения сбоя в канале при функционировании БВС в двухканальной конфигурации;

P_7 — вероятность отказа канала при функционировании БВС в двухканальной конфигурации;

P_8 — вероятность безотказной работы БВС в одноканальной конфигурации;

P_9 — вероятность нахождения БВС в состоянии копирования КТ;

P_{10} — вероятность возникновения сбоя в канале;

P_{11} — вероятность восстановления функционирования канала путем c -кратного повторения вычислений с КТ;

P_{12} — вероятность отказа БВС;

$T_{КТ}$ — временной интервал, необходимый для формирования КТ;

$T_{ТК}$ — время, затраченное на тестирование канала;

$T_{КТ-КТ}$ — временной интервал между двумя соседними КТ;

$T_{ц}$ — время цикла обработки информации.

Решая систему уравнений, следует учитывать, что модель описывает все возможные состояния БВС, а следовательно: $\sum_{i=1}^n P_i = 1$. Из системы

уравнений можно вычислить вероятности нахождения БВС в любом возможном состоянии $P_i(t)$. Для БВС летательных аппаратов представляет интерес оценка вероятности безотказной работы за время t , которая вычисляется по формуле

$$P(t) = \sum_{i \in E} P_i(t),$$

где E — множество работоспособных состояний БВС, в которых система осуществляет обработку информации.

Предложенная модель предполагает применение идеальных по достоверности и безотказности средств встроенного контроля, что дает весьма приблизительные результаты при оценке безотказности.

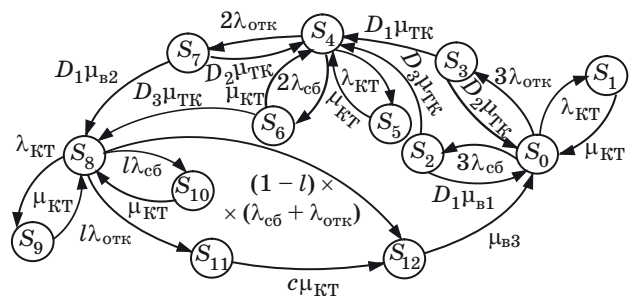
Модель надежности БВС при ошибочном определении вида неисправности

Значительный рост тактовых частот привел к тому, что в ходе тестирования каналов может быть ошибочно классифицирован вид неисправности, т. е. сбой может быть воспринят как отказ и наоборот. Для учета ошибочной классификации вида неисправности в граф (см. рис. 2) добавлены следующие переходы:

$S_3 \rightarrow S_0$ и $S_7 \rightarrow S_4$, интенсивность которых $D_2\mu_{ТК}$ (характеризуют такое состояние БВС, при котором ТК классифицировал отказ канала как сбой);

$S_2 \rightarrow S_4$ и $S_6 \rightarrow S_8$, интенсивность которых $D_3\mu_{ТК}$ (означает, что ТК классифицировал сбой канала как отказ).

При этом граф переходов БВС с учетом ошибочной классификации вида неисправности примет вид, показанный на рис. 3. Дискретные состояния в данном графе аналогичны графу, представленному выше.



■ Рис. 3. Граф переходов с ошибочным определением ТК вида неисправности

Принимая во внимание методику расчета марковских процессов, получим следующую систему дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned}
 P_0(t)/dt &= -P_0(t)3\lambda_{сб} - P_0(t)3\lambda_{отк} - P_0(t)\lambda_{КТ} + \\
 &+ P_1(t)\mu_{КТ} + P_3(t)D_2\mu_{ТК} + P_{12}(t)\mu_{в3} + P_2(t)\mu_{в1}; \\
 P_1(t)/dt &= -P_1(t)\mu_{КТ} + P_0(t)\lambda_{КТ}; \\
 P_2(t)/dt &= -P_2(t)D_1\mu_{в1} - P_2(t)D_3\mu_{ТК} + P_0(t)3\lambda_{сб}; \\
 P_3(t)/dt &= -P_3(t)\mu_{ТК} + P_0(t)3\lambda_{отк}; \\
 P_4(t)/dt &= -P_4(t)2\lambda_{отк} - P_4(t)2\lambda_{сб} - P_4(t)\lambda_{КТ} + \\
 &+ P_3(t)D_1\mu_{ТК} + P_2(t)D_3\mu_{ТК} + P_5(t)\mu_{КТ} + \\
 &+ P_6(t)\mu_{КТ} + P_7(t)D_2\mu_{ТК}; \\
 P_5(t)/dt &= -P_5(t)\mu_{КТ} + P_4(t)\lambda_{КТ}; \\
 P_6(t)/dt &= -P_6(t)\mu_{КТ} - P_6(t)D_3\mu_{ТК} + P_4(t)2\lambda_{сб}; \\
 P_7(t)/dt &= -P_7(t)D_1\mu_{в2} - P_7(t)D_2\mu_{ТК} + P_4(t)2\lambda_{отк}; \\
 P_8(t)/dt &= -P_8(t)l\lambda_{сб} - P_8(t)\lambda_{КТ} - P_8(t)l\lambda_{отк} - \\
 &- P_8(t)(1-l)(\lambda_{сб} + \lambda_{отк}) + P_7(t)D_1\mu_{в2} + P_6(t)D_3\mu_{ТК} + \\
 &+ P_9(t)\mu_{КТ} + P_{10}(t)\mu_{КТ}; \\
 P_9(t)/dt &= -P_9(t)\mu_{КТ} + P_8(t)\lambda_{КТ}; \\
 P_{10}(t)/dt &= -P_{10}(t)\mu_{КТ} + P_8(t)l\lambda_{сб}; \\
 P_{11}(t)/dt &= -P_{11}(t)c\mu_{КТ} + P_8(t)l\lambda_{отк}; \\
 P_{12}(t)/dt &= -P_{12}(t)\mu_{в3} + P_8(t)(1-l) \times \\
 &\times (\lambda_{сб} + \lambda_{отк}) + P_{11}(t)c\mu_{КТ},
 \end{aligned}$$

где D_1 — вероятность правильной классификации неисправности ТК; D_2 — вероятность того, что ТК классифицировал отказ как сбой; D_3 — вероятность того, что ТК классифицировал сбой как отказ.

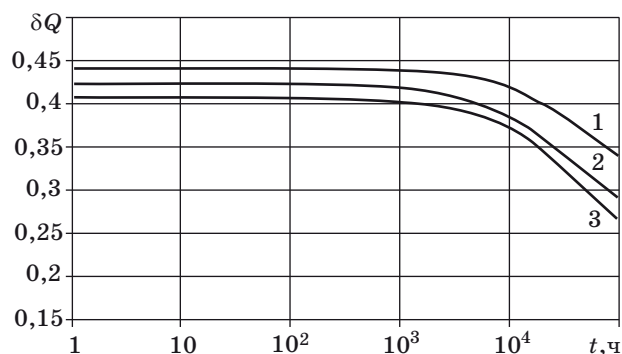
При моделировании значения переменных означают достоверность тестового контроля — D_1, D_2, D_3 могут принимать значения 0 или 1.

В системе уравнений вероятности P_0, P_4, P_8 характеризуют безотказную работу БВС в трехканальной, двухканальной и одноканальной конфигурации соответственно.

Анализ системы уравнений позволяет предположить, что при увеличении $\lambda_{КТ}$ увеличиваются значения вероятностей P_0, P_4, P_8 и БВС сохраняет работоспособность при любом количестве сбоев.

Результаты моделирования

Учитывая, что в работе рассматриваются БВС летательных аппаратов, безотказность которых лежит в диапазоне $0,9 \div 0,999$, в качестве показателя для оценки эффективности разработанного алгоритма целесообразно применять показатель — относительный выигрыш δQ в снижении вероятности отказа:



■ *Рис. 4. Зависимость относительного выигрыша в снижении вероятности отказа при: 1 — $D_1=1, D_2=0, D_3=0$; 2 — $D_1=0, D_2=1, D_3=0$; 3 — $D_1=0, D_2=0, D_3=1$*

$$\delta Q = (Q_0 - Q) / Q_0,$$

где Q — вероятность отказа БВС, реализующей предложенный метод структурно-временного резервирования; Q_0 — вероятность отказа БВС, относительно которой определяется выигрыш в снижении вероятности отказа δQ .

Следует учитывать, что БВС летательных аппаратов рассматриваются как невосстанавливаемые системы, поэтому, согласно работам [2, 3], относительный выигрыш в снижении вероятности отказа целесообразно рассчитывать как

$$\delta Q = (Q_0 - (1 - [P_0 + P_4 + P_8])) / Q_0.$$

В свою очередь, за Q_0 примем вероятность отказа трехканальной БВС без ТК и восстановления по КТ, численные значения которых получены в работе [5].

На основании анализа данных об отказах и сбоях в БВС [1, 3] для моделирования были выбраны следующие базовые значения: $\lambda_{отк} = 10^{-8}$ 1/ч; $\lambda_{сб} = 10^{-9}$ 1/ч; $\lambda_{КТ} = 10^3$ 1/ч; $\mu_{ТК} = 10^4$ 1/ч; $\mu_{КТ} = 5 \cdot 10^{-5}$ 1/ч, $T_{КТ} = 10^{-4}$ ч, $T_{КТ-КТ} = 10^{-3}$ ч, $T_{ТК} = 10^{-4}$ ч, $T_{ц} = 5 \cdot 10^{-3}$ ч. Результаты моделирования зависимости относительного выигрыша в снижении вероятности отказа от времени эксплуатации при различной достоверности контроля представлены на рис. 4.

Результаты моделирования показали, что применение предложенного алгоритма повышения отказоустойчивости позволяет повысить (до 45% по показателю δQ) надежность трехканальных БВС со структурно-временной избыточностью.

Заключение

Предлагаемый алгоритм повышения отказоустойчивости ориентирован на идентификацию и парирование сбоев и отказов. Алгоритм может применяться в любых БВС с межканальными

связями. Для его реализации необходимо обеспечить синхронную работу каналов БВС. Все вышеперечисленное позволяет осуществить эффектив-

ную практическую реализацию предложенного алгоритма при жестких ограничениях на массогабаритные и энергетические характеристики.

Литература

1. **Kafka P.** How Safe Is Safe Enough? // Proc. of 10th European Conf. on Safety and Reliability, Munich, Germany, 13–17 Sept. 1999. Vol. 1. P. 385–390.
2. **Харченко В. С.** Модели и свойства многоальтернативных отказоустойчивых систем // Автоматика и телемеханика. 1992. № 12. С. 140–147.
3. **Харченко В. С., Литвиненко В. Г., Терещенков С. В., Мельников В. А.** Обеспечение устойчивости управляющих вычислительных систем к физическим дефектам и дефектам программирования программно-аппаратных средств // Зарубежная радиоэлектроника. 1992. № 6. С. 18–35.
4. **Доманицкий С. М.** Построение надежных логических устройств. — М.: Энергия, 1971. — 212 с.
5. **Викторов Д. С.** Восстановление информации в системах сбора и обработки данных // Сб. материалов XXXV военно-научной конф. ВА ВКО. Секция № 8. 2006. С. 32–41.
6. **Черкесов Г. Н.** Надежность программно-аппаратных комплексов. — СПб.: Питер, 2004. — 472 с.

УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

Российская универсальная национальная электронная библиотека (РУНЭБ) начала реализацию проекта SCIENCE INDEX. После того как Вы зарегистрируетесь на сайте РУНЭБ (<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, имеющихся в базе данных РУНЭБ, 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, в том числе добавлять публикации, которых нет в базе данных РУНЭБ, помогая создавать максимально объективную картину Вашей научной активности и цитирования Ваших трудов.

УДК 658.512.2

МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ СТРАТЕГИИ В СИСТЕМАХ СИТУАЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ

Р. Г. Гюльмамедов,

канд. техн. наук, доцент

Азербайджанский государственный экономический университет

Предлагается метод построения стратегии в системах ситуационного управления, открывающий возможность реализовать алгоритмы типа «ситуация—стратегия—решение», актуальные при управлении современными сложными техническими, организационными и социально-экономическими объектами.

Ключевые слова — ситуационное управление, стратегия, построение, метод.

Введение

Ситуационное управление — это методология управления сложными слабоструктурированными техническими, организационными и социально-экономическими объектами, основанная на идеях и методах искусственного интеллекта.

Понятие «слабоструктурированные» объекты было введено Нобелевским лауреатом Г. Саймоном [1]. Наиболее полное, на наш взгляд, определение такого рода объектов дано академиком Д. А. Поспеловым [2, с. 11]. Отличительными свойствами слабоструктурированных объектов являются их уникальность, отсутствие формализуемой цели, отсутствие оптимальности, динамичность, неполнота описания и др.

Ситуационное управление позволяет преодолеть трудности управления слабоструктурированными объектами путем использования профессионального опыта и знаний, накопленных в конкретной проблемной области. Идеологическую основу ситуационного управления составляют психологические предпосылки: «гипотеза профессиональной активности» Т. Парсонса [3], «психологическая теория эталонов» [4], «модельная теория» решателей [2, с. 24].

Методология ситуационного управления тесно связана с активно ведущимися в последнее время поисками способов управления, опирающихся на аппарат логики и эвристики, а не на традиционные математические исчисления (дифференциальный и интегральный анализ, математическую статистику, теорию вероятностей и т. д.).

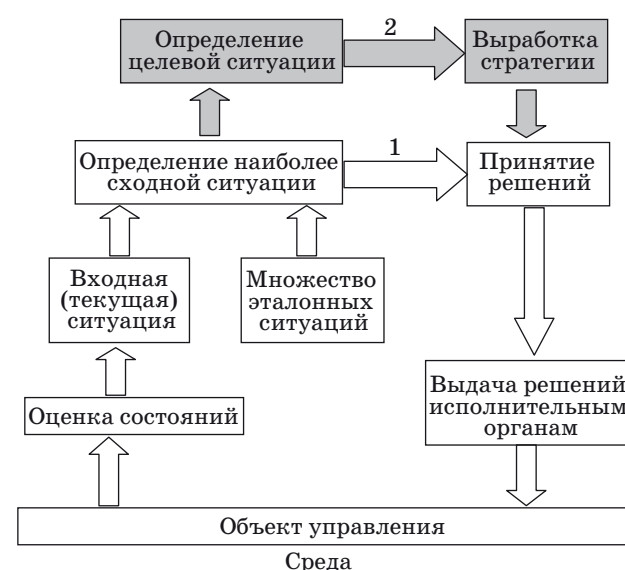
В статье рассматривается вопрос построения стратегии ситуационного управления, актуаль-

ный при управлении сложными объектами в неопределенных средах, когда отсутствие стратегии связано с возможностью дефолта оперативных (реактивных) решений.

Общая схема ситуационного управления

Общее представление о системах ситуационного управления (ССУ) дает рис. 1.

В блок идентификации состояния объекта управления вводится описание состояния объекта в виде набора значений признаков, характеризующих текущую ситуацию s_i . Для идентификации текущей ситуации в ССУ имеется набор эта-



■ Рис. 1. Блок-схема ситуационного управления

лонных (типовых) ситуаций $S\{s_1, s_2, \dots, s_n\}$, на множестве которых осуществляется процедура идентификации. Идентификация производится методом определения «ближайшего соседа», для чего вводится специальная мера сходства ситуаций. Далее процесс принятия решений может развиваться двумя путями, выбор которых зависит от характера управления (стратегическое, оперативное) и от особенностей объекта управления. Первый путь состоит в непосредственном определении решений на основе результатов идентификации входной ситуации (см. рис. 1, связь 1). Этот путь соответствует одношаговому алгоритму типа «ситуация—решение». Здесь каждой эталонной ситуации ставится в соответствие конкретное типовое решение (или набор решений), которое выдается исполнительным органам. Алгоритмы типа «ситуация—решение» находят применение при оперативном управлении в статических средах при монотонном (линейном) поведении объекта.

Второй путь — целенаправленный поиск решений посредством построения стратегии (см. рис. 1, связь 2). Для каждой эталонной ситуации ставится в соответствие целевая ситуация $s_i^c, s_i^c \in S_c$, где S_c — множество целевых ситуаций, $S_c \subseteq S$. Кроме того, в системе ситуационного управления должна храниться (или порождаться в процессе поиска решений) ситуационная сеть — ориентированный граф переходов по ситуациям под воздействием принимаемых решений. Стратегия — это последовательность ситуаций, по которым нужно провести объект для достижения целевой ситуации. Стратегия определяется оптимальным в некотором смысле маршрутом между исходной и целевой вершинами ситуационной сети. Такой алгоритм выработки управленческих решений носит многошаговый характер и называется алгоритмом типа «ситуация—стратегия—решение».

Сегодняшняя практика ситуационного управления в большинстве случаев сталкивается с необходимостью применения алгоритмов второго типа. Алгоритмы этого типа актуальны при управлении в неопределенных меняющихся средах при немонотонном (нелинейном) поведении объектов управления (роботы, технологические процессы, предприятия, экономические регионы, экологические системы). Чрезвычайно важным при разработке алгоритмов этого типа является вопрос построения стратегии управления. Правильное решение этого вопроса определяет адекватность и эффективность ситуационного управления в условиях растущей нестабильности.

Ниже предлагается один из возможных подходов к решению данного вопроса.

Метод построения стратегии

Пусть задано множество эталонных ситуаций $S = \{s_1, s_2, \dots, s_n\}$ и множество целевых ситуаций $S_c, S_c \subseteq S$. Пусть теперь s_i — некоторая текущая ситуация, а s_i^c — целевая ситуация, в которую должен быть переведен объект управления.

Введем ряд определений.

С точки зрения современного менеджмента [5] под стратегией понимается «управленческий план, направленный на укрепление позиций организации, удовлетворение потребностей ее клиентов и достижение определенных результатов деятельности». Проще говоря, стратегия состоит в ответе на вопрос, каким образом переместить управляемый объект из текущего состояния в требуемое.

В контексте ситуационного управления дадим следующее определение стратегии.

Определение 1. Стратегией перевода объекта из текущей ситуации в целевую ситуацию $C(s_i, s_i^c)$ будем называть последовательность эталонных ситуаций, по которым осуществляется перевод объекта из ситуации s_i в ситуацию s_i^c .

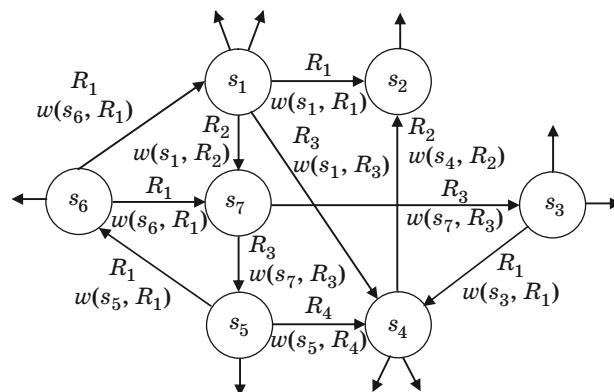
Построение стратегии перевода объекта из текущей ситуации в целевую будем производить по ситуационной сети.

Определение 2. Ситуационной сетью будем называть взвешенный оргграф $G = (S, F)$, вершинами которого являются эталонные ситуации из S , а дуги F взвешены решениями R , под воздействием которых осуществляется переход из одной ситуации в другую, и степенями предпочтения W , характеризующими приоритетность применения того или иного решения.

Определение 3. Степенью предпочтения решения R_k в ситуации s_i будем называть показатель $w(s_i, R_k) \in [0, 1]$, характеризующий относительные затраты ресурсов (финансовых, временных, материальных, кадровых и т. д.) на отработку решения R_k .

Фрагмент ситуационной сети показан на рис. 2.

Рассмотрим вопрос выбора оптимальной стратегии в ситуационной сети.



■ Рис. 2. Ситуационная сеть (фрагмент)

В заданной ситуационной сети выбор оптимальной стратегии сводится к поиску оптимального пути из ситуации s_j в ситуацию s_i^c . Критерии оптимальности можно задавать, исходя из свойств объекта и среды. В общем случае в качестве критериев оптимальности могут быть использованы показатели, характеризующие «средний вес» пути и «надежность» пути.

Определение 4. Средним весом $w(l)$ пути $l(s_j, s_i^c)$ будем называть отношение суммы степеней предпочтений входящих в него дуг к числу дуг (n) этого пути:

$$w(l) = \frac{\sum_{i \in [1, n]} w_i(l_i)}{n}.$$

Определение 5. Надежностью $p(l)$ пути $l(s_j, s_i^c)$ будем называть минимальную из степеней предпочтения дуг, входящих в путь:

$$p(l) = \min_{i \in [1, n]} w_i(l_i).$$

Показатели $w(l)$ и $p(l)$ дают возможность ставить вопрос о поиске оптимального пути. Первым шагом при поиске оптимального пути является определение множества $L(s_j, s_i^c)$ допустимых путей из s_j в s_i^c . К множеству допустимых путей $L(s_j, s_i^c)$ будем относить пути, для которых средний вес $w(l)$ и надежность $p(l)$ не ниже некоторых минимальных значений w^* и p^* соответственно.

На множестве допустимых путей возможны следующие формулировки задачи выбора оптимального пути $l_0(s_j, s_i^c)$.

1. Найти $l_0 \in L: w(l_0) = \max w(l) | p(l_0) \geq p^*$. Это — задача выбора w -оптимального пути.

2. Найти $l_0 \in L: p(l_0) = \max p(l) | w(l_0) \geq w^*$. Это — задача выбора p -оптимального пути.

3. Найти $l_0 \in L: K(w(l_0), p(l_0))$, где K — эвристическое правило компромисса [6] между средним весом $w(l_0)$ и надежностью $p(l_0)$ пути l_0 , устанавливаемое командой разработчиков или лицом, принимающим решения. Это — задача выбора компромиссного пути.

Рассмотрим вопрос построения самой ситуационной сети.

Естественным способом построения ситуационной сети является опрос экспертов (метод «мозгового штурма», метод Дельфи, их модификации [7]) о множестве S возможных эталонных ситуаций и возможных переходах из ситуации в ситуацию. Для каждой $s_i \in S$ выявляется подмножество $S_i \subseteq S$ тех ситуаций, в которые может быть переведен управляемый объект из ситуации s_i под воздействием решений из множества R . Затем вершина s_i соединяется дугой с каждой вершиной из S_i . Дуги нагружаются решениями и степенями предпочтения применения этих решений

в ситуациях s_j . Процедура повторяется для всех ситуаций из S .

Из-за сложности объектов управления, с которыми встречается сегодня управленческая практика, нет надежды, что изначально построенная ситуационная сеть будет достаточно полной. Поэтому в конкретных проектах ситуационная сеть должна быть открытой и допускать возможность расширения и корректировки по мере накопления опыта. Приведенная схема построения ситуационной сети может быть дополнена (усилена) средствами ситуационного, сценарного и стратегического анализа. В качестве средств такого анализа могут быть использованы:

1) широко известные методы PEST-анализа (ситуационный анализ внешней среды с помощью четырехфакторной PEST-модели: Policy — политика; Economy — экономика; Society — общество (социокультурный аспект); Technology — технология) и SWOT-анализа (ситуационный анализ объекта управления и его взаимоотношений с внешней средой с помощью четырехфакторной SWOT-модели: Strengths — сильные стороны объекта; Weaknesses — слабые стороны объекта; Opportunities — возможности среды; Threats — угрозы среды);

2) рекомендации по профилактике «ловушек», возникающих при экспертных опросах [8, с. 41], и учету «логики неудач» стратегического мышления [9, с. 57];

3) методы конструирования сценариев будущего, включающие методы конструирования каркасов (skeletons) сценариев (методы «знаковых» событий, модификации «официального будущего», сценарных матриц и др.) и методы наполнения этих каркасов (методы «построения историй будущего», «кризисов и вызовов», «эволюционных и революционных изменений», «тектонических сдвигов» и др.) [10, 11];

4) модели стратегического планирования предприятий (BCG, GE/McKinsey, Shell/DPM, ADL/LC и др.) [12].

В общем случае трудно установить какие-то рекомендации по выбору указанных методов. Выбор того или иного метода диктуется прагматическими особенностями проблемной области: отраслевой спецификой и масштабами объекта управления, возможной динамикой среды, методологической оснащенностью команды разработчиков (технологов, проектировщиков, предметных экспертов, пользователей) и т. д.

Заключение

Отличительная особенность ССУ состоит в том, что системы этого класса не могут оптимизировать сам процесс управления. Они ориентированы обычно лишь на такое управление, когда до-

стигнутые результаты будут не хуже лучших результатов, которые мог бы получить человек. Практика, однако, показывает, что при правильном подходе к разработке ССУ результаты, получаемые системой, во многих случаях оказываются лучше человеческих [2, с. 31]. В существенной степени это зависит от того, насколько тщательно и глубоко проработан этап, связанный с построением стратегий управления. Предложенный подход создает предпосылки для формализации (технологизации) этого этапа и перехода к качественно новому уровню ситуационного управления.

На будущее современных сложных объектов управления влияют различные движущие силы, и оно в большинстве случаев оказывается неопределенным. Управление такими объектами должно ориентироваться на все возможные сценарии будущего и использовать стратегические альтернативы, работоспособные в каждом из сценариев. Предлагаемый подход создает предпосылки для синтеза такого рода адаптивных стратегий, рассматриваемых не как некая единовременная акция, а как стратегически согласованная серия ситуационно-ориентированных управленческих решений.

Литература

1. **Simon H., Newell A.** Heuristic problem solving: the next advance in operational research // *Operations Research*. 1958. Vol. 6. P. 3–10.
2. **Поспелов Д. А.** Ситуационное управление: Теория и практика. — М.: Наука, 1986. — 286 с.
3. **Parsons T.** *The Structure of Professional Action*. — N. Y.: Free Press, 1979. — 279 p.
4. **Геккер Л., Забродин Ю. М., Запорожец А. В., Ломов Б. Ф.** Актуальные проблемы общей психологии. — М.: Наука, 1987. — 312 с.
5. **Томпсон А., Стрикленд А.** Стратегический менеджмент. — М.: ИНФРА-М, 2000. — 412 с.
6. **Ларичев О. И.** Теория принятия решений. — М.: Наука, 2007. — 328 с.
7. **Коротков Э. М.** Исследование систем управления. — М.: ИНФРА-М, 2009. — 326 с.
8. **Уотерман Д.** Руководство по экспертным системам. — М.: Мир, 1989. — 388 с.
9. **Дернер Л.** Логика неудач. Стратегическое мышление в сложных ситуациях. — М.: Смысл, 1997. — 326 с.
10. **Линдгрэн М., Бандхольд Х.** Сценарное планирование. Связь между будущим и стратегией. — М.: Олимп-Бизнес, 2009. — 256 с.
11. **Кунц Г., О’Доннел С.** Управление: системный и ситуационный анализ управленческих функций. — М.: Прогресс, 2002. — 588 с.
12. **Ефремов В. С.** Классические модели стратегического анализа и планирования: модель Shell / DPM // *Менеджмент в России и за рубежом*. 1998. № 3. <http://www.cfin.ru/press/management/1998-3/07.shtml> (дата обращения: 05.12.2011).

УДК 621.391

ОПТИМАЛЬНЫЙ АНСАМБЛЬ НЕЛИНЕЙНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ СИНХРОННЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ АБОНЕНТОВ

К. Ю. Цветков,

доктор техн. наук, профессор

В. М. Коровин,

канд. техн. наук

Д. В. Косаревич,

соискатель

Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского

Представлены результаты построения ансамблей оптимальных дельта-коррелированных сложных дискретных сигналов в базисе Виленкина–Крестенсона, которые могут быть использованы в широкополосных системах связи с кодовым множественным доступом.

Ключевые слова — ансамбли сложных дискретных сигналов, базис Виленкина–Крестенсона, широкополосные системы связи, кодовый множественный доступ.

Введение

Для широкополосных систем передачи информации (СПИ) с кодовым множественным доступом принципиальными вопросами являются оценивание и управление уровнем взаимных помех [1–3], а также выбор типа сложных сигналов, в частности, по виду их корреляционных функций [1] и ряду других свойств [4–6].

В работах [1–3] установлены соотношения между авто- и взаимнокорреляционными функциями, а также количеством сложных сигналов в ансамбле. Результаты работ [1–3] применимы к СПИ с асинхронным и синхронным кодовым множественным доступом и ориентированы на базис Фурье с естественным для этого базиса оператором циклического сдвига [7].

На периодах $N = n^s$, $n \geq 2$, $s \geq 1$, существует дискретный базис Виленкина–Крестенсона (В-К). Согласно работе [7], на указанных периодах этот базис является обобщением базиса Фурье (случай $s = 1$) и базиса Уолша (случай $n = 2$). Естественным для базиса В-К оператором сдвига является n -ичный сдвиг. Это обстоятельство позволяет ввести в базисе В-К понятия и определения теории сложных дискретных сигналов, аналогичные существующим в базисе Фурье [7, 8].

В данной статье построены ансамбли бинарных дельта- n -коррелированных сигналов с основанием $n = 2$ на периодах $N = 2^{2s}$, $s \geq 2$ (как известно [5], дельта-коррелированных в традиционном смысле бинарных сигналов при $N > 4$ не существует). Результаты, полученные для базиса В-К, ориентированы в первую очередь на синхронные СПИ с кодовым множественным доступом [7, 9].

Предварительные сведения

Следующие стандартные обозначения используются далее постоянно: Z — множество всех целых чисел; m : n — множество целых чисел $\{m, m + 1, \dots, n\}$; $\lfloor \beta \rfloor$ — целая часть вещественного числа β ; $\langle k \rangle_n := k - \lfloor k/n \rfloor n$ — остаток от деления целого числа k на натуральное n .

Обозначим через C_N множество комплекснозначных N -периодических функций целочисленного аргумента $x = x(j)$, $j \in Z$. Элементы этого множества будем называть сигналами. В C_N обычным образом вводятся операции умножения на комплексное число и сложения двух сигналов:

$$y = cx \Leftrightarrow y(j) = cx(j), j \in Z;$$

$$y = x_1 + x_2 \Leftrightarrow y(j) = x_1(j) + x_2(j), j \in Z,$$

при этом C_N становится линейным пространством.

Введем стандартным образом скалярное произведение и норму:

$$\langle x, y \rangle = \sum_{j=0}^{N-1} x(j) \overline{y(j)}, \quad \|x\| = \langle x, x \rangle^{1/2}.$$

Обозначим через $F_N: C_N \rightarrow C_N$ дискретное преобразование Фурье. По определению, сигнал $X = F_N(x)$ имеет компоненты

$$X(k) = \sum_{j=0}^{N-1} x(j) \omega_N^{-kj}, \quad k \in Z,$$

где $\omega_N = \exp(2\pi i / N)$ — корень N -й степени из единицы.

Нам потребуется единичный N -периодический импульс — сигнал $\delta_N(j)$, равный единице, когда j делится на N , и равный нулю при остальных $j \in Z$. Очевидно, что

$$\delta_N(-j) = \delta_N(j).$$

Сигналам x и y сопоставим функцию взаимной корреляции R_{xy} :

$$R_{xy}(j) = \sum_{k=0}^{N-1} x(j+k) \overline{y(k)}, \quad j \in Z.$$

Функция R_{xx} называется автокорреляционной функцией сигнала x . Отметим, что $R_{xx}(0) = \|x\|^2$.

Сигнал x называется дельта-коррелированным, если $R_{xx}(j) = \|x\|^2 \delta_N(j)$. Сигналы x и y называются некоррелированными, если $R_{xy}(j) = 0$.

Для корреляционных функций сложных дискретных сигналов x, y, u, v справедливы следующие соотношения [1–6]:

$$\sum_{j=0}^{N-1} R_{xu}(j+l) \overline{R_{yv}(j)} = \sum_{j=0}^{N-1} R_{xy}(j+l) \overline{R_{uv}(j)},$$

где $l \in Z$; (1)

$$\sum_{j=0}^{N-1} R_{xy}(j+l) \overline{R_{xy}(j)} = \sum_{j=0}^{N-1} R_{xx}(j+l) \overline{R_{yy}(j)},$$

где $l \in Z$; (2)

$$\sum_{j=0}^{N-1} |R_{xy}(j)|^2 = \sum_{j=0}^{N-1} R_{xx}(j) \overline{R_{yy}(j)}. \quad (3)$$

Формула (3) непосредственно используется при выводе границы Сидельникова—Сарвате [1, 2]. Пусть P — совокупность (ансамбль) из m сигналов, заданных на периоде длины N . Будем считать, что $\|x\|^2 = N$ для всех $x \in P$. Положим

$$R_c = \max \{ |R_{xy}(j)| : x, y \in P, x \neq y, j \in 0 : N-1 \};$$

$$R_a = \max \{ |R_{xx}(j)| : x \in P, j \in 1 : N-1 \}.$$

Граница Сидельникова—Сарвате имеет вид

$$\frac{R_c^2}{N} + \frac{N-1}{N(m-1)} \frac{R_a^2}{N} \geq 1. \quad (4)$$

Введя обозначение $R_{\max} = \max\{R_c, R_a\}$, получим неравенство Велча [3]

$$\frac{R_{\max}^2}{N} \geq \frac{N(m-1)}{Nm-1}. \quad (5)$$

Основные соотношения для корреляционных функций сложных дискретных сигналов в базисе Виленкина—Крестенсона

Получим аналогичные (1)–(5) соотношения в базисе В-К.

В дальнейшем считаем, что $N = n^s$, $n, s \geq 2$. Для числа k из множества $0 : N-1$ запись в n -ичном коде $k = (k_{s-1}, k_{s-2}, \dots, k_0)_n$ означает, что

$$k = k_{s-1} n^{s-1} + k_{s-2} n^{s-2} + \dots + k_0.$$

Здесь $k_\alpha \in 0 : n-1$ при всех $\alpha \in 0 : s-1$. Возьмем еще $j \in 0 : N-1$, $j = (j_{s-1}, j_{s-2}, \dots, j_0)_n$ и положим

$$\{k, j\}_s = \sum_{\alpha=0}^{s-1} k_\alpha j_\alpha.$$

Сигналы

$$v_k(j) = \omega_n^{\{k, j\}_s}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

называются дискретными функциями В-К [7, 8]. Формулой (6) сигналы $v_k(j)$ определены на основном периоде $j = 0, 1, \dots, N-1$. Далее они продолжают N -периодически на все целые $j \in Z$.

Возьмем $k = (k_{s-1}, \dots, k_0)_n, j = (j_{s-1}, \dots, j_0)_n$ и положим $p_\alpha = \langle k_\alpha + j_\alpha \rangle_n, m_\alpha = \langle k_\alpha - j_\alpha \rangle_n, \alpha \in 0 : s-1$. Число $p = (p_{s-1}, \dots, p_0)_n$ получено в результате поразрядного сложения по модулю n чисел k и j , представленных своими n -ичными кодами. Этот факт записывается в виде $p = k \oplus j$. Число $m = (m_{s-1}, \dots, m_0)_n$ получено в результате поразрядного вычитания по модулю n чисел k и j . Это записывается так: $m = k - j$. Нетрудно убедиться, что операции поразрядной арифметики обладают теми же групповыми свойствами, что и обычные операции сложения и вычитания.

Сигналам $x, y \in C_N$ сопоставим функцию взаимной n -корреляции:

$$R_{xy}^{(n)}(j) = \sum_{k=0}^{N-1} x(j \oplus k) \overline{y(k)}, \quad j = 0, 1, \dots, N-1. \quad (7)$$

Функцию $R_{xx}^{(n)}$ назовем функцией n -автокорреляции сигнала x . Отметим, что

$$R_{xx}^{(n)}(0) = R_{xx}(0) = \|x\|^2.$$

Сигнал x назовем дельта- n -коррелированным, если $R_{xx}^{(n)}(j) = \|x\|^2 \delta_N(j)$. Сигналы x и y назовем n -некоррелированными, если $R_{xy}^{(n)}(j) \equiv 0$.

Приведем доказанную в работе [6] лемму.

Лемма 1. Пусть $l \in 0 : N - 1$. Для сигналов $x, y, u, v \in C_N$ справедливо утверждение

$$\sum_{j=0}^{N-1} R_{xy}^{(n)}(j \oplus l) \overline{R_{uv}^{(n)}(j)} = \sum_{j=0}^{N-1} R_{xu}^{(n)}(j \oplus l) \overline{R_{yv}^{(n)}(j)}. \quad (8)$$

Следствие: Положив в (8) $u = x$ и $v = y$, получим

$$\sum_{j=0}^{N-1} R_{xy}^{(n)}(j \oplus l) \overline{R_{xy}^{(n)}(j)} = \sum_{j=0}^{N-1} R_{xx}^{(n)}(j \oplus l) \overline{R_{yy}^{(n)}(j)}. \quad (9)$$

В частности, при $l = 0$

$$\sum_{j=0}^{N-1} |R_{xy}^{(n)}(j)|^2 = \sum_{j=0}^{N-1} R_{xx}^{(n)}(j) \overline{R_{yy}^{(n)}(j)}. \quad (10)$$

Как показано в работе [11]:

$$\frac{[R_c^{(n)}]^2}{N} + \frac{N-1}{N(m-1)} \frac{[R_a^{(n)}]^2}{N} \geq 1, \quad (11)$$

где P — ансамбль, состоящий из m сигналов, заданных на множестве $\{0, 1, \dots, N - 1\}$ при $N = n^s$:

$$R_c^{(n)} = \max\{|R_{xy}^{(n)}(j)| : x, y \in P, x \neq y, j \in 0 : N - 1\};$$

$$R_a^{(n)} = \max\{|R_{xx}^{(n)}(j)| : x \in P, j \in 1 : N - 1\}.$$

При $R_{\max}^{(n)} = \max\{R_c^{(n)}, R_a^{(n)}\}$ получим

$$\frac{(R_{\max}^{(n)})^2}{N} \geq \frac{N(m-1)}{Nm-1}. \quad (12)$$

Соотношения (11) и (12) представляют собой обобщение в базисе В-К неравенств (4) и (5), которые получаются как частный случай при $s = 1$.

Оптимальные ансамбли сигналов

Неравенство (12) показывает, что $R_a^{(n)}$ и $R_c^{(n)}$ не могут быть одновременно сколь угодно малы величинами. Исследуем два крайних случая, когда одна из этих величин равна нулю, а вторая принимает наименьшее возможное значение.

Количество попарно n -некоррелированных сигналов в C_N не превосходит N , поскольку из n -некоррелированности сигналов следует, в частности, их ортогональность. Если в ансамбле P имеется N попарно n -некоррелированных сигналов, то $R_c^{(n)} = 0$.

Простейшей иллюстрацией этого является ансамбль, состоящий из дискретных функций

В-К (6). Действительно, в силу ортогональности и мультипликативности базисных функций [7, 8] при $k, k' \in 0 : N - 1$ имеем

$$\begin{aligned} & \sum_{l=0}^{N-1} v_k(j \oplus l) \overline{v_{k'}(l)} = \\ & = v_k(j) \sum_{l=0}^{N-1} v_k(l) \overline{v_{k'}(l)} = N \omega_n^{\{k, j\}_s} \delta_N(k - k'). \quad (13) \end{aligned}$$

Значит, $R_{v_k v_{k'}}^{(n)}(j) \equiv 0$ при $k \neq k'$. При этом $R_{v_k v_k}^{(n)}(0) = N$. В согласии с (13) $|R_{v_k v_k}^{(n)}(j)| \equiv N$.

Другим крайним случаем являются ансамбли, состоящие из дельта- n -коррелированных сигналов. Если ансамбль P состоит из дельта- n -коррелированных сигналов x , удовлетворяющих условию $\|x\|^2 = N$, то $R_a^{(n)} = 0$ и, согласно (11), $R_c^{(n)} \geq \sqrt{N}$. Отметим, что последняя оценка не зависит от количества сигналов в ансамбле. Она обращается в равенство, если

$$|R_{xy}^{(n)}(j)| \equiv \sqrt{N} \text{ для всех } x, y \in P, x \neq y. \quad (14)$$

Регулярный класс дельта- n -коррелированных сигналов образуют обобщенные сигналы Франка—Крестенсона [9, 10]. Они строятся следующим образом. Рассмотрим матрицу В-К

$$\mathbf{A}_N[j_1, j_0] = v_{j_1}(j_0), \quad j_1, j_0 \in 0 : N - 1$$

и построим на ее основе матрицу \mathbf{G}_N с элементами

$$\mathbf{G}_N[j_1, j_0] = a(j_1) \mathbf{A}_N[\pi(j_1), j_0 \oplus_n p(j_1)],$$

где $a(j_1)$ — комплексные коэффициенты; π — перестановка чисел $0, 1, \dots, N - 1$ и $p(j_1)$ — некоторые числа из множества $0 : N - 1$.

Сигнал Франка—Крестенсона $\varphi(j)$ принадлежит пространству C_{N^2} и на основном периоде $\{0, 1, \dots, n^{2s} - 1\}$ определяется так:

$$\varphi(j_1 N + j_0) = \mathbf{G}_N[j_1, j_0], \quad j_1, j_0 \in 0 : N - 1$$

или подробнее

$$\varphi(j_1 N + j_0) = a(j_1) \omega_n^{\{\pi(j_1), j_0\}_s} \omega_n^{\{j_1, p(j_1)\}_s}. \quad (15)$$

В статье [10] доказана следующая теорема.

Теорема. Для того чтобы сигнал φ вида (15) являлся дельта- n -коррелированным и удовлетворял условию $\|\varphi\|^2 = N$, необходимо и достаточно, чтобы $|a(j_1)| \equiv 1$ при $j_1 \in 0 : N - 1$.

Варьируя параметры a, π, p в формуле (19) при ограничении $|a(j_1)| \equiv 1$, можно строить ансамбли, состоящие из заведомо дельта- n -коррелированных сигналов. При этом можно выбирать пара-

метры таким образом, чтобы выполнялось условие (14).

Особо выделим бинарные сигналы — дискретные периодические функции, принимающие только два значения: +1 и -1. Характерным примером бинарных сигналов являются дискретные функции Уолша — частный случай дискретных функций В-К при $n = 2$:

$$w_k(j) = (-1)^{\{k, j\}_s}, \quad k, j \in 0 : N - 1.$$

Любой бинарный сигнал x удовлетворяет условию $\|x\|^2 = N$, поэтому для ансамблей бинарных сигналов справедливы соотношения (4) и (11). Однако на периодах $N > 4$ оптимальных ансамблей, реализующих точную границу неравенства (4) с $R_a = 0$, не существует, поскольку не существует дельта-коррелированных бинарных сигналов [5]. В то же время на периодах $N = 2^{2s}$ существуют бинарные дельта-2-коррелированные сигналы, например сигналы Франка—Уолша

$$\psi(j_1 N + j_0) = (-1)^{p(j_1)} w_{\pi(j_1)}(j_0), \quad j_1, j_0 \in 0 : 2^{s-1}. \quad (16)$$

Дельта-2-коррелированность сигналов (16) следует из теоремы. Для задания сигналов (16) на основном периоде используется альтернативная форма записи

$$\psi = \left((-1)^{p(0)} w_{\pi(0)}, (-1)^{p(1)} w_{\pi(1)}, \dots, (-1)^{p(2^s-1)} w_{\pi(2^s-1)} \right).$$

Выбором перестановки π и модулятора фазы p можно обеспечить построение ансамбля бинарных сигналов, реализующего точную границу неравенства (11) с $R_a^{(n)} = 0$ и $R_c^{(n)} = \sqrt{N}$ при $n = 2$. Например, на периоде $N = 16$ этим свойством будет обладать ансамбль из трех сигналов

$$\begin{aligned} \psi_0 &= (w_0, w_1, w_2, w_3); \\ \psi_1 &= (w_0, w_2, w_3, w_1); \\ \psi_2 &= (w_0, w_3, w_1, w_2). \end{aligned} \quad (17)$$

На периоде $N = 64$ таких сигналов будет уже семь:

$$\begin{aligned} \psi_0 &= (w_0, w_1, w_2, w_3, w_4, w_5, w_6, w_7); \\ \psi_1 &= (w_0, w_2, w_4, w_6, w_3, w_1, w_7, w_5); \\ \psi_2 &= (w_0, w_3, w_6, w_5, w_7, w_4, w_1, w_2); \\ \psi_3 &= (w_0, w_4, w_3, w_7, w_6, w_2, w_5, w_1); \\ \psi_4 &= (w_0, w_5, w_1, w_4, w_2, w_7, w_3, w_6); \\ \psi_5 &= (w_0, w_6, w_7, w_1, w_5, w_3, w_2, w_4); \\ \psi_6 &= (w_0, w_7, w_5, w_2, w_1, w_6, w_4, w_3). \end{aligned} \quad (18)$$

В случае больших периодов N подбор подходящей перестановки π методом полного перебора оказывается чрезмерно трудоемким. Мы предлагаем существенно сузить класс рассматриваемых перестановок, ограничившись параметризованным семейством.

Лемма 2 [11]. Зафиксируем число $q \in 1 : N - 1$ и построим отображение

$$\pi(k) = 2k, \quad \pi\left(\frac{N}{2} + k\right) = 2k \oplus q, \quad k \in 0 : \frac{N}{2} - 1. \quad (19)$$

Если q — нечетное, то отображение π вида (19) является перестановкой множества $\{0, 1, \dots, N - 1\}$.

Возьмем перестановку π вида (19) при некотором нечетном q и рассмотрим отображения $\pi^2(k) = \pi(\pi(k))$, $\pi^3(k) = \pi(\pi^2(k))$, Нетрудно видеть, что $\pi^\alpha(k)$ при любом натуральном α также является перестановкой. Положим по определению $\pi^0(k) = k$. Построенной таким образом системе перестановок можно сопоставить ансамбль сигналов

$$\begin{aligned} \psi_\alpha &= \left(w_{\pi^\alpha(0)}, w_{\pi^\alpha(1)}, \dots, w_{\pi^\alpha(2^s-1)} \right), \\ \alpha &= 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (20)$$

Анализ свойств сигналов вида (20) при малых s показывает, что можно подобрать значение параметра q в формуле (19) таким образом, что сигналы ψ_α при $\alpha = 0, 1, \dots, 2^s - 2$ будут попарно различны и при этом взаимная 2-корреляция любых двух сигналов ансамбля будет равняться 2^s (т. е. \sqrt{N}) по абсолютной величине. Такие ансамбли состоят из заведомо дельта-2-коррелированных сигналов и реализуют точную границу неравенства (11) с $R_a^{(2)} = 0$ и $R_c^{(2)} = \sqrt{N}$. Например, при $q = 3$ таким образом были построены ансамбли (17) и (18) на периодах $N = 16$ и $N = 64$ соответственно.

В общем случае можно сформулировать следующую гипотезу.

S	$N = 2^s$	q
2	4	3
3	8	3, 5
4	16	3, 9
5	32	5, 9, 15, 23, 27, 29
6	64	3, 27, 33, 39, 45, 51
7	128	3, 9, 15, 17, 29, 39, 43, 57, 63, 65, 75, 83, 85, 101, 111, 113, 119, 125
8	256	29, 43, 45, 77, 95, 99, 101, 105, 113, 135, 141, 169, 195, 207, 231, 245
9	512	17, 27, 33, 45, 51, 89, 95, 105, 111, 119, 125, 135, 149, 163, 165, 175, 183, 189, 207, 209, 219, 245, 249, 275, 277, 287, 291, 305, 315, 335, 347, 353, 363, 365, 371, 383, 389, 399, 437, 441, 455, 459, 461, 469, 473, 483, 489, 507
10	1024	9, 27, 39, 45, 101, 111, 129, 139, 197, 215, 231, 243, 255, 269, 281, 291, 305, 317, 323, 343, 363, 389, 399, 407, 417, 455, 485, 503, 507, 531, 533, 549, 567, 579, 591, 603, 633, 639, 649, 693, 705, 723, 735, 765, 791, 797, 801, 825, 839, 845, 853, 857, 867, 893, 909, 915, 945, 987, 1011, 1017

Гипотеза. На каждом периоде длины $N = 2^{2s}$, $s \geq 2$, существует по крайней мере один ансамбль P , состоящий из $\sqrt{N} - 1$ бинарных сигналов, удовлетворяющих условиям

$$\begin{aligned} |R_{xx}^{(2)}(j)| &= N\delta_N(j) \text{ для всех } x \in P; \\ |R_{xy}^{(2)}(j)| &\equiv \sqrt{N} \text{ для всех } x, y \in P, x \neq y. \end{aligned}$$

В таблице приведены значения параметра q , подтверждающие выдвинутую гипотезу.

Заметим, что объем полученного ансамбля сигналов составляет $N^{3/2}$, где N — период сложного дискретного сигнала.

Литература

1. Сидельников В. М. О взаимной корреляции последовательностей // ДАН СССР. 1971. Т. 196. № 3. С. 531–534.
2. Sarwate D. V. Bounds on Crosscorrelation and Autocorrelation of Sequences // IEEE Transactions on Information Theory. Nov. 1979. Vol. IT-25. N 6. P. 720–724.
3. Welch L. R. Lower bounds on the maximum crosscorrelation properties // IEEE Transactions on Information Theory. May 1974. Vol. IT-20. P. 397–399.
4. Pursley M. B. Performance Evaluation for Phase-Coded Spread Spectrum Multiple Access Communication. P. 2. Code Sequence Analysis // IEEE Trans. 1977. Vol. COM-25. N 8. P. 800–803.
5. Ипатов В. П. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. — М.: Радио и связь, 1992. — 152 с.
6. Габидулин Э. М., Афанасьев В. Б. Кодирование в радиоэлектронике. — М.: Радио и связь, 1986. — 176 с.
7. Трахтман А. М., Трахтман В. А. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах. — М.: Сов. радио, 1975. — 239 с.
8. Малоземов В. Н., Машарский С. М. Обобщенные вейвлетные базисы, связанные с дискретным преобразованием Виленкина—Крестенсона // Алгебра и анализ. 2001. Т. 13. Вып. 1. С. 111–157.
9. Малоземов В. Н., Цветков К. Ю. Об оптимальных парах сигнал—фильтр // Проблемы передачи информации. 2003. Т. 39. Вып. 2. С. 50–61.
10. Малоземов В. Н., Машарский С. М., Цветков К. Ю. Сигнал Франка и его обобщения // Проблемы передачи информации. 2001. Т. 37. Вып. 2. С. 18–26.
11. Цветков К. Ю. О взаимной корреляции дискретных сигналов в обобщенном базисе Виленкина—Крестенсона // Современное состояние и перспективы развития технологии автоматизированного управления и связи: тр. Военно-космической академии имени А. Ф. Можайского / ВКА имени А. Ф. Можайского. СПб., 2007. Вып. 621. С. 132–144.

Заключение

Построены новые оптимальные ансамбли сложных дискретных сигналов для решения задач синхронного кодового уплотнения. В отличие от ортогональных систем Уолша, традиционно применяемых в технологии CDMA, полученные ансамбли состоят из сложных сигналов со свойствами: структурная непредсказуемость у этих сигналов равна периоду, потери при обработке в n -фильтре минимальны, количество сигналов в ансамбле превышает период.

УДК 621.391

СИНТЕЗ ФУНКЦИЙ СПЛАЙН-ПОНТРЯГИНА — ВИЛЕНКИНА — КРЕСТЕНСОНА

С. Н. Агиевич,канд. техн. наук, старший научный сотрудник
ООО «Специальный технологический центр»**А. А. Пономарев,**

адъюнкт

С. С. Тихонов,начальник учебного командного пункта
Военная академия связи им. С. М. Буденного

Предлагаются теоретические результаты синтеза сигналов в базисе функций сплайн-Понтрягина — Виленкина — Крестенсона. Излагаются основы современной теории сплайн-гармонического анализа. Обосновывается их практическое применение в системах инфокоммуникационного взаимодействия для обеспечения структурной скрытности сигналов.

Ключевые слова — сплайн-гармонический анализ, синтез сигналов, функции сплайн-Понтрягина — Виленкина — Крестенсона, инфокоммуникационное взаимодействие.

Развитие теории построения сплайнов привело к появлению математического аппарата, названного сплайн-гармоническим анализом (СГА) [1–5]. Методы СГА являются связующим звеном между непрерывным анализом и его аналогом в дискретном представлении. В основе каждого из них лежат соответственно непрерывные и дискретные экспоненциальные функции (ДЭФ).

Поскольку базис ДЭФ является частным случаем базиса Виленкина — Крестенсона функций (ВКФ) [2], то можно, используя их, перейти к новому виду представления сигналов. Между тем дополнительное рассмотрение базисов ВКФ показало, что если использовать в качестве параметра модуль с разными значениями, то можно выйти на семейство еще большего разнообразия базисов, тем самым увеличив структурную скрытность сигналов, построенных на основе таких базисов, по отношению к ДЭФ за счет увеличения возможных комбинаций.

Учитывая, что декомпозицией чисел с различным модулем занимался Понтрягин [6], эти функции будем называть Понтрягина — Виленкина — Крестенсона функциями (ПВКФ). Возможные комбинации нового класса функций по отношению к ВКФ, например для исходных значений длин базисных функций, равных 100,

увеличатся более чем в 30 раз, причем с удлинением базиса указанный рост принимает экспоненциальный характер. Сущность такого перехода поясняется следующим: среди целых чисел длин базиса существуют такие, которые подлежат факторизации, тем самым расширяя возможности комбинаций представления функций.

Обобщение методов СГА на функции ПВКФ открыло дополнительные возможности для обработки сигналов. Поскольку базисные сплайн-Понтрягина — Виленкина — Крестенсона функции (СПВКФ) получены из ПВКФ и сплайнов, следовательно, они обладают их свойствами. К таковым следует отнести непрерывную природу (сплайны) и наличие большого количества базисов. Указанные свойства открывают возможность разработки новых средств инфокоммуникационного взаимодействия с повышенной структурной скрытностью.

Основу теоретических положений СГА с использованием СПВКФ составляют следующие свойства последних.

Пусть имеется пространство гладких функций — периодических сплайнов дефекта 1 [1]. Любой сигнал $S^p(t)$ из этого пространства может быть построен из В-сплайнов $M^p(t)$ порядка p и заданной степени гладкости $p - 1$:

$$S^p(t) = \frac{1}{N} \sum_k q_k M^p(t - t_k), \quad (1)$$

где q_k — некоторые коэффициенты; N — количество отсчетов сигнала. При этом $M^1(t)$ — однопериодический единичный импульс единичной энергии.

Введем пространство $PVC G_n^p$ периодических сплайнов (здесь PVC — признак ПВКФ, p — порядок сплайна дефекта 1, n — номер базисной функции) и распишем видоизмененное выражение:

$$\begin{aligned} PVC S^p(t) &= \frac{1}{N} \sum_k q_k M^p\left(t \ominus_{\mu_l} t_k\right) = \\ &= \frac{1}{N} \sum_k M^p\left(t \ominus_{\mu_l} t_k\right) \sum_n \overline{PVC}(n, k) PVC F_n(q) = \\ &= \sum_n PVC F_n(q) \frac{1}{N} \sum_k \overline{PVC}(n, k) M^p(t \ominus_{\mu_l} t_k) = \\ &= \sum_n PVC \xi_n PVC m_n^p(t) = \sum_n PVC c_n PVC U_n^p(t), \quad (2) \end{aligned}$$

где \ominus — сдвиг по модулю μ_l ; $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_l$ — моду-

ли представления чисел (μ_1 — старший, μ_l — младший разряды); l — количество разрядов представления числа; $t_k = (p/2 + k)/N$; $\overline{PVC}(n, k)$ — комплексное сопряжение $PVC(n, k)$;

$$PVC(n, k) = \exp\left(j2\pi \sum_{i=1}^l \frac{n_i k_i}{\mu_i}\right);$$

$$PVC F_n(q) = \frac{1}{N} \sum_k PVC(n, k) q_k;$$

$$PVC \xi_n = PVC F_n(z) / PVC u_n^p;$$

$$PVC u_n^p = PVC F_n(M^p) = 1/N \sum_k \overline{PVC}(n, k) M^p(t_k);$$

$$PVC m_n^p(t) = \frac{1}{N} \sum_k \overline{PVC}(n, k) M^p\left(t \ominus_{\mu_l} t_k\right);$$

$$PVC c_n = PVC F_n(z); \quad PVC U_n^p(t) = \frac{PVC m_n^p(t)}{PVC u_n^p}.$$

Из (2) видно что появились новые функции $PVC m_n^p(t)$ и $PVC U_n^p(t)$. Рассмотрим свойства $PVC m_n^p(t)$.

Свойство 1.

$$PVC m_n^p\left(t \oplus_{\mu_l} l / N\right) = \overline{PVC}(n, l) PVC m_n^p(t).$$

Доказательство:

$$PVC m_n^p\left(t \oplus_{\mu_l} l / N\right) = \frac{1}{N} \sum_k \overline{PVC}(n, l) M^p\left(t \ominus_{\mu_l} \frac{k \oplus l}{N}\right) =$$

$$\begin{aligned} &= \overline{PVC}(n, l) \frac{1}{N} \sum_k \overline{PVC}(n, k) M^p\left(t \ominus_{\mu_l} \frac{k}{N}\right) = \\ &= \overline{PVC}(n, l) PVC m_n^p(t). \end{aligned}$$

Свойство 2.

$PVC m_n^p(t)$ — N -периодические по отношению к N .

Доказательство:

При $l = N$ (из свойства 1)

$$\begin{aligned} PVC m_n^p\left(t \oplus_{\mu_l} N / N\right) &= \overline{PVC}(n, N) PVC m_n^p(t) = \\ &= \overline{PVC}(n, 0) PVC m_n^p(t) = PVC m_n^p(t). \end{aligned}$$

Свойство 3.

Справедливы выражения:

$$\int_0^1 \overline{PVC m_n^p(t)} PVC m_r^b(t) dt = \delta_r^i PVC u_n^{p+b}; \quad (3a)$$

$$\frac{1}{N} \sum_k \overline{PVC m_n^p(t_k)} m_r^b(t_k) = \delta_r^i PVC u_n^p u_r^b. \quad (3б)$$

Доказательство (3a):

$$\begin{aligned} \int_0^1 \overline{PVC m_n^p(t)} PVC m_r^b(t) dt &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} PVC c_n \left(\overline{PVC m_n^p} \right) \times \\ &\times PVC c_n(m_r^b) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \int_0^1 PVC(n, t) \overline{PVC m_n^p(t)} dt \right\} \times \\ &\times \left\{ \int_0^1 PVC(n, t) PVC m_r^b(t) dt \right\} = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \delta_n^i \int_0^1 PVC(n, t) M^p\left(t \ominus_{\mu_l} t_k\right) dt \right\} \times \\ &\times \left\{ \delta_n^r \int_0^1 PVC(n, t) M^b\left(t \ominus_{\mu_l} t_k\right) dt \right\} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (\delta_n^i V_n^p) (\delta_n^r V_n^b) = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta_r^n \sum_{j=-\infty}^{\infty} PVC V_{n+jN}^{p+b} = \delta_r^i PVC u_n^{p+b}, \end{aligned}$$

где $PVC(n, t)$ — континуальные функции ПВКФ; $PVC V_n^p$ — коэффициенты Фурье в базисе $PVC(n, t)$.

Из доказательства следует, что сплайны $PVC m_n^p(t)$ образуют ортогональный базис пространства $PVC G_n^p$.

Доказательство (3б):

$$\begin{aligned} \frac{1}{N} \sum_k \overline{m_n^p(t_k)} m_r^b(t_k) &= \\ &= \sum PVC F_n(m_n^p(t_k)) PVC F_n(m_r^b(t_k)) = \\ &= \delta_n^r PVC u_n^p PVC u_r^b. \end{aligned}$$

Свойство 4.

Сплайны $PVC m_n^p \left(t \oplus \frac{P}{\mu_l} \right) / PVC u_n^p$ интерполируют $\overline{PVC}(n, t)$, а именно: $PVC m_n^p(l/N) = \overline{PVC}(n, l/N)$.
 Доказательство:

$$PVC m_n^p \left(\frac{P}{2N} \oplus l/N \right) = PVC m_n^L \left(\frac{P}{2} \oplus l/N \right) = \overline{PVC}(n, l/N) PVC m_n^L \left(\frac{P}{2N} \right) = \overline{PVC}(n, l/N) PVC u_n^p.$$

Свойство 5.

Свертка $PVC m_n^p \cdot PVC m_r^b(t) = PVC m_n^{p+b} \delta_n^r$.

Доказательство непосредственно следует из (3а).

Доказанные выше свойства показывают, что (1) есть разложение сигнала $PVC S^p(t)$ по базисным функциям $PVC m_n^p(t)$ или $PVC U_n^p(t)$.

Теорема 1.

Сплайны $PVC m_n^p(t) / \sqrt{PVC u_n^{2p}}$ образуют ортонормированный базис пространства G_n^p .

Доказательство:

Из (3а) следует

$$\int_0^1 \overline{PVC m_n^p(t)} / \sqrt{PVC u_n^{2p}} PVC m_r^p(t) / \sqrt{PVC u_r^{2p}} dt = \delta_n^r.$$

Следствие 1. При $\mu_1 = \mu_2 = \dots = \mu_{l-1} = \mu_l, N = \mu^l$ справедливо $PVC S^p(t) = Pal S^p(t) = \sum_n Pal c_n Pal U_n^p(t)$.

Доказательство: При равенстве модулей разрядов представления чисел μ_l ПВКФ переходят в ВКФ:

$$PVC(n, k) = \exp \left(j 2\pi \sum_{i=1}^l \frac{n_i k_i}{\mu_l} \right) = W^{\sum_{i=1}^l n_i k_i} = Pal(n, k),$$

где $W = \exp \left(j \frac{2\pi}{\mu_l} \right)$, откуда и следует искомый результат.

Следствие 2. При $\mu = N, l = 1, W = \exp(j\pi / N)$ справедливо

$$PVC S^p(t) = Pal S^p(t) = S^p(t) = \sum_n c_n U_n^p(t).$$

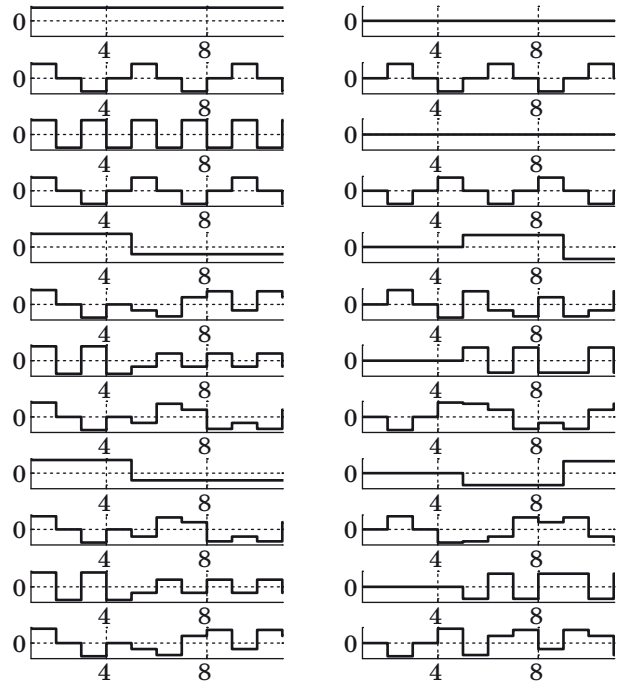
Доказательство следует из следствия 1 и следствия 1 теоремы 1 в работе [5].

Следствие 3. При $\mu = N, l = 1, p \rightarrow \infty$ имеем $\lim_{\substack{p \rightarrow \infty \\ \mu=N}} PVC S^p(t) = \sum_n c_n e^{2\pi j n t}$.

Доказательство следует из следствия 1, следствия 1 теоремы 1 в работе [5] и выражения (16) в работе [7].

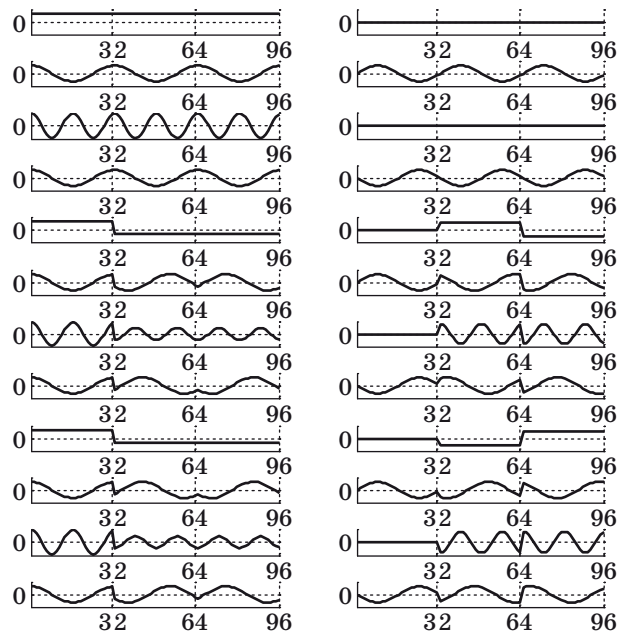
Следствие 4.

Из (2) при $\mu = N, l = 1, p \rightarrow \infty$ следует $S^1(t) = \sum_n c_n U_n^1(t)$.



■ Рис. 1. Функции Понтрягина — Виленкина — Крестенсона, длина функции $N = 12$ (слева реальная часть, справа мнимая часть)

Полученное выражение можно рассматривать как классическое дискретное разложение сигнала $S^p(t)$ (дискретный анализ Фурье) в базисе ступенчатых функций $U_n^1(t)$, которые в точках t_k со-



■ Рис. 2. Функции сплайн-Понтрягина — Виленкина — Крестенсона, длина функции с учетом интерполяции $N = 96$ (слева реальная часть, справа мнимая часть)

впадают с ДЭФ. Теорема 1 показывает, что при разложении сигнала минимума спектральных коэффициентов можно достичь в базисе, гладкость которого совпадает с гладкостью описывающей сигнал функции. В частности, из следствия 3 этой теоремы видно, что базисные функции $e^{2\pi jnt}$ оптимальны для бесконечно дифференцируемых сигналов. И чем больше отличаются степень дифференцируемости сигнала и гладкость базисных функций, тем больше спектральных коэффициентов потребуется для разложения анализируемого процесса.

На рис. 1 показана система ПВКФ, из которой получены базисные функции $\text{pvc}U_n^p(t)$ с модулем $\mu_1 = 3$, $\mu_2 = 4$, порядком сплайна дефекта 1 $p = 3$, пример системы таких функций приведен на рис. 2.

Анализ представленного теоретического материала показал, что на его основе можно строить функциональные базисы для синтеза аналитических моделей сигналов, реализация которых позволила бы использовать их в интересах инфокоммуникационного взаимодействия в целях обеспечения структурной скрытности.

Литература

1. Завьялов Ю. С., Квасов Б. И., Мирошниченко В. Л. Методы сплайн-функций. — М.: Наука, 1980. — 352 с.
2. Трахтман А. М., Трахтман В. А. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах. — М.: Сов. радио, 1975. — 239 с.
3. Zheludev V. A. Periodic splines, harmonic analysis and wavelets in signal and image representation in combined spaces, wavelet // Anal. Appl. / ed. Y. Y. Zeevi and R. Coifman. San Diego, CA: Academic Press, 1998. N 7. P. 477–509.
4. Желудев В. А. Периодические сплайны и быстрое преобразование Фурье // Вычислительная математика и математическая физика. 1992. Т. 32. № 2. С. 179–198.
5. Агиевич С. Н. Сплайн-Виленкина — Крестенсона функции в представлении сигналов // Научное приборостроение. 2002. Т. 12. № 1. С. 79–89.
6. Понтрягин Л. С. Непрерывные группы. 3-е изд., испр. — М.: Наука, 1973. — 519 с.
7. Агиевич С. Н., Алексеев А. А., Глушанков Е. И. Модели сигналов в базисах сплайнов дефекта 1 и оценивание параметров радиоизлучений // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1995. Т. 38. № 4. С. 3–16.

УДК 681.3

СХЕМА СЛЕПОЙ 240-БИТОВОЙ ЦИФРОВОЙ ПОДПИСИ

Д. Н. Молдовян,

аспирант

И. Н. Васильев,

аспирант

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет им. В. И. Ульянова (Ленина)

А. И. Краснова,

канд. техн. наук, доцент

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

На основе конечных групп с двухмерной циклическостью реализована схема слепой 240-битовой электронной цифровой подписи. Используемая группа представляет собой подгруппу мультипликативной группы кольца вычетов по трудно разложимому модулю.

Ключевые слова — электронная цифровая подпись, слепая подпись, группа с двухмерной циклическостью, трудная задача, задача факторизации, открытый ключ.

Введение

В технологии криптографической защиты материальных объектов от подделки [1] предусматривается запись электронной цифровой подписи (ЭЦП) на бумажный носитель в виде машиночитаемой метки. В таких случаях актуальной является задача разработки схем ЭЦП с достаточно малым размером подписи. Известны схемы ЭЦП, основанные на вычислительной трудности задач дискретного логарифмирования (ЗДЛ), с размером подписи $4L$ бит в случае L -битовой стойкости (т. е. в случае трудоемкости взлома таких схем, равной 2^L операций умножения по модулю). Схемы ЭЦП, основанные на трудности задачи факторизации (ЗФ), обычно имеют существенно больший размер подписи, однако сравнительно недавно над ЗФ были предложены схемы ЭЦП с малым размером подписи [2, 3]. Важным для информационных технологий типом схем ЭЦП являются протоколы слепой подписи [4, 5], используемые в системах электронных денег и тайного электронного голосования. Для протоколов слепой ЭЦП также актуальной является задача получения подписей достаточно малого значения при обеспечении заданного уровня стойкости.

В настоящей работе рассматривается построение схемы слепой ЭЦП размером $3L$ бит, основанной на трудности ЗФ. Схема строится с использованием подгруппы мультипликативной группы конечного кольца вычетов по трудно раз-

ложимому модулю. Особенностью использованной подгруппы является ее двухмерное циклическое строение. Ранее схемы ЭЦП над конечными группами с многомерной циклическостью предложены в работах [6–8], однако реализация протоколов слепой ЭЦП с малым размером подписи не рассматривалась.

Задание подгруппы с двухмерной циклическостью

Для построения протокола слепой $3L$ -битовой ЭЦП используется подгруппа мультипликативной группы конечного кольца Z_n , где n — натуральное число, равное произведению двух простых чисел [9] q и p длиной $|q| \approx |p| \approx 512$ бит. Числа q и p являются секретными значениями и имеют следующую структуру: $p = N_p r^2 + 1$ и $q = N_q r^2 + 1$, где N_p и N_q — два больших четных числа, содержащих большой простой делитель; r — 80-битовое простое число. Мультипликативная группа Z_n^* кольца Z_n порождается базисом, включающим два элемента. Это следует из того, что значение обобщенной функции Эйлера $L(n)$ от числа n меньше значения функции Эйлера от числа n :

$$\varphi(n) = (q-1)(p-1) = \text{НОД}(q-1, p-1) \text{НОК}[q-1, p-1] = \text{НОД}(q-1, p-1)L(n) \geq r^2 L(n),$$

где НОД — наибольший общий делитель; НОК — наименьшее общее кратное.

В предлагаемой схеме ЭЦП применяется примарная подгруппа Γ порядка r^2 группы Z_n^* , обладающая двухмерной циклическостью и порождаемая базисом, включающим два элемента α и β порядка r . Все элементы подгруппы Γ , кроме единицы, обладают порядком r . Значения базисных элементов α и β генерируются по следующей вероятностной процедуре:

1) выбирается случайное число b , превосходящее 1 и меньшее числа n ;

2) вычисляется значение $\gamma = L(n)/r$ и число $z = b^\gamma \bmod n$;

3) если $z \neq 1$, то в качестве числа α (числа β) взять число z . В противном случае повторить шаги 1–3.

Действительно, для полученного числа $z \neq 1$ имеем $z = b^{L(n)/r} \bmod p$. Следовательно, согласно обобщенной теореме Ферма, имеем $z^r \equiv b^{L(n)} \equiv 1 \bmod n$, т. е. порядок числа z равен r . (Известно, что при выполнении условия $z^r \equiv 1 \bmod n$ порядок числа z делит r . Так как r есть простое число, то оно и является показателем.) Выполнив два раза эту процедуру, получим два случайных числа порядка r по модулю n . Вероятность того, что эти два числа принадлежат одной циклической подгруппе, равна отношению числа неединичных элементов в циклической подгруппе простого порядка r к числу элементов порядка r , содержащихся в Z_n^* . В группе Z_n^* содержится примарная подгруппа порядка r^2 , порождаемая двумя элементами порядка r . В этой примарной подгруппе содержится $r^2 - 1$ элементов порядка r [10]. Следовательно, указанная ранее вероятность равна $r/(r^2 - 1) \approx 1/r \approx 2^{-80}$. Данной вероятностью можно пренебречь и не выполнять трудоемкую процедуру проверки того, что сгенерированные числа α и β не лежат в одной и той же циклической подгруппе.

Данная вероятность может быть понижена до значения $\approx 2^{-160}$ при генерации чисел α и β по следующей модифицированной процедуре:

1) выбирается случайное число b , превосходящее 1 и меньшее числа n ;

2) вычисляется значение $\gamma = L(n)/r^2$ и число $z = b^\gamma \bmod n$;

3) если $z \neq 1$ и $\alpha'(\beta') = z^r \bmod n \neq 1$, то в качестве числа α (числа β) взять число $\alpha^r \bmod n$ (число $\beta^r \bmod n$). В противном случае повторить шаги 1–3.

Снижение вероятности достигается за счет того, что предварительно генерируется число порядка r^2 , а затем это число возводится в степень r и полученный результат берется в качестве числа α (числа β). Если генерируемые числа α' и β' порядка r^2 принадлежат различным циклическим подгруппам Γ_{p^2} , то и числа α и β также будут принадлежать различным циклическим под-

группам. Вероятность $\Pr(\alpha', \beta' \in \Gamma_{p^2})$, что α' и β' лежат в одной циклической подгруппе, равна отношению количества элементов порядка r^2 , лежащих в одной циклической подгруппе, к числу элементов порядка r^2 , содержащихся в Z_n^* . Учитывая наличие в Z_n^* примарной подгруппы, порождаемой базисом из двух элементов порядка r^2 , и используя формулы [10], выражающие количество элементов заданного порядка в примарных группах, можно получить следующую оценку вероятности:

$$\Pr(\alpha', \beta' \in \Gamma_{p^2}) = \frac{r(r-1)}{r^2(r^2-1)} \approx \frac{1}{r^2} \approx 2^{-160}.$$

Таким образом, вторая процедура генерации случайных значений α и β является предпочтительной, поскольку дает уменьшение вероятности генерации значений α и β , принадлежащих одной и той же циклической подгруппе, в 2^{80} раз.

Используемая трудная задача

В предлагаемом далее протоколе слепой ЭЦП используется трудность ЗДЛ по модулю трудно разложимого составного числа n . В отличие от криптосхем Фиата—Шамира [11], Рабина [12] и RSA [13], предложенная схема имеет построение, аналогичное построению схем ЭЦП на основе сложности ЗДЛ в конечной группе с многомерной циклическостью [14], и относится к рандомизированным алгоритмам ЭЦП. Возможны следующие два варианта практического использования разработанного протокола. В первом варианте предполагается, что число n является частью открытого ключа и каждый владелец открытого ключа генерирует свое уникальное значение n , а значит, делители этого числа являются секретным ключом. Во втором варианте число n является системным параметром и вырабатывается доверительным центром, который уничтожает секретные делители сразу после генерации n . Во втором варианте открытый ключ является более коротким, однако смена значения n потребует замены всех открытых ключей. Далее будем полагать использование первого варианта, в котором секретным ключом является четверка чисел (p, q, x, w) , где x и w — случайные 80-битовые числа ($x < r, w < r$). Открытый ключ представляет собой набор значений (n, r, α, β, y) , где элемент y вычисляется по формуле

$$y = \alpha^x \beta^w \bmod n.$$

При генерации ЭЦП владелец открытого ключа использует только секретные значения x

и w , поэтому для того, чтобы иметь возможность подделывать подпись за владельца открытого ключа, потенциальному атакующему достаточно вычислить x и w по известному открытому ключу y и основаниям α и β . Данная задача известна как задача дискретного логарифмирования по многомерному основанию [15], в рассматриваемом случае — по двухмерному основанию. Детально ЗДЛ по модулю n рассмотрена в работе [16, с. 54–55], где показано, что данная задача имеет один порядок сложности с задачей факторизации числа n . В частности, при наличии эффективного полиномиального алгоритма вычисления двухмерного логарифма он может быть преобразован в полиномиальный алгоритм факторизации модуля n . Поскольку ЗФ и ЗДЛ по простому модулю являются различными независимыми трудными задачами, то это означает, что логарифмирование по простому модулю и по трудно разложимому модулю являются существенно различными задачами.

Описание протокола слепой подписи

В протоколах слепой подписи предполагается, что лицо, подписывающее некоторое электронное сообщение M , не имеет отношения к формированию M . При этом формирование ЭЦП осуществляется таким способом, что подписывающий 1) не может ознакомиться с сообщением в процессе генерации ЭЦП и 2) впоследствии при получении M и соответствующей этому сообщению ЭЦП не может однозначно идентифицировать пользователя, предоставившего данный документ на подпись. Последнее требование известно как требование анонимности (неотслеживаемости). Протоколы слепой ЭЦП реализуются на основе известных алгоритмов ЭЦП, использующих следующие три вычислительно сложные задачи:

- 1) ЗФ чисел вида $n = qr$, где q и r — два простых числа;
- 2) ЗДЛ по простому модулю p ;
- 3) ЗДЛ на эллиптической кривой специального вида [16, 17]. Разрабатываемая в данной работе схема слепой ЭЦП основана на трудности ЗДЛ по трудно разложимому модулю.

В основе протокола слепой ЭЦП лежит процедура формирования обычной ЭЦП к сообщению M , которая осуществляется владельцем открытого ключа следующим образом.

Схема базовой ЭЦП.

1. Подписывающий генерирует пару случайных чисел k и t ($1 < k < r$ и $1 < t < r$) и вычисляет значение $R = \alpha^k \beta^t \bmod n$.

2. Подписывающий вычисляет значение $H = F_H(M)$ и значение $E = F_H(R \| M) \bmod r$.

3. Подписывающий вычисляет второй S и третий U элементы ЭЦП по формулам $S = (k + xE) \bmod r$ и $U = (t + wE) \bmod r$.

В результате выполнения данной процедуры генерируется 240-битовая ЭЦП в виде тройки 80-битовых чисел (E, S, U) .

Процедура генерации ЭЦП в соответствии с разработанным протоколом слепой 240-битовой подписи включает следующие шаги.

Схема слепой ЭЦП.

1. Подписывающий вырабатывает случайный разовый секретный ключ в виде пары чисел k и t ($1 < k < r$ и $1 < t < r$), по которому вычисляет значение $\bar{R} = \alpha^k \beta^t \bmod n$ и направляет \bar{R} пользователю А, имеющему намерение получить подлинную подпись к сообщению M вслепую.

2. Пользователь А, используя некоторую специфицированную 160-битовую хэш-функцию F_H , вычисляет значение $H = F_H(M)$, где M — документ, который требуется подписать. Затем он генерирует тройку ослепляющих параметров ε , μ и τ , имеющих случайное значение из интервала целых чисел $(1, q)$, и вычисляет значения $R = H \bar{R}^\varepsilon y^\mu \alpha^\tau \bmod n$, $E = F_H(R \| M) \bmod r$ и $\bar{E} = \varepsilon^{-1}(E + \mu) \bmod r$. Если $E = 0$, то повторить шаг 2 при новых случайных значениях ослепляющих параметров. Значение \bar{E} (первый элемент слепой подписи) пользователь А направляет подписывающему. (Значение E является первым элементом ЭЦП к сообщению M .)

3. Подписывающий вычисляет второй \bar{S} и третий \bar{U} элементы слепой подписи по формулам $\bar{S} = (k + x\bar{E}) \bmod r$ и $\bar{U} = (t + w\bar{E}) \bmod r$ и направляет их значения пользователю А.

4. Пользователь А вычисляет второй и третий элементы S и U подлинной подписи (E, S, U) к сообщению M по формулам $S = \varepsilon \bar{S} + \tau \bmod r$ и $U = \varepsilon \bar{U} \bmod r$.

В результате выполнения протокола слепой подписи генерируется 240-битовая ЭЦП в виде тройки 80-битовых чисел (E, S, U) . Проверка подлинности ЭЦП не зависит от того, какая схема генерации подписи (обычная или «слепая») была использована для формирования ЭЦП. Это соответствует положению о неразличимости процедуры генерации подлинной ЭЦП. Процедура проверки подлинности ЭЦП включает следующие шаги:

- 1) вычислить значение $F_H(M) = H$;
- 2) вычислить значения $\bar{R} = Hy^{-E} \alpha^S \beta^U \bmod n$ и $\bar{E} = F_H(\bar{R} \| M) \bmod r$;

3) сравнить значения \bar{E} и E . Если $\bar{E} = E$, то ЭЦП признается подлинной.

Заметим также, что по соотношениям, использованным на шаге 3 протокола слепой ЭЦП, легко видеть, что генерируемая слепая подпись $(\bar{E}, \bar{S}, \bar{U})$ удовлетворяет соотношению

$$\bar{R} = y^{-\bar{E}} \alpha^{\bar{S}} \beta^{\bar{U}} \bmod n.$$

Корректность и анонимность

Корректность функционирования разработанной схемы слепой ЭЦП показывается путем подстановки правильно сформированного значения ЭЦП в процедуру проверки подлинности подписи. Такая подстановка дает следующее:

$$\begin{aligned} \tilde{R} &= Hy^{-E} \alpha^S \beta^U \bmod n = Hy^{-\varepsilon \bar{E} + \mu} \alpha^{\varepsilon \bar{S} + \tau} \beta^{\varepsilon \bar{U}} \bmod n = \\ &= Hy^{-\varepsilon \bar{E}} y^{\mu} \alpha^{\varepsilon \bar{S}} \alpha^{\tau} \beta^{\varepsilon \bar{U}} \bmod n = \\ &= H \left(y^{-\bar{E}} \alpha^{\bar{S}} \beta^{\bar{U}} \right)^{\varepsilon} y^{\mu} \alpha^{\tau} \bmod n = \\ &= H \bar{R}^{\varepsilon} y^{\mu} \alpha^{\tau} \bmod n = \\ &= R \Rightarrow \tilde{E} = F(\tilde{R} \| M) = F(R \| M) = E. \end{aligned}$$

Поскольку для ЭЦП (E, S, U) , сформированной в соответствии с протоколом слепой подписи, на последнем шаге процедуры проверки ЭЦП выполняется условие $\tilde{E} = E$, то подпись (E, S, U) проходит процедуру проверки подлинности. Легко показать, что ЭЦП (E, S, U) , сформированная в соответствии с процедурой формирования обычной ЭЦП, также удовлетворяет процедуре проверки подлинности.

Рассматриваемый протокол слепой подписи обеспечивает анонимность пользователя А, если подписывающий формировал слепые подписи ко многим электронным сообщениям и передавал их различным пользователям. Действительно, с подлинной подписью (E, S, U) к некоторому заданному документу M может быть связана любая слепая подпись $(\bar{E}, \bar{S}, \bar{U})$ с помощью значений ослепляющих параметров $\varepsilon = U / \bar{U} \bmod r$, $\tau = S - U \bar{S} / \bar{U} \bmod r$ и $\mu = U \bar{E} / \bar{U} - E \bmod r$. Поскольку значения ослепляющих параметров выбираются по случайному закону, то у подписывающего нет оснований для какого-то предпочтительного предположения по идентификации пользователя, участвовавшего в ходе протокола генерации ЭЦП вслепую, в результате которой была сформирована заданная подпись (E, S, U) .

Несмотря на то, что выбор документа, который будет подписан, определяется пользователем А, после формирования слепой ЭЦП он не может сформировать по слепой ЭЦП подлинную подпись к другому документу. На шаге 2 схемы слепой ЭЦП пользователь А должен определиться с выбором подписываемого сообщения. Выбор со-

общения фиксируется вычисленным пользователем А значением \bar{E} . После передачи значения \bar{E} подписывающему изменение выбора вычислительно неосуществимо.

Заключение

В настоящей работе предложена схема слепой 240-битовой ЭЦП, основанная на ЗДЛ по трудно разложимому модулю. Ввиду сводимости последней задачи к решению ЗФ и ЗДЛ по простому модулю, в определенном смысле можно говорить, что построенная криптосхема основана на трудности ЗФ. Представляет интерес разработка на основе ЗДЛ по трудно разложимому модулю протоколов коллективной ЭЦП по аналогии с построением криптосхем [18–20], а также протоколов слепой коллективной ЭЦП по аналогии с построением протоколов такого типа, описанных в работах [21–23]. Использование предложенного механизма формирования открытого ключа позволит сократить размер подписи в протоколах перечисленных типов, что представляет практический интерес. Детальное рассмотрение синтеза протоколов слепой и слепой коллективной ЭЦП на основе ЗДЛ по трудно разложимому модулю представляет собой предмет отдельного исследования.

В рамках рассмотренных схем ЭЦП любая подпись (E, S, U) , полученная по процедуре формирования обычной ЭЦП, может быть интерпретирована как слепая ЭЦП. Действительно, из уравнения проверки ЭЦП $R = Hy^{-E} \alpha^S \beta^U \bmod n$ следует $\bar{R} = R / H = y^{-E} \alpha^S \beta^U \bmod n$. Последнее соотношение явно показывает возможность такой интерпретации, ввиду чего любые две подписи можно связать тремя случайными значениями ослепляющих параметров как слепую подпись и полученную по ней подлинную подпись к некоторому сообщению. Этот факт показывает, что формирование большого числа слепых ЭЦП не может быть использовано нарушителем для формирования новой подлинной ЭЦП. Если бы такая возможность существовала, то в силу рассмотренной интерпретации потенциальный нарушитель мог бы сформировать новую подлинную ЭЦП по некоторому числу имеющихся подписей. То есть схема слепой ЭЦП является стойкой, если базовая схема ЭЦП является стойкой. Другими словами, анализ стойкости схемы слепой подписи сводится к анализу стойкости базовой схемы ЭЦП. Детальное рассмотрение этого вопроса представляет самостоятельную задачу.

Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг. (контракт № П635).

Литература

1. **Карякин Ю. Д.** Технология «AXIS-2000» защиты материальных объектов от подделки // Управление защитой информации. 1997. Т. 1. № 2. С. 90–97.
2. **Moldovyan A. A., Moldovyan D. N., Gortinskaya L. V.** Cryptoschemes based on new signature formation mechanism // Computer Science Journal of Moldova. 2006. Vol. 14. N 3(42). P. 397–411.
3. **Moldovyan N. A.** Short Signatures from Difficulty of Factorization Problem // International Journal of Network Security. 2009. Vol. 8. N 1. P. 90–95.
4. **Chaum D.** Blind Signatures for Untraceable Payments. Advances in Cryptology: Proc. of CRYPTO'82. Plenum Press, 1983. P. 199–203.
5. **Camensisch J. L., Piveteau J.-M., Stadler M. A.** Blind Signatures Based on the Discrete Logarithm Problem // Advances in Cryptology — EUROCRYPT'94 Proc. / Lecture Notes in Computer Science. Springer Verlag, 1995. Vol. 950. P. 428–432.
6. **Молдовяну П. А., Молдовян Д. Н., Хо Нгок Зуй.** Конечные группы с четырехмерной циклическостью как примитивы цифровой подписи // Информационно-управляющие системы. 2010. № 3. С. 61–68.
7. **Moldovyan N. A.** Fast Signatures Based on Non-Cyclic Finite Groups // Quasigroups and related systems. 2010. Vol. 18. P. 83–94.
8. **Молдовян Н. А.** Аутентификация информации в АСУ на основе конечных групп с многомерной циклическостью // Автоматика и телемеханика. 2009. № 8. С. 177–190.
9. **Gordon J.** Strong primes are easy to find, Advances in cryptology — EUROCRYPT'84, Springer-Verlag LNCS, 1985. Vol. 209. P. 216–223.
10. **Молдовян Д. Н.** Примитивы схем цифровой подписи: строение мультипликативных конечных групп векторов // Вопросы защиты информации. 2009. № 4. С. 18–24.
11. **Fiat A., Shamir A.** How to prove yourself: Practical solutions to identification and signature problems // Advances in cryptology — CRYPTO'86. Springer-Verlag LNCS, 1987. Vol. 263. P. 186–194.
12. **Rabin M. O.** Digitalized signatures and public key functions as intractable as factorization. — Technical report MIT/LCS/TR-212, MIT Laboratory for Computer Science, 1979.
13. **Rivest R., Shamir A., Adleman A.** A method for Obtaining Digital Signatures and Public-Key Cryptosystems // Communication of the ACM. 1978. Vol. 21. N 2. P. 120–126.
14. **Молдовяну П. А., Молдовян Д. Н., Дернова Е. С.** Гомоморфизм и многомерная циклическость конечных групп векторов в синтезе алгоритмов ЭЦП // Вопросы защиты информации. 2009. № 3. С. 2–8.
15. **Молдовян Н. А., Молдовяну П. А., Дернова Е. С., Костина А. А.** Гомоморфизм конечных групп векторов малой размерности и синтез схем цифровой подписи // Информационно-управляющие системы. 2009. № 4. С. 26–32.
16. **Молдовян Н. А.** Теоретический минимум и алгоритмы цифровой подписи. — СПб.: БХВ-Петербург, 2010. — 304 с.
17. **Болотов А. А., Гашков С. Б., Фролов А. Б.** Элементарное введение в эллиптическую криптографию. Протоколы криптографии на эллиптических кривых. — М.: КомКнига, 2006. — 274 с.
18. **Молдовян Д. Н., Дернова Е. С., Сухов Д. К.** Расширение функциональности стандартов электронной цифровой подписи // Информационно-управляющие системы. 2011. № 2. С. 63–67.
19. **Молдовян А. А., Молдовян Н. А.** Коллективная ЭЦП — специальный криптографический протокол на основе новой трудной задачи // Вопросы защиты информации. 2008. № 1. С. 14–18.
20. **Молдовян А. А., Молдовян Н. А.** Новые алгоритмы и протоколы для аутентификации информации в АСУ // Автоматика и телемеханика. 2008. № 7. С. 157–169.
21. **Дернова Е. С., Куприянов И. А., Молдовян Д. Н., Молдовян А. А.** Протоколы слепой подписи с новыми свойствами // Информатизация и связь. 2010. № 1. С. 72–76.
22. **Moldovyan N. A.** Blind Signature Protocols from Digital Signature Standards // Int. Journal of Network Security. 2011. Vol. 13. N 1. P. 22–30.
23. **Moldovyan N. A., Moldovyan A. A.** Blind Collective Signature Protocol Based on Discrete Logarithm Problem // Int. Journal of Network Security. 2010. Vol. 11. N 2. P. 106–113.

УДК 629.191

МЕТОД НАИМЕНЬШИХ КВАДРАТОВ В ЗАДАЧАХ КОМПЛЕКСНОГО ВАРИАЦИОННОГО ОЦЕНИВАНИЯ СОСТОЯНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ И ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛЕЙ ИЗМЕРЕНИЙ

В. И. Миронов,

доктор техн. наук, профессор

Ю. В. Миронов,

доктор техн. наук, старший научный сотрудник

Р. М. Юсупов,

член-корреспондент РАН, доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации РАН

Рассматривается применение вариационного подхода для решения задач совместного оптимального статистического оценивания параметров состояния нелинейных динамических систем и параметров моделей измерений по критерию наименьших квадратов.

Ключевые слова — статистическое оценивание, нелинейные динамические системы, критерий наименьших квадратов.

Введение

Решение задач статистического оценивания параметров состояния нелинейных динамических систем на практике часто приходится решать в условиях неопределенности в отношении некоторых параметров моделей измерений. Такая ситуация, как правило, имеет место в задачах определения параметров орбитального движения космических аппаратов по результатам траекторных измерений, когда, например, недостаточно точно известны координаты наземных измерительных средств. Поэтому в процессе статистической обработки выборочных данных необходимо предусматривать возможность совместного определения как параметров движения объекта, так и параметров модели измерений.

Таким образом, в более общей постановке в рамках задачи оценивания параметров состояния нелинейных динамических систем необходимо комплексно предусматривать определение некоторого вектора параметров моделей измерений. Задачи такого рода достаточно сложны и имеют широкое распространение на практике.

Для решения данного круга задач часто применяется известный метод наименьших квадра-

тов (МНК), который находит также широкое применение при обработке количественных результатов естественно-научных опытов, технических данных, астрономических и геодезических наблюдений и измерений.

Распространенность МНК во многом обусловлена тем, что при решении задач оценивания данным методом не требуется знания статистических характеристик ошибок измерений, которые во многих случаях неизвестны или известны с невысокой точностью.

Технология использования МНК для решения различных прикладных задач применительно к динамическим системам широко освещена в отечественной и зарубежной литературе [1–4, 7–11 и др.]. Она предусматривает составление критерия оптимальности, формирование нормальной системы уравнений и получение оптимальной оценки путем ее решения. По смыслу они представляют собой необходимые условия оптимальности, характерные для прямых методов оптимизации.

Вместе с тем МНК может быть реализован на основе использования условий оптимальности оценок вариационного типа. Вопросы обоснования и разработки соответствующей вариацион-

ной технологии рассматривались в работах авторов [5, 6 и др.] применительно к оцениванию параметров состояния нелинейных динамических систем.

Данная статья посвящена методическим аспектам применения указанного вариационного подхода к решению комплексной задачи, предусматривающей совместное оценивание параметров состояния нелинейных динамических систем и параметров модели измерений по критерию наименьших квадратов. При этом определяются и конкретизируются необходимые условия оптимальности оценок вариационного типа применительно к моделям дискретных и непрерывных измерений.

Постановка задачи

Достаточно общая задача оценивания параметров движения динамического объекта заключается в наилучшем в некотором смысле определении n -мерного вектора его исходного состояния \mathbf{x}_0 на заданный начальный момент времени $t = t_0$ по результатам измерений, проводимых в N точках t_i , заданных на интервале измерений $\tau = T - t_0$. В расширенной постановке одновременно требуется оценить и некоторый p -мерный вектор с параметров модели измерений.

В качестве базовой рассмотрим следующую задачу оптимального оценивания.

Задача. Пусть динамика объекта описывается векторным дифференциальным уравнением

$$\dot{\mathbf{x}} = \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, t), \quad \mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0, \quad t \in [t_0, T].$$

Измерениям подвергается m -мерный вектор

$$\boldsymbol{\psi}(t) = \boldsymbol{\Psi}[\mathbf{x}(t), \mathbf{c}].$$

Измеренное значение вектора $\boldsymbol{\psi}$ в момент t_i обозначим как $\mathbf{y}(t_i) = \mathbf{y}_i$ и представим модель измерений в виде

$$\mathbf{y}(t_i) = \boldsymbol{\Psi}[\mathbf{x}(t_i), \mathbf{c}] + \boldsymbol{\delta}_i, \quad t_i \in [t_0, T], \quad i = 1(1)N,$$

где $\boldsymbol{\delta}_i$ — m -мерный вектор случайных ошибок измерений.

Требуется найти такие оценки векторов \mathbf{x}_0 и \mathbf{c} , которые обеспечивают минимальное значение функционала:

$$I = \sum_{i=1}^N \rho_i \{ \mathbf{y}(t_i), \boldsymbol{\Psi}[\mathbf{x}(t_i), \mathbf{c}] \}, \quad (1)$$

где

$$\rho_i = \{ \mathbf{y}(t_i) - \boldsymbol{\Psi}[\mathbf{x}(t_i), \mathbf{c}] \}^T \mathbf{W}_i \{ \mathbf{y}(t_i) - \boldsymbol{\Psi}[\mathbf{x}(t_i), \mathbf{c}] \}, \quad i = 1(1)N; \quad (2)$$

\mathbf{W}_i — симметрические матрицы весовых коэффициентов.

Функции $\boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, t)$ и $\boldsymbol{\Psi}[\mathbf{x}(t_i), \mathbf{c}]$ будем считать однозначными, ограниченными, непрерывными и дифференцируемыми по всем своим аргументам во всей области их определения.

Предполагается выполнение известных условий наблюдаемости.

Вариационные условия оптимальности оценок

Для решения поставленной задачи представим функционал (1) в эквивалентной интегральной форме. Для этого введем функцию

$$\begin{aligned} \rho\{\mathbf{y}(t), \boldsymbol{\Psi}[\mathbf{x}(t), \mathbf{c}]\} &= \\ &= \{ \mathbf{y}(t) - \boldsymbol{\Psi}[\mathbf{x}(t), \mathbf{c}] \}^T \mathbf{W}(t) \{ \mathbf{y}(t) - \boldsymbol{\Psi}[\mathbf{x}(t), \mathbf{c}] \}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $\mathbf{y}(t)$ и $\mathbf{W}(t)$ — произвольные непрерывные дифференцируемые функции, принимающие в моменты t_i , соответственно, значения \mathbf{y}_i и \mathbf{W}_i (например, полиномы Лагранжа).

Тогда для функционала (1) получим выражение

$$I = \int_{t_0}^T \rho\{\mathbf{y}(t), \boldsymbol{\Psi}[\mathbf{x}(t), \mathbf{c}]\} \sum_{i=1}^N \delta(t - t_i) dt,$$

где $\delta(t - t_i)$ — импульсная дельта-функция.

Расширим затем пространство состояний путем введения дополнительного вектора $\mathbf{x}_1(t) = \mathbf{c}$ и системы

$$\dot{\mathbf{x}}_1(t) = \boldsymbol{\varphi}_{x_1}(\mathbf{x}_1, t) \equiv \mathbf{0}; \quad \mathbf{x}_1(t_0) = \mathbf{c}.$$

Применяя далее стандартную процедуру вариационного исчисления, по аналогии с работой [6] приходим к следующему утверждению.

Теорема 1. Оптимальные оценки векторов \mathbf{x}_0 , \mathbf{c} и порождаемая ими оптимальная траектория доставляют решение краевой задаче для следующей системы дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, t); \\ \dot{\boldsymbol{\lambda}} = -\frac{\partial \boldsymbol{\varphi}^T}{\partial \mathbf{x}} \boldsymbol{\lambda} + \frac{\partial \rho^T}{\partial \mathbf{x}} [\mathbf{y}, \boldsymbol{\Psi}(\mathbf{x}, \mathbf{c}), t] \sum_{i=1}^n \delta(t - t_i); \\ \dot{\boldsymbol{\mu}} = \frac{\partial \rho^T}{\partial \mathbf{c}} [\mathbf{y}, \boldsymbol{\Psi}(\mathbf{x}, \mathbf{c}), t] \sum_{i=1}^n \delta(t - t_i); \end{cases}$$

при граничных условиях

$$\boldsymbol{\lambda}(t_0) = \boldsymbol{\lambda}(T) = \mathbf{0};$$

$$\boldsymbol{\mu}(t_0) = \boldsymbol{\mu}(T) = \mathbf{0}.$$

Эта краевая задача выражает необходимые условия оптимальности вариационного типа МНК для рассматриваемой расширенной постановки задачи оценивания.

Отметим особенность интегрирования сопряженной системы, которая определяется наличием в правых частях дифференциальных уравнений импульсных дельта-функций. Это вызывает в моменты t_i скачкообразное изменение соответствующих сопряженных переменных на величины производных от критериальной функции ρ по вектору текущего состояния динамического процесса \mathbf{x} и вектору параметров модели измерений \mathbf{c} :

$$\lambda(t_i^+) = \lambda(t_i^-) + \Delta\lambda(t_i);$$

$$\mu(t_i^+) = \mu(t_i^-) + \Delta\mu(t_i),$$

где

$$\Delta\lambda(t_i) = \frac{\partial \rho^T}{\partial \mathbf{x}} \{y_i, \psi[\mathbf{x}(t_i), \mathbf{c}]\};$$

$$\Delta\mu(t_i) = \frac{\partial \rho^T}{\partial \mathbf{c}} \{y_i, \psi[\mathbf{x}(t_i), \mathbf{c}]\}, \quad i = 1(1)N.$$

С учетом скачков сопряженных переменных и зависимости (2) теорему 1 можно переформулировать в следующем эквивалентном виде.

Теорема 2. Оптимальные оценки векторов \mathbf{x}_0 , \mathbf{c} и порождаемая ими оптимальная траектория доставляют решение краевой задаче для следующей системы дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, t); \\ \dot{\boldsymbol{\lambda}} = -\frac{\partial \boldsymbol{\varphi}^T}{\partial \mathbf{x}} \boldsymbol{\lambda}; \\ \dot{\boldsymbol{\mu}} = 0; \end{cases}$$

при граничных условиях

$$\boldsymbol{\lambda}(t_0) = \boldsymbol{\lambda}(T) = 0;$$

$$\boldsymbol{\mu}(t_0) = \boldsymbol{\mu}(T) = 0;$$

$$\lambda(t_i^+) = \lambda(t_i^-) + \frac{\partial \psi^T(t_i)}{\partial \mathbf{x}_i} \mathbf{W}_i \{y_i - \psi[\mathbf{x}(t_i), \mathbf{c}]\};$$

$$\mu(t_i^+) = \mu(t_i^-) + \frac{\partial \psi^T(t_i)}{\partial \mathbf{c}} \mathbf{W}_i \{y_i - \psi[\mathbf{x}(t_i), \mathbf{c}]\}, \quad i = 1(1)N.$$

В этих выражениях функция $\rho[\cdot]$ определяется согласно (2).

Литература

1. Бажинов И. К., Алешин В. И., Почукаев В. Н., Поляков В. С. Космическая навигация. — М.: Машиностроение, 1975. — 352 с.
2. Брандин Н. К., Разоренов Г. Н. Определение траекторий КА. — М.: Машиностроение, 1978. — 216 с.

При наличии непрерывных или дискретно-непрерывных измерений в приведенные выше вариационные условия оптимальности оценок вносятся соответствующие изменения.

Так, например, если вместо дискретных измерений (2) проводятся непрерывные измерения согласно модели

$$y_1(t) = \psi_1[\mathbf{x}(t), \mathbf{c}] + \delta_1(t),$$

где $\delta_1(t)$ — вектор ошибок измерений, и если относительный вес этих измерений задается весовой матрицей $\mathbf{W}(t)$, то краевая задача комплексного оценивания принимает вид

$$\dot{\mathbf{x}} = \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, t);$$

$$\dot{\boldsymbol{\lambda}} = -\frac{\partial \boldsymbol{\varphi}^T}{\partial \mathbf{x}} \boldsymbol{\lambda} + \frac{\partial \boldsymbol{\psi}_1^T}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{W}(t) \{y_1 - \psi_1[\mathbf{x}(t), \mathbf{c}]\};$$

$$\dot{\boldsymbol{\mu}} = \frac{\partial \boldsymbol{\psi}^T(t)}{\partial \mathbf{c}} \mathbf{W}(t) \{y_1(t) - \psi_1[\mathbf{x}(t), \mathbf{c}]\};$$

$$\boldsymbol{\lambda}(t_0) = \boldsymbol{\lambda}(T) = 0; \quad \boldsymbol{\mu}(t_0) = \boldsymbol{\mu}(T) = 0.$$

Согласно приведенным выше вариационным условиям, для получения оптимальных совместных оценок векторов \mathbf{x}_0 и \mathbf{c} необходимо решить систему нелинейных краевых уравнений

$$\boldsymbol{\lambda}(\mathbf{x}_0, \mathbf{c}, T) = 0; \quad \boldsymbol{\mu}(\mathbf{x}_0, \mathbf{c}, T) = 0,$$

заданных неявно на процедурах интегрирования сопряженных систем дифференциальных уравнений. Для этого можно применить известные численные методы поиска корней нелинейных уравнений, например метод Ньютона, его модификации и др.

Заключение

Предлагаемые методические средства могут быть использованы при разработке и модернизации алгоритмов оптимального статистического оценивания нелинейных динамических объектов различных типов в составе автоматизированных комплексов обработки наблюдений.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (проект № 09-08-00259).

3. Космические траекторные измерения / Под ред. П. А. Агаджанова, В. Е. Дулевича, А. А. Коростелева. — М.: Сов. радио, 1969. — 504 с.
4. Линник Ю. В. Метод наименьших квадратов и основы теории обработки наблюдений. — М.: Физматгиз, 1958. — 350 с.

- | | |
|--|---|
| <p>5. Миронов В. И., Миронов Ю. В., Юсупов Р. М. Вариационное оценивание параметров движения космических аппаратов по критерию наименьших квадратов // Информационно-управляющие системы. 2011. № 1. С. 9–13.</p> <p>6. Миронов В. И., Миронов Ю. В., Юсупов Р. М. Метод наименьших квадратов в задачах вариационного оценивания состояния нелинейных динамических систем // Информационно-управляющие системы. 2009. № 6. С. 2–6.</p> <p>7. Мудров В. И., Кушко В. П. Методы обработки измерений. — М.: Сов. радио, 1976. — 190 с.</p> | <p>8. Основы теории полета космических аппаратов / Под ред. Г. С. Нариманова и М. К. Тихонравова. — М.: Машиностроение, 1972. — 608 с.</p> <p>9. Репин В. Г., Тартаковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. — М.: Сов. радио, 1977. — 432 с.</p> <p>10. Статистические методы обработки результатов наблюдений/Под ред. Р. М. Юсупова; МО СССР. — М., 1984. — 563 с.</p> <p>11. Эльясберг П. Е. Определение движения по результатам измерений. — М.: Наука, 1976. — 416 с.</p> |
|--|---|

УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

При подготовке рукописей статей редакция просит Вас руководствоваться следующими рекомендациями.

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 в Word шрифтом Times New Roman размером 13, поля: слева три сантиметра, остальные не менее двух.

Обязательными элементами оформления статьи являются: индекс УДК, заглавие, инициалы и фамилия автора (авторов), ученая степень, звание, полное название организации, аннотация (7–10 строк) и ключевые слова на русском и английском языках, подписанные подписи.

Формулы в текстовой строке набирайте в Word, не используя формульный редактор (Mathtype или Equation), только в том случае, если средства Word не позволяют набрать формулу или символ (например, простая дробь, символы с «крышками» и т. д.), используйте имеющийся в Word формульный редактор Mathtype или Equation; формулы, стоящие в отдельной строке, могут быть набраны как угодно; при наборе формул в формульном редакторе знаки препинания, ограничивающие формулу, набирайте вместе с формулой; для установки размера шрифта никогда не пользуйтесь вкладкой Other..., используйте вкладку Define; в формулах не отделяйте пробелами знаки: + = -; не подгоняйте размер символов в формулах под размер шрифта в тексте статьи, не растягивайте и не сжимайте мышью формулы, вставленные в текст.

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:

— рисунки, графики, диаграммы, блок-схемы предоставляйте в виде отдельных исходных векторных файлов, поддающихся редактированию: *.vsd, *.cdr, *.xls, *.doc, *.ai, *.dxf;

— при наличии надписей на рисунке используйте тот же шрифт, что и в основном тексте (Times New Roman), размер шрифта не более 10 pt, но не менее 8 pt;

— если при изготовлении рисунка Вы используете стрелочки, руководствуйтесь принципом единообразия;

— фото и растровые — в формате *.tif, *.png с максимальным разрешением (не менее 300 pixels/inch).

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, факс, эл. адрес), 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 подробную информацию см. на сайте: www.i-us.ru

УДК 621.391.372

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ПОИСКА СИГНАЛОВ ПОРОГОВЫМ ОБНАРУЖИТЕЛЕМ

Г. Н. Мальцев,

доктор техн. наук, профессор

А. Н. Сакулин,

заместитель начальника факультета радиоэлектроники

Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского

Рассмотрена модель последовательного поиска сигнала по неизвестному параметру в дискретном пространстве поиска. Исследованы зависимости вероятности правильного обнаружения и среднего времени поиска сигнала от вероятностей ложного обнаружения и пропуска сигнала в одной ячейке поиска и числа ячеек. На примере анализа характеристик обнаружения сигнала в обычном (одноэтапном) и двухэтапном последовательных обнаружителях показана возможность использования рассмотренной модели для сравнения эффективности различных типов обнаружителей.

Ключевые слова — поиск и обнаружение сигнала, характеристики обнаружения, среднее время поиска, одноэтапный обнаружитель, двухэтапный обнаружитель.

Введение

Широкий класс информационных и измерительных радиотехнических систем, в частности радиолокационных [1, 2] и радионавигационных [3, 4], на первом этапе работы (поиск объекта, входение в связь) функционируют как поисковые системы обнаружения. На этом этапе необходимо обнаружить факт наличия сигнала и провести оценку его параметров (задержки, частоты, направления прихода) с точностью до ширины полосы захвата следящих устройств, осуществляющих точную оценку параметров и слежение за ними в процессе последующих этапов работы в основном режиме функционирования системы (измерений, приема информации). Поэтому эффективное применение таких систем по назначению в значительной степени зависит от качества поиска и обнаружения сигнала при входении в связь.

Указанная ситуация характерна, например, для приема сложных фазоманипулированных сигналов на основе псевдослучайных последовательностей (ПСП), широко используемых в современных спутниковых системах радионавигации и радиоперехвата [4, 5]. При входении в связь приемное устройство работает как после-

довательный обнаружитель и путем подстройки по задержке опорной ПСП осуществляет поиск и обнаружение по задержке принимаемого сигнала. Особое значение режим поиска и обнаружения ПСП по задержке приобретает при использовании длинных и сверхдлинных ПСП с числом элементов до нескольких десятков тысяч и более, когда поиск сигнала по временному сдвигу становится достаточно длительной операцией, предшествующей собственно передаче информации или навигационным определениям.

В настоящей работе на основе модели последовательного поиска, описываемой обобщенным ориентированным графом, исследуются характеристики порогового обнаружения сигнала по неизвестному параметру, априорная область неопределенности которого может быть разбита на конечное число областей (ячеек), образующих дискретное пространство поиска. Поиск и обнаружение сигнала осуществляются в условиях шума, вследствие чего возможны ошибки — пропуски и ложные обнаружения сигнала. В качестве статистических характеристик обнаружителя рассматриваются вероятность правильного обнаружения сигнала и среднее время обнаружения. В терминах теории обобщенных задач поиска [6] данными характеристиками определяются

надежность (точность) осуществления поиска и величина поисковых усилий, затрачиваемых на процесс поиска, соответственно, а область неопределенности неизвестного параметра сигнала определяет поисковое пространство.

Граф состояний обнаружителя и основные соотношения для характеристик обнаружения

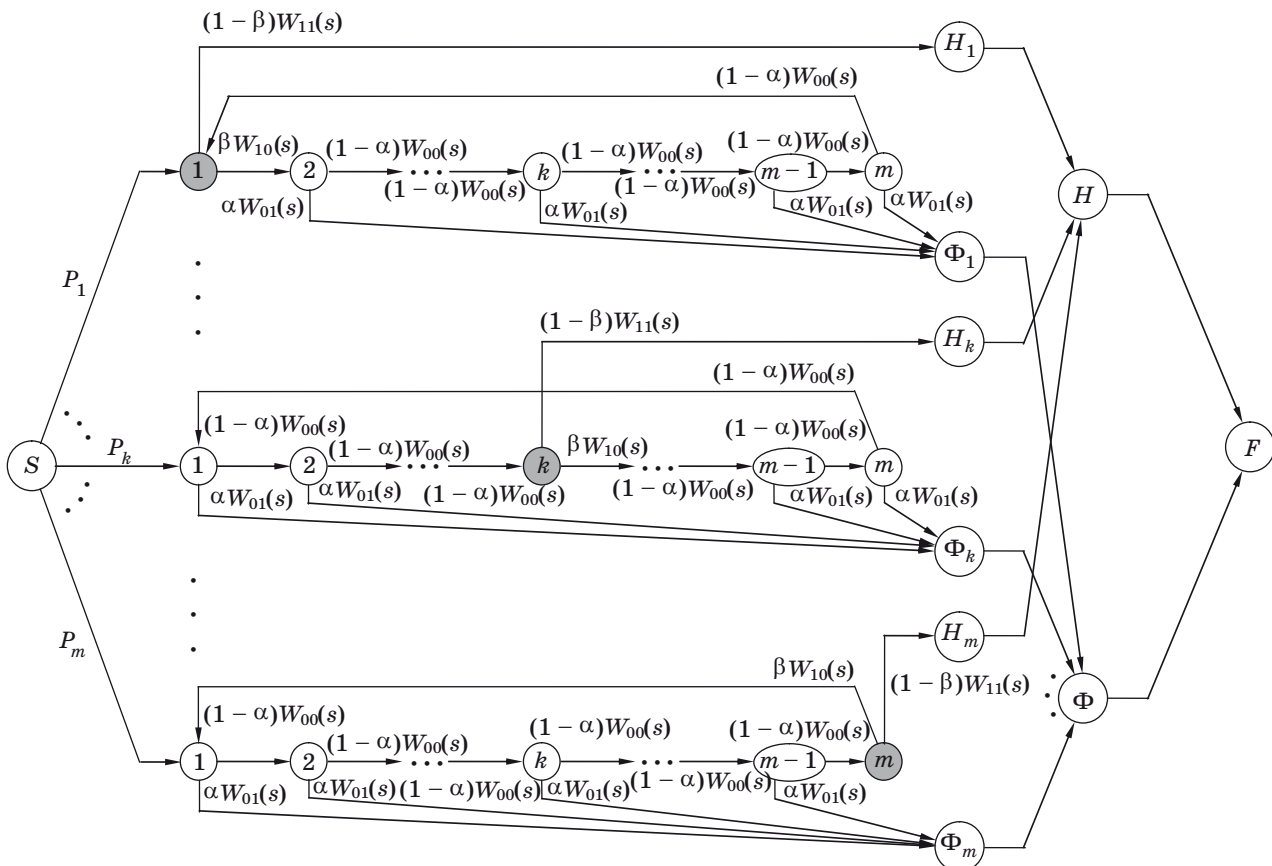
В общем случае исходным состоянием ориентированного графа, описывающего процесс поиска по соответствующему параметру, является состояние начала поиска сигнала (начало просмотра первой ячейки), а результирующими поглощающими состояниями являются состояния, соответствующие окончанию поиска правильным и ошибочным обнаружением сигнала. Каждая временная ячейка соответствует дискретному значению неизвестного параметра, например задержки принимаемой ПСП, интервал дискретизации при этом соответствует длительности символа ПСП. Под пустой ячейкой понимается область значений параметра, не соответствующая значению параметра принимаемого сигнала, а под сигнальной ячейкой — область значений параме-

тра, соответствующая значению параметра принимаемого сигнала.

Ориентированный граф состояний обобщенной процедуры последовательного поиска сигнала в конечном числе m ячеек показан на рис. 1 [7]. На графе обозначены: S — исходное состояние, F — результирующее состояние, α и β — вероятности соответственно ложного обнаружения и пропуска сигнала в одной ячейке поиска, $W_{ij}(s)$ — преобразования Лапласа от плотностей распределения вероятностей времени анализа ячеек ($i, j = \{0; 1\}$), P_k — вероятность наличия сигнала в k -й ячейке, H_k — состояние правильного обнаружения сигнала в k -й ячейке, Φ_k — состояние ошибочного обнаружения сигнала в k -й ячейке ($k = 1, \dots, m$), H — состояние правильного обнаружения сигнала по результатам анализа всех ячеек, Φ — состояние ошибочного обнаружения сигнала по результатам анализа всех ячеек. Для вероятностей P_k выполняется условие нормировки

$$\sum_{k=1}^m P_k = 1.$$

В функции $W_{ij}(s)$ равенство нулю или единице первого индекса i указывает на то, что анализируется пустая или сигнальная ячейка соответ-



■ Рис. 1. Ориентированный граф состояний обобщенной процедуры последовательного поиска сигнала

ственно, а второй индекс j равен нулю, когда принимается решение об отсутствии сигнала, и равен единице, когда принимается решение о наличии сигнала. Определяя передаточные функции $H(s)$ и $\Phi(s)$ графа, соответствующие переходам в состояния правильного и ошибочного обнаружения сигнала, по результатам анализа всех ячеек и используя свойства преобразования Лапласа [8], можно получить аналитические выражения для интересующих статистических характеристик последовательного поиска сигнала: вероятность правильного обнаружения — $P_{об} = H(s)|_{s=0}$, среднее время обнаружения — $T_{п.ср} = -\left[\frac{dH(s)}{ds}\right]_{s=0} + \left[\frac{d\Phi(s)}{ds}\right]_{s=0}$.

Передаточные функции $H(s)$ и $\Phi(s)$ графа, изображенного на рис. 1, при переходе в поглощающие состояния H и Φ имеют следующий вид [7]:

$$H(s) = \frac{(1-\beta)W_{11}(s)}{1-\beta(1-\alpha)^{m-1}W_{10}(s)W_{00}^{m-1}(s)} \times \sum_{k=1}^m P_k(1-\alpha)^{k-1}W_{00}^{k-1}(s); \quad (1)$$

$$\Phi(s) = \frac{\alpha W_{01}(s)}{1-(1-\alpha)W_{00}(s)} \times \left[1 - \frac{1-\beta W_{10}(s)}{1-\beta(1-\alpha)^{m-1}W_{10}(s)W_{00}^{m-1}(s)} \times \sum_{k=1}^m P_k(1-\alpha)^{k-1}W_{00}^{k-1}(s) \right]. \quad (2)$$

Входящие в выражения (1) и (2) вероятности наличия сигнала в k -й ячейке P_k задаются с учетом априорной информации о параметрах принимаемого сигнала; вероятности ложного обнаружения и пропуска сигнала в одной ячейке α и β определяются уровнями сигнала и помехи на входе приемника и величиной порога обнаружения.

После преобразований окончательные выражения для вероятности правильного обнаружения сигнала и среднего времени поиска могут быть представлены в следующем виде:

$$P_{об} = \frac{1-\beta}{1-\beta(1-\alpha)^{m-1}} \sum_{k=1}^m P_k(1-\alpha)^{k-1}; \quad (3)$$

$$T_{п.ср} = \frac{\tau_0}{\alpha} - \frac{(1-\beta)\tau_0 - \alpha\tau_1}{\alpha[1-\beta(1-\alpha)^{m-1}]} \sum_{k=1}^m P_k(1-\alpha)^{k-1}, \quad (4)$$

где τ_0 и τ_1 — среднее время анализа пустой и сигнальной ячеек соответственно.

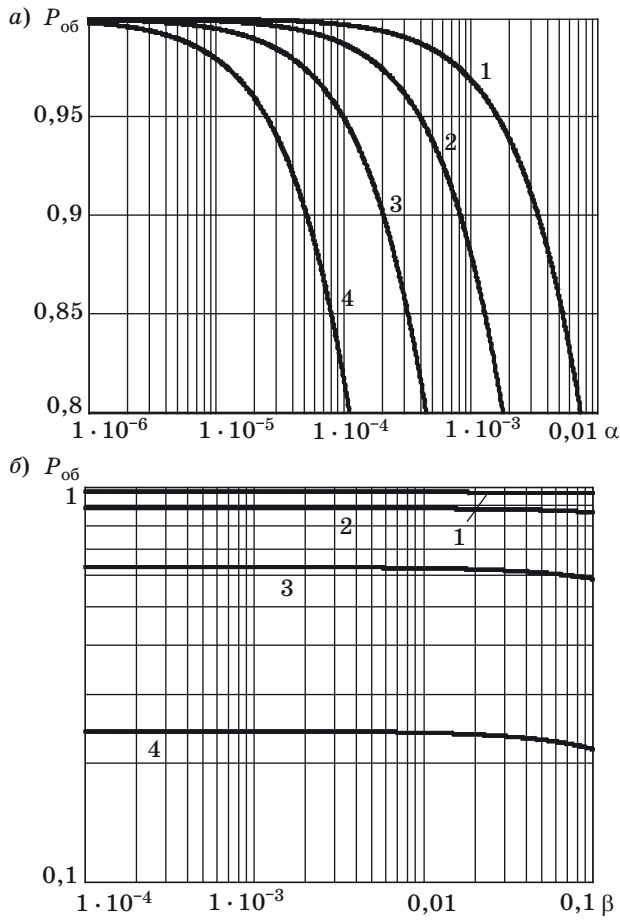
Выражения (3) и (4) для вероятности правильного обнаружения $P_{об}$ и среднего времени поиска $T_{п.ср}$ позволяют при заданных вероятностях α и β

провести анализ эффективности порогового обнаружителя при самых общих предположениях о распределении времен анализа ячеек и априорных данных о параметрах принимаемого сигнала. Практический интерес представляет определение статистических характеристик обнаружения сигнала в различных условиях приема и при различном числе ячеек поиска. Для этого с помощью выражений (3) и (4) могут быть получены зависимости величин $P_{об}$ и $T_{п.ср}$ от вероятностей ложного обнаружения α , пропуска сигнала β и от числа ячеек поиска m , позволяющие сравнивать характеристики обнаружения для различных схем обнаружителей и величин α и β при заданном энергетическом потенциале системы.

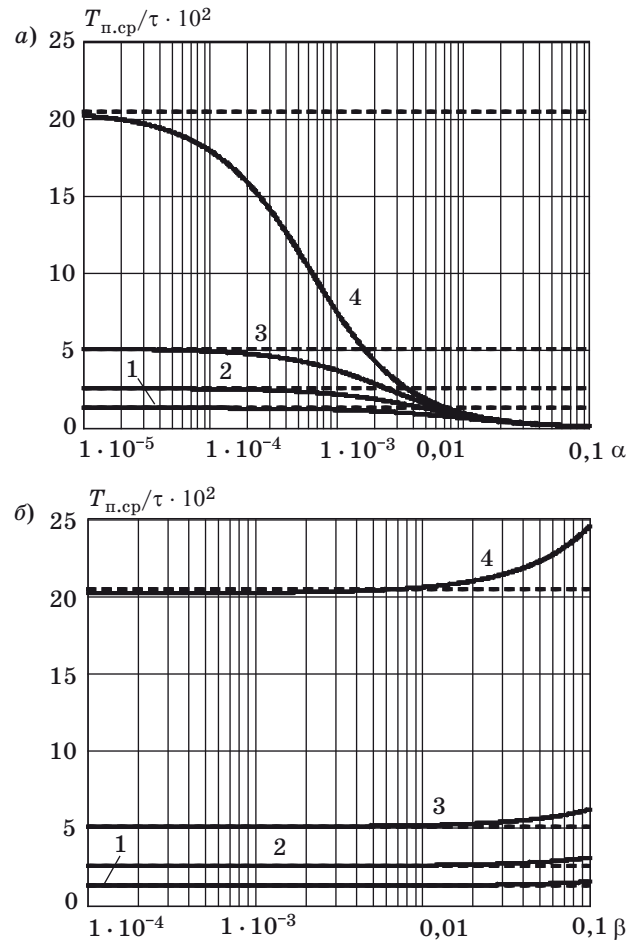
Исследование характеристик обнаружения при последовательном поиске сигналов

Были рассчитаны зависимости $P_{об}$ и $T_{п.ср}$ от параметров α , β и m , представленные на рис. 2, 3, а, б. Полагалось, что время анализа каждой ячейки составляет $\tau = \tau_0 = \tau_1$ и что нахождение сигнала в каждой из анализируемых ячеек равновероятно: $P_k = 1/m$. Представленные графики иллюстрируют характер зависимости анализируемых величин $P_{об}$ и $T_{п.ср}$ от параметров α , β и m . Величина $T_{п.ср} / \tau$ представляет собой среднее число шагов поиска сигнала. Значения числа ячеек поиска m выбирались соответствующими различным длинам ПСП типа M -последовательностей, используемых в качестве модулирующих функций при формировании сложных фазоманипулированных сигналов в системах связи и радиоуправления [9, 10].

Как и следовало ожидать, качество обнаружения ухудшается с увеличением вероятностей α и β , а при фиксированных α и β — с увеличением m . Из графиков (см. рис. 2) видно, что вероятность правильного обнаружения $P_{об}$ наиболее критична к величине вероятности ложного обнаружения α , а при фиксированных значениях вероятностей ложного обнаружения и пропуска сигнала уменьшается с увеличением числа ячеек поиска m . Для достижения $P_{об} \approx 1$ принципиально необходимо уменьшение величины α до значений, близких к 0, в то же время изменение в определенном диапазоне вероятности пропуска сигнала β незначительно влияет на величину $P_{об}$. Для рассмотренных значений m от 63 до 4095 требуемые для высокого качества обнаружения сигнала значения α изменяются от 10^{-3} до 10^{-5} , а значения β — от 10^{-2} до 10^{-3} . Данное соотношение между требуемыми значениями α и β отражает критичность процесса последовательного поиска к величине ложных тревог, поскольку ложная тревога может произойти в каждой из $m - 1$ пу-



■ **Рис. 2.** Зависимости вероятности правильного обнаружения $P_{об}$ от вероятности: а — ложного обнаружения сигнала в одной ячейке α при вероятности пропуска сигнала $\beta = 10^{-3}$ и различном числе ячеек поиска m ; б — пропуска сигнала в одной ячейке β при вероятности ложного обнаружения сигнала $\alpha = 10^{-5}$ и различном числе ячеек поиска m : 1 — $m = 63$, 2 — $m = 255$, 3 — $m = 1023$, 4 — $m = 4095$



■ **Рис. 3.** Зависимости среднего числа шагов поиска $T_{п.ср} / \tau \cdot 10^2$ от вероятности: а — ложного обнаружения сигнала в одной ячейке α при вероятности пропуска сигнала $\beta = 10^{-3}$ и различном числе ячеек поиска m ; б — пропуска сигнала в одной ячейке β при вероятности ложного обнаружения сигнала $\alpha = 10^{-5}$ и различном числе ячеек поиска m : 1 — $m = 255$, 2 — $m = 511$, 3 — $m = 1023$, 4 — $m = 4095$

стных ячеек, не содержащих сигнал, а пропуск сигнала — только в одной сигнальной ячейке.

Среднее время поиска $T_{п.ср}$ с уменьшением вероятностей α и β стремится к показанному на графиках (см. рис. 3) штриховыми линиями теоретическому пределу, определяемому при $P_k = 1/m$ величиной $(m + 1)\tau/2$. С увеличением вероятности ложного обнаружения α происходит уменьшение $T_{п.ср}$, обусловленное ранними ложными обнаружениями, а с увеличением вероятности пропуска сигнала β происходит увеличение $T_{п.ср}$, обусловленное поздним завершением процесса поиска из-за пропусков сигнала.

Приведенные зависимости позволяют определить требуемые для заданного качества обнаружения сигнала значения вероятностей пропуска сигнала и ложных тревог.

Пример сравнительного анализа одноэтапного и двухэтапного обнаружителей

Возможность использования полученных результатов для сравнения различных схем пороговых обнаружителей рассмотрим на примере сравнения характеристик обнаружения обычного обнаружителя и двухэтапного обнаружителя с контрольным этапом. В обычном (одноэтапном) обнаружителе решение о наличии сигнала в анализируемой ячейке принимается один раз по окончании времени ее анализа, после чего при отсутствии обнаружения осуществляется переход к следующей ячейке. В двухэтапном обнаружителе с контрольным этапом, предложенном для повышения надежности обнаружения сигналов [7, 8], анализ каждой ячейки осуществляется

в два этапа. Если на первом этапе в анализируемой ячейке произошло обнаружение сигнала, то включается обнаружитель второго (контрольного этапа), который должен подтвердить обнаружение. Если на первом этапе в анализируемой ячейке не произошло обнаружение сигнала или на контрольном этапе не произошло подтверждение обнаружения сигнала, то осуществляется переход к следующей ячейке.

В случае обычного обнаружителя вероятности α и β определяются в соответствии с известными выражениями для характеристик обнаружения сигналов [1, 2] и зависят от отношения сигнал/шум (ОСШ) на входе приемного устройства и величины порога обнаружения. В случае двухэтапного обнаружителя результирующие вероятности ложного обнаружения и пропуска сигнала α и β могут быть выражены через вероятности ложного обнаружения α_1, α_2 и пропуска сигнала β_1, β_2 на первом и контрольном этапах соответственно:

$$\alpha = \alpha_1 \alpha_2; \quad (5)$$

$$\beta = \beta_1 + (1 - \beta_1) \beta_2. \quad (6)$$

Входящие в выражения (5) и (6) вероятности $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2$ для двухэтапного обнаружителя определяются с учетом распределения времени анализа ячеек между первым и вторым этапами обнаружения. Последнее условие означает, что при фиксированном энергетическом потенциале системы и когерентном накоплении сигнала ОСШ на первом и втором этапах в сумме должны быть равны ОСШ, которое имело бы место в обычном одноэтапном обнаружителе при том же времени анализа ячейки τ .

Отметим, что среди двухэтапных обнаружителей различают обнаружители с идеальным и реальным контрольным этапом [8]. В обнаружителе с идеальным контрольным этапом на втором этапе обнаружения решение, принятое на первом этапе, подтверждается безошибочно. В этом случае $\alpha_2 = \beta_2 = 0, \alpha = 0, \beta = \beta_1$ и $P_{об} = 1$. Однако в реальных радиотехнических системах при конечном времени анализа ячеек энергия принимаемого сигнала и ОСШ на обоих этапах обнаружения также будут конечными, при этом вероятности пропуска сигнала и ложного обнаружения отличны от нуля. Поэтому обнаружитель с идеальным контрольным этапом может рассматриваться лишь как некоторый предельный случай, а на практике приходится иметь дело с обнаружителями с реальным контрольным этапом, у которых $\alpha_2 > 0, \beta_2 > 0$ и $P_{об} < 1$. Кроме того, при определении вероятностей $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2$ необходимо учитывать ограничения, накладываемые на энергетический потенциал системы конечным временем обнаружения сигнала. Если энергии сигнала, приходящейся на время анализа одной ячей-

ки τ , соответствует некоторое ОСШ q , то реальным условиям обнаружения сигналов соответствует определение вероятностей α_1 и β_1 для ОСШ $q_1 = qa$ и вероятностей α_2 и β_2 — для ОСШ $q_2 = q(1 - a)$, где параметр a принимает значения в интервале от 0 до 1 и характеризует распределение времени анализа ячейки τ между первым и вторым этапами обнаружения.

Проведенный анализ показал, что при соответствующем выборе параметра a и фиксированном ОСШ $q = q_1 + q_2$ в двухэтапном обнаружителе с контрольным этапом обеспечивается выигрыш в вероятности правильного обнаружения сигнала $P_{об}$ по сравнению с обычным одноэтапным обнаружителем. Вероятности ложных обнаружения и пропуска сигналов в зависимости от ОСШ рассчитывались в гауссовом приближении для случая выбора порога по критерию идеального наблюдателя [11], при этом вероятности α, β для одноэтапного обнаружителя определялись для ОСШ q , а для двухэтапного обнаружителя полагалось $a = 0,5$ и вероятности $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2$ определялись для ОСШ $q = q/2$.

Выигрыш в достоверности обнаружения, достигаемый при переходе от одноэтапного к двухэтапному обнаружению, может быть выражен в вероятности правильного обнаружения и в ОСШ. Выигрыш в вероятности правильного обнаружения определяется при фиксированном ОСШ, а выигрыш в ОСШ определяется при фиксированной вероятности правильного обнаружения аналогично определению энергетического выигрыша от кодирования [11, 12]. Число ячеек поиска m в обоих случаях полагается фиксированным, при этом «платой» за увеличение достоверности обнаружения является увеличение среднего времени поиска.

В табл. 1 приведены значения выигрыша B_1 в вероятности правильного обнаружения $P_{об}$ при переходе от одноэтапного к двухэтапному обнаружению при различных значениях ОСШ q для $m = 4095$. Выигрыш определялся по формуле $B_1 = P_{об2}/P_{об1}|_{q_0=\text{const}}$, где $P_{об1}, P_{об2}$ — вероятность правильного обнаружения в одноэтапном и двухэтапном обнаружителе соответственно. В таблице также показаны достижимые при выбранных значениях q вероятности правильного обнаружения $P_{об2}$. Выигрыш B_1 уменьшается с увеличением ОСШ q и в рассмотренном диапазоне значений q достигает 84 %.

■ Таблица 1

q	B_1	$P_{об2}$
20	1,844	0,133
30	1,253	0,756
40	1,023	0,977
50	1,002	0,998

■ Таблица 2

$P_{об}$	B_2	q_{02}
0,8	3,5	31
0,85	3,0	32
0,9	2,5	34
0,95	2	37

В табл. 2 приведены значения выигрыша B_2 в ОСШ q при переходе от одноэтапного к двухэтапному обнаружению при различных значениях вероятности правильного обнаружения $P_{об}$ для $m = 4095$. Выигрыш определялся по формуле $B_2 = (q_{01} - q_{02})|_{P_{об}=\text{const}}$, где q_{01} , q_{02} — ОСШ, при котором достигается вероятность правильного обнаружения $P_{об}$ в одноэтапном и двухэтапном обнаружителе соответственно. В таблице также показаны значения ОСШ q_{02} , при которых достигаются выбранные значения $P_{об}$. Выигрыш B_2 уменьшается с увеличением вероятности правильного обнаружения и в рассмотренном диапазоне значений $P_{об}$ составляет 5–11 %.

Литература

1. Коростелев А. А. и др. Теоретические основы радиолокации / Под ред. В. Е. Дулевича. — М.: Сов. радио, 1978. — 608 с.
2. Акимов П. С. и др. Обнаружение радиосигналов / Под ред. А. А. Колосова. — М.: Радио и связь, 1989. — 288 с.
3. Шебшаевич В. С. и др. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / Под ред. В. С. Шебшаевича. — М.: Радио и связь, 1993. — 408 с.
4. Бакитько Р. В. и др. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. — М.: Радиотехника, 2005. — 688 с.
5. Тузов Г. И. и др. Адресные системы управления и связи. Вопросы оптимизации / Под ред. Г. И. Тузова. — М.: Радио и связь, 1993. — 384 с.
6. Альсведе Р., Вегенер И. Задачи поиска: пер. с нем. — М.: Мир, 1982. — 368 с.
7. Борисов В. И. и др. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов моду-

Заключение

Рассмотренная модель поиска позволяет исследовать характеристики различных последовательных обнаружителей, используемых в информационных и измерительных радиотехнических системах, и допускает достаточно широкие возможности учета условий обнаружения, связанных с энергетическим потенциалом системы, наличием априорной информации о параметрах принимаемого сигнала, по которым осуществляется поиск, и типом обнаружителя. На примере сравнительного анализа характеристик одноэтапного и двухэтапного обнаружителей показана возможность выбора параметров и типа обнаружителя, обеспечивающих выигрыш в достоверности обнаружения при фиксированном энергетическом потенциале системы. Полученные результаты могут быть использованы при проектировании широкого класса радиотехнических систем, применение которых связано с реализацией режимов поиска и обнаружения сигналов по одному или нескольким параметрам в дискретном пространстве поиска.

ляцией несущей псевдослучайной последовательностью / Под ред. В. И. Борисова. — М.: Радио и связь, 2003. — 640 с.

8. Журавлев В. И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах. — М.: Радио и связь, 1986. — 240 с.
9. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. — М.: Радио и связь, 1985. — 384 с.
10. Галантерник Ю. М., Гориш А. В., Калинин А. Ф. Командно-измерительные системы и наземные комплексы управления космическими аппаратами. — М.: МГУЛ, 2003. — 200 с.
11. Игнатов В. А. Теория информации и передачи сигналов. — М.: Радио и связь, 1991. — 280 с.
12. Вернер М. Основы кодирования: пер с нем. — М.: Техносфера, 2008. — 288 с.

УДК 004.051

НИЖНЯЯ ГРАНИЦА ДЛИТЕЛЬНОСТИ ПЕРИОДА СБОРА ИНФОРМАЦИИ В СЕНСОРНОЙ СЕТИ

А. П. Шепета,

доктор техн. наук, профессор

Г. С. Евсеев,

канд. техн. наук, доцент

Е. А. Бакин,

ассистент

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Проводится оценка длины бесконфликтного расписания передач для сенсорных сетей с логической структурой «все-к-одному». Используется известная модель коллизий в пакетных радиосетях. Для оценки предлагается подход, основанный на построении графа конфликта передач и нахождении в нем клика. Методом имитационного моделирования анализируется точность предложенной оценки для сетей с произвольной топологией.

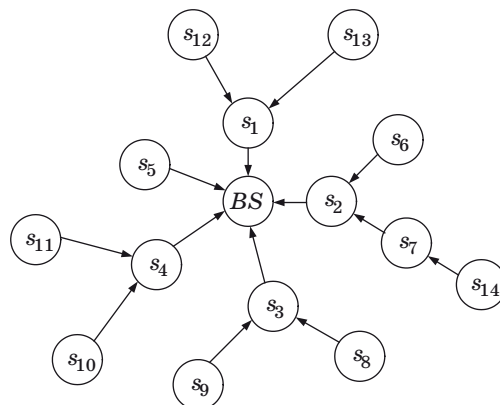
Ключевые слова — сенсорные сети, расписание передач, минимизация периода сбора информации.

Введение

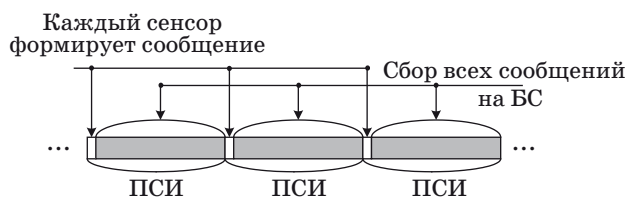
В настоящее время существует значительное количество прикладных задач, для решения которых необходим контроль состояния большого числа объектов. Особой привлекательностью обладают системы контроля, использующие для передачи сообщений радиоканал. Миниатюризация элементной базы и прогресс технологий связи создали предпосылки для появления особого типа беспроводных систем передачи информации — сенсорных сетей. Как видно из названия, такая сеть состоит из множества автономных элементов — сенсоров. Сенсор включает в себя чувствительный элемент, регистрирующий изменение какого-либо физического параметра среды, блок обработки, приемопередатчик и элемент питания. Каждый сенсор может быть как источником сообщения, так и ретранслятором сообщений, поступающих от других сенсоров. Таким образом, использование сенсорных сетей позволяет передавать информацию на значительное расстояние при малой мощности передатчиков. Конечным пунктом доставки сообщений является базовая станция (БС). Таким образом, логической структурой сенсорной сети является структура «все-к-одному». Будем обозначать множество сенсоров сети как $S = \{s_1, s_2, \dots, s_N\}$, где N — число сенсоров в сети, а БС в зависимости от удобства либо как BS , либо как s_0 (рис. 1).

Аппаратная составляющая типичного сенсора обладает следующими характерными особенностями: приемопередатчик сенсора маломощен (дальность связи не превышает, как правило, нескольких десятков метров), режим работы приемопередатчика полудуплексный, т. е. сенсор не может одновременно передавать и принимать сообщение, приемник сенсора одноканальный, т. е. возможен одновременный прием не более одного сообщения.

В данной работе рассматриваются сети с циклическим сбором данных. Время работы таких сетей можно условно поделить на *периоды сбора информации* (ПСИ). Длительности всех периодов равны между собой. В начале каждого ПСИ каж-



■ Рис. 1. Сенсорная сеть



■ Рис. 2. Структура сбора информации в сети

дый сенсор формирует по сообщению, отражающему состояние контролируемого сенсором объекта. За оставшуюся часть ПСИ сформированные сенсорами сообщения поступают на БС (рис. 2). Пусть l_i — длина маршрута, соединяющего сенсор s_i и БС. Тогда в ходе ПСИ должно осуществиться

ровно $L = \sum_{i=1}^N l_i$ успешных передач. Обозначим это множество передач как P (мощность множества $|P| = L$).

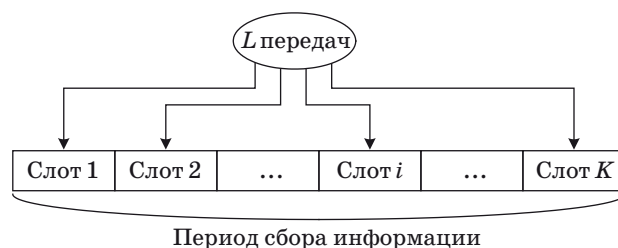
Понятно, что оперативность сети определяется длительностью ПСИ, T . Чем меньше длительность ПСИ, тем чаще обновляется на БС информация о состоянии контролируемых объектов, а значит, более высокочастотные параметры можно контролировать. Сбор сообщений осложняется наличием помех, создаваемых одними передающими сенсорами другим. При этом одно или несколько сообщений могут оказаться искаженными, а передаваемая информация теряется. Такая ситуация называется *коллизией* (или *конфликтом*). Предлагается использовать *метод расписания* для борьбы с коллизиями.

Метод расписания

В методе расписания ПСИ делится на *слоты* — отрезки времени, равные длительности передачи одного сообщения (считается, что все сообщения, формируемые сенсорами, имеют равную длительность). В каждом слоте сенсор может либо передавать сообщение, либо принимать сообщение, либо находиться в спящем режиме. Обозначим $S_{\text{прд}}^i, S_{\text{прм}}^i, S_{\text{сп}}^i$ множества сенсоров, соответственно передающих сообщение, принимающих сообщение или находящихся в спящем режиме в i -м слоте ($S_{\text{прд}}^i \cup S_{\text{прм}}^i \cup S_{\text{сп}}^i = S, S_{\text{прд}}^i \cap S_{\text{прм}}^i = \emptyset$). Каждой из L передач назначается строго определенный слот. Назначение осуществляется таким образом, чтобы в каждом слоте с номером i множество осуществляемых в нем передач p_i было бесконфликтно (рис. 3). Пусть

ПСИ состоит из K слотов. Тогда $P = \bigcup_{i=1}^K p_i$.

Понятно, что может существовать множество бесконфликтных расписаний. Выбор конкрет-



■ Рис. 3. Организация ПСИ при работе по расписанию

го расписания осуществляется на основании используемого критерия. В данной работе основным критерием будет являться минимизация длины расписания K . Знание минимально возможной длительности ПСИ позволяет понять возможность сети выполнять возложенные на нее функции еще на этапе проектирования.

Модель коллизии

Рассматриваемые сети описываются следующим набором параметров:

- 1) $g_{i,j}$ (для $i, j = \overline{0, N}, i \neq j$) — набор коэффициентов передачи канала между всеми парами устройств сети;
- 2) $d_{i,j}$ (для $i, j = \overline{0, N}, i \neq j$) — набор расстояний между всеми парами устройств сети;
- 3) P_i (для $i = \overline{1, N}$) — мощность передатчика i -го сенсора (считается, что $P_1 = P_2 = \dots = P_N = P$);
- 4) N_{0i} (для $i = \overline{1, N}$) — средняя мощность внутреннего шума приемника i -го сенсора (считается, что $N_{01} = N_{02} = \dots = N_{0N} = N_0$);
- 5) q_i (для $i = \overline{1, N}$) — отношение сигнал/помеха в приемнике сенсора, при котором прием сообщения происходит с заданной достоверностью (считается, что $q_1 = q_2 = \dots = q_N = q$).

Тогда для бесконфликтности расписания для любой передачи $s_j \rightarrow s_i$ должно выполняться условие

$$\forall k = \overline{1, K}, \forall s_i \in S_{\text{прм}}^k : \frac{Pg_{j,i}}{\sum_{s_m \in (S_{\text{прд}}^k \setminus s_j)} Pg_{m,i} + N_0} \geq q. \quad (1)$$

В данной статье принята базовая модель канала, используемая во многих работах [1, 2]. В базовой модели ключевым параметром является радиус действия передатчика $r_{\text{прд}}$. Коэффициенты передачи канала оцениваются по следующей формуле:

$$g_{i,j} = \begin{cases} g_{\text{сл}}, & \text{если } d_{i,j} < r_{\text{прд}} \\ 0, & \text{если } d_{i,j} \geq r_{\text{прд}} \end{cases}, \quad (2)$$

где $g_{\text{сл}}$ — некоторая константа, большая или равная $\frac{N_0q}{P}$. Таким образом, считается, что если два

сенсора находятся друг от друга на расстоянии меньшем, чем $r_{\text{прд}}$, то при отсутствии помех от других передающих сенсоров между ними может быть установлена надежная связь. Мощность передаваемого сигнала за пределами радиуса действия считается пренебрежимо малой.

В указанных условиях сеть полностью описывается графом слышимости, узлы которого соответствуют сенсорам. Если пара сенсоров s_i и s_j находится друг от друга на расстоянии $d_{i,j}$ меньшем, чем дальность действия передатчика $r_{\text{прд}}$, то пара соответствующих им узлов в графе соединяется ребром $e_{i,j}$. Обозначим граф слышимости как $G_{\text{сл}} = (S, E_{\text{сл}})$, где $E_{\text{сл}}$ — множество ребер сети ($E_{\text{сл}} \subseteq S \times S, e_{i,j} \in E_{\text{сл}}$, если $d_{i,j} < r_{\text{прд}}, |S| = N$). Обозначим множество соседей сенсора s_i в графе $G_{\text{сл}}$ как $C_{\text{сл}i}$.

Для данной модели условия бесконфликтной передачи (1) сводятся к следующему: у каждого принимающего сообщение сенсора должен быть ровно один передающий соседний сенсор:

$$\forall k = \overline{1, K}, \forall s_i \in S_{\text{прм}}^k : |S_{\text{прд}}^k \cap C_{\text{сл}i}| = 1. \quad (3)$$

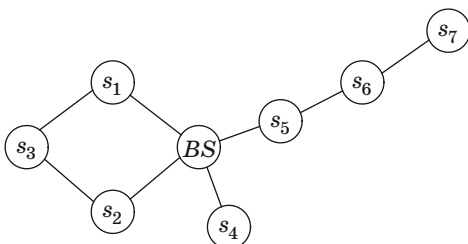
Нижняя граница длительности ПСИ

Вычислим нижнюю границу длительности ПСИ для описанной модели сенсорной сети. Очевидно, что длина расписания не может быть меньше чем N слотов. Это следует из того, что БС за время ПСИ должна получить N сообщений и не может получать больше одного сообщения за слот (иначе возникнет коллизия). Эту величину будем называть *абсолютной нижней границей* длительности ПСИ.

Знание топологии сети, а также маршрутов доставки сообщений позволяет существенно уточнить эту границу. Для этого введем понятие *задачи*. Под задачей $s_i \xrightarrow{N_{i,j}} s_j$ будем понимать процесс передачи $N_{i,j}$ сообщений сенсором s_i сенсором s_j . Каждую отдельную задачу будем обозначать символом z .

Выпишем все задачи, выполняемые в ходе ПСИ, и проиллюстрируем это на примере сети, изображенной на рис. 4.

Маршруты передачи сообщений следующие:
Сообщение от сенсора s_1 : $s_1 \rightarrow BS$



■ Рис. 4. Пример сенсорной сети

Сообщение от сенсора s_2 : $s_2 \rightarrow BS$

Сообщение от сенсора s_3 : $s_3 \rightarrow s_1 \rightarrow BS$

Сообщение от сенсора s_4 : $s_4 \rightarrow BS$

Сообщение от сенсора s_5 : $s_5 \rightarrow BS$

Сообщение от сенсора s_6 : $s_6 \rightarrow s_5 \rightarrow BS$

Сообщение от сенсора s_7 : $s_7 \rightarrow s_6 \rightarrow s_5 \rightarrow BS$

Тогда список задач будет следующий:

$$z_1 : s_1 \xrightarrow{2} BS$$

$$z_2 : s_2 \xrightarrow{1} BS$$

$$z_3 : s_3 \xrightarrow{1} s_1$$

$$z_4 : s_4 \xrightarrow{1} BS$$

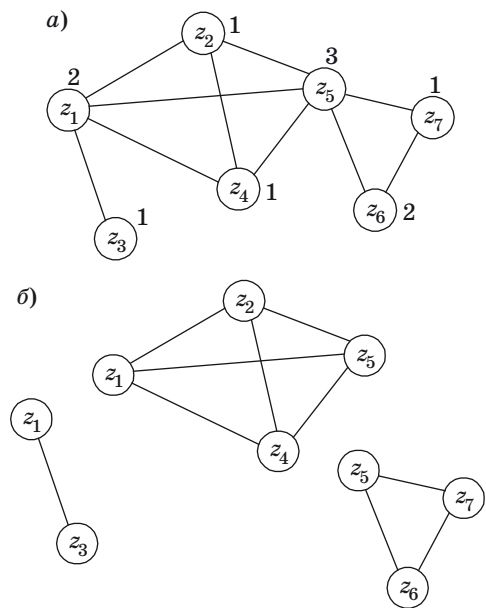
$$z_5 : s_5 \xrightarrow{3} BS$$

$$z_6 : s_6 \xrightarrow{2} s_5$$

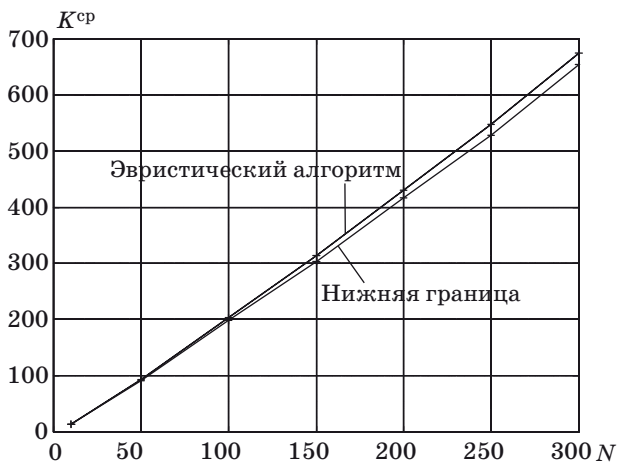
$$z_7 : s_7 \xrightarrow{1} s_6$$

Составим *граф задач* Z , узлы которого будут соответствовать задачам. Количество передач, осуществляемых в задаче, является весом узла. Два узла в графе Z соединяются ребром в случае, если соответствующие данным узлам задачи не могут осуществляться одновременно (по причине коллизии). Пример подобного графа для сети, изображенной на рис. 4, приведен на рис. 5, а. Рядом с каждой вершиной графа указан ее вес.

В теории графов известно понятие «клика». Клика графа есть подмножество его вершин такое, что между каждой парой вершин этого подмножества существует ребро и, кроме того, это подмножество не принадлежит никакому большему подмножеству с тем же свойством [3]. Весом клики называется сумма весов ее вершин. Например, граф, изображенный на рис. 5, а, имеет 3 клики весом 3, 7 и 6 соответственно (рис. 5, б).



■ Рис. 5. Пример графа Z (а) и клики этого графа (б)



■ Рис. 6. Зависимость средней длительности ПСИ от числа сенсоров

Теорема. Для сенсорной сети невозможно составить расписание длительностью меньше, чем максимальный вес клики графа задач для данной сети.

Доказательство: Ни одна из задач, участвующих в клике, не может выполняться одновременно с любой другой из этой же клики. Значит, время выполнения всех задач из клики не может быть меньше, чем сумма времен выполнения каждой задачи. А это время равно весу клики, ч. т. д.

Для нахождения клик используется алгоритм Брона—Кербоша, основанный на методе ветвей и границ и считающийся на данный момент наиболее быстрым алгоритмом поиска клик [4]. Показано, что в худшем случае сложность алгоритма не превышает $O(3^{n/3})$ [5].

Чтобы ускорить работу алгоритма, можно для формирования графа задач использовать не все задачи, а только те, которые осуществляются сенсорами, находящимися на первых нескольких ярусах. Это несколько ухудшит точность оценки, однако существенно снизит время ее вычисления. В данной работе при использовании предложенной оценки учитываются только задачи, осуществляемые сенсорами, находящимися на расстоянии не больше трех от БС.

Проведем оценку точности предложенной границы. Для этого на случайных графах слышимости сенсорных сетей сравним граничное значение с длиной расписания, полученного одним из эвристических алгоритмов составления бесконфликтного расписания передач [6]. Этот алгоритм основан на известном подходе, называемом «составление расписания при помощи списка». В нем каждой передаче назначается некий приоритет. Составляется список передач, упорядочен-

ный в порядке уменьшения приоритета. Если в некотором слоте две передачи не могут быть осуществлены одновременно, выбирается та, чей приоритет выше. Расписание составляется путем многократного просмотра списка.

Для генерации случайной топологии сенсорной сети воспользуемся известным алгоритмом MIN-DPA [7]. Данный алгоритм отличается высоким быстродействием и позволяет осуществлять генерацию графов слышимости с заданным средним числом соседей у сенсоров.

Методом имитационного моделирования построим зависимость средней длины расписания от числа сенсоров в сети (рис. 6). Среднее число соседей узлов в графе слышимости равно 5.

Заключение

Результаты моделирования показали точность предложенной нижней границы (расхождение с результатами эвристического алгоритма не более 4 %). Использование предложенной оценки позволяет осуществить выбор топологии сети и маршрутов доставки сообщений на этапе проектирования сенсорной сети.

Литература

1. Chlamatic I., Kутten S. Tree-based broadcasting in multihop radio network // IEEE Transactions on Computers. 1987. Vol. 11. N 10. P. 1209–1223.
2. Zhang Y., Gandham S., Huang Q. Distributed minimal time convergecast scheduling for small or sparse data sources // 28th IEEE Intern. Real-Time Systems Symp. 2007. P. 301–310.
3. Харари Ф. Теория графов. — М.: УРСС, 2003. — 300 с.
4. Bron C., Kerbosh J. Finding all cliques of an undirected graph // Comm. of ACM. 1973. Vol. 16. N 6. P. 575–577.
5. Tomita E., Tanaka A., Takahashi H. The worst-case time complexity for generating all maximal cliques and computational experiments // Theoretical Computer Science. 2006. Vol. 363. P. 28–42.
6. Bakin E. Algorithm of schedule calculation for centralized sensor network // Forum Modern information society formation — problems perspectives, innovation approaches: Proc. of the Intern. Forum, St. Petersburg, June 6–11 / SUAI. SPb., 2010. P. 112.
7. Onat F. A., Stojmenovic I., Yanikomeroğlu H. Generating random graphs for simulation of wireless ad hoc, actuator, sensor, and wireless networks // Pervasive and Mobile Computing. 2008. Vol. 4. P. 597–615.

УДК 004.414.2, 004.3'1

НАУЧНО-МЕТОДИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ПРЕПОДАВАНИЯ ДИСЦИПЛИН ЦИКЛА «ВСТРАИВАЕМЫЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРЫ»

А. Е. Васильев,

канд. техн. наук, доцент

М. М. Шилов,

старший преподаватель

А. И. Мурго,

магистрант

Санкт-Петербургский государственный политехнический университет

Рассматриваются проблемы подготовки специалистов в области разработки встраиваемых систем, подходы к повышению уровня профессиональных навыков разработчиков с учетом современных тенденций развития данной отрасли.

Ключевые слова — встраиваемая система, микроконтроллер, алгоритмическая оптимизация.

Введение

К преимуществам систем управления на основе программируемых микроконтроллеров (МК), выгодно отличающих их от непрограммируемых схемотехнических решений, относятся, в частности, более широкие средства изменения функциональных возможностей алгоритма управления за счет модификации программной составляющей [1].

Системообразующими признаками встраиваемых систем являются пригодность к конструктивной, системотехнической и алгоритмической интеграции с объектом управления, к массовому тиражированию, к автономности функционирования и связанные с этим требования высокой надежности, низкой стоимости и энергоэффективности встраиваемой системы. Прямым следствием необходимости удовлетворения указанных требований является относительно меньшая вычислительная мощность и ограничения по ресурсам памяти в сравнении с вычислительными системами общего назначения (постоянное совершенствование обеих ветвей вычислительной техники из поколения в поколение продолжает подтверждать эти соотношения).

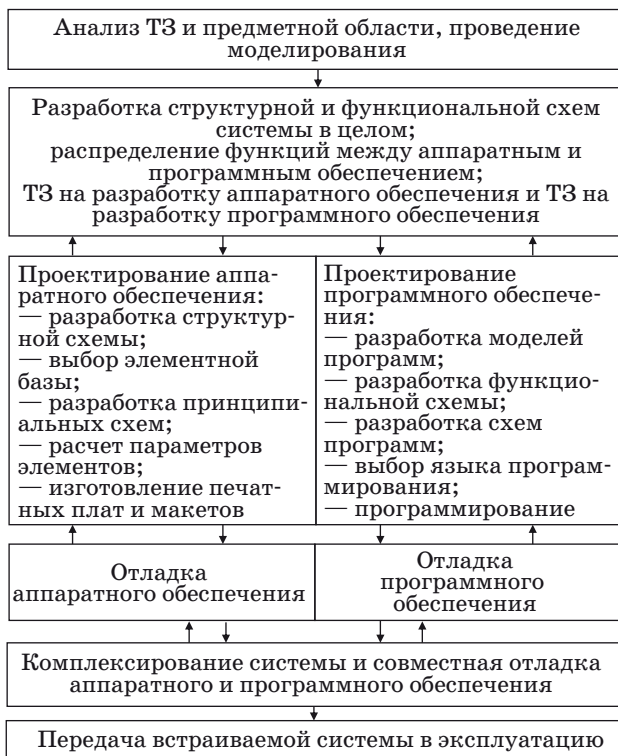
Таким образом, естественным и объективным критерием оптимальности реализации встраиваемой системы является степень удовлетворения

указанных системообразующих ограничений, в частности минимизации необходимой вычислительной производительности и требуемых объемов памяти.

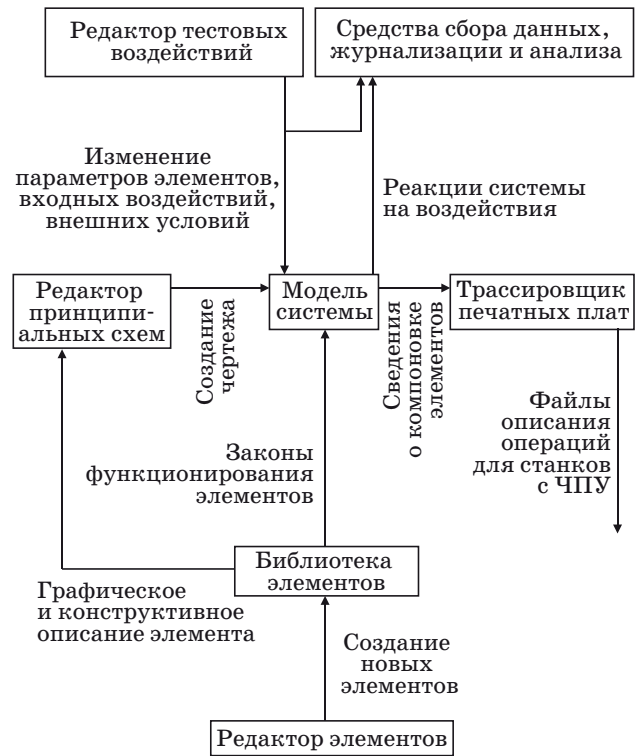
Широкое применение МК в промышленности, средствах связи, медицинской аппаратуре, бытовой технике, изделиях специального назначения обуславливает существенное разнообразие этой ветви изделий полупроводниковой техники. Для систематизации МК применяют различные классификационные признаки. Так, ряд аналитических агентств [2] используют в своих оценках в качестве первого классификационного признака разрядность процессорного ядра. К другим признакам относятся принадлежность к определенной архитектурной линии (MCS-51, ARM и др.), область использования (специализированные МК, например, для применения в приборах учета электроэнергии, или МК общего назначения — для решения относительно широкого круга задач автоматизации) и т. п.

Основные тенденции эволюции методов и средств разработки встраиваемых систем

Технологические достижения, обеспечивающие рост тактовой частоты МК, увеличение объемов памяти, снижение стоимости, расширение функциональных возможностей инструменталь-



■ Рис. 1. Стадии проектирования встраиваемой системы на базе МК

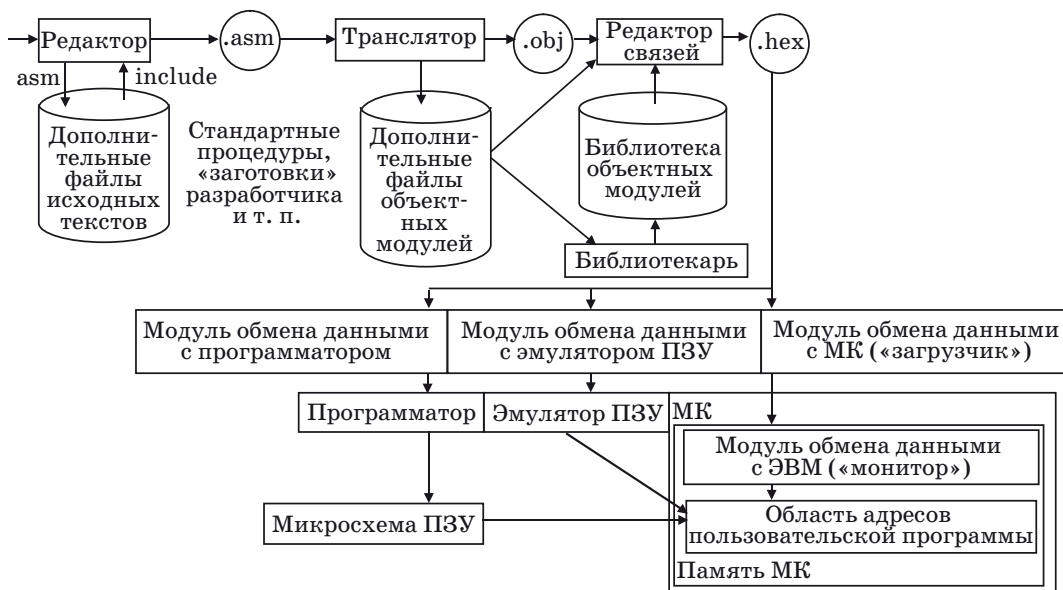


■ Рис. 2. Структура САПР электронных устройств

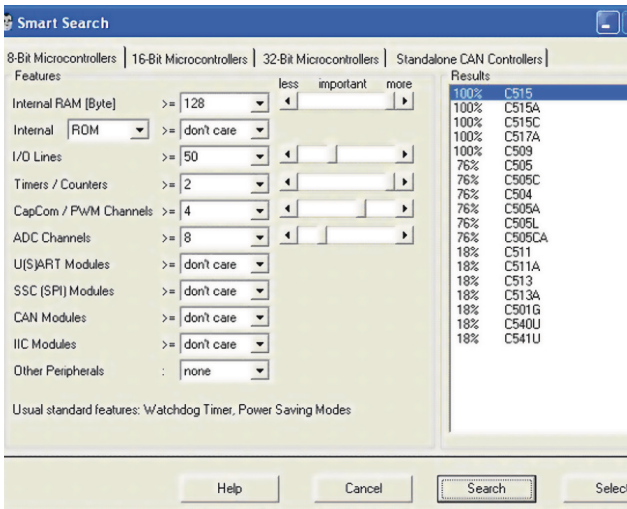
ных сред оказывают двойное влияние на идеологию разработки встраиваемых систем на основе МК; традиционный подход к проектированию МК-систем (рис. 1–3) претерпевает ряд изменений.

Обзорно перечислим некоторые примечательные тенденции в эволюции возможностей современных сред разработки:

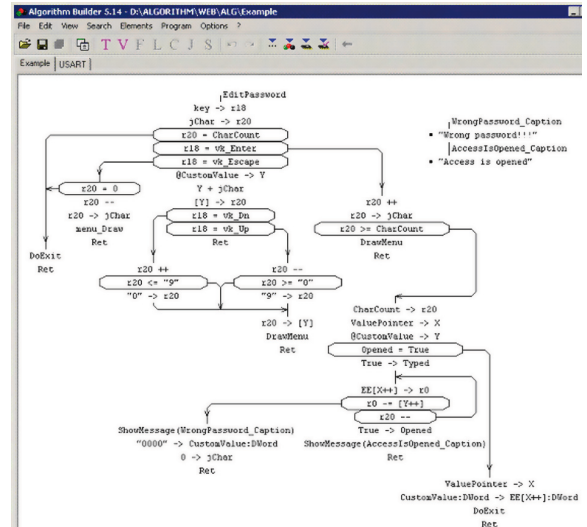
— развитие средств автоматизированного определения оптимальной архитектуры МК: в качестве примера можно привести среду DAVE компании Infineon [3], на основе применения мультипликативного оценочного функционала вычисляющую потенциальную эффективность реализации МК-системы (рис. 4);



■ Рис. 3. Этапы программирования МК



■ Рис. 4. Система DAVE: оценка эффективности применения различных МК

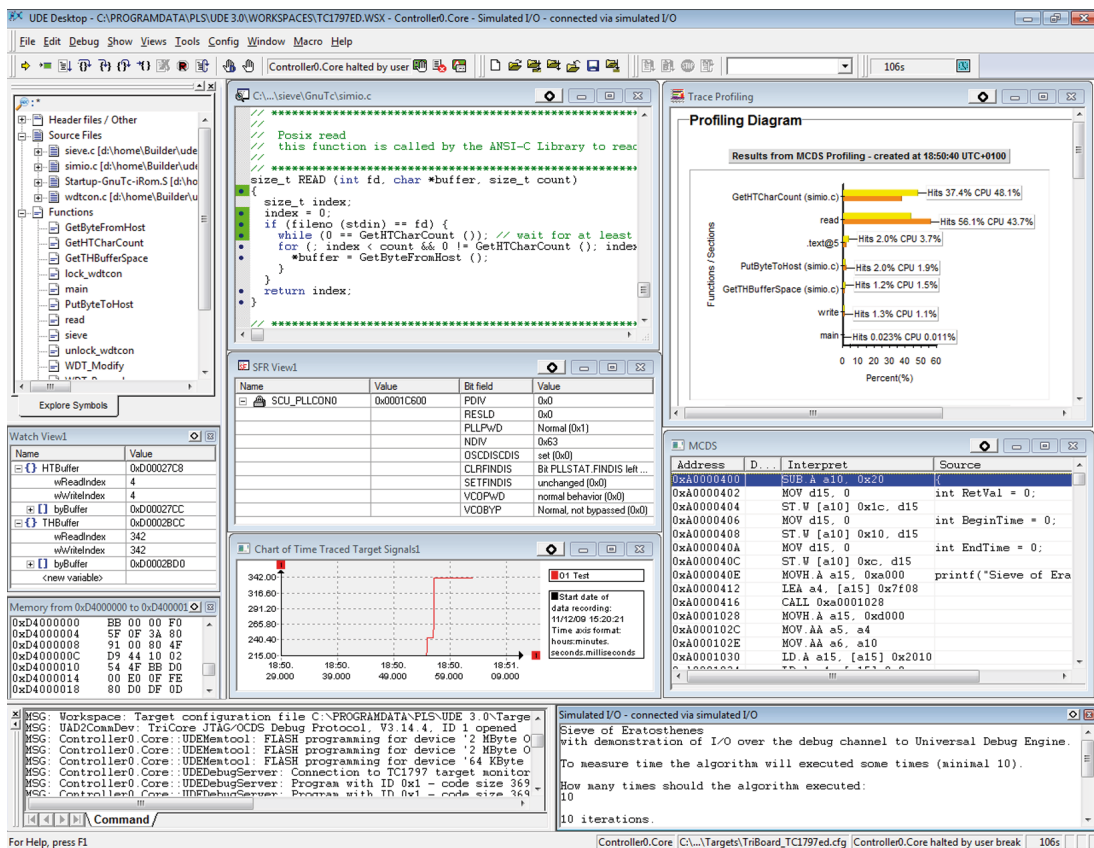


■ Рис. 5. Разработка программного обеспечения МК средствами Algorithm Builder

— переход к использованию графических средств ввода программы, обеспечивающих автоматизированную генерацию исполняемого кода, как, например, в средах Realizer фирмы Actum и Algorithm Builder [4] для МК AVR фирмы Atmel (рис. 5);

— развитие средств автоматического анализа количественных показателей разрабатываемой системы, например среды Fast-view и UDE фирмы PLS [5] (рис. 6).

Функциональные возможности такого рода позволяют существенно сократить сроки разра-



■ Рис. 6. Средства анализа программного обеспечения в среде PLS UDE

ботки МК-систем и снизить требования к квалификационному уровню разработчика встраиваемых систем.

Весьма непросто при этом остается риторический, на первый взгляд, вопрос о соотношении «польза — вред» подобных тенденций.

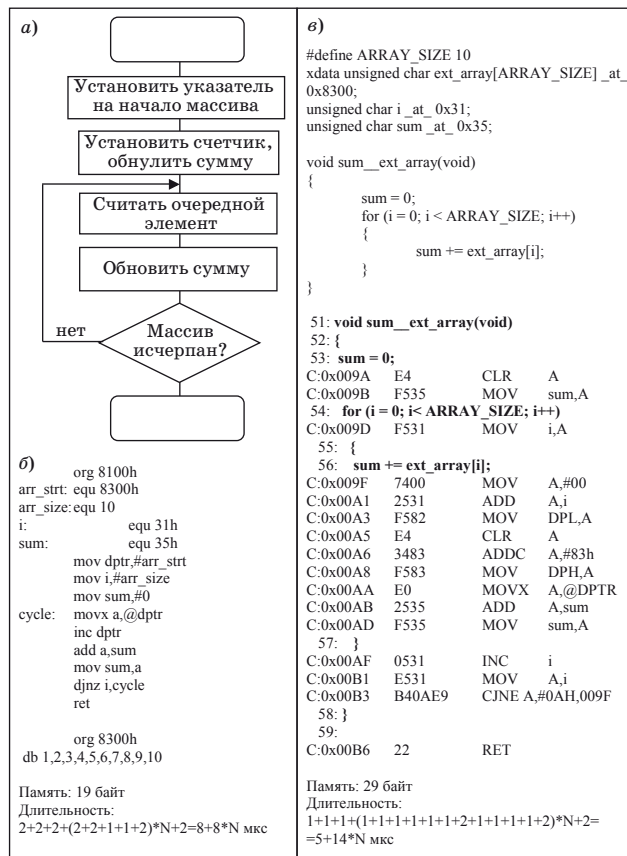
Показатели эффективности реализации встраиваемых систем

Оборотной стороной использования указанных технологий является рост накладных расходов в МК-системе. В частности, универсальность графического ввода программы, призванная обеспечить автоматическую генерацию эквивалентного машинного кода для любых синтаксически корректных исходных конструкций графа программы, неизбежно приводит к неоптимальности результирующей программы в смысле требуемого объема памяти и (или) времени ее выполнения. Рост таких накладных расходов частично компенсируется ростом технических возможностей контроллеров новых поколений (в частности, увеличением объемов встроенной памяти и значений тактовой частоты), что приводит к возникновению своеобразного замкнутого круга: потенциально более широкие возможности МК (например, возможность обеспечить лучшие частотные характеристики системы измерений) оказываются принесенными в жертву комфорту разработчика, а на удовлетворение запросов потребителя отводится лишь малая — оставшаяся — часть ресурсов.

Следует отметить, что ряд производителей МК прямо способствуют этому, не допуская разработчика МК-системы к непосредственному программному управлению аппаратными ресурсами МК. Программное обеспечение этого уровня располагается в «фирменных» объектных модулях, взаимодействие с которыми возможно только посредством вызовов скрытых там процедур (в качестве примера можно указать инструментальные средства от zen-sys.com, предназначенные для разработки беспроводных Z-wave-сетей на основе специализированных МК-систем).

Неоспоримая польза такой идеологии ощущается только при рассмотрении ситуации с позиций производителя МК: разработчика, «избалованные» комфортностью инструментальных сред, не желают отказываться от удобства процесса разработки и не хотят (а отчасти уже и не могут) заботиться об оптимальности результата. В итоге потребители целевых МК-устройств вынуждены оплачивать перерасход ресурса, допущенный разработчиком.

Одной из многочисленных иллюстраций сказанного служит пример, приведенный на рис. 7.



■ Рис. 7. Схема (а), ассемблерный (б) и Си-вариант (в) реализации программы суммирования элементов массива

Здесь показаны две реализации алгоритма суммирования элементов массива — с применением языка Си (инструментальная среда Keil) и языка ассемблера. Как видно, вариант реализации, при котором разработчик был изначально ориентирован на отчетливое понимание возможностей аппаратной платформы, обеспечил полторную экономию памяти и — при больших объемах массива — практически 1,75-кратный выигрыш по скорости.

Таким образом, изготовитель кристалла зачастую снимает с себя обязанность удовлетворять спрос и дает себе право и возможность этот спрос формировать в собственных интересах — ситуация, давно известная во многих других отраслях экономики. «На рынке встраиваемых систем, где долгожительство платформ и технологий является залогом длительности жизненного цикла продукции, концепция технологической гонки [в корыстных интересах изготовителя] стала синонимом слова «катастрофа» [6].

Очевидно, что «эффективность», получаемая при таком подходе к разработке, имеет мало общего с приведенными выше естественными критериями оценки эффективности разработки.

Перспективы развития встраиваемых систем

Понимание сложившегося противоречия существует, в том числе, и у ряда производителей микроконтроллеров и микропроцессоров. Так, в публикациях фирмы Tensilica [7] высказываются следующие положения:

— переход на платформы с повышенной тактовой частотой (проистекающий из потребности компенсировать описанные выше накладные расходы) сопровождается увеличением энергопотребления (зависимость роста энергопотребления МК от его тактовой частоты описывается показательной функцией), что, в частности, резко снижает срок продолжительности автономной работы целевого устройства;

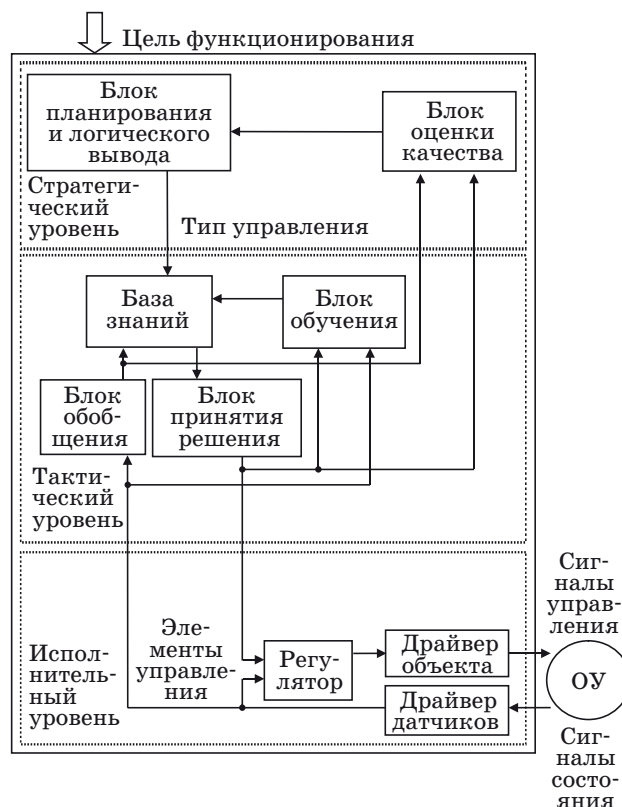
— рост сложности аппаратного обеспечения МК (проистекающий из потребности снабдить разработчика аппаратно реализованными командами, поддерживающими идеологию программирования систем общего назначения, например, командами обработки многоуровневых данных с плавающей запятой) сопровождается увеличением площади кристалла (что ухудшает массогабаритные показатели устройства) либо необходимостью ужесточить проектную норму изготовления кристалла (что увеличивает его стоимость).

Выход, предлагаемый аналитиками Tensilica, заключается в создании так называемых «application-oriented» процессоров (отметим, что давно используется и отечественный эквивалент термина — «функционально ориентированный процессор» [8]), оптимизированных под определенный класс решаемых задач.

В более широком смысле этот подход следует трактовать как необходимость существенного увеличения внимания к этапу системного анализа задачи, позволяющего выполнять алгоритмическую оптимизацию с учетом возможностей и особенностей вычислительной платформы.

Одной из показательных тенденций развития аппаратуры платформ МК стал переход к многоуровневым адаптивным системам управления (иначе — встраиваемым интеллектуальным системам управления — ВИСУ (рис. 8)).

Одним из базовых подходов к реализации интеллектуальных систем является подход, основанный на нечетких преобразованиях информации. В этом случае подсистема принятия решений (нечеткий контроллер — НК) описывается совокупностью логико-лингвистических правил «Если “условие”, то “действие”», где “условие” описывает принадлежность входов контроллера некоторому набору (диапазону) входных значений, а “действие” задает значения выходов кон-



■ Рис. 8. Обобщенная структура ВИСУ

троллера; при этом каждое из условий характеризуется некоторой мерой достоверности в данный момент времени. Результирующее решение для данного момента времени вырабатывается на основе суперпозиции “действий” с учетом меры достоверности правил, их предлагающих. К достоинствам нечетких систем принятия решений относятся эффективность эвристического синтеза (в смысле минимизации трудозатрат), предсказуемость и объяснимость поведения системы.

Процесс разработки и функционирования НК, с некоторыми упрощениями представленный на рис. 9, включает десять основных этапов:

1) сбор данных об объекте в режиме управления оператором позволяет сформировать первичную базу данных «стимул — реакция», описывающую поведение реального объекта с учетом особенностей внешней среды;

2) формирование по первичной базе «стимул — реакция» моделей объекта и внешней среды, позволяющих ставить принципиально не ограниченные по разнообразию и кратности повторений эксперименты по формированию полной базы данных «стимул — реакция»;

3) накопление полной базы «стимул — реакция». Отметим, что при наличии достоверного математического описания объекта и внешней среды этап 1 может быть опущен; при невозмож-



■ Рис. 9. Методика проектирования ВИСУ с нечеткой обработкой данных

ности провести качественное моделирование база данных собирается на этапе 1;

4) формирование базы метаданных (иначе — «базы нечетких знаний»), описывающей системные зависимости «вход-выход» в экспериментальных данных, позволяющих описать связи «вход-выход» в терминах «если — то». Диапазоны значений входов и выходов (т. е. лингвистических переменных) делятся на участки (термы), между ними выявляется и описывается взаимосвязь;

5) ручная коррекция базы нечетких знаний (функций принадлежности и правил) с учетом неформальных знаний эксперта. В случае отсутствия средств автоматической генерации баз нечетких знаний задачи этапа 4 переходят на этап 5 — эксперт должен самостоятельно обнаружить и описать на уровне правил системные зависимости между входными и выходными переменными;

6) отладка базы нечетких знаний на моделях позволяет удостовериться в корректности сбора исходных данных и проведенных преобразований;

7) генерация описания НК, пригодного для реализации во встраиваемой системе (программы, эквивалентной с точки зрения результатов преобразования — так называемый «программный эмулятор нечеткого вычислителя», или прошивки для аппаратного вычислителя);

8) разработка МК-системы с нечетким вычислителем, выполняемая по стандартной схеме проектирования встраиваемых приложений;

9–10) загрузка программ и отладка встраиваемой нечеткой системы на реальном объекте, также соответствующая традиционной последовательности действий разработчика.

Характерной тенденцией развития ВИСУ является появление на рынке нового класса МК, содержащих особое периферийное устройство, связанное с арифметико-логическим устройством, — блок нечеткой обработки, и представляющих собой законченную аппаратную платформу для системы управления (для их обозначения применяется термин ICU: Intelligent Controller Unit — интеллектуальный контроллер). К таким fuzzy-контроллерам относятся ST5 (STMicroelectronics), 68HCS12 (Motorola) и др.

На рынке представлено достаточно большое количество инструментальных средств поддержки разработки нечетких систем. Кратко классифицировать их можно в соответствии с основными областями применения. Рассмотрим особенности классов инструментальных средств.

Математические средства моделирования (например, FuzzyToolBox для MatLab) предназначены для выполнения анализа систем обработки

данных (в том числе с применением нечетких подсистем) и позволяют создавать математически абстрактные нечеткие модели произвольной сложности, не ориентированные специально на конкретную область применения. Моделирование происходит на достаточно мощных кроссовых вычислительных системах, при этом сложность реализации модели и конкретные пути ее переноса на целевую систему не принимаются во внимание. Такая нечеткая модель может быть легко встроена в более сложную модель, описанную в том же пакете. Однако ее использование в целевой системе, как правило, затруднительно или требует неоправданно больших накладных расходов, связанных с поддержкой функционирования промежуточного уровня — интерпретатора модели.

Средства разработки программных эмуляторов (например, FuzzyTech) предназначены для построения целевого нечеткого вычислителя, учитывают требования реализуемости и позволяют разрабатывать нечеткие системы для широкого круга задач. Но, как правило, они либо оперируют нестандартными способами описания моделей (например, посредством специализированных языков), либо активно используют особенности архитектуры целевой платформы (для достижения наивысшей производительности), либо генерируют высокоуровневое описание модели (для достижения наибольшей универсальности). В связи с этими различными по природе причинами перенос разработок на другие целевые платформы представляет определенные трудности. Отметим, что «трансляция» нечеткого описания в программу на некотором языке во многих случаях является необратимой операцией (т. е. восстановление исходной нечеткой модели по ее описанию невозможно или существенно затруднено).

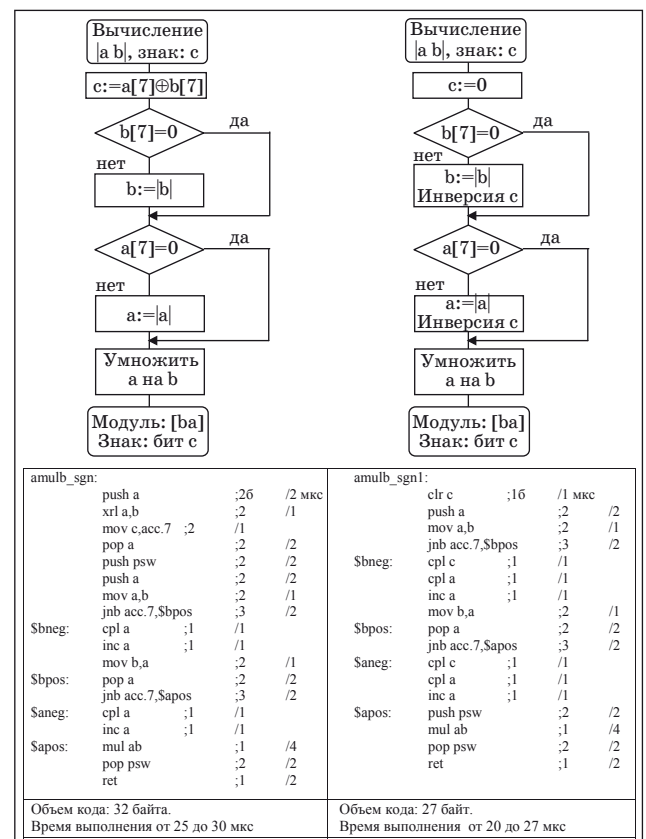
Предметно-ориентированные системы (например, Diagnos.ru) используются для проектирования средств нечеткого принятия решений на уровне специальных моделей для конкретной предметной области (медицины, экономики и пр.). Они, как правило, не предназначены для использования во встраиваемых системах и являются закрытыми от модификации или расширения номенклатуры функциональных возможностей силами целевого пользователя.

Комбинированные средства имеют смешанные черты инструментальных средств перечисленных выше классов.

Необходимо отметить, что для сложных систем, помимо методов эвристического формирования нечеткого контроллера, существенное значение приобретают методы и средства автоматизированной генерации баз знаний, в частности, основанные на комбинации методов генетического синтеза и кластеризации.

Следует особо оговориться, что авторы настоящей статьи не являются сторонниками отказа от современных достижений в области инструментальных средств для МК. Тем не менее, речь должна идти о том, что разработчик, имеющий глубокое системное понимание этапов процесса проектирования и навыки осмысленного управления им, обладает существенными профессиональными преимуществами и обеспечивает больший экономический эффект своей деятельности по сравнению с разработчиками, таких знаний и навыков не имеющими.

Пример оптимизации алгоритма в рамках единой инструментальной технологии приведен на рис. 10. По условию задачи программисту требуется вычислить модуль произведения двух знаковых переменных чисел, представленных в 8-разрядном дополнительном коде (диапазон значений от минус 128 до плюс 127), при этом знак произведения необходимо вычислить отдельно. Показаны два варианта «схема программы — ее реализация». Из рисунка видно, что грамотно выполненный системный анализ может обеспечить экономию обоих критически важных ресурсов МК: здесь сэкономлено 18 % памяти и от 10 до 25 % времени.



■ Рис. 10. Сравнительный анализ двух реализаций одной задачи на МК

Таким образом, совместное действие двух тенденций: расширяющихся потенциальных возможностей встраиваемых систем при одновременном рациональном подходе к использованию их ресурсов — позволит, с одной стороны, расширить класс задач, эффективно реализуемых на встраиваемых системах, с другой стороны — решать более сложные задачи на конкретной разновидности МК.

Пример реализации образовательных технологий в области встраиваемых систем

Сказанное выше переводит проблему в методическую плоскость. В этом аспекте первостепенную важность приобретает проблема создания методики преподавания дисциплин цикла «Встраиваемые системы», обеспечивающей «долгосрочность» подготовленного специалиста, его возможность адаптироваться к изменениям в сфере встраиваемых устройств.

Одним из ключевых подходов является необходимость обеспечить фундаментальность образования в этой сфере, несмотря на кажущуюся, на первый взгляд, невозможность этого в такой столь быстро обновляющейся предметной области, как платформы встраиваемых средств вычислительной техники. Речь идет о необходимости выделить онтологический — сущностный — слой базовых знаний, устойчивый к изменениям конкретных реализаций МК.

Таковыми базовыми знаниями являются принципы архитектурной реализации МК: общие структурно-функциональные схемы, принципы обмена данными по внутренним магистралям, принципы функционирования процессорного ядра, построения памяти программ и памяти данных, знания основных классов периферийных устройств (портов, таймеров, ЦАП, АЦП, средств обмена данными в распределенных системах, подсистем обслуживания запросов прерываний, средств повышения надежности функционирования и др.), наиболее целесообразных подходов к их реализации и обосновывающих их факторов, фундаментальных методов работы с ними. Эти знания должны сообщаться студентам на первом этапе изучения дисциплины.

На втором этапе изучается конкретный представитель МК на основе предшествующих знаний об общих особенностях МК-архитектур. Важной методической задачей является выбор такой конкретной архитектуры. Если речь идет о подготовке специалистов по заказу некоторого предприятия, выбор очевиден; если готовится специалист достаточно широкого профиля, необходимо более тщательно подойти к решению этого вопроса.

Анализ рынка МК показывает, что наибольшую долю (как в денежном эквиваленте, так и в валовом количестве) занимают 8-битные архитектуры. Область их применения — локальные системы управления промышленного и бытового назначения, сверхнизкопотребляющие системы, системы для беспроводной связи. С точки зрения выбора конкретной архитектуры 8-рядных МК для задач обучения необходимо ориентироваться на МК, ставшие стандартом.

«Сегодня в мире производится несколько десятков тысяч типов различных микроконтроллеров. Среди них особое место занимают так называемые x51-совместимые контроллеры, т. е. микроконтроллеры, совместимые с одним из первых типов микроконтроллеров — i8051... Эти микроконтроллеры и сегодня занимают лидирующее место и являются «de facto» всемирным промышленным стандартом. X51-совместимые МК выпускаются практически всеми известными мировыми производителями» [9].

Отметим также, что известными лидерами микроконтроллерной отрасли осваиваются новые подсемейства x51-совместимых МК все последние годы. На момент написания статьи в апреле 2011 г. фирмой SiLabs анонсированы семейства C8051F38x и C8051T62x/32x. Analog Devices развивает направление так называемых AnalogMicroconrollers — микроконтроллеров, встроенных в аналого-цифровые преобразователи высокого разрешения и решающих в том числе задачи цифровой фильтрации. Сопоставление этих и многих других фактов позволяет говорить о существовании тенденции; перспективность семейства x51 аналитики оценивают в полтора-два десятилетия.

Таким образом, МК семейства x51 являются своего рода «живой классикой», достаточно интересными, в том числе с академической точки зрения, и при этом простыми для изучения.

Выбор конкретного варианта МК, изучаемого во второй части курса, связан с лабораторным практикумом (безусловно необходимым для закрепления полученных знаний и развития практических навыков разработки МК-систем) и наиболее сильно обуславливается технической стороной — удобством изготовления, эксплуатации и обслуживания экспериментальной базы (несколько подробнее о ней будет сказано ниже, здесь отметим, что в авторском варианте лабораторного практикума применяется МК Infineon 515).

На третьем этапе рассматриваются методы и средства проектирования, отладки и диагностирования МК-систем; особое внимание уделяется вопросам единства разработки аппаратного и программного обеспечения МК.

На заключительном, четвертом этапе теоретической подготовки учащиеся знакомятся с примерами применения МК. Часто встречающийся в практике преподавания подход, связанный с рассмотрением достаточно сложной задачи из практической деятельности преподавателя, по-видимому, неприемлем: как правило, он слишком сложен для аудитории и, кроме того, изобилует массой конкретных нюансов, которые слушателям трудно разьяснить.

Авторы статьи предлагают учащимся примеры решения типовых задач построения МК-систем: рассматриваются ввод информации в МК-систему (т. е. измерение значения некоторого параметра физического сигнала-носителя: обработка сигналов с дискретным, аналоговым, время-импульсным кодированием информации); вычислительные преобразования; вывод информации из МК-системы (т. е. кодирование информации некоторым параметром физического сигнала: рассматриваются дискретное, ШИМ- и ФИМ-кодирование).

Для поддержки лабораторного практикума авторами предлагается исследовательский комплекс СТК-1 (рис. 11–13), позволяющий выполнять полный цикл разработки встраиваемых МК-систем управления, осуществлять подготовку бакалавров и магистров по дисциплинам «Микроконтроллеры», «Вычислительные машины и системы», «Встраиваемые интеллектуальные системы управления», исследовать уровень аппаратной поддержки вычислений во встраиваемых системах управления.

К отличительным чертам комплекса относятся: интеграция объекта, средств и технологии проектирования, что обеспечивает существенное повышение эффективности проектирования встраиваемых систем и качества обучения; наличие коммутационного поля (позволяющего задавать структуру аппаратного взаимодействия элементов стенда между собой и портами ввода-вывода МК для разработки аппаратных соединений); наличие встроенных в стенд объектов управления и датчиков (клавиатура и ЖКИ для изучения

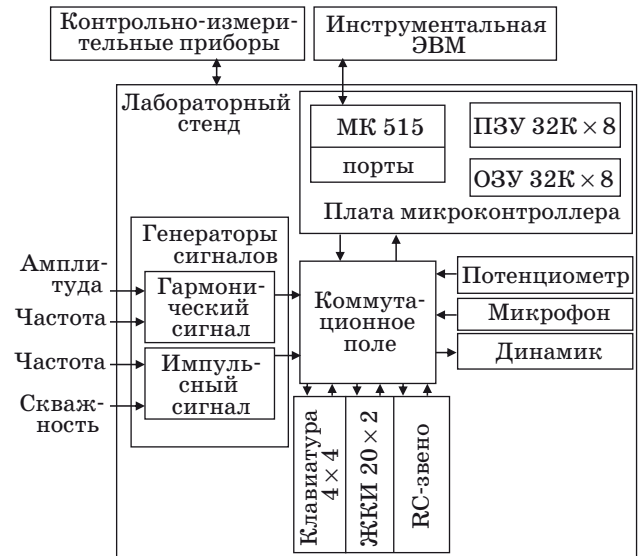


Рис. 11. Структура автоматизированного рабочего места СТК-1

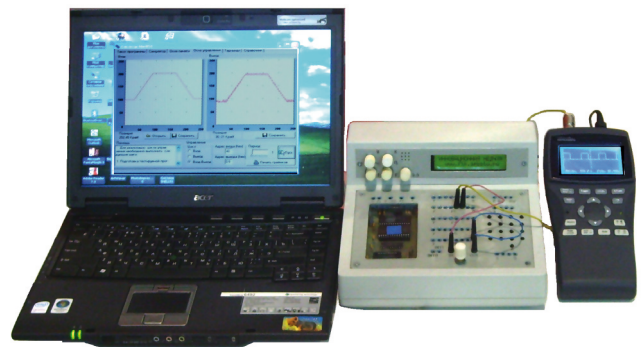


Рис. 12. Внешний вид автоматизированного рабочего места СТК-1

дискретного ввода-вывода, потенциометр, интегрирующее РС-звено, микрофон и динамик для изучения аналогового ввода-вывода), а также генераторов тестовых воздействий (источник гармонического сигнала с регулируемыми пользователем частотой и амплитудой, источник импульс-

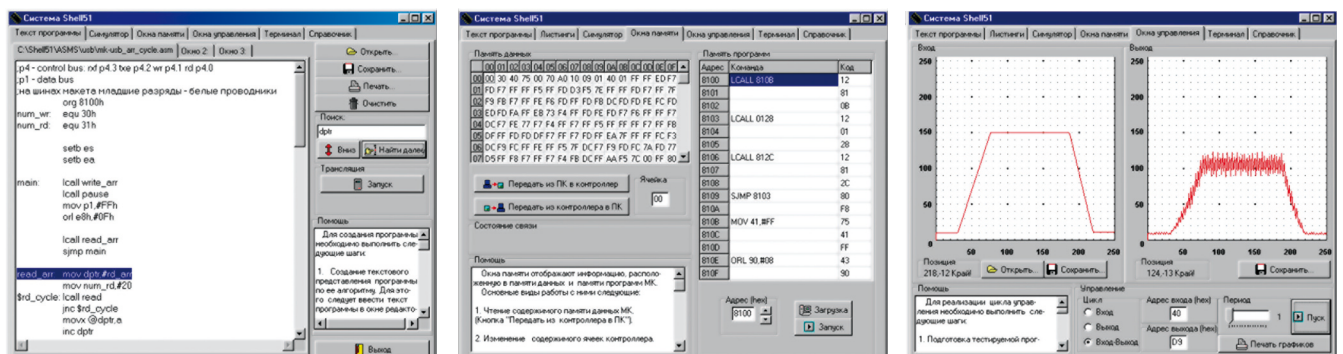


Рис. 13. Инструментальное программное обеспечение для СТК-1

ных сигналов с регулируемым пользователем частотой и скважностью). Для поддержки процесса проектирования применяется авторское инструментальное программное обеспечение.

Как видно из рисунков, при разработке МК-системы студенты проектируют и натурно реализуют аппаратные соединения МК с объектами системы, разрабатывают и отлаживают соответствующее программное обеспечение.

Отметим, что в качестве методического обеспечения экспериментальные комплексы на основе микроконтроллеров x51 выпускают такие признанные лидеры рынка мирового учебного и лабораторного оборудования, как K&H Manufacturing (Тайвань), Edibon (Испания) и др. Учебное оборудование подобного рода производится во многих странах, в том числе в СНГ и России. Важной отличительной чертой СТК-1 является то, что в нем отсутствуют predetermined соединения объектов и линий ввода-вывода МК, благодаря чему обучающиеся должны следовать описанному ранее технологическому маршруту проектирова-

ния (естественно, в упрощенном для целей обучения виде) — сначала разработать структуру системы и связи МК с прочими ее элементами и лишь затем осуществлять программирование МК.

Авторский курс «Микроконтроллеры. Разработка встраиваемых приложений» изложен в одноименной книге [10].

Заключение

Авторы полагают, что следует преодолевать стереотипные представления о разработке систем такого рода как о процессе прикладного программирования, а также повышать внимание к методическим вопросам подготовки специалистов в области встраиваемых средств. Такой подход, усиленный возможностями современных инструментальных комплексов, обеспечит повышение качества разработки в такой массовой и всеохватывающей области применения средств вычислительной техники, как встраиваемые системы.

Литература

1. **Контроллер** // Большая российская энциклопедия. М., 2010. Т. 15. С. 152–153.
2. **Frost and Sullivan**. <http://www.frost.com> (дата обращения: 15.10.2011).
3. **Infineon Technologies Company**. <http://www.infineon.com> (дата обращения: 15.10.2011).
4. **The Graphics Integrated Development Environment for AVR microcontrollers**. <http://www.algrom.net> (дата обращения: 15.10.2011).
5. **PLS Development Tools**. <http://www.pls-mc.com> (дата обращения: 15.10.2011).
6. **Новодецкий М.** Размышления по итогам конференции «Российский рынок микроэлектроники. Перспективы развития» // Современная электроника. 2010. № 4. С. 8–12.
7. **Tensilica Company**. <http://www.tensilica.com> (дата обращения: 15.10.2011).
8. **Водяхо А. И., Смолов В. Б., Плюснин В. У., Пузанков Д. В.** Функционально ориентированные процессоры. — Л.: Машиностроение, 1988. — 224 с.
9. **Сайт дистрибьюторов Silicon Laboratories в России**. <http://www.silabs.ru> (дата обращения: 03.11.2011).
10. **Васильев А. Е.** Микроконтроллеры: разработка встраиваемых приложений. — СПб.: БХВ-Петербург, 2008. — 304 с.

УДК 65.011.56

АНАЛИЗ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ЗАДАЧИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ О КАЧЕСТВЕ ПРОДУКЦИИ В УСЛОВИЯХ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

И. Н. Филатов,

доктор техн. наук, доцент

А. А. Денисова,

аспирант

Северо-Западный заочный государственный технический университет

Проводится оценка путей сокращения технологического цикла контроля качества продукции и выявляются их ограничения. Формируются требования к методам принятия решения о качестве продукции в условиях неопределенности.

Ключевые слова — контроль качества продукции, принятие решения, условия неопределенности.

Введение

По результатам анализа в области внутрифирменного управления и ситуации на рынке достаточно очевидно выделяются следующие тенденции:

1) требования потребителей к качеству продукции по надежности и ресурсу постоянно растут [1];

2) повышение требований к надежности и ресурсу приводит к необходимости проведения производителем 100%-го контроля продукции на всех стадиях жизненного цикла продукции [2];

3) введение 100%-го контроля качества продукции на всех стадиях ее жизненного цикла приводит к повышению затрат на качество, которые являются второстепенными, так как не повышают стоимости продукции с точки зрения потребителя [2];

4) повышение затрат на качество продукции приводит к увеличению стоимости продукции, а следовательно, понижает ее конкурентоспособность.

Перечисленные тенденции, действуя одновременно, заставляют производителя искать пути уменьшения затрат на контроль качества продукции, сохраняя при этом заданную достоверность контроля качества продукции.

Постановка задачи принятия решения о качестве продукции

Согласно теории принятия решений, этапы принятия любого решения включают следующие пункты [1, 2]:

1) построение концептуальной модели решаемой проблемы:

— изучение ситуации и построение сценария ее функционирования;

— формулировка целей;

— формирование критериев и ограничений;

— выбор существенных факторов и формирование концептуальной модели, оценка адекватности концептуальной модели;

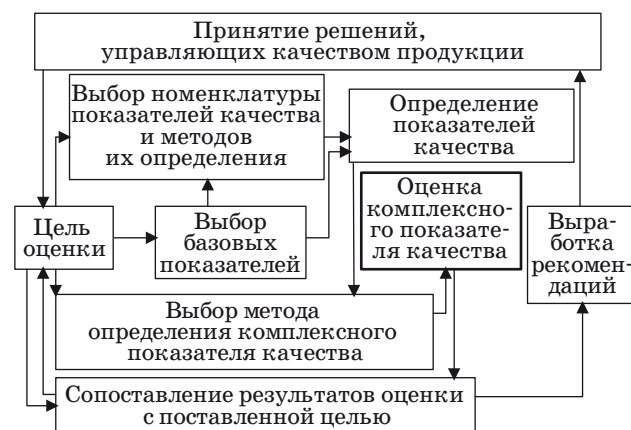
2) разработка математической модели:

— постановка прикладной задачи моделирования;

— математическая формализация задачи;

— оценка адекватности математической и концептуальной модели;

3) решение задачи (исследование модели):



■ Схема оценки качества продукции

— выбор (разработка) формализованной схемы процесса решения задачи и моделирующего алгоритма;

— ввод исходных данных и решение задачи с использованием универсального или оригинального программного обеспечения;

— анализ результатов расчета, оценка точности модели;

— выбор (принятие) приемлемого решения.

Применительно к принятию решения о качестве продукции перечисленные выше этапы могут быть представлены в виде схемы (рисунок) [1].

Анализ предпосылок возникновения задачи принятия решения о качестве продукции в условиях неопределенности

На современных производственных фирмах решение о качестве продукции принимается в основном на основании анализа результатов испытаний продукции. Принятие решения является заключительным этапом процесса контроля качества продукции. Для сокращения экономических затрат на процесс контроля качества продукции необходимо сократить стоимость всех элементов цепочки, из которых состоит процесс контроля качества продукции:

- 1) проведение испытаний;
- 2) сбор и анализ полученных данных;
- 3) принятие решений о качестве продукции.

Первым элементом цепочки является проведение испытаний. Сократить время на проведение испытаний возможно следующими путями [7]:

- 1) сократить объем испытываемой продукции, качество остальной продукции спрогнозировать;
- 2) сократить время проведения испытаний путем внедрения системы автоматизации испытаний;
- 3) сократить время проведения испытаний путем проведения форсированных испытаний;
- 4) внедрить гибкую систему контроля качества на предприятии.

Ниже представлены основные характерные черты перечисленных путей сокращения времени проведения испытаний.

Анализ последствий внедрения методов планирования эксперимента

В современной научной методологии математические методы планирования эксперимента широко применяются в фундаментальных и прикладных научных исследованиях. Методы, впервые предложенные английским математиком Р. Фишером, предназначались для решения большого круга задач, в том числе для изучения механизмов явлений, для организации и активного управления экспериментальными исследованиями в раз-

личных научных направлениях и отраслях промышленности, для создания математических моделей (функций отклика) технологических процессов объектов автоматизации и поиска их оптимальных режимов. При этом в основе количественной оценки лежит отождествление статистических данных результатов испытаний промышленных изделий с моделями выборочных параметров — критериев годности (ПКГ) этих изделий. Существующие методы обработки статистических данных и их идентификации с моделями характеризуются различными подходами, теоретическими обоснованиями и одновременно гибкостью в зависимости от объема выборок, граничных значений контролируемых параметров. В большинстве случаев при идентификации и анализе параметров качества промышленных объектов производится анализ четких моделей линий регрессии по таким методам как: метод конечных разностей, метод выбранных точек, метод наименьших квадратов, а также оценки дисперсий моделей ПКГ, вызванных изменениями их параметров. Из обзора конкретных моделей можно видеть, что они, будучи отражением экспериментальных статистических данных, являются приближением к истинным зависимостям [9]. По разработанным алгоритмам итераций могут быть найдены все параметры этих моделей (заранее выбранных). Но если данные представляют собой еще не законченный эксперимент, то в каждом случае может быть использована другая модель. Тогда и проявляется эффект нечеткости в выборе моделей: можно выбрать тот или иной вид модели [9]. Отсюда также следует ограниченность вероятностно-статистического подхода и необходимость использования нового подхода на основе нечетких множеств. Применение этих методов возможно только при условии следующих ограничений [8]:

- 1) система состоит из последовательно соединенных элементов, и они работают независимо друг от друга;
- 2) возможность проводить форсированные испытания обосновывается в рамках линейной модели, связывающей время наработки до отказа в номинальном и форсированных режимах;
- 3) систему можно разделить на отдельные элементы;
- 4) каждый элемент можно испытать на отказ.

Большинство из этих условий трудно реализовать, особенно к продукции длительного применения. Также часто невозможно провести испытания отдельных элементов прибора, так как он выполнен моноблочно (все элементы конструктивно и схематически соединены). Существует ряд работ, посвященных вопросам прогнозирования надежности, в которых приводятся задачи и методы прогнозирования, их классификация,

определяется первичность классификации постановки задач прогнозирования по сравнению с классификацией методов прогнозирования [6]. Однако представленные в них методы не являются универсальными, так как, например, для приборов длительного применения можно указать только на метод, основанный на регрессионном анализе. Методы функций с гибкой структурой Куликова, Бокса — Джекинсона, экспоненциального сглаживания, гармонических весов Хельвига, а также другие методы, основанные на формальном использовании полиномов для указанных целей не применимы для приборов длительной эксплуатации [6]. Также неперспективными являются методы, базой которых являются прогнозы возможных изменений в изделиях на основе изучения физики процессов старения. При этом в качестве основы поиска (выбора) моделей прогнозирования предполагается рассмотрение физической природы изменения начальных параметров изделий, вызванных процессами старения с учетом стохастической природы как аргументов модели, так и их ограничений, обусловленных внешними и внутренними факторами. В этом случае модель надежности продукции представляется как физико-вероятностная модель. При этом одним из ограничений применимости метода является предположение, что сложная продукция должна рассматриваться как единое целое с учетом обеспечения всех узлов и деталей, их взаимных связей. В данном методе важно достоверно оценить влияние технологических факторов изготовления, сборки, взаимодействия элементов сложной системы, вариаций условий эксплуатации и воздействия окружающей среды, чтобы обеспечить высокую достоверность и гарантию установленных показателей надежности, что также является сложной задачей на современных производственных фирмах, ввиду многообразия и стохастических связей перечисленных факторов. Исходя из приведенных ограничений в качестве идеализированной модели предлагаем использовать одномерный нестационарный процесс, а для характеристики его отдельного временного сечения — статистические оценки следующих параметров:

- 1) текущего (во времени) значения математического ожидания;
- 2) текущего (во времени) значения среднего квадратического отклонения от текущего математического ожидания;
- 3) текущего значения квантили, ограничивающей мгновенные значения модуля.

Применение методов планирования эксперимента позволяет сократить время контроля качества продукции. Однако, по мнению ученых [8–10], любая модель процесса оценивания каче-

ства продукции только в определенной степени соответствует истинному процессу оценивания и каждая процедура в модели процесса оценивания оказывает влияние на конечный результат — оценку качества продукции, которая приобретает свойства случайной величины. Случайность оценки качества является одним из основных исходных положений, на которых построена модель процесса оценивания. Поскольку в реальных моделях оценивания принимаются ограничения, допущения, упрощения, условности и другие действия отхода от истинных процедур оценивания, то они являются источниками возникновения погрешностей оценивания и вносят неопределенность в данные, поступающие на этап процесса принятия решения [8, 9]. Ввиду перечисленных ограничений и наукоемкости процесса планирования эксперимента часто на современных производственных фирмах внедряют автоматизированные системы контроля качества продукции.

Анализ последствий внедрения автоматизации испытаний продукции

На крупных производственных фирмах, где преобладает массовое производство изделий, автоматизация испытаний связана с созданием специализированных машин, комплектов для контроля качества и статистической оценки свойств материалов по стандартизованным методикам, обеспечивающим автоматическое управление режимами испытаний, центральный сбор информации в многоточечных системах и обработку однотипных результатов испытаний.

На малых производственных фирмах, где преобладает мелкосерийное производство, характерно проведение многофакторных испытаний по программам, которые могут меняться или совершенствоваться в процессе испытаний, для чего необходимо универсальное оборудование с мобильной структурой, легко приспособляемой для решения различных задач [9]. Однако в обоих случаях автоматизация дает возможность достигнуть следующего: повысить эффективность разработок объектов испытаний и уменьшить затраты на их обработку; получить качественно новые результаты, достижение которых принципиально невозможно без использования автоматизированных систем испытаний; повысить оперативность в получении, обработке и использовании информации о качестве продукции и надежности изделий. Из приведенного выше анализа следует, что автоматизация испытаний является одним из наиболее перспективных направлений развития производства, и ему большое внимание уделяют современные предприятия.

Для построения автоматизированной системы испытаний наиболее важными ее составными частями являются механизмы, выполняющие следующие функции [6]:

- подачу объекта к месту контроля или испытания;
- ориентацию и закрепление аппаратуры;
- включение в измерительную и контрольную схему;
- выполнение заданной программы контроля или испытаний;
- фиксацию результатов испытаний;
- выключение испытуемого изделия из измерительных и контрольных схем;
- открепление изделия;
- съём изделия с места испытаний;
- транспортирование объекта на следующую операцию.

В соответствии с этим в структурную схему автомата или полуавтомата для контроля или испытания объекта входят следующие функциональные узлы:

- механизмы перемещения (транспортеры), ориентации;
- механизмы закрепления и включения прибора в измерительную и контрольную схему;
- блок задания испытательных режимов по принятой программе;
- преобразователь и усилительно-измерительные устройства для измерения показаний при контроле или испытании объекта;
- записывающие устройства, фиксирующие результаты испытаний, отбраковывающие устройства;
- счетчик;
- блокировочное устройство для остановки всего процесса;
- устройство для транспортирования объекта на следующую операцию.

Внедрение автоматизированной системы испытаний требует больших затрат на приобретение приведенных выше функциональных узлов, а также на оплату труда квалифицированных кадров, которые осуществляют ее обслуживание, поэтому часто, если организация занимается производством продукции с большим сроком эксплуатации, наиболее выгодным является проведение форсированных испытаний.

Анализ последствий внедрения методов форсированных испытаний

Методы на основе форсированных испытаний связывают с построением моделей физических процессов деградации свойств материалов элементов датчиков (деталей) [8]. Главным вопросом является выбор вида фактора, форсирующего ис-

пытания; определение границ его вариации; выбор вида моделей, описывающих деструктивные процессы, протекающие в изделиях, и их пересчет на условия эксплуатации. Непосредственно выбор фактора можно сводить к следующим практическим действиям: к изучению физики отказов и к определению коэффициента ускорения как функции уровня форсирующего воздействия. Из нескольких работ [3–5, 10] следует, что для ускоренных оценок продукции необходимо проведение достаточно объемных статистических исследований в форсированном и номинальных режимах. Подобный подход прослеживается и в более поздних работах. В работах [8–10] раскрываются детали форсированных испытаний, при этом используются активизируемые процессы (токовые, термические), которые описываются с помощью модели Аррениуса. Но эта модель с учетом реальных условий эксплуатации изделий оказывается не всегда приемлемой практически: условия эксплуатации оказываются близкими к пределам допустимых, и их форсировать не удается. При этом весьма затруднительной оказывается оценка энергии активации конкретных процессов, хотя вид воздействия в некоторых случаях может быть определен на основе анализа совокупности отдельных процессов, происходящих в элементах датчиков и приводящих к отказам. Невозможность получить степень автоточности форсированных и номинальных режимов испытаний приводит к возникновению неопределенности на этапе принятия решения о качестве продукции. Ввиду этого и учитывая ограничения, связанные с применением методов планирования эксперимента, внедрением системы автоматизированного контроля, производственные фирмы, производящие разнородную, наукоемкую продукцию с длительным сроком эксплуатации, внедряют гибкую систему контроля качества, позволяющую сократить затраты на испытания продукции, а также на сбор и анализ полученных результатов.

Анализ специфики внедрения гибкой системы контроля качества продукции

Смысл гибких (адаптивных) структур заключается в достаточно быстрой перестройке при изменении как внешних, так и внутренних условий. При этом речь идет о придании данному процессу алгоритмического и по возможности непрерывного характера при неперемennom выполнении принципа Р. Эшби: «Чтобы успешно противостоять среде, сложность решения и быстрота его принятия должны соответствовать сложности и скорости изменений в среде» [7].

Для внедрения и поддержания гибкой системы контроля качества необходим ряд видов обе-

■ *Степень и объект влияния*

Вид обеспечения	Объект влияния	Степень влияния на процесс принятия решения о качестве продукции, %
Техническое	Устройства получения, ввода, подготовки, обработки, хранения, регистрации, вывода, отображения, использования, передачи информации и средств реализации управляющих воздействий автоматизированной системы испытаний	5
Математическое	Методы, математические модели системы и испытываемых изделий, алгоритм функционирования автоматизированной системы испытаний и решения отдельных задач испытаний	15
Программное	Программы, необходимые для реализации всех функций автоматизированной системы испытаний	10
Информационное	Нормативно-справочная документация, например, содержащая описание стандартных испытательных процедур, типовых управляющих решений и т. д., форма предоставления и организации данных автоматизированной системы испытаний, в том числе формы документов в виде видеogramм и протокола обмена данными	10
Лингвистическое	Тезаурусы (словари), языки описания и манипулирования данными, управление процессами испытаний и программирования	10
Организационное	Совокупность правил и предписаний, устанавливающих структуру организации и ее подразделений и их функции, и требуемое взаимодействие персонала автоматизированных систем с комплексом технических средств и между собой	10
Методическое	Документация, в которой содержится состав, правила отбора и эксплуатации комплексов системы испытаний, последовательность операций, реализующих типовые процедуры контроля и испытаний, инструкции по работе с оборудованием	20
Метрологическое	Метрологические средства и инструкции по их применению	20

спечений, оказывающих различное влияние на процесс принятия решения о качестве продукции (таблица) [6].

При внедрении и поддержании гибкой системы контроля необходимо учитывать степень влияния видов обеспечений на процесс принятия решения о качестве продукции.

Общая оценка путей сокращения процесса контроля качества продукции

На основе результатов анализа оценок потенциальных потребителей [1] было выявлено, что в настоящее время требования к продукции, особенно к датчикам или измерительным преобразователям, по ресурсу и комплексу воздействия влияющих величин являются значительными (десятки тысяч часов) и жесткими (например, одновременное воздействие значительных перепадов температур) и в настоящее время растут. Это приводит к росту требований к достоверности решений о качестве продукции. Кроме того, было выявлено, что возникает необходимость сократить экономический фактор обеспечения контроля качества продукции. По результатам анализа путей, сокращающих экономический фактор обеспечения контро-

ля качества продукции, были выявлены следующие ограничения:

1) любая модель процесса оценивания качества продукции только в определенной степени соответствует истинному процессу оценивания, и каждая процедура в модели процесса оценивания оказывает влияние на конечный результат — оценку качества продукции, которая приобретает свойства случайной величины;

2) невозможно получить степень автоматичности форсированных и номинальных режимов испытаний;

3) все факторы, обеспечивающие систему контроля качества продукции, вносят вклад в формирование достоверности результатов, на основании которых впоследствии будет принято решение о качестве продукции. Любая ошибка или невыполнение требований к каждому из видов обеспечений может привести к полной неопределенности результатов.

Заключение

Таким образом, управленец, сталкивающийся с проблемой принятия решения о качестве продукции на современной автоматизированной

фирме, оказывается в условиях неопределенности. С одной стороны, он заинтересован в сокращении объема контроля качества продукции, однако, с другой — он обязан подтвердить потребителю достоверность контроля качества продукции. Таким образом, существует противоречие между значительными суммарными затратами на контроль качества, с одной стороны, и объективной необходимостью снижения затрат на контроль при заданном уровне качества продукции — с другой стороны. Исходя из этого в качестве

предмета исследования выбран процесс принятия решения о качестве продукции в условиях неопределенности. На основании сформулированных объекта и предмета исследования, а также результатов анализа рынка и способов уменьшения затрат на контроль качества продукции необходимо усовершенствовать методику оценки качества продукции в условиях неопределенности с учетом ограничений по стоимости, времени и достоверности результатов контроля в целях повышения конкурентоспособности продукции.

Литература

1. Алдокин И. П., Бубенко И. В. Теория принятия решений. — Киев: Наук. думка, 1990. — 372 с.
2. Беллман Р., Заде Л. Принятие решений в расплывчатых условиях // Вопросы анализа и процедуры принятия решений. — М.: Мир, 1976. — С. 172–215.
3. Вилкас Э. И. Оптимальность в играх и решениях. — М.: Наука, 1990. — 256 с.
4. Иваненко В. И., Лабковский В. А. Проблемы неопределенности в задачах принятия решений. — Киев: Наук. думка, 1990. — 768 с.
5. Матвеев Л. А. Компьютерная поддержка решений. — СПб.: Спец. литература, 1998. — 704 с.
6. Саркисян С. А. Теория прогнозирования и принятия решений. — М.: Высш. шк., 1977. — 351 с.
7. Серегин М. Ю. Организация и технология испытаний: в 2 ч. Ч. 2: Автоматизация испытаний. — Тамбов: Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2006. — 96 с.
8. Адлер Ю. П., Маркова Е. В., Грановский Ю. В. Планирование эксперимента при поиске оптимальных условий. — М.: Наука, 1976. — 280 с.
9. Блохин В. Г., Глудкин О. П., Гуров А. И., Ханин М. А. Современный эксперимент: подготовка, проведение, анализ результатов / Под ред. О. П. Глудкина. — М.: Радио и связь, 1997. — 232 с.
10. Ушаков И. А. Надежность технических систем. — М.: Радио и связь, 1985. — 606 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.

V ВСЕРОССИЙСКАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «ПРОБЛЕМЫ РАЗРАБОТКИ ПЕРСПЕКТИВНЫХ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ» — МЭС-2012

8–12 октября 2012 г.

Место проведения: Подмосковье

Организатор

Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН

Соорганизатор

Московское Научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи (МНТОРЭС) им. А. С. Попова

Направления работы

Теоретические аспекты проектирования микро- и нанoeлектронных систем (МЭС)

Методы и средства автоматизации проектирования микро- и нанoeлектронных схем и систем МЭС (САПР СБИС)

Опыт разработки цифровых, аналоговых, цифро-аналоговых, радиотехнических функциональных блоков СБИС

Особенности проектирования СБИС для нанометровых технологий

Системы на кристалле перспективной РЭА

Выставка и презентация коммерческих продуктов

Тематика

Схемы и системы нанометровых технологий

Системы на кристалле

Проектирование цифровых СБИС

Проектирование аналоговых и радиотехнических функциональных блоков СБИС

Проектирование СБИС со смешанными сигналами

Методы структурного синтеза аналоговых, цифровых и смешанных СБИС и СФ блоков

Микромеханические системы

Специализированные (стойкие к спецвоздействиям, фоточувствительные и т. п.) СБИС

Фоточувствительные СБИС

Методы цифровой обработки информации

Методы высокоуровневого моделирования

Методы логического синтеза и логического моделирования в САПР СБИС

Методы электрического моделирования в САПР СБИС

Методы аналогового и смешанного поведенческого моделирования

Методы моделирования радиотехнических СБИС

Методы генерации моделей для САПР СБИС

Методы автоматического топологического проектирования в САПР СБИС

Методы приборно-технологического моделирования

Методы моделирования межсоединений

Методы проектирования и моделирования новых приборных структур и схем нанoeлектроники

Оргвзнос

Целевой взнос включает расходы на подготовку и издание информационных материалов и трудов конференции, аренду помещений и оргтехники, транспортные расходы (приезд 8 октября 2012 г., отъезд 12 октября 2012 г.), прием Оргкомитета.

Докладчик (автор или любой соавтор) в случае принятия доклада обязан оплатить целевой взнос до 1 июля 2012 г., в противном случае доклад будет снят с программы конференции.

Подробная информация на сайте конференции:

<http://www.mes-conference.ru>

Публикация трудов

Все доклады, принятые на конференцию, будут опубликованы в трудах конференции.

Сборник трудов конференции МЭС включен в Перечень ВАК российских рецензируемых научных журналов, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней доктора и кандидата наук.

Контрольные сроки

Регистрация и представление докладов — до 31 января 2012 г. на сайте конференции.

Извещение авторов о решении программного комитета — до 15 апреля 2012 г.

Прием финальной версии доклада — до 1 июня 2012 г.

Дополнительная информация и справки

124365 Москва, Зеленоград, ул. Советская, д. 3

Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН, Оргкомитет МЭС-2012

Ученый секретарь Оргкомитета МЭС-2012 Борискин Вячеслав Степанович

Тел.: 8 (499) 729-95-69

Факс: 7 (499) 729-92-08

Эл. адрес: boriskin@ippm.ru

Сайт: <http://www.mes-conference.ru>

**АГАПОВ
Владимир
Анатольевич**



Соискатель ученой степени кандидата технических наук, младший научный сотрудник лаборатории методов и средств автоматизации Института проблем машиноведения РАН.

В 2011 году окончил Санкт-Петербургский государственный политехнический университет по специальности «Автоматизированные системы обработки информации и управления».

Область научных интересов — моделирование механических систем, проектирование систем управления.

Эл. адрес: agapov1989@mail.ru

**АГИЕВИЧ
Сергей
Николаевич**



Старший научный сотрудник, ведущий сотрудник ООО «Специальный технологический центр», заслуженный изобретатель РФ. В 1983 году окончил Череповецкое высшее военное инженерное училище радиоэлектроники.

В 1995 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 50 научных публикаций и 60 изобретений.

Область научных интересов — обработка сигналов в радиотехнических системах.

Эл. адрес: asrzhnic@mail.ru

**АЛУЕВ
Сергей
Вадимович**



Адъюнкт Научно-исследовательского военного института Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского.

В 2000 году окончил Челябинское высшее военное училище штурманов по специальности «Управление воздушным транспортом и управление воздушным движением».

Является автором 12 научных публикаций.

Область научных интересов — радиотехнические средства контроля космического пространства.

Эл. адрес: as1378@mail.ru

**АРТЕМЕНКО
Юрий
Николаевич**



Заведующий отделом проектирования и координации работ Физического института им. П. Н. Лебедева РАН.

В 1975 году окончил Московский авиационный институт по специальности «Производство летательных аппаратов».

В 2005 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 50 научных публикаций и двух запатентованных изобретений.

Область научных интересов — методы математического моделирования, оценивания и управления механическими системами, антенные системы и комплексы для решения радиоастрономических задач.

Эл. адрес: feli@asc.rssi.ru

**БАКИН
Евгений
Александрович**



Ассистент кафедры моделирования вычислительных и электронных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

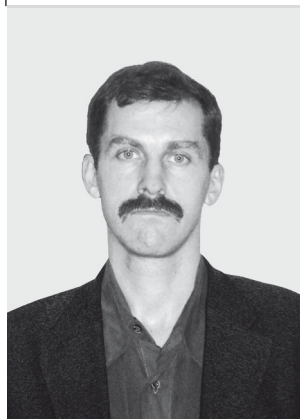
В 2008 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения.

Является автором семи научных публикаций.

Область научных интересов — компьютерное моделирование, системы цифровой связи.

Эл. адрес: jenyb@mail.ru

**ВАСИЛЬЕВ
Алексей
Евгеньевич**



Доцент кафедры автоматики и вычислительной техники Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

В 1998 году окончил Санкт-Петербургский государственный технический университет по специальности «Вычислительные машины, комплексы, системы и сети».

В 2001 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 100 научных и методических публикаций. Область научных интересов — встраиваемые микропроцессорные и микроконтроллерные системы интеллектуального управления и инструментальные средства их разработки.

Эл. адрес: avasil@aivt.ftk.spbstu.ru

**ВАСИЛЬЕВ
Илья
Николаевич**



Аспирант кафедры автоматизированных систем обработки информации и управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ».

В 2011 году окончил Санкт-Петербургский электротехнический университет «ЛЭТИ» по специальности «Компьютерная безопасность».

Является автором семи научных публикаций.

Область научных интересов — криптография, аутентификация информации, протоколы электронной цифровой подписи, схемы открытого распределения ключей, компьютерная безопасность.

Эл. адрес: waxzzz@yandex.ru

**ВИКТОРОВ
Дмитрий
Сергеевич**



Старший преподаватель кафедры радиотехники Тверской военной академии воздушно-космической обороны.

В 1990 году окончил Харьковское высшее военное командно-инженерное училище ракетных войск.

В 2005 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором 90 научных публикаций, одного запатентованного изобретения и двух полезных моделей.

Область научных интересов — теоретические основы, системотехника и технология проектирования отказоустойчивых бортовых вычислительных систем.

Эл. адрес: viktorov.dmitry@yandex.ru

**ГОРОДЕЦКИЙ
Андрей
Емельянович**



Доктор технических наук, профессор, заведующий лабораторией методов и средств автоматизации Института проблем машиноведения РАН, заслуженный деятель науки и техники.

В 1965 году окончил Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина.

В 1993 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 150 научных публикаций и 70 изобретений.

Область научных интересов — математическое моделирование, оптимальное управление, идентификация и диагностика.

Эл. адрес: gorodetsky@mail23.ipme.ru

**ГЮЛЬМАМЕДОВ
Руфат
Гасан оглы**



Гражданин Азербайджана. Доцент кафедры информационной экономики и технологии Азербайджанского государственного экономического университета.

В 1985 году окончил Азербайджанский государственный университет им. С. М. Кирова по специальности «Прикладная математика».

В 1997 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором 57 научных публикаций.

Область научных интересов — моделирование и управление социально-экономическими системами, распознавание образов, когнитивные технологии.

Эл. адрес: gulmamedovr@rambler.ru

**ДЕНИСОВА
Анастасия
Александровна**



Аспирант кафедры управления качеством Северо-Западного государственного технического университета.

В 2009 году окончила Балтийский государственный технический университет «Военмех» им. Д. Ф. Устинова по специальности «Технология приборостроения».

Является автором 13 научных публикаций и одного запатентованного изобретения.

Область научных интересов — теория принятия решений, методы контроля качества продукции, теория нечетких множеств.

Эл. адрес: an-denisova@yandex.ru

**ДУБАРЕНКО
Владимир
Васильевич**



Ученый секретарь Института проблем машиноведения РАН.

В 1963 году окончил Ленинградский военно-механический институт по специальности «Механика», в 1965 году — по специальности «Системы управления».

В 2002 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором 70 научных публикаций.

Область научных интересов — интеллектуальные системы и системы управления.

Эл. адрес: dvv@msa.ipme.ru

**ЕВСЕЕВ
Григорий
Сергеевич**

Доцент кафедры моделирования вычислительных и электронных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1970 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения.

В 1974 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором 30 научных публикаций.

Область научных интересов — системы связи и телекоммуникации.

Эл. адрес: egs@vu.spb.ru

**КАКАЕВ
Виталий
Викторович**

Доцент, начальник отдела Научно-исследовательского военного института Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. В 2000 году окончил Пушкинский военный институт радиозлектроники ПВО им. Е. Я. Савицкого по специальности «Электроснабжение».

В 2009 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором 60 научных публикаций.

Область научных интересов — методы обработки радиолокационной, радиотехнической и оптико-электронной информации средствами контроля космического пространства.

Эл. адрес: kakaev_vv@mail.ru

**КВИТКО
Александр
Николаевич**

Профессор кафедры информационных систем факультета прикладной математики — процессов управления Санкт-Петербургского государственного университета.

В 1969 году окончил математикомеханический факультет Ленинградского государственного университета им. А. А. Жданова по специальности «Механика».

В 1995 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора физико-математических наук.

Является автором более 80 научных публикаций.

Область научных интересов — теория управления, стабилизация управляемых систем, задачи терминального управления.

Эл. адрес: alkvit46@mail.ru

**КОРОВИН
Виталий
Михайлович**

Старший преподаватель кафедры систем и сетей связи космических комплексов Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского.

В 2004 году окончил Военно-космическую академию им. А. Ф. Можайского по специальности «Информационные системы в технике и технологиях».

В 2009 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором 26 научных публикаций.

Область научных интересов — совершенствование методов и алгоритмов множественного доступа в перспективных системах спутниковой связи.

Эл. адрес: 9112116532@mail.ru

**КОСАРЕВИЧ
Дмитрий
Викторович**

Соискатель кафедры систем и сетей связи космических комплексов Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского.

В 1995 году окончил Военную инженерно-космическую академию им. А. Ф. Можайского по специальности «Комплексы и средства радио- и электропроводной связи».

Является автором 11 научных публикаций.

Область научных интересов — совершенствование методов и алгоритмов множественного доступа в перспективных системах спутниковой связи.

Эл. адрес: 9112116532@mail.ru

**КРАСНОВА
Анастасия
Ивановна**

Доцент кафедры медицинской радиоэлектроники Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 2000 году окончила Санкт-Петербургский электротехнический университет «ЛЭТИ» по специальности «Автоматизированные системы обработки информации и управления».

В 2005 году защитила диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором 35 научных публикаций и одного запатентованного изобретения.

Область научных интересов — аутентификация информации, информационные технологии.

Эл. адрес: aikrasnova@mail.ru

**КУЧМИН
Андрей
Юрьевич**



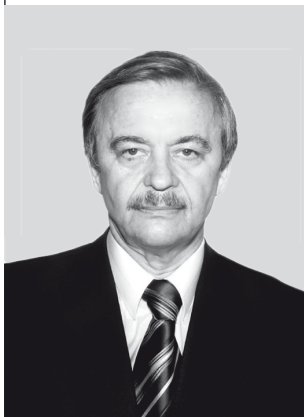
Старший научный сотрудник лаборатории механики управляемых систем Института проблем машиноведения РАН. В 2005 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. В 2007 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 22 научных публикаций и двух запатентованных изобретений. Область научных интересов — математическое моделирование в естественных науках, искусственный интеллект и принятие решений, математические проблемы теории управления и др. Эл. адрес: radiotelescope@yandex.ru

**ЛИТВИНЧУК
Леонард
Александрович**



Доцент кафедры метрологического обеспечения инновационных технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1960 году окончил Ленинградский государственный университет по специальности «Физика». В 1973 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 83 научных публикаций и 15 запатентованных изобретений. Область научных интересов — радиолокация, цифровая обработка сигналов. Эл. адрес: llalexandr@mail.ru

**МАРТЕМЬЯНОВ
Борис
Викторович**



Докторант, доцент кафедры вычислительной техники Самарского государственного технического университета. В 1973 году окончил Куйбышевский политехнический институт им. В. В. Куйбышева по специальности «Электронные вычислительные машины». В 1996 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 46 научных публикаций и двух авторских свидетельств. Область научных интересов — компьютерная графика, обработка изображений дистанционного зондирования Земли. Эл. адрес: bvmart@rambler.ru

**ЛЕВЕНЕЦ
Алексей
Викторович**



Доцент кафедры автоматизации и системотехники Тихоокеанского государственного университета. В 1988 году окончил Хабаровский политехнический институт по специальности «Вычислительные машины, системы и сети». В 1998 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 51 научной публикации. Область научных интересов — цифровая обработка сигналов, сжатие информации, передача данных. Эл. адрес: levalvi@bk.ru

**МАЛЫЦЕВ
Георгий
Николаевич**



Профессор, начальник кафедры космических радиотехнических систем Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского, заслуженный деятель науки РФ, действительный член Академии космонавтики им. К. Э. Циолковского. В 1980 году окончил Военный инженерный Краснознаменный институт им. А. Ф. Можайского. В 1994 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 200 научных публикаций и 26 запатентованных изобретений. Область научных интересов — обработка сигналов в радиотехнических и оптико-электронных информационных системах и др. Эл. адрес: georgy_maltsev@mail.ru

**МИРОНОВ
Вячеслав
Иванович**



Профессор, ведущий научный сотрудник Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации РАН. В 1962 году окончил Ростовское высшее артиллерийское инженерное училище им. М. И. Неделина. В 1975 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 200 научных публикаций. Область научных интересов — фундаментальные и прикладные исследования проблем комплексного моделирования, теории оптимального наблюдения и управления динамическими процессами, вычислительной математики, баллистики космических полетов и др. Эл. адрес: mironuv@yandex.ru

МИРОНОВ
Юрий
Вячеславович



Старший научный сотрудник Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации РАН.

В 1987 году окончил Военный инженерный Краснознаменный институт им. А. Ф. Можайского.

В 2005 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 100 научных публикаций.

Область научных интересов — фундаментальные и прикладные исследования проблем комплексного моделирования, теории оптимального наблюдения и управления динамическими процессами, вычислительной математики, баллистики космических полетов, статистического анализа характеристик сложных технических систем.

Эл. адрес: mironuv@yandex.ru

МИШУРА
Тамара
Прохоровна



Доцент, заместитель заведующего кафедрой метрологического обеспечения инновационных технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, почетный работник высшего профессионального образования РФ.

В 1979 году окончила Ленинградский электротехнический институт связи им. М. А. Бонч-Бруевича по специальности «Радиотехника».

В 2010 году защитила диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 30 научных публикаций.

Область научных интересов — радиолокация, цифровая обработка сигналов.

Эл. адрес: t_mishura@mail.ru

МОЛДОВЯН
Дмитрий
Николаевич



Аспирант кафедры автоматизированных систем обработки информации и управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ».

В 2009 году окончил Санкт-Петербургский электротехнический университет «ЛЭТИ» по специальности «Компьютерная безопасность».

Является автором 32 научных публикаций и шести запатентованных изобретений.

Область научных интересов — криптография, аутентификация информации, протоколы электронной цифровой подписи, схемы открытого распределения ключей, компьютерная безопасность.

Эл. адрес: mdn.spectr@mail.ru

МУРГО
Андрей
Игоревич



Магистрант кафедры компьютерных систем и программных технологий Санкт-Петербургского государственного технического университета.

Является автором 15 научных публикаций.

Область научных интересов — распределенные встраиваемые системы управления.

Эл. адрес: andrey-89@list.ru

НИЛЬГА
Василий
Васильевич



Аспирант кафедры автоматики и системотехники Тихоокеанского государственного университета.

В 2008 году окончил Тихоокеанский государственный университет по специальности «Автоматизация и управление» с присуждением степени магистра «Техники и технологии».

Является автором восьми научных публикаций.

Область научных интересов — цифровая обработка сигналов, сжатие информации.

Эл. адрес: Vasilij.Nilga@gmail.com

ОДИНОЧЕНКО
Николай
Михайлович



Начальник отдела по обеспечению научно-исследовательской и опытно-конструкторской работы ОАО ЦНПО «КАСКАД».

В 2005 году окончил Рязанскую государственную радиотехническую академию по специальности «Радиоэлектронные системы».

Является автором пяти научных публикаций.

Область научных интересов — радиолокация, радионавигация.

Эл. адрес: hofhund@mail.ru

ПОНОМАРЕВ
Александр
Анатольевич



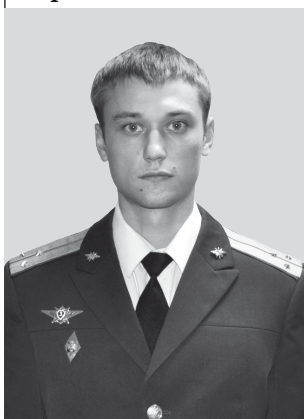
Преподаватель Военной академии связи им. С. М. Буденного. В 2001 году окончил Воронежский военный институт радиотехники, в 2007 году — Военную академию связи им. С. М. Буденного. В 2011 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 30 научных публикаций. Область научных интересов — обработка сигналов в радиотехнических системах. Эл. адрес: s_pon@mail.ru

САКУЛИН
Александр
Николаевич



Заместитель начальника факультета радиотехники Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. В 1989 году окончил Ленинградский военный инженерный институт им. А. Ф. Можайского по специальности «Радиотехнические системы комплексов». Является автором 15 научных публикаций и пяти запатентованных изобретений. Область научных интересов — обработка сигналов в радиотехнических информационных системах, спутниковые радионавигационные системы. Эл. адрес: evgeniysakulin@yandex.ru

ТИХОНОВ
Сергей
Сергеевич



Начальник учебного командного пункта Военной академии связи им. С. М. Буденного. В 2009 году окончил Военную академию связи им. С. М. Буденного. Область научных интересов — обработка сигналов в радиотехнических системах. Эл. адрес: i.m.top.banana@gmail.ru

ФИЛАТОВ
Игорь
Николаевич



Доцент, заведующий кафедрой управления качеством Северо-Западного заочного государственного технического университета. В 1993 году окончил Саратовское высшее военное командно-инженерное училище ракетных войск по специальности «Электромеханик». В 2010 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 200 научных публикаций и 40 запатентованных полезных моделей и изобретений. Область научных интересов — стандартизация и унификация сложных технических систем, техническая диагностика, теория принятия решений. Эл. адрес: filin.05@mail.ru

ЦВЕТКОВ
Кирилл
Юрьевич



Профессор, начальник кафедры систем и сетей связи космических комплексов Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. В 1987 году окончил Военный инженерно-космический институт им. А. Ф. Можайского, в 2000 году — Санкт-Петербургский государственный университет. В 2005 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором 80 научных публикаций и трех запатентованных изобретений. Область научных интересов — совершенствование методов и алгоритмов множественного доступа в перспективных системах спутниковой связи. Эл. адрес: wavelet3@mail.ru

ЧЬЕ
Ен
Ун



Профессор, заведующий кафедрой автоматизации и системотехники Тихоокеанского государственного университета. В 1976 году окончил Хабаровский институт инженеров железнодорожного транспорта по специальности «Автоматика, телемеханика и связь». В 1995 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором свыше 150 научных публикаций и 13 запатентованных изобретений. Область научных интересов — измерительные преобразователи и системы. Эл. адрес: chye@ais.khstu.ru

ШЕПЕТА
Александр
Павлович



Профессор, декан факультета вычислительных систем и программирования, заведующий кафедрой моделирования вычислительных и электронных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, академик Международной академии наук высшей школы.

В 1972 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения.

В 1995 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 170 научных публикаций.

Область научных интересов — обработка информации в условиях априорной неопределенности, математическое моделирование стохастических процессов и полей.

Эл. адрес: alex@shepeta.com

ШИЛОВ
Максим
Михайлович



Старший преподаватель кафедры автоматики и вычислительной техники Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

В 2003 году окончил Санкт-Петербургский государственный политехнический университет по специальности «Автоматика и управление в технических системах».

Является автором более 40 научных публикаций и трех патентов.

Область научных интересов — встраиваемые интеллектуальные системы управления.

Эл. адрес: shilov78@mail.ru

ЮСУПОВ
Рафаэль
Мидхатович



Член-корреспондент РАН, профессор, директор Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации РАН, заслуженный деятель науки и техники РФ.

В 1958 году окончил Ленинградскую военно-воздушную инженерную академию им. А. Ф. Можайского, в 1964 году — Ленинградский государственный университет.

В 1968 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 350 научных публикаций.

Область научных интересов — научные основы информатики, моделирование, теория управления, информационная и национальная безопасность, квалиметрия моделей.

Эл. адрес: spiiran@iias.spb.su

ЯКУШЕВА
Дарья
Борисовна



Аспирант кафедры информационных систем Санкт-Петербургского государственного университета.

В 2009 году окончила факультет прикладной математики — процессов управления по специальности «Математик. Системный программист» Санкт-Петербургского государственного университета.

Является автором четырех научных публикаций.

Область научных интересов — стабилизация управляемых систем, задачи терминального управления, оптимизация.

Эл. адрес:

dariayakusheva@gmail.com

УДК 681.5

Анализ динамики систем автоматического управления актуаторами контррефлектора космического радиотелескопа

Артеменко Ю. Н., Городецкий А. Е., Дубаренко В. В., Кучмин А. Ю., Агапов В. А. Информационно-управляющие системы, 2011. № 6. С. 2–6.

Приводятся результаты исследований переходных процессов в моделях систем автоматического управления актуаторами гексапода контррефлектора космического радиотелескопа «Миллиметрон», проведенных с целью подтвердить целесообразность использования гексаподоподобных конструкций и пьезоэлектрических приводов в системах автоматического управления космическими радиотелескопами.

Ключевые слова — космический радиотелескоп, гексапод, пьезодвигатель.

Список лит.: 3 назв.

УДК 004.67

Представление телемеханических данных однородными n -мерными структурами как предварительная обработка в задачах сжатия

Чье Эн Ун, Левенец А. В., Нильга В. В. Информационно-управляющие системы, 2011. № 6. С. 7–10.

Предложен способ предварительной обработки измерительных данных, основанный на их представлении однородными n -мерными структурами и позволяющий повысить эффективность сжатия таких данных. Разработан критерий оценки эффективности предварительной обработки и проведены исследования нового способа предварительной обработки на случайных процессах и данных телемеханики.

Ключевые слова — предварительная обработка, сжатие, однородная n -мерная структура, информационно-измерительная система, телемеханика.

Список лит.: 3 назв.

УДК 681.518.3

Метод отождествления многоматричной видеокамеры с полученными ею снимками

Мартемьянов Б. В. Информационно-управляющие системы, 2011. № 6. С. 11–15.

Излагается метод определения мультиматричной видеокамеры, сформировавшей данное для идентификации изображение, применимый относительно видеокамер, сконструированных на базе матричных фоточувствительных приборов с зарядовой связью.

Ключевые слова — мультиматричные видеокамеры, фоточувствительные приборы с зарядовой связью, сшивка изображений, метод функционализации параметров изображений.

Список лит.: 2 назв.

UDK 681.5

Analysis of Dynamics of Automatic Control System of Space Radio-Telescope Subdish Actuators

Artemenko Yu. N., Gorodetskiy A. E., Dubarenko V. V., Kuchmin A. Yu., Agapov V. A. IUS, 2011. N 6. P. 2–6.

The result of a research of dynamics hexapod actuators in the automatic control system of the space radio-telescope «Millimetron» are presented in this article. The research is aimed to prove suitability of hexapods and piezoelectric drivers for the automatic control systems of space radio-telescopes.

Keywords — Space Radio-Telescope, Hexapod, Piezoelectric Driver.

Refs: 3 titles.

UDK 004.67

Representation of Telemechanics Data by Uniform N -Dimensional Structures as Preprocessing in the Problems of Compression

Chie En Un, Levenets A.V., Nilga V. V. IUS, 2011. N 6. P. 7–10.

Proposed is a method for preprocessing measurement data, based on their representation of uniform n -dimensional structures that allows to increase the compression efficiency of such data. A criterion for estimation the effectiveness of preprocessing has been developed, and a research of the new method has been conducted on random processes and telemechanics data.

Keywords — Preprocessing, Compression, Uniform N -Dimensional Structure, Information-Measuring System, Telemechanics.

Refs: 3 titles.

UDK 681.518.3

Method of Identifying a Multimatrix Camcorder with the Images Obtained by it

Martemyanov B. V. IUS, 2011. N 6. P. 11–15.

This article describes a method to identify the Multimatrix camcorder with which the images proposed for identification have been obtained used with the cameras based on matrix CCD devices.

Keywords — Multimatrix Camcorder, Photo-sensitive Charge-coupled Devices, Image Stitching, Method Functionalization of Images Parameters.

Refs: 2 titles.

УДК 621.396

Использование алгоритмов быстрого преобразования Фурье и адаптивного взвешивания при обработке радиолокационных сигналов

Одиноченко Н. М., Какаев В. В., Алуев С. В. Информационно-управляющие системы, 2011. № 6. С. 16–18.

Предлагается алгоритм обработки первичных радиолокационных сигналов при помощи процедуры быстрого преобразования Фурье и адаптивного взвешивания пакета обрабатываемого сигнала. Представлено устройство, реализующее предлагаемый алгоритм обработки и обеспечивающее более высокую эффективность выделения полезного сигнала на фоне пассивной помехи по сравнению с известными неадаптивными способами взвешивания сигнала. Максимальный эффект алгоритма проявляется при незначительной разнице доплеровских частот полезного сигнала цели и помехи.

Ключевые слова — обработка радиолокационных сигналов, адаптивное взвешивание.

Список лит.: 3 назв.

УДК 621.196.96

Потенциальная точность оценки временных параметров когерентных сигналов

Мишура Т. П., Литвинчук Л. А. Информационно-управляющие системы, 2011. № 6. С. 19–24.

Получено аналитическое выражение для среднеквадратического отклонения оценки задержки коррелированных сигналов на основе максимума апостериорной вероятности и границы Крамера—Рао. Рассчитаны зависимости среднеквадратического отклонения от разности задержек для двух и трех сигналов с различными спектрами для различных отношений сигнал/шум и соотношений начальных фаз.

Ключевые слова — сверхрешеевское разрешение по времени, обработка сигналов.

Список лит.: 6 назв.

УДК 621.396

The use of Fast Fourier Transform and Adaptive Weighting Algorithms in Radar Impulse Processing.

Odinichenko N. M., Kakaev V. V., Aluev S. V. IUS, 2011. N 6. P. 16–18.

A primary radar impulse processing algorithm that employs FFT and adaptive weighting of processed signal packet is proposed. The presented device implements this processing algorithm and provides higher effectiveness of friendly signal isolation against passive clutter, as compared to widely reputed non-adaptive methods of signal weighting. The ultimate result for the given algorithm may be achieved with a slight Doppler shift in target and clutter signal.

Keywords — Radar Impulse Processing, Adaptive Weighting.

Refs: 3 titles.

УДК 621.196.96

Potential Accuracy of Time Parameters Estimation of Coherent Signals.

Mishura T. P., Litvinchuk L. A. IUS, 2011. N 6. P. 19–24.

An analytical expression for the mean square deviation of correlated signals delay estimation, based on the maximum of posterior probability and the Cramer—Rao boundary, has been obtained. The mean square deviation dependencies on the delays difference for 2 and 3 signals has been calculated with different spectrums for different SNR and initial phase correlation.

Keywords — Range Super Resolution in Time, Signal Processing.

Refs: 6 titles.

УДК 517.977

Решение граничной задачи для нелинейной стационарной управляемой системы на бесконечном промежутке времени с учетом дискретности управления

Квитко А. Н., Якушева Д. Б. Информационно-управляющие системы, 2011. № 6. С. 25–29.

Получен алгоритм синтеза дискретных управляющих функций, при которых решения широкого класса нелинейных стационарных систем переходят из заданного начального состояния в произвольную окрестность начала координат с учетом ограничений на управление. Приведены конструктивные критерии выбора начальных состояний и шага дискретности, гарантирующие реализацию полученного алгоритма. Эффективность метода продемонстрирована при численном моделировании задачи успокоения гироскопического маятника.

Ключевые слова — управляемая система, дискретное управление, задача Коши, стабилизация, фазовые координаты.

Список лит.: 11 назв.

УДК 78.25.37.29

Алгоритм обеспечения отказоустойчивости бортовых вычислительных систем со структурно-временной избыточностью

Викторов Д. С. Информационно-управляющие системы, 2011. № 6. С. 30–35.

Разработан алгоритм обеспечения отказоустойчивости бортовых вычислительных систем с трехканальной архитектурой, который предполагает комплексное применение тестового контроля и восстановления по контрольной точке с различным доминированием в зависимости от количества исправных каналов.

Ключевые слова — тестовый контроль, контрольная точка, бортовая вычислительная система.

Список лит.: 6 назв.

УДК 658.512.2

Метод построения стратегии в системах ситуационного управления

Гюльмамедов Р. Г. Информационно-управляющие системы, 2011. № 6. С. 36–39.

Предлагается метод построения стратегии в системах ситуационного управления, открывающий возможность реализовать алгоритмы типа «ситуация—стратегия—решение», актуальные при управлении современными сложными техническими, организационными и социально-экономическими объектами.

Ключевые слова — ситуационное управление, стратегия, построение, метод.

Список лит.: 12 назв.

UDK 517.977

Solution of the Boundary-Value Problem for Nonlinear Steady-State Controlled System on the Infinite Time Interval Considering Discrete Control Function

Kvitko A. N., Yakusheva D. B. IUS, 2011. N 6. P. 25–29.

In the work, a synthesis algorithm of discrete control functions using which the decisions of a wide class of nonlinear stationary systems pass from the set initial state into any vicinity of the beginning of coordinates taking into account the restrictions on the control function has been obtained. Constructive criteria of initial states selection and the discreteness step that guarantee the realization of the derived algorithm have been proposed. The efficiency of the method is shown by numerical modeling of the gyroscopic pendulum calming problem.

Keywords — Controlled System, Discrete Control, Cauchy Problem, Stabilization, State Vector.

Refs: 11 titles.

UDK 78.25.37.29

Algorithm Providing Fault Tolerance of Onboard Computing Systems with Structural and Time Redundancy

Viktorov D. S. IUS, 2011. N 6. P. 30–35.

A algorithm to provide fault tolerance of onboard computing systems with three-channel architecture has been developed. It assumes complex application of test control and restoration by a control point with various domination depending on the number of serviceable channels.

Keywords — Test Control, Control Point, Onboard Computing Systems.

Refs: 6 titles.

UDK 658.512.2

Method of Strategy Building in Situational Management Systems

Gulmamedov R. H. IUS, 2011. N 6. P. 36–39.

A method to build a strategy in situational management systems is proposed. The method opens up a possibility to realize algorithms of the type «situation-strategy-decision», relevant in the management of modern complex technical, organizational, and social-economic objects.

Keywords — Situational Management, Strategy, Generation, Method.

Refs: 12 titles.

УДК 621.391

Оптимальный ансамбль нелинейных сигналов для синхронных систем передачи информации с кодовым разделением абонентов

Цветков К. Ю., Коровин В. М., Косаревич Д. В. Информационно-управляющие системы, 2011. № 6. С. 40–44.

Представлены результаты построения ансамблей оптимальных дельта-коррелированных сложных дискретных сигналов в базисе Виленкина–Крестенсона, которые могут быть использованы в широкополосных системах связи с кодовым множественным доступом.

Ключевые слова — ансамбли сложных дискретных сигналов, базис Виленкина–Крестенсона, широкополосные системы связи, кодовый множественный доступ.

Список лит.: 11 назв.

УДК 621.391

Синтез функций сплайн-Понтрягина — Виленкина — Крестенсона

Агиевич С. Н., Пономарев А. А., Тихонов С. С. Информационно-управляющие системы, 2011. № 6. С. 45–48.

Предлагаются теоретические результаты синтеза сигналов в базисе функций сплайн-Понтрягина — Виленкина — Крестенсона. Излагаются основы современной теории сплайн-гармонического анализа. Обосновывается их практическое применение в системах инфокоммуникационного взаимодействия для обеспечения структурной скрытности сигналов.

Ключевые слова — сплайн-гармонический анализ, синтез сигналов, функции сплайн-Понтрягина — Виленкина — Крестенсона, инфокоммуникационное взаимодействие.

Список лит.: 7 назв.

УДК 681.3

Схема слепой 240-битовой цифровой подписи

Молдовян Д. Н., Васильев И. Н., Краснова А. И. Информационно-управляющие системы, 2011. № 6. С. 49–53.

На основе конечных групп с двухмерной цикличностью реализована схема слепой 240-битовой электронной цифровой подписи. Используемая группа представляет собой подгруппу мультипликативной группы кольца вычетов по трудно разложимому модулю.

Ключевые слова — электронная цифровая подпись, слепая подпись, группа с двухмерной цикличностью, трудная задача, задача факторизации, открытый ключ.

Список лит.: 23 назв.

УДК 621.391

Optimum Nonlinear Signals Ensemble for Synchronous Communication Systems with Code Multiple Access

Tsvetkov K. Y., Korovin V. M., Kosarevich D. V. IUS, 2011. N 6. P. 40–44.

The results of the construction of the ensembles of optimum delta-correlated complex discrete signals in the Vilenkin-Krestenson basis which can be used in broadband communication systems with code multiple access are presented.

Keywords — Ensembles of Difficult Discrete Signals, Vilenkin-Krestenson Basis, Broadband Communication Systems, Code Multiple Access.

Refs: 11 titles.

УДК 621.391

Synthesis of the Spline-Pontryagin — Vilenkin — Chrestenson Functions

Agievich S. N., Ponomarev A. A., Tikhonov S. S. IUS, 2011. N 6. P. 45–48.

Theoretical results of the syntheses of signals in the basis of the spline-Pontryagina — Vilenkina — Krestenson functions are produced. Fundamentals of the modern theory of spline-harmonic analysis are given. Their practical application is motivated in the system of the info communication interaction for provision of structural stealth in signals.

Keywords — Spline-Harmonic Analysis, Synthes Signals, Spline-Pontryagina — Vilenkina — Krestenson Functions, Infocommunication Interaction.

Refs: 7 titles.

УДК 681.3

Blind 240-bit Digital Signature Scheme

Moldovyan D. N., Vasilyev I. N., Krasnova A. I. IUS, 2011. N 6. P. 49–53.

A blinded 240-bit digital signature scheme has been designed using finite groups possessing with two-dimension cyclicity. The group used is a subgroup of the multiplicative group of the finite ring of residues modulo n , where n is a product of two large primes.

Keywords — Digital Signature Scheme, Blind Signature, Two-Dimension Cyclicity Group, Difficult Problem, Factorization Problem, Public Key.

Refs: 23 titles.

УДК 629.191

Метод наименьших квадратов в задачах комплексного вариационного оценивания состояния нелинейных динамических систем и параметров моделей измерений

Миронов В. И., Миронов Ю. В., Юсупов Р. М. Информационно-управляющие системы, 2011. № 6. С. 54–57.

Рассматривается применение вариационного подхода для решения задач совместного оптимального статистического оценивания параметров состояния нелинейных динамических систем и параметров моделей измерений по критерию наименьших квадратов.

Ключевые слова — статистическое оценивание, нелинейные динамические системы, критерий наименьших квадратов.

Список лит.: 11 назв.

УДК 621.391.372

Статистические характеристики последовательно-го поиска сигналов пороговым обнаружителем

Мальцев Г. Н., Сакулин А. Н. Информационно-управляющие системы, 2011. № 6. С. 58–63.

Рассмотрена модель последовательного поиска сигнала по неизвестному параметру в дискретном пространстве поиска. Исследованы зависимости вероятности правильного обнаружения и среднего времени поиска сигнала от вероятностей ложного обнаружения и пропуска сигнала в одной ячейке поиска и числа ячеек. На примере анализа характеристик обнаружения сигнала в обычном (одноэтапном) и двухэтапном последовательных обнаружителях показана возможность использования рассмотренной модели для сравнения эффективности различных типов обнаружителей.

Ключевые слова — поиск и обнаружение сигнала, характеристики обнаружения, среднее время поиска, одноэтапный обнаружитель, двухэтапный обнаружитель.

Список лит.: 12 назв.

УДК 004.051

Нижняя граница длительности периода сбора информации в сенсорной сети

Шепета А. П., Евсеев Г. С., Бакин Е. А. Информационно-управляющие системы, 2011. № 6. С. 64–67.

Проводится оценка длины бесконфликтного расписания передач для сенсорных сетей с логической структурой «все-к-одному». Используется известная модель коллизий в пакетных радиосетях. Для оценки предлагается подход, основанный на построении графа конфликта передач и нахождении в нем клика. Методом имитационного моделирования анализируется точность предложенной оценки для сетей с произвольной топологией.

Ключевые слова — сенсорные сети, расписание передач, минимизация периода сбора информации.

Список лит.: 7 назв.

УДК 629.191

Method of the Least Squares in Complex Variation Estimation Problems of the Condition Nonlinear Dynamic Systems and Parameters Models of Measurements

Mironov V. I., Mironov Y. V., Jusupov R. M. IUS, 2011. N 6. P. 54–57.

We discuss application of the variation approach to the decision of the problems of joint optimum statistical estimation of the parameters of the state of non-linear dynamic systems and the parameters of the measurement models by the criterion of the least squares.

Keywords — Statistic Estimation, Non-Linear Dynamic Systems, Criterion of Least Squares.

Refs: 11 titles.

УДК 621.391.372

Statistical Characteristics of the Sequential Signals Search by Threshold Detector

Maltsev G. N., Sakulin A. N. IUS, 2011. N 6. P. 58–63.

A model of features of the sequential search of signals by an unknown parameter in discrete search space is discussed. Dependences of correct detection probability and the mean time of search on probabilities of false detection and misdetection of signal in one cell and the number of cells are investigated. By an example of analyses of detection characteristics of usual (one-stage) and two-stage sequential detectors, possibility of using the considered model for comparison the effectively of different types of detectors is demonstrated.

Keywords — Search of Signal, Detection of Signal, Detection Characteristics, Mean Time of Search, One-Stage Detector, Two-Stage Detector.

Refs: 12 titles.

УДК 004.051

Low Bound of Frame Duration in Convergecast Sensor Network

Shepeta A. P., Evseev G. S., Bakin E. A. IUS, 2011. N 6. P. 64–67.

Estimation of duration of collision-free frame in convergecast sensor networks is considered. The well-known model of collisions in packet radio networks is used. For the estimation, we propose an approach, based on construction of collisions graph and clicks discovery in it. Accuracy of proposed estimation is analyzed by means of computer simulation with a set of random networks.

Keywords — Sensor Networks, TDMA Scheduling, Convergecast Frame Minimization.

Refs: 7 titles.

УДК 004.414.2, 004.3'1

Научно-методические аспекты преподавания дисциплин цикла «Встраиваемые микроконтроллеры»

Васильев А. Е., Шилов М. М., Мурго А. И. Информационно-управляющие системы, 2011. № 6. С. 68–77.

Рассматриваются проблемы подготовки специалистов в области разработки встраиваемых систем, подходы к повышению уровня профессиональных навыков разработчиков с учетом современных тенденций развития данной отрасли.

Ключевые слова — встраиваемая система, микроконтроллер, алгоритмическая оптимизация.

Список лит.: 10 назв.

УДК 65.011.56

Анализ возникновения задачи принятия решения о качестве продукции в условиях неопределенности

Филатов И. Н., Денисова А. А. Информационно-управляющие системы, 2011. № 6. С. 78–83.

Проводится оценка путей сокращения технологического цикла контроля качества продукции и выявляются их ограничения. Формируются требования к методам принятия решения о качестве продукции в условиях неопределенности.

Ключевые слова — контроль качества продукции, принятие решения, условия неопределенности.

Список лит.: 10 назв.

УДК 004.414.2, 004.3'1

Scientific and Methodic Teaching Aspects of the Curriculum «Embedded Microcontrollers»

Vasiliev A. Y., Shilov M. M., Murgo A. I. IUS, 2011. N 6. P. 68–77.

Problems of specialists training in embedded systems development area and approaches to increasing of specialists' vocational attainments, taking in account progress trend in the area, are under discussed.

Keywords — Embedded System, Microcontroller, Algorithmic Optimization.

Refs: 10 titles.

УДК 65.011.56

Analysis of the Decision-Making Problem about Product Quality under Conditions of Uncertainty

Filatov I. N., Denisova A. A. IUS, 2011. N 6. P. 78–83.

Ways to reduce the work cycle of quality production assurance and their restrictions are estimated in this article. Requirements to the methods of decision-making on quality of production under conditions of uncertainty are also formed.

Keywords — Production Quality Assurance, Decision-Making on Quality of Production, Uncertainty Condition.

Refs: 10 titles.

СОДЕРЖАНИЕ ЖУРНАЛА «ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ» ЗА 2011 г. [№ 1–6]

№ Стр.

Абдулкадер Б. А., Аль-Шайх Х. А., Лячек Ю. Т. Установление связей между элементами базовой сети при параметризации чертежей	5	39
Абрамянц Т. Г., Маслов Е. П., Рудько И. М., Яхно В. П. Уклонение подвижного объекта от обнаружения группой наблюдателей при малых отношениях сигнал/помеха	2	2
Агаев Ф. Г., Ибрагимов Э. А. Высотно-стратифицированный трехволновый метод измерения параметров солнечной радиации в береговых зонах в видимой области света	2	84
Агиевич С. Н., Пономарев А. А., Тихонов С. С. Синтез функций сплайн-Понтрягина — Виленкина — Крестенсона	6	45
Алексеев А. П., Макаров М. И. Многоалфавитный блочный шифр со скрытой нумерацией блоков	2	55
Алпатов Б. А., Балашов О. Е., Степашкин А. И. Прогнозирование угловых координат движущихся объектов в бортовых оптико-механических системах	5	2
Андреев Е. Н., Волков Д. А., Орлов А. Р., Тимофеев С. С., Турубанов М. А., Чубраева Л. И., Шишлаков В. Ф. Физическое моделирование потерь на трение в режиме холостого хода синхронного ВТСП-двигателя	3	34
Андреев Е. Н., Волков Д. А., Орлов А. Р., Тимофеев С. С., Турубанов М. А., Чубраева Л. И., Шишлаков В. Ф. Физическое моделирование процессов в ВТСП-проводах и изделиях	4	47
Анитропов Р. В., Васильев В. Н., Зверев В. А., Лившиц И. Л., Сергеев М. Б., Унчун Чо. Упрощение оптической схемы приемного объектива в цифровых камерах за счет аппаратной и программной компенсации его аберраций	1	57
Антонов А. Е., Федулов А. С. Алгоритм обнаружения и обхода антиотладочных и антиэмуляционных приемов	2	50
Артеменко Ю. Н., Городецкий А. Е., Дубаренко В. В., Кучмин А. Ю., Агапов В. А. Анализ динамики систем автоматического управления актуаторами контррефлектора космического радиотелескопа	6	2
Артюхина В. А., Ефанов В. Н. Информационные технологии в задаче анализа и прогнозирования организационно-экономического состояния корпоративных объединений	5	66
Атанов В. А., Бритов Г. С. Устройства функционального диагностирования электроприводов	5	61
Бабенков А. Н., Соложенцев Е. Д. К вопросу построения ЛВ-модели риска неуспеха комплексной структурно-сложной экономической системы	4	70
Балонин Н. А., Сергеев М. Б. М-матрицы	1	14
Балонин Ю. Н., Сергеев М. Б. М-матрица 22-го порядка	5	87
Березкин А. В., Филиппов А. С. Методика синтеза спецификаций на языке UML для верификации обмена данными в аппаратуре	5	47
Бураков М. В., Коновалов А. С. Синтез нечетких логических регуляторов	1	22
Ваганов М. А., Москалец О. Д. Параллельный анализ спектра динамических сигналов	5	15
Васильев А. Е., Шилов М. М., Мурго А. И. Научно-методические аспекты преподавания дисциплин цикла «Встраиваемые микроконтроллеры»	6	68
Викторов Д. С. Алгоритм обеспечения отказоустойчивости бортовых вычислительных систем со структурно-временной избыточностью	6	30
Волков В. Ю., Турнецкий Л. С., Онешко А. В. Выделение прямолинейных кромок на зашумленных изображениях	4	13
Володина Д. Н., Сарафанов А. В., Суковатый А. Г. Методические и технологические аспекты разработки мультимедийных электронных образовательных ресурсов	1	79
Воробьев С. Н. Потенциальная эффективность обнаружения импульсных сигналов при неравномерной дискретизации во времени	4	18
Вульфин А. М., Фрид А. И. Нейросетевая модель анализа технологических временных рядов в рамках методологии Data Mining	5	31
Гейда А. С., Лысенко И. В., Силла Е. П. Задачи исследования качества и потенциала систем реализации целевых программ	4	77
Гололобов Л. И. Модель структурно-функционального анализа совместной обработки и передачи данных	2	44
Гофман М. В. Алгебраический пространственно-частотно-временной код	3	39
Гришаков В. Г., Логинов И. В. Организация распределенного автоматизированного рабочего места студента вуза	3	61
Гюльмамедов Р. Г. Метод построения стратегии в системах ситуационного управления	6	36
Дубинин Е. А. Методика получения нечеткого множества уровня воздействия класса угроз на информационную систему	5	76
Дубровский В. Ж., Кузьмин Е. А. Формирование риск-профиля проектов государственно-частного партнерства	3	76
Дужин С. В. Алгоритмы вычисления полинома Конвея по двудольному графу	4	89

	№	Стр.
Дятлова О. С. К вопросу информационного обеспечения экипажа воздушного судна	4	24
Егошин М. А., Хафизов Р. Г., Гарипова Ю. Е. Система информационной поддержки хирурга при проведении трансуретральной резекции предстательной железы	3	66
Захарова Е. В., Петров П. Н. Акустоэлектронные устройства обработки сигналов многоэлементных линейных антенных решеток	3	47
Зяблов В. В., Рыбин П. С., Фролов А. А. Алгоритм декодирования с вводом стираний для МПП-кодов, построенных над полем GF(q)	1	62
Кавалеров Б. В., Казанцев В. П., Шмидт И. А. Компьютерные и полунатурные испытания средств управления энергетических газотурбинных установок	4	34
Карасева Е. И., Степанов А. Г. Логико-вероятностная модель операционного риска банка	2	77
Квитко А. Н., Якушева Д. Б. Решение граничной задачи для нелинейной стационарной управляемой системы на бесконечном промежутке времени с учетом дискретности управления	6	25
Кипяtkова И. С. Комплекс программных средств обработки и распознавания разговорной русской речи	4	53
Кириллов А. Н. Моделирование динамики структур гибридных систем	4	42
Комаров В. А., Сарафанов А. В. Оптимизация операций управления в многопользовательских распределенных измерительно-управляющих системах	3	52
Кондрашов К. А., Зяблов В. В. Конструкция плетеных сверточных кодов на базе кодов проверки на четность с одним проверочным символом	5	53
Костюкова Т. П., Лысенко И. А. Модель управления рисками образовательного учреждения	2	73
Кублановский В. Б. Математические и имитационные модели сигналов для отладки алгоритмов обработки информации в бортовых автоматизированных системах контроля	2	86
Лебедев И. С., Борисов Ю. Б. Анализ текстовых сообщений в системах мониторинга информационной безопасности	2	37
Лямин А. В., Скшидлевский А. А., Чежин М. С. Система управления работой компьютерного класса общего доступа	4	66
Мальцев Г. Н., Сакулин А. Н. Статистические характеристики последовательного поиска сигналов пороговым обнаружителем	6	58
Мальцев Г. Н., Чернявский Е. В. Кодирование сообщений в системах радиуправления без обратного информационного канала	4	60
Маньлов И. В. Сравнение алгоритмов дешифрации аэрофотоснимков земель сельскохозяйственного назначения	3	24
Мараховский В. Б., Мелехин В. Ф. Проектирование глобально асинхронных систем с произвольной локальной синхронизацией	1	41
Мартемьянов Б. В. Метод отождествления многоматричной видеокамеры с полученными ею снимками	6	11
Миронов В. И., Миронов Ю. В., Юсупов Р. М. Вариационное оценивание параметров движения космических аппаратов по критерию наименьших квадратов	1	9
Миронов В. И., Миронов Ю. В., Юсупов Р. М. Метод наименьших квадратов в задачах комплексного вариационного оценивания состояний нелинейных динамических систем и параметров моделей измерений	6	54
Мироновский Л. А., Слаев В. А. Оценивание результатов измерений по малым выборкам	1	69
Михайлов В. В., Харин Я. В. К вопросу о построении системы распознавания и подсчета животных на аэрофотоснимках. Часть 1: Анализ методов распознавания	2	22
Мишура Т. П., Литвинчук Л. А. Потенциальная точность оценки временных параметров когерентных сигналов	6	19
Молдовян Д. Н., Васильев И. Н., Краснова А. И. Схема слепой 240-битовой цифровой подписи	6	49
Молдовян Д. Н., Дернова Е. С., Сухов Д. К. Расширение функциональности стандартов электронной цифровой подписи	2	63
Муравьев В. С., Муравьев С. И. Адаптивный алгоритм выделения и обнаружения воздушных объектов на изображениях	5	8
Одиноченко Н. М., Какаев В. В., Алуев С. В. Использование алгоритмов быстрого преобразования Фурье и адаптивного взвешивания при обработке радиолокационных сигналов	6	16
Орлов А. Р. Продюсерское управление — инновационное развитие проектного управления бизнесом	4	84
Осипов В. Ю. Нейронная сеть с прошедшим, настоящим и будущим временем	4	30
Падерно П. И., Бурков Е. А., Евграфов В. Г. Критерий согласованности парных сравнений	3	57
Поршнева С. В., Соломаха И. В. О возможности повышения качества многомерных математических моделей технологической информации, собираемой на ТЭС	2	29
Салангин А. А. Двухэтапная оценка показателя функционирования проектируемых систем с пересчетом результатов испытаний	4	9
Салангин А. А. Оценка вероятности выполнения техническим комплексом своих функций с учетом изменения его свойств	3	82
Сафронов В. В. Сравнительная оценка методов «жесткого» ранжирования, справедливого компромисса и равномерной оптимальности в задаче гипервекторного ранжирования систем	3	2
Соловьев Н. В., Шифрис Г. В. Применение предварительного масштабирования при сжатии видеопотока в реальном времени	4	2

	№	Стр.
Соловьев Н. В., Шифрис Г. В. Улучшение качества сжатых изображений предварительным масштабированием	3	15
Соложенцев Е. Д., Яценко С. В. Логико-вероятностные модели риска неуспеха решения трудных экономических проблем	3	70
Степанов И. И., Ефремов О. М., Суворов Н. Б., Даниловский М. М., Майданов Н. П., Шклярчук С. П. Информативность математической модели процесса обучения	1	34
Тихонов Э. П. Вероятностные адаптивные алгоритмы дискретного представления аналоговых сигналов. Часть 1: Исследование свойств	2	8
Тихонов Э. П. Вероятностные адаптивные алгоритмы дискретного представления аналоговых сигналов. Часть 2: Сравнительный анализ и численные данные	3	9
Тушавин В. А. Инженерная методика количественной оценки удовлетворенности потребителей	5	91
Ульянов Г. Н., Лаврентьев Е. А., Павлов И. Н. Эллипсо-гиперболический метод построения многопозиционных систем	3	30
Федеряков А. С. Исследование влияния новостного фона на котировки ценных бумаг при различном составе участников рынка	5	81
Филатов И. Н., Денисова А. А. Анализ возникновения задачи принятия решения о качестве продукции в условиях неопределенности	6	78
Фрадков А. Л., Андриевский Б. Р., Андриевский А. Б. Оценивание состояния пассивизируемых нелинейных систем при коммуникационных ограничениях	1	28
Фуртат И. Б. Робастная синхронизация динамической сети с переключающейся структурой	5	23
Хименко В. И. Временная когерентность и вероятностная структура интенсивности случайных оптических излучений	1	2
Цветков К. Ю., Коровин В. М., Косаревич Д. В. Оптимальный ансамбль нелинейных сигналов для синхронных систем передачи информации с кодовым разделением абонентов	6	40
Чернышев К. Р. Статистическая линеаризация многомерных стохастических систем по информационному критерию	2	68
Чижов А. А., Лебедев А. С., Тараканов А. В., Курочкин А. Н. Эффективность проекционного время-частотного разрешения групповых рассеивателей	2	16
Чье Ен Ун, Левенец А. В., Нильга В. В. Представление телемеханических данных однородными n-мерными структурами как предварительная обработка в задачах сжатия	6	7
Шепета А. П., Евсеев Г. С., Бакин Е. А. Нижняя граница длительности периода сбора информации в сенсорной сети	6	64
Янкин Ю. Ю., Шальго А. А. Автоматное программирование плиз в задачах управления электроприводом	1	50
IV Международная конференция «Системный анализ и информационные технологии» — САИТ-2011	3	85
V Всероссийская научно-техническая конференция «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем» — МЭС-2012	6	84
XI Международная конференция «Проблемы информатики и моделирования» — ПИМ-2011	4	92
XIII Международная конференция «Когнитивное моделирование в лингвистике»	2	89
Международная научно-практическая конференция «Информационные технологии и информационная безопасность в науке, технике и образовании» — ИНФОТЕХ-2011	3	86
Аннотации	1	93
Аннотации	2	96
Аннотации	3	93
Аннотации	4	99
Аннотации	5	99
Аннотации	6	92
Сведения об авторах	1	87
Сведения об авторах	2	90
Сведения об авторах	3	87
Сведения об авторах	4	93
Сведения об авторах	5	94
Сведения об авторах	6	85

ISSN 1684-8853



9 771 684 885 009



6-я международная специализированная выставка

Авиа
Космические
Технологии, современные
Оборудование материалы и



Казань

14-17
августа, 2012

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

ВЫСТАВОЧНЫЙ ЦЕНТР
ISO 9001:2008



КАЗАНСКАЯ
ЯРМАРКА

Выставочный центр "Казанская ярмарка",
Россия, 420059, г. Казань, Оренбургский тракт, 8
Тел./факс: (843) 570-51-16, 570-51-11, 570-51-23
E-mail: pdv@expokazan.ru, www.aktokazan.ru