

ИНФОРМАЦИОННО- УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

12 апреля – Всемирный день авиации и космонавтики



"Спутник-1" СССР	Юрий Гагарин	12 апр. 61
"Спутник-2" СССР	Григорий Беготов	6-7 авг. 61
"Восток-6" СССР	Валентина Терешкова	16-19 июня 63
"Восход-1" СССР	Пётр Кленов, Алексей Леонов	19 марта 65
"Зенит-2" СССР	Юрий Герман, Джеймс Ловелл, Уильям Андерс	21-27 мая 68
"Аполлон-11" США	Нил Армстронг, Майкл Коллинз, Эдвин Олдрин	16-24 июля 69
"Аполлон-12" США	Чарльз Конрад, Ричард Гордон, Алан Бин	14-24 н. 69
"Аполлон-14" США	Алвин Шепард, Стюарт Руса, Эдгар Митчелл	31 янв. - 9 февр. 71
"Союз-11" - "Салют" СССР	Георгий Добровольский, Влад. Волков, Виктор Пацаев	6-30 июня 71

Первый полет человека в космос

Более суток в космосе

Первая женщина в космосе. Групповое фото

Первый выход человека в открытый космос

Полет Луны пилотируемым кораблем по гомоцентрическую орбиту

Первая посадка человека на Луну

пробыли на Луне 21 ч. 36 мин. (2)

Вторая посадка астронавтов на Луну

пробыли на Луне 31 ч. 31 мин. (1)

Третья посадка астронавтов на Луну

пробыли на Луне 33 ч. 30 мин. 5-6 февр. 71 года.

Первая пилотируемая орбитальная станция.

2(9)/2004

Главный редактор

М. Б. Сергеев,
доктор технических наук, профессор

Зам. главного редактора

Г. Ф. Мощенко

Редакционный совет:

Председатель А. А. Оводенко,
доктор технических наук, профессор
В. Н. Васильев,
доктор технических наук, профессор
В. Н. Козлов,
доктор технических наук, профессор
Ю. Ф. Подоплекин,
доктор технических наук, профессор
Д. В. Пузанков,
доктор технических наук, профессор
В. В. Симаков,
доктор технических наук, профессор
А. Л. Фрадков,
доктор технических наук, профессор
Л. И. Чубраева,
доктор технических наук, профессор, чл.-корр. РАН
Р. М. Юсупов,
доктор технических наук, профессор

Редакционная коллегия:

В. Г. Анисимов,
доктор технических наук, профессор
В. Ф. Мелехин,
доктор технических наук, профессор
А. В. Смирнов,
доктор технических наук, профессор
В. А. Фетисов,
доктор технических наук, профессор
В. И. Хищенко,
доктор технических наук, профессор
А. А. Шальто,
доктор технических наук, профессор
А. П. Шепета,
доктор технических наук, профессор
З. М. Юлдашев,
доктор технических наук, профессор

Редактор: Л. М. Манучарян

Корректоры: Т. Н. Гринчук

Дизайн: М. Л. Черненко

Компьютерная верстка: О. В. Васильева,
А. А. Буров

Ответственный секретарь: О. В. Муравцова

Адрес редакции: 191023, Санкт-Петербург,
Инженерная ул., д. 6
Тел./факс: (812) 312-53-90
E-mail: asklab@aanet.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 распространяется по подписке. Подписку можно оформить в любом отделении связи по каталогу агентства «Роспечать»:
«Газеты и журналы» – № 15385,
«Издания органов НТИ» – № 69291

© Коллектив авторов, 2004

ОБРАБОТКА ВИДЕОИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ

Мальцев Г. Н. Выбор режима регистрации изображений в оптических информационных системах с матричными фотоприемниками 2

Охонский А. Г. Оптимизация азимутального сечения диаграммы направленности РЛС с синтезированной апертурой по критерию подавления периодической структуры дифракционных выбросов 6

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ И ПРОЦЕССОВ

Бестугин А. Р., Богданова А. Ф., Стогов Г. В. Мультипликативные мультифрактальные процессы в моделировании сетевого трафика 12

Воробьев С. Н. Пересечение гауссовым марковским процессом детерминированного уровня 16

Зикратов И. А., Степаненко К. В. Обоснование требований к точности цифровой картографической информации в геоинформационных системах проектирования и анализа радиолиний 21

Астапкович А. М. Формализм адресно-временных карт для описания алгоритмов функционирования многоканальных систем управления. Базовые объекты и операции с АТ-картами 26

ПРОГРАММНЫЕ И АППАРАТНЫЕ СРЕДСТВА

Леонтьев А. Е. Применение UML при проектировании встраиваемых систем цифровой обработки сигналов 38

ЗАЩИТА ИНФОРМАЦИИ

Ерош И. Л., Скуратов В. В. «Игры в прятки» с перехватчиком сообщений 45

УПРАВЛЕНИЕ В СОЦИАЛЬНО-ЭКОНОМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Осипов Л. А., Смирнов М. А. Автопрогнозирование социально-экономических показателей посредством совокупности специализированных моделей 50

ИНФОРМАЦИЯ

Международная научная конференция «ЭЭЭ – 2004» 55

IV Международная конференция «Идентификация систем и задач управления» SICRO'05 57

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

58

АННОТАЦИИ

61

ЛР № 010292 от 18.08.98.
Сдано в набор 30.03.2004. Подписано в печать 30.04.2004. Формат 60×90/1/8.
Бумага офсетная. Гарнитура Pragmatica. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 12,0. Уч.-изд. л. 13,3. Тираж 1000 экз. Заказ 260.
Оригинал-макет изготовлен
в отделе электронных публикаций и библиографии ГУАП.
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.
Отпечатано с готовых диапозитивов
в отделе оперативной полиграфии ГУАП.
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.

УДК 681.78.01

ВЫБОР РЕЖИМА РЕГИСТРАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ В ОПТИЧЕСКИХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С МАТРИЧНЫМИ ФОТОПРИЕМНИКАМИ¹

Г. Н. Мальцев,

доктор техн. наук, профессор

Военно-космическая академия имени А. Ф. Можайского

Рассматриваются особенности выбора размера элемента матричного фотоприемника и времени регистрации кадра, характеризующие режим регистрации изображений в оптико-электронных информационных системах. Связанные с этими параметрами шум дискретизации и смаз изображения описываются одинаковыми частотными характеристиками фильтра пространственных частот изображения. Отмечены различия выбора режима регистрации некогерентных и спекл-изображений в оптических информационных системах с естественной и лазерной подсветкой.

Features of the choice of the size of matrix photodetector element and the staff registration time, which describing a images registration mode in optical-electronic information systems, are considered. Connected with these parameters noise of digitization and blur of images are described by identical frequency characteristics of image spatial frequencies filter. Distinctions of the choice of registration mode of non-coherent images and speckle-images in optical information systems with natural and laser illumination are emphasized.

Оптические информационные системы (ОИС) получают широкое распространение в качестве средств дистанционного зондирования, мониторинга и обзора пространства [1–3]. Как правило, в ОИС формируются изображения наблюдаемых объектов (источников излучения, сцен), которые в последующем анализируются, преобразуются или обрабатываются в соответствии с назначением системы. Характеристики ОИС, такие как потенциальная точность и разрешающая способность, в значительной степени зависят от качества формируемых в ОИС изображений и режима их регистрации; при этом выбор режима регистрации необходимо производить с учетом условий формирования регистрируемых изображений и особенностей их последующей обработки.

Для регистрации изображений в большинстве современных ОИС используются матричные фотоприемники на основе приборов с зарядовой связью. При выбранной оптической схеме ОИС и заданных условиях наблюдения характеристики и режим работы матричного фотоприемника следует выбирать таким образом, чтобы в процессе регистрации имело место минимально возможное или допустимое снижение качества изображения. Применительно к рас-

сматриваемым ОИС, формирующим изображения, будем характеризовать режим регистрации размером элемента матричного фотоприемника и временем регистрации кадра. От выбора указанных параметров зависит субъективное качество и количественная величина линейного разрешения в зарегистрированном изображении, определяющие возможности его последующей обработки и дешифрирования.

Размер элемента матричного фотоприемника непосредственно влияет на линейное разрешение в зарегистрированном изображении, поскольку распределение интенсивности оптического изображения $I(\vec{r})$ регистрируется и анализируется в виде дискретной функции

$$I_{pi}(\vec{r}) = \frac{1}{A} \sum_{n=1}^N \int M_n(\vec{r}) I(\vec{r}) d\vec{r}, \quad (1)$$

где $M_n(\vec{r})$ – весовая функция, задаваемая в пределах n -го элемента (пикселя) матричного фотоприемника; A – площадь элемента; N – число элементов в матрице; \vec{r} – координата в плоскости изображения ОИС.

Время регистрации изображения Δt влияет на линейное разрешение при наблюдении за движущимися объектами, когда распределение интенсивности формируемого оптического изображения является функцией времени t и вектора скорости наблюдаемого объекта \vec{v} . В результате в регистрируемом изображении

¹ При поддержке Совета по грантам при Президенте РФ. Грант № ИШ-2355.2003.9.

$$I_{p2}(\vec{r}) = \frac{1}{\Delta\tau} \int_0^{\Delta\tau} I(\vec{r} - \vec{v}tF/R) dt, \quad (2)$$

где R – дальность до объекта; F – фокусное расстояние оптической системы, происходит смаз в направлении вектора скорости \vec{v} .

Если величина смаза изображения $\Delta r_{см} = |\vec{v}| \Delta\tau F/R$ соизмерима или превосходит размер элемента разрешения оптической системы, то имеет место существенное ухудшение разрешающей способности. Существуют методы устранения смаза зарегистрированного изображения в процессе его последетекторной обработки, однако возможности этих методов ограничены. Поэтому при формировании изображений наблюдаемых объектов в ОИС необходимо установить такой режим регистрации, при котором будет обеспечиваться допустимая величина смаза при предъявляемых требованиях к качеству изображений.

При рассмотрении процесса формирования изображений как передачи пространственных частот [2,4] влияние дискретизации изображения матричным фотоприемником и смаза изображения при движении наблюдаемого объекта описываются одинаковой частотной характеристикой фильтра пространственных частот изображения, которая имеет вид функции $\sin(x)/x$ по каждой координате.

Матричный фотоприемник при регистрации изображения действует как фильтр пространственных частот с частотной характеристикой

$$T_1(k_x, k_y) = \frac{\sin(\pi a k_x)}{\pi a k_x} \frac{\sin(\pi a k_y)}{\pi a k_y}, \quad (3)$$

где a – линейный размер элемента (площадь элемента $A = a \times a$), k_x, k_y – пространственные частоты, соответствующие координатам x и y в плоскости изображения.

Соотношение между размером элемента матрицы и размером дифракционного элемента разрешения характеризует коэффициент $k = aD/(\lambda F)$, где D – диаметр приемной апертуры ОИС, λ – рабочая длина волны. На практике размер элементов изображения, регистрируемых матричным фотоприемником, может определяться объединением отсчетов нескольких элементов матрицы, а значение k выбирается за счет изменения фокусного расстояния F .

Смаз изображения движущегося объекта при времени регистрации $\Delta\tau$ описывается действием фильтра пространственных частот с частотной характеристикой

$$T_2(k_x, k_y) = \frac{\sin(\pi v_x \Delta\tau k_x F/R)}{\pi v_x \Delta\tau k_x F/R} \frac{\sin(\pi v_y \Delta\tau k_y F/R)}{\pi v_y \Delta\tau k_y F/R}, \quad (4)$$

где v_x, v_y – составляющие вектора скорости наблюдаемого объекта \vec{v} по координатам x и y .

Практически величина смаза в регистрируемом изображении движущегося объекта может быть уменьшена как за счет уменьшения времени регистрации изображения, так и за счет углового сопровождения объекта в процессе на-

блюдения. В последнем случае в качестве составляющих вектора скорости v_x и v_y в выражении (4) нужно использовать составляющие скоростной ошибки сопровождения наблюдаемого объекта $\Delta\vec{v}$.

Частотные характеристики (3) и (4) уменьшаются с увеличением k_x и k_y тем быстрее, чем больше значения a и $\Delta\tau$, поэтому для наилучшей передачи пространственных частот изображения размер элемента матричного фотоприемника a и время регистрации кадра $\Delta\tau$ необходимо уменьшать. При этом влияние шума дискретизации, вызванного конечным размером элементов матричного фотоприемника a , эквивалентно влиянию смаза при времени регистрации кадра

$\Delta\tau = \frac{\sqrt{2aR}}{|\vec{v}|F}$ и направлении вектора скорости \vec{v} под углом 45° к осям координат x и y .

В условиях формирования и выбора режима регистрации изображений в ОИС с естественной (некогерентной) и с лазерной (когерентной) подсветкой имеются различия. При естественной подсветке, что соответствует пассивным ОИС, формируются некогерентные оптические изображения [3, 4]. При лазерной подсветке, что соответствует активным ОИС, формируются спекл-изображения с пятнистой структурой [1, 5].

Формирование некогерентного оптического изображения описывается выражением

$$I(\vec{r}) = \left(\frac{1}{\lambda^2 R F} \right)^2 \int I_0(\vec{r}') \left| \int W_0(\vec{\rho}) \exp \left[-i \frac{2\pi}{\lambda R} \left(\vec{r}' + \frac{R}{F} \vec{r} \right) \vec{\rho} \right] d\vec{\rho} \right|^2 d\vec{r}', \quad (5)$$

где $I_0(\vec{r}')$ – интенсивность поля в картинной плоскости, определяемая формой наблюдаемого объекта; $W_0(\vec{\rho})$ – апертурная функция; интегрирование по координате \vec{r}' в картинной плоскости осуществляется в пределах углового поля ОИС, а интегрирование по координате $\vec{\rho}$ – в пределах апертурной функции $W_0(\vec{\rho})$.

Выражение (5) соответствует отсутствию искажений оптических сигналов в среде распространения; при этом распределение интенсивности некогерентного оптического изображения $I(\vec{r})$ с точностью до дифракционных эффектов и масштабного преобразования соответствует распределению интенсивности поля в картинной плоскости $I_0(\vec{r})$.

Формирование спекл-изображения описывается выражением

$$I(\vec{r}) = \left(\frac{1}{\lambda^2 R F} \right)^2 \left| \int U_0(\vec{r}') \exp[i\psi(\vec{r}') \times \int W_0(\vec{\rho}) \exp \left[-i \frac{2\pi}{\lambda R} \left(\vec{r}' + \frac{R}{F} \vec{r} \right) \vec{\rho} \right] d\vec{\rho} d\vec{r}' \right|^2, \quad (6)$$

где $\psi(\vec{r}')$ – случайная фаза с равномерным распределением в интервале $[0, 2\pi]$, описывающая шероховатость поверхности наблюдаемого объекта, существенную при когерентной подсветке; остальные обозначения и пределы интегрирования те же, что и в выражении (5).

Распределение интенсивности (6) имеет спекл-структуру с единичным контрастом и характерным размером спекла (пятна) $r_{сп} = \lambda F / \sqrt{S}$, где S – площадь приемной апертуры. Форму наблюдаемого объекта характеризует огибающая спекл-структуры. У каждого отдельного изображения она искажена спекл-шумом, обусловленным флуктуациями амплитуд спеклов, а среднее по ансамблю реализаций шероховатой поверхности изображение соответствует формируемому при тех же условиях (форма объекта, размер приемной апертуры, действующие искажения) некогерентному изображению вида (5).

Рассмотрим выбор режима регистрации изображений наблюдаемых объектов по размеру элемента матричного фотоприемника a . Для этого оценим влияние на качество некогерентных и спекл-изображений шума дискретизации, обусловленного конечным размером элементов матричного фотоприемника. В дальнейшем эти результаты могут быть распространены на случай смаза изображения, описываемого при соответствующем выборе параметров a и Δt такой же частотной характеристикой фильтра пространственных частот изображения.

При формировании некогерентных изображений уменьшение размеров элементов матричного фотоприемника всегда приводит к улучшению качества изображения, однако при этом увеличиваются требуемое число элементов в матрице и тактовая частота опроса; кроме того, необходимо обеспечить идентичность характеристик всех элементов матрицы. При увеличении размеров элемента матричного фотоприемника увеличивается искажения, вносимые шумом дискретизации изображения, и его качество ухудшается.

В этом случае размер элемента матричного фотоприемника целесообразно выбирать из условия $k = 0,5$. Это непосредственно следует из теоремы Котельникова для пространственных частот [4]. По дискретизированному таким образом изображению $I_{р1}(\vec{r})$ исходное изображение наблюдаемого объекта $I(\vec{r})$ может быть восстановлено с точностью до дифракционного предела пространственного разрешения $\Delta r = \lambda F / D$.

При формировании спекл-изображений и их регистрации матричным фотоприемником при размерах элемента, соизмеримых с характерным размером спекла, происходит сглаживание спекл-структуры изображения, что субъективно улучшает качество изображения, поскольку информация о форме наблюдаемого объекта содержится в огибающей спекл-структуры. Однако при увеличении размеров элемента матричного фотоприемника и в спекл-изображениях начинает доминировать шум дискретизации и качество изображений ухудшается.

В этом случае размер элемента матричного фотоприемника целесообразно выбирать из условия $k = 1,2 \div 1,5$. Это следует из результатов исследования свойств спекл-изображений протяженных объектов [5]. Характерный размер спеклов $r_{сп} = \lambda F / D$ и единичный контраст являются свойствами всех спекл-изображений. Поэтому при $k < 1,2$ уменьшается степень сглажи-

вания спекл-структуры в регистрируемом изображении $I_{р1}(\vec{r})$ вида (1), где распределение интенсивности изображения $I(\vec{r})$ определяется выражением (6), а возможности выделения огибающей спекл-структуры, несущей информацию о форме наблюдаемого объекта, ограничиваются дифракционным пределом разрешающей способности когерентных оптических систем. При $k > 1,5$ начинает проявляться нежелательное сглаживание огибающей спекл-структуры.

Следует отметить, что при регистрации спекл-изображений выбор размера элемента матричного ФПУ из условия $k \approx 1,2$ оказывается близок к оптимальному по критерию минимума среднеквадратической ошибки («верности») изображения

$$V = \int |I(\vec{r}) - I_{р1}(\vec{r})|^2 d\vec{r} / \int |I(\vec{r})|^2 d\vec{r}, \quad (7)$$

где $I(\vec{r})$ – дифракционное некогерентное изображение наблюдаемого объекта, определяемое выражением (5) при безаберрационной апертурной функции $W_0(\vec{p})$; в случае формирования некогерентных изображений V стремится к своему минимальному значению $V = 0$ при $k \rightarrow 0$.

В ОИС наблюдения, предназначенных для работы как в активном, так и в пассивном режимах и имеющих одно матричное фотоприемное устройство, целесообразно выбирать размер элемента матрицы исходя из условий регистрации некогерентных изображений в пассивном режиме работы, а для регистрации спекл-изображений в активном режиме работы предусматривать объединение отсчетов нескольких элементов. Если размер элемента матрицы выбран из условия $k = 0,5$, то при работе в активном режиме объединяются отсчеты 4–9 соседних элементов, что соответствует $k = 1,0 \div 1,5$. Технические возможности современных матричных фотоприемников позволяют реализовать такое управление элементами матрицы в зависимости от режима работы ОИС.

Таким образом, при регистрации некогерентных изображений следует выбирать размер элемента матричного фотоприемника $a = 0,5\lambda F / D$, а при регистрации спекл-изображений – $a = (1,2 \div 1,5)\lambda F / D$. Переходя к выбору времени регистрации кадра изображения Δt и учитывая взаимосвязь a и Δt как параметров частотных характеристик (3) и (4) пространственного фильтра изображения, получаем: при регистрации некогерентных изображений следует выбирать время регистрации кадра

$$\Delta t = 0,5 \frac{\sqrt{2\lambda R}}{|\vec{v}| D}, \text{ а при регистрации спекл-изобра-$$

$$\text{жений – } \Delta t = (1,2 \div 1,5) \frac{\sqrt{2\lambda R}}{|\vec{v}| D}.$$

При угловом сопровождении наблюдаемых объектов в качестве скорости v , определяющей величину смаза изображения, как отмечалось, следует использовать скоростную ошибку сопровождения наблюдаемого объекта $\Delta \vec{v}$. Оче-

видно, что за счет уменьшения $\Delta \bar{v}$ можно в тех же самых условиях наблюдения предъявлять менее жесткие требования ко времени регистрации Δt и за счет совместного выбора параметров a и Δt обеспечивать требуемый режим регистрации наблюдаемых объектов по величине смаза. Это относится и к пассивному, и к активному режимам работы ОИС.

Величина $\Delta \bar{v}$ связана с ошибкой углового сопровождения $\Delta \dot{\theta}$ наблюдаемого объекта оптическим телескопом ОИС соотношением $|\Delta \bar{v}| = \Delta \dot{\theta} R^2 / F$. Анализ характеристик систем углового сопровождения наземных лазерных локаторов, предназначенных для работы с воздушно-космическими объектами, показывает, что ошибка углового сопровождения увеличивается с увеличением угловой скорости наблюдаемого объекта. При этом значение $\Delta \dot{\theta}$ составляет единицы и доли процентов от угловой скорости наблюдаемого объекта $\dot{\theta}$ [1, 6]. Для матричных фотоприемников, состоящих из нескольких сотен элементов по каждой координате, увеличение времени регистрации на два порядка означает уменьшение тактовой частоты опроса элементов с десятков мегагерц до сотен килогерц с соответствующим уменьшением шума регистрации.

При совместном влиянии шума дискретизации и смаза на качество изображений, формируемых в ОИС, выбор параметров a и Δt исходя из условий независимого учета рассматриваемых факторов приводит к уменьшению результирующей частотной характеристики фильтра пространственных частот изображения, принимающей по каждой координате вид $\sin^2(x)/x^2$, с сохранением положения первых нулевых минимумов на пространственной частоте $k_{x,y} = 1/a$. Субъективное качество изображения и оценки разрешающей способности ОИС при этом уменьшаются, поскольку большинство методик оценки разрешающей способности оптических систем, формирующих изображения, сводятся к определению «эффективной» ширины сквозной частотно-контрастной характеристики (ЧКХ) или ее пороговых уровней [7, 8], а частотные характеристики пространственного фильтра изображения вида $T_{1,2}(k_x, k_y)$ (3) и (4) являются составляющими сквозной ЧКХ.

Полученные соотношения и оценки позволяют обоснованно выбирать режим регистрации некогерентных оптических изображений и спекл-изображений в наземных ОИС обзора пространства с матричными фотоприемниками. Для реализации потенциальной разрешающей способности ОИС регистрация изображений должна происходить с соответствующим выбором размера элементов матричного фотоприемника и с принятием специальных мер по уменьшению смаза изображения движущихся объектов. При этом для пассивного и активного

режимов работы ОИС при выбранной оптической схеме и заданных условиях наблюдения имеются различия в выборе размера элементов матричного фотоприемника, обусловленные особенностями формируемых некогерентных оптических изображений (пассивный режим) и спекл-изображений (активный режим).

Рассмотренные условия наблюдения характерны для ОИС обзора пространства. Полученные результаты позволяют прогнозировать их разрешающую способность и информационные возможности при наблюдении за подвижными протяженными объектами, а также учитывать взаимосвязанные факторы, определяющие выбор режима регистрации изображений наблюдаемых объектов в ОИС. Так, при увеличении точности углового сопровождения наблюдаемых объектов может быть увеличено время регистрации кадра изображения, поскольку величина смаза изображения определяется обоими этими факторами. Уменьшение шума дискретизации изображения матричным фотоприемником однозначно связано с уменьшением размера его элементов, однако в пассивном и активном режимах работы ОИС рекомендуемые пределы уменьшения размера элементов отличаются в 2–3 раза. При этом условия уменьшения шума дискретизации изображения матричным приемником и условия уменьшения влияния смаза изображения могут быть взаимосвязаны между собой и рассмотрены с единых позиций, поскольку они описываются одинаковыми частотными характеристиками фильтра пространственных частот изображения.

Литература

1. Матвеев И. Н., Протопопов В. В., Троицкий И. Н., Устинов Н. Д. Лазерная локация. – М.: Машиностроение, 1984. – 272 с.
2. Красильников Н. Н. Теория передачи и восприятия изображений. Теория передачи изображений и ее приложения. – М.: Радио и связь, 1986. – 248 с.
3. Грязин Г. Н. Оптико-электронные системы для обзора пространства. Системы телевидения. – Л.: Машиностроение, 1988. – 224 с.
4. Порфирьев Л. Ф. Основы теории преобразования сигналов в оптико-электронных системах. – Л.: Машиностроение, 1988. – 388 с.
5. Бакут П. А., Мандросов Б. И., Матвеев И. Н., Устинов Н. Н. Теория когерентных изображений. – М.: Радио и связь, 1987. – 264 с.
6. Протопопов В. В., Устинов Н. Д. Инфракрасные лазерные локационные системы. – М.: Воениздат, 1987. – 176 с.
7. Кононов В. И., Федоровский Г. Д., Дубинский А. Д. Оптические системы формирования изображений. – Киев: Техніка, 1981. – 134 с.
8. Креопалова Г. В., Лазарева Н. Л., Пуряев Д. Т. Оптические измерения. – М.: Машиностроение, 1987. – 264 с.

ОПТИМИЗАЦИЯ АЗИМУТАЛЬНОГО СЕЧЕНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ РЛС С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ ПО КРИТЕРИЮ ПОДАВЛЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ ДИФРАКЦИОННЫХ ВЫБРОСОВ

А. Г. Охонский,

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассмотрен метод подавления периодической структуры дифракционных выбросов в азимутальном сечении диаграммы направленности РЛС с синтезированной апертурой, в основе которого лежит применение широкополосных сигналов. Теоретические результаты параметрического синтеза оптимизированной диаграммы направленности подкрепляются результатами моделирования, проведенными методами вычислительной математики.

There was considered the suppression method of the diffractive periodic structure in the directional diagram azimuth cross-section of the Radar with the synthetic aperture. In the basis of the method, the wideband signals application lies. Theoretical results of optimal pattern parametrical synthesis are confirmed by simulation with using computing mathematics.

Введение

РЛС с синтезированной апертурой (РСА) относят к штатным датчикам изображений информационно-управляющих космических комплексов экологического мониторинга, разведки геологических ресурсов, формирования тематических карт Земли и решения других задач. Высокая разрешающая способность РСА, обеспечивающая получение радиолокационных изображений, сопоставимых по качеству с оптическими, достигается благодаря узконаправленной диаграмме направленности (ДН) РСА, формирование которой осуществляется в процессе взаимного наложения ДН реальной антенны и ДН искусственной апертуры, «разворачиваемой» (в виде ненаправленных элементов антенной решетки) на фрагментах траектории полета ЛА.

Форма ДН антенной решетки с искусственной апертурой определяется множителем решетки и содержит кроме узкого главного лепестка мощные боковые дифракционные выбросы (БДВ), которые могут подавляться ДН реальной антенны при определенном выборе периода повторения зондирующего сигнала РСА. Однако такой выбор периода повторения вступает в противो-

речие с однозначностью измерений по координате дальности, что приводит к сокращению рабочей зоны обзора. Особенно остро это противоречие проявляется при размещении РСА на высотных и высокоскоростных носителях типа космических аппаратов. Однозначность отсчетов по координатам дальность–азимут реализуется с помощью пространственно-селективных свойств главного лепестка ДН реальной антенны по угловым координатам. Повышенные требования к ДН реальной антенны приводят к усложнению антенной системы и устройству ее угловой стабилизации на борту космического аппарата.

В существующих РСА формирование ДН искусственной апертуры не взаимосвязано с формой и угловой ориентацией ДН реальной антенны. Подавление боковых БДВ предполагает угловое согласование максимумов ДН реальной антенны и ДН искусственной апертуры по азимуту, а также высокоточное совмещение нулей ДН реальной антенны с максимумами боковых БДВ. При несоблюдении этих условий наблюдаются многоконтурность представления объектов и понижение контрастности радиолокационного изображения.

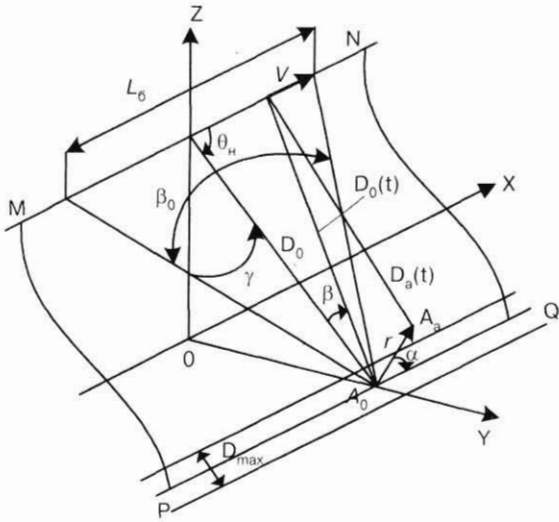


Рис. 1. Геометрия визирования

Исходные соотношения

Механизм возникновения БДВ, близких по интенсивности к главному лепестку синтезированной ДН (СДН), описан в ряде работ [1, 2]. Угловое рассогласование $\Delta\theta$ между максимумом основного лепестка СДН и ближайшими соседними БДВ, а также угловое значение периодического повторения ДБВ по азимуту равно

$$\Delta\theta = \lambda_0 / (2T_n V \sin \theta_n), \tag{1}$$

где V – скорость прямолинейного перемещения носителя РСА (вдоль координатной оси OX , как показано на рис. 1); T_n – период следования сигнальных посылок зондирующего сигнала; λ_0 – длина волны несущего колебания; θ_n – угол наблюдения, равный угловому рассогласованию вектора линии визирования РСА на селектируемый объект $A(x_0, y_0, z_0)$ и вектора скорости V носителя в азимутальной плоскости наблюдения.

Чтобы исключить прием сигналов по боковым дифракционным выбросам СДН, ширина ДН реальной антенны по азимуту θ_0 не должна превышать значения $\Delta\theta$, определяемого по формуле (1). Увеличить угловое расстояние $\Delta\theta$ можно путем уменьшения периода следования T_n импульсных сигнальных посылок. Однако это вступает в противоречие с требованием получения достаточной зоны D_{max} однозначных отсчетов по координате дальности [2], которое реализуется в виде

$$D_{max} \leq 2T_n / (c \cos \gamma), \tag{2}$$

где c – скорость распространения радиоволны; γ – параметр визирования, указанный на рис. 1.

С учетом ограничения $\theta_0 < \Delta\theta$ и выражений (1), (2) для периода T_n получим

$$c D_{max} \cos \gamma / 2 \leq T_n \leq \lambda_0 / (2 \Delta\theta V \sin \theta_n). \tag{3}$$

Ограничение (3) является достаточно жестким для периода повторения T_n и трудно выполнимым для скоростных носителей и традиционно используемых импульсных зондирующих сигналов РСА, особенно в условиях ограниченных

по размерам апертур реальных антенн, устанавливаемых на летательных аппаратах (ЛА).

Для устранения приема сигналов по ДБВ-выбросам СДН при реальной ДН вида $G(\theta) = \sin(\theta)/\theta$ ширину последней выбирают так, чтобы первые нули реальной ДН совпадали с первыми ДБВ СДН, т. е. принимают $\theta_0 = \Delta\theta$ (здесь θ_0 – ширина основного лепестка реальной ДН по нулевым уровням). В этом случае возникают жесткие ограничения на угловое рассогласование линии визирования синтезированной и реальной ДН РСА, а также возрастают требования к стабилизации реальной антенны по азимуту и углу места на подвижном носителе.

Неточность соблюдения указанных выше ограничений снижает контрастность радиолокационного изображения (РЛИ), что приводит к уменьшению динамического диапазона интенсивностей фрагментов изображения и снижению технических показателей качества получаемых РЛИ.

Применение структурно сложных зондирующих сигналов в РСА

Рассмотрим возможность разрешения описанного выше противоречия путем введения широкополосной внутриимпульсной модуляции пачки сигнальных посылок зондирующего сигнала РСА. Для этого представим зондирующий сигнал РСА в виде произведения ряда комплексных компонент:

$$s(x) = s_G(x) s_g(x) s_c(x) s_n(x), \tag{4}$$

где $s_G(x)$, $s_g(x)$, $s_c(x)$, $s_n(x)$ – формирующие сигнал $s(x)$ компоненты: ДН реальной антенны, импульсная стробирующая функция, широкополосная модулирующая функция (секвентная составляющая) и несущее колебание соответственно; $x = t / V$ – текущее значение азимутальной координаты в линейном представлении.

Порождаемый зондирующим сигналом (4) траекторный сигнал (ТС), переотраженный точечными целями $A_i(x_i, y_i, z_i)$, $i \in (0, a)$ (см. рис. 1), имеет такую же структуру компонент:

$$s_{Ti}(x) = s_{TiG}(x) s_{Tig}(x) s_{Tic}(x) s_{Tin}(x). \tag{5}$$

Форма и параметры СДН в полной мере определяются функцией неопределенности (ФН) траекторного сигнала

$$\Psi = \Psi \Delta x, \Delta y, \Delta z = \int_{L_0/2}^{L_0/2} s_{Ti}(x) s_{T0}^*(x) dx, \tag{6}$$

где $s_{T0}(x)$ – опорный сигнал, соответствующий ТС селектируемой цели $A_0(x_0, y_0, 0)$; знак «*» – соответствует комплексному сопряжению; $s_{Ti}(x)$ – ТС цели $A_a(x_a, y_a, z_a)$; $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ – рассогласование координат целей $A_0(x_0, y_0, 0)$ и $A_a(x_a, y_a, z_a)$; L_0 – протяженность искусственной апертуры.

Характеристики пространственной селекции РСА определяются перемножаемыми компонентами выражения (5), скорости изменения которых существенно различаются [1], а их спектры разнесены по частотной координате на значи-

тельные интервалы, препятствующие их взаимному перекрытию. Тогда, используя соотношение, выражающее ФН произведения сигналов через свертку ФН сигналов-сомножителей [3], можно представить функцию неопределенности ТС (5) в виде произведения [4]

$$\Psi = \Psi_G \Psi_g \Psi_c \Psi_n, \quad (7)$$

где все составляющие выражения (7) являются функциями рассогласований Δx , Δy , Δz . Составляющая Ψ_G , учитывающая вклад реальной антенны, несущественно влияет на формирование ФН и СДН.

В рамках рассматриваемой задачи параметрического синтеза ДН РСА наибольший интерес представляют следующие сомножители выражения (7):

сомножитель Ψ_g является ФН стробирующего сигнала

$$g(t) = \begin{cases} 1, & t \in (nT_n, nT_n + t_n) \\ 0, & t \notin (nT_n, nT_n + t_n), \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases}$$

и обуславливает появление периодической структуры ДБВ по азимуту в синтезированной ДН РСА с интервалом, определяемым соотношением (1);

составляющая Ψ_c – функция неопределенности широкополосной модулирующей компоненты траекторного сигнала (ТС), порождаемой секвентной поднесущей [5] зондирующего сигнала; в качестве секвентной поднесущей ниже будем использовать широкополосный непрерывный периодический сигнал, период повторения которого T_c оптимизируется по критерию минимума ДБВ СДН;

компонента Ψ_n – функция неопределенности траекторного сигнала РСА при монохроматическом непрерывном зондирующем сигнале с частотой $f_0 = c / \lambda_0$.

В дальнейшем изложении задачу параметрической оптимизации СДН рассмотрим для пря-

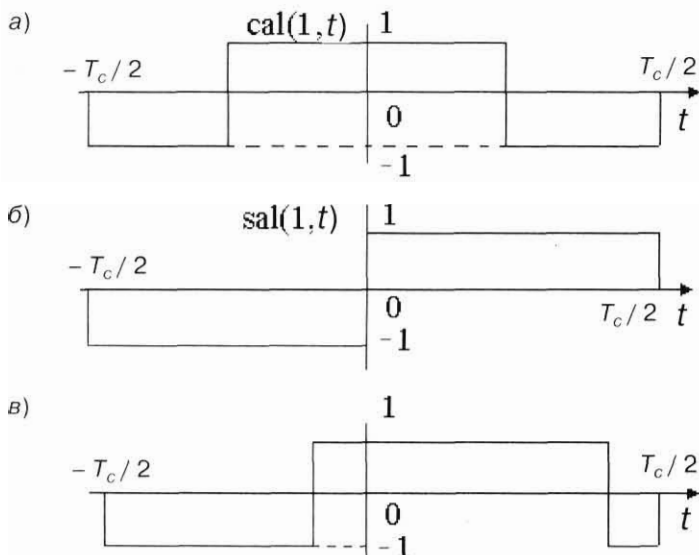
молинейной траектории полета носителя РСА с постоянной скоростью V при строго боковом обзоре ($\theta_n = 0$) в плоскости MNPQ (см. рис. 1), что не снижает корректности и общности проводимого синтеза.

В качестве секвентной поднесущей зондирующего сигнала РСА используем периодически повторяющуюся функцию Уолша $\text{cal}(1, t)$, $\text{sal}(1, t)$, ($t \in [-T_c/2, T_c/2]$) или, в более общем случае, одну из этих функций с некоторым запаздыванием [5], которые позволяют сохранить наилучшие энергетические показатели передающего устройства. На рис. 2 представлены графики этих функций и приведены аналитические выражения соответствующих им периодических сигналов в форме разложений в ряды Фурье. В выражениях (8)–(10) a_n , b_n , c_n – коэффициенты ряда Фурье.

Будем полагать, что среда распространения электромагнитных волн не искажает структуру электромагнитного поля и начало временных отсчетов $t = 0$ соответствует положению фазового центра ДН реальной антенны в середине синтезированной апертуры L_6 . Тогда отраженную от точечной цели $A_0(x_0, y_0, z_0)$ и принимаемую РСА секвентную составляющую траекторного сигнала с учетом выражения (10) можно представить в виде

$$s_{co}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{on}(t) \exp\{jk_n 2D_0(t)\}, \quad n \neq 0, \quad (11)$$

где $k_n = 2\pi n / \lambda_c$ – волновое число n -й гармонической составляющей (10), $\lambda_c = c / T_c$ – длина волны первой гармоники ($n = 1$) секвентной составляющей; $2D_0(t) = ct$ – текущее значение удвоенной дальности до точечной цели $A_0(x_0, y_0, z_0)$; $a_{on}(t)$ – амплитудный множитель, учитывающий различные факторы формирования амплитуды, включая и весовые коэффициенты c_n .



Функция $\text{cal}(1, t)$, ($t \in [-T_c/2, T_c/2]$)

$$s_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(2\pi n t / T_c) \quad (8)$$

Функция $\text{sal}(1, t)$, ($t \in [-T_c/2, T_c/2]$)

$$s_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(2\pi n t / T_c) \quad (9)$$

Функция Уолша с запаздыванием

$$s_c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp(j2\pi n t / T_c) \quad (10)$$

Рис. 2. Графики и выражения секвентнообразующих функций

При согласованной обработке секвентной составляющей траекторного сигнала $s_{ca}(t)$ точечного объекта $A_a(x_a, y_a, z_a)$, смещенного по координатам относительно цели $A_0(x_0, y_0, z_0)$, выходной сигнал определяется выражением:

$$I(\Delta D) = \int_{-T_6/2}^{T_6/2} s_{ca}(t) s_{co}^*(t) dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{-T_6/2}^{T_6/2} g_n(t) \times g_m(t) \exp\{j[k_m 2D_a(t) - k_n 2D_0(t)]\} dt, \quad (12)$$

где $\Delta D = |\mathbf{r}|$ – модуль вектора координатных рассогласований объектов A_0, A_a в плоскости наблюдения NMQP; $D_a(t)$ – текущее значение дальности до объекта $A_a(x_a, y_a, z_a)$; T_6 – интервал синхронизации (временная база сигнала).

Полагая $T_6 \gg T_c$, выражение (12) можно упростить, пренебрегая слагаемыми сумм с разными индексами m и n :

$$I(\Delta D) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n(\Delta D), \quad (13)$$

где

$$I(\Delta D) = \int_{-T_6/2}^{T_6/2} a_{on}(t) a_{an}(t) \exp\{j2k_n [D_a(t) - D_0(t)]\} dt. \quad (14)$$

Как следует из выражений (13) и (14), в формировании СДН РСА задействованы все гармонические составляющие секвентной поднесущей.

Исследуем вклад гармонических составляющих секвентного сигнала в процесс формирования синтезированной диаграммы направленности (СДН), придерживаясь методики, изложенной в работе [1].

В выражении (14) перейдем от интегрирования по времени к интегрированию по углу β (см. рис. 1), производя замену переменных $t = t(\beta)$, где $t(\beta)$ – функция обратная $\beta(t)$. Тогда выражение (14) примет вид:

$$I_n(\Delta D) = \int_{-\beta_0/2}^{\beta_0/2} a_{on}(\beta) a_{an}(\beta) t'(\beta) \exp\{j2k_n [D_a(\beta) - D_0(\beta)]\} d\beta. \quad (15)$$

Амплитудные множители $a_{on}(\beta), a_{an}(\beta), t'(\beta) = \partial t(\beta)/\partial \beta$ в реальных условиях работы РСА изменяются медленно по сравнению с фазовым множителем в выражении (15) и слабо влияют на разрешающую способность и свойства СДН [6]. Поэтому в дальнейшем изложении будем полагать эти множители постоянными ($a_{on}(\beta) = a_{on}, a_{an}(\beta) = a_{an}, t'(\beta) = t'(\beta_0)$), чтобы выявить влияние на СДН только параметров искусственной апертуры.

Тогда функция неопределенности n -й гармонической составляющей секвентной поднесущей при нормировке выражения (15) относительно углового сектора наблюдения β_0 (см. рис. 1) искусственной апертуры и весового множителя ($a_{on} a_{an} \partial t(\beta)/\partial \beta |_{\beta=\beta_0}$) запишется в виде

$$\Psi_n(\Delta D) = (1/\beta_0) \int_{-\beta_0/2}^{\beta_0/2} \exp\{j2k_n [D_a(\beta) - D_0(\beta)]\} d\beta. \quad (16)$$

В реальных условиях работы РСА рассогласование $\Delta D \ll D_0(t) \approx D_0$, а угловой размер искусственной апертуры β_0 не превышает нескольких градусов. При этих условиях выражение (16) с достаточной для практического использования точностью можно представить в виде [1]

$$\Psi_n(\Delta D) = (1/\beta_0) \int_{-\beta_0/2}^{\beta_0/2} \exp[-jk_n \Delta \beta \sin(\alpha)] \times \exp[j2k_n \Delta D \beta \cos(\alpha)] d\beta. \quad (17)$$

Соотношение для модуля функции (17), выраженное с помощью интегралов Френеля [7], имеет вид

$$|\Psi_n(\Delta D)| = \frac{[|C(a_1) - C(a_2)|^2 + |S(a_1) - S(a_2)|^2]^{1/2}}{a_1 - a_2},$$

где

$$C(a) = \int_0^a \cos(\pi t^2 / 2) dt, \quad S(a) = \int_0^a \sin(\pi t^2 / 2) dt;$$

$$a_{1,2} = [2k_n \Delta D \cos^2 \alpha / (\pi \sin \alpha)]^{1/2} \pm \beta_0 [k_n \Delta D \sin \alpha / (2\pi)]^{1/2}.$$

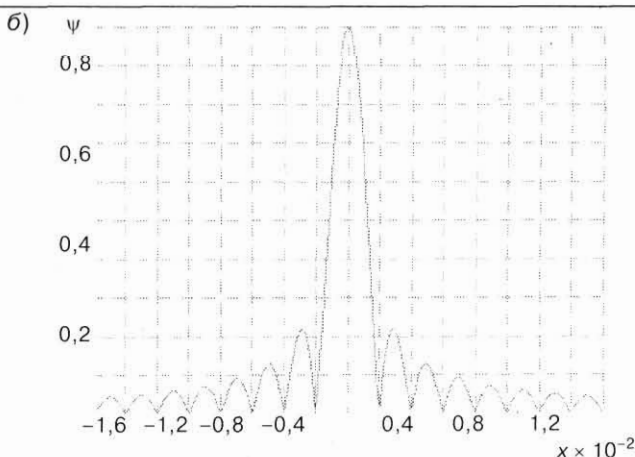
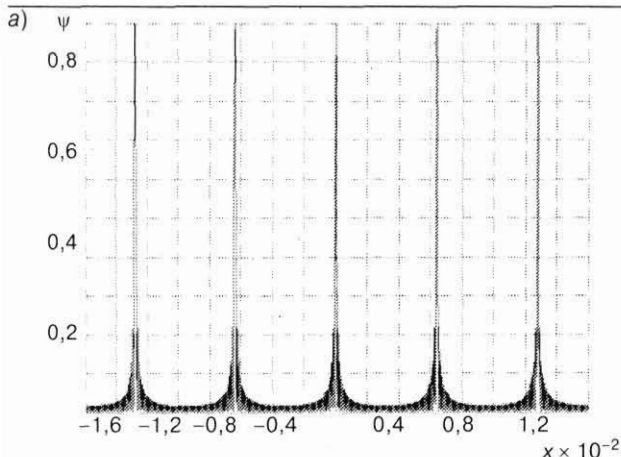
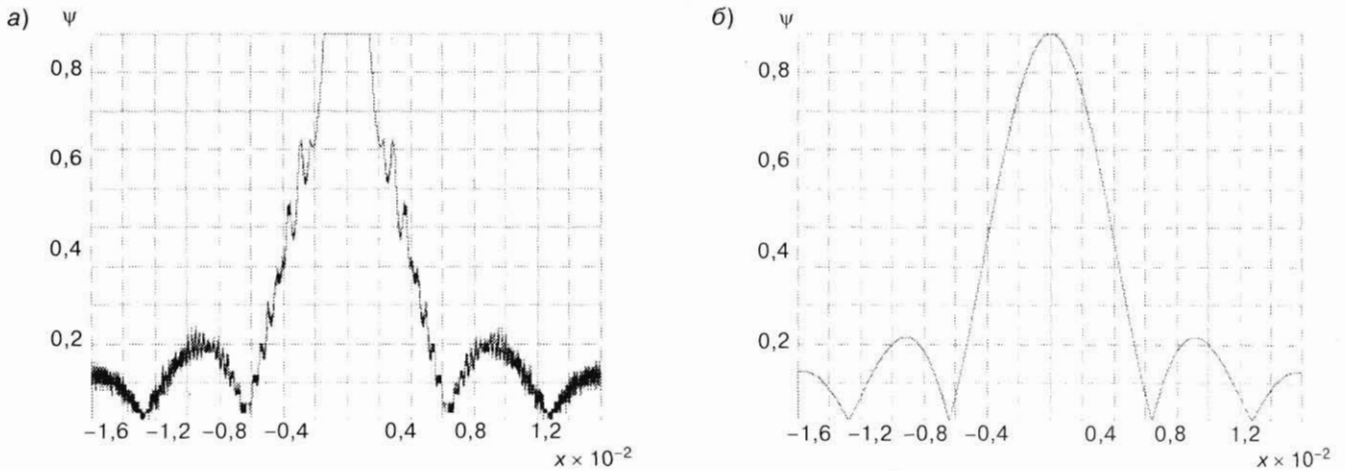


Рис. 3. Азимутальные сечения СДН РСА при отсутствии секвентной поднесущей в зондирующем сигнале



■ Рис. 4. Графики синтезированных ДН на секвентной поднесущей (а) зондирующего сигнала РСА и ее первой гармонике (б)

Сечение функции неопределенности (17) в азимутальной плоскости NMQP получается при $\alpha=0$ (что равносильно $x = \Delta D$):

$$\Psi_n(x) = (1/\beta_0) \int_{-\beta_0/2}^{\beta_0/2} \exp[j2k_n x \beta] d\beta = \sin(\beta_0 k_n x) / (\beta_0 k_n x). \quad (18)$$

Как следует из выражения (18), выходной сигнал (13), (14) согласованного устройства обработки секвентной составляющей ТС, а вместе с ним ФН (7) и коэффициент усиления СДН обращаются в нуль в точках $x_{\min} = i\pi / (\beta_0 k_n)$, $i = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$. Учитывая, что $k_n = 2\pi n / \lambda_c$, представим $x_{\min} = i\lambda_c / (2n\beta_0)$, $n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$. И так как для каждого n всегда найдется такое значение i , что $i/n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$, окончательно для x_{\min} получим: $x_{\min} = n\lambda_c / (2b_0)$, $n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$. Перейдем к угловым величинам, полагая $\sin \beta_0 \ll 1$. Тогда $\Delta\theta_{\min} = x_{\min} / D_0 = n\lambda_c / (2\beta_0 D_0)$, $n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$, где D_0 – расстояние по траверсу ЛА – цель $A_0(x_0, y_0, z_0)$. Далее, представляя угловой размер искусственной апертуры в виде $\beta_0 \approx VT_6 / D_0$, для $\Delta\theta_{\min}$ окончательно получим:

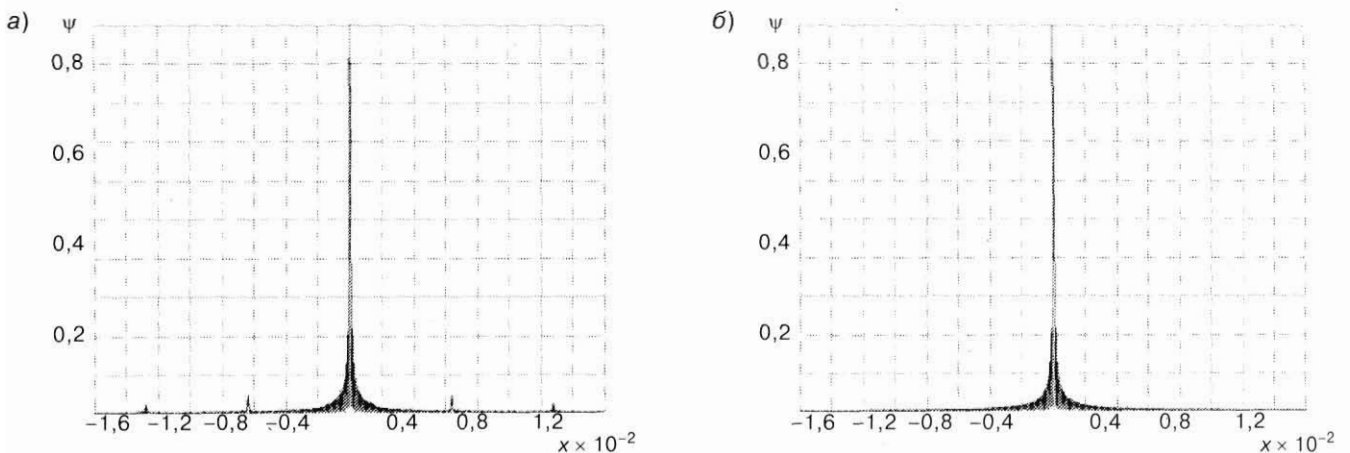
$$\Delta\theta_{\min} = n\lambda_c / (2VT_6), \quad n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (19)$$

Значения $\Delta\theta_{\min}$ характеризует периодичность снижения коэффициента усиления СДН до нуля при введении секвентной поднесущей в зондирующий сигнал РСА.

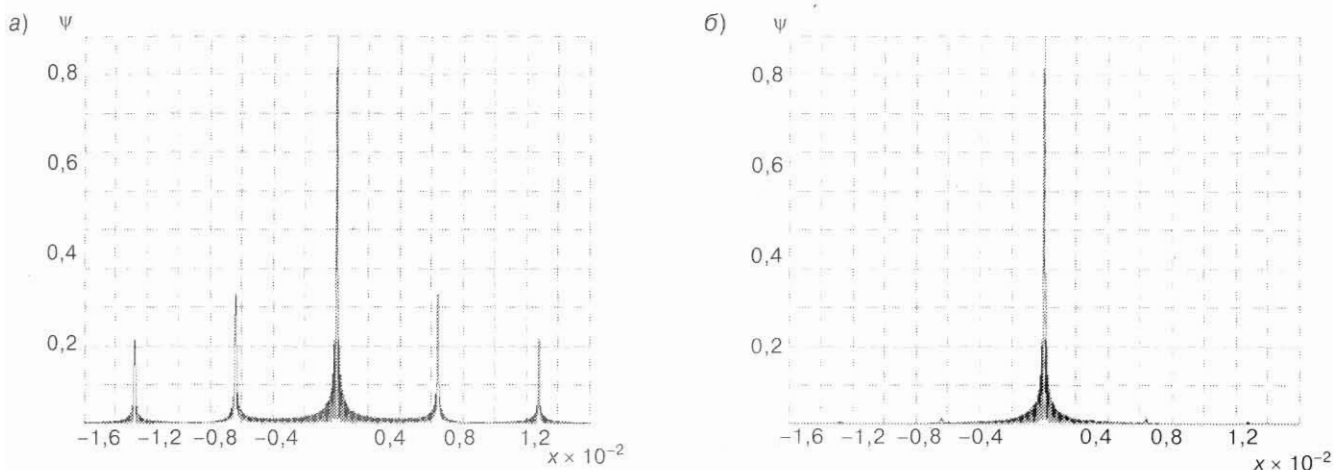
Выражения (17) и (18) справедливы как для спектральных составляющих секвентной поднесущей, так и для описания компоненты СДН, формируемой на несущей частоте f_0 при $k=2\pi/\lambda_0$. Эта компонента в случае импульсного зондирующего сигнала приводит к появлению мощных ДБВ с периодичностью, определяемой соотношением (1). Используя выражение (1), запишем абсциссы ДБВ для случая строго бокового обзора $\theta_n = 0$ (см. рис. 1) в виде

$$\Delta\theta_{\max} = m\lambda_0 / (2T_n V), \quad m = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (20)$$

Определим условие, при котором нулевые минимумы ФН секвентной составляющей будут совпадать с максимумами ДБВ и тем самым, в соответствии с выражением (7), полностью их подавлять. Это условие достигается при равенстве $\Delta\theta_{\max} = \Delta\theta_{\min}$ и одинаковых значениях n и m в выражениях (19) и (20). Из последнего равенства и соотношений $\lambda_0 = cT_0$, $\lambda_c = cT_c$ находим оп-



■ Рис. 5. Графики результирующих СДН, соответствующих случаям (а) и (б) на рис. 4, при изотропной ДН реальной антенны РСА



■ Рис. 6. Графики СДН при отсутствии (а) и наличии (б) секвентной поднесущей в зондирующем сигнале РСА и неоптимально заданной ДН реальной антенны

тимальное значение периода повторения секвентной поднесущей:

$$T_c = T_0 T_6 / T_n. \quad (21)$$

В качестве примера на рис. 3 – 6 приведены результаты вычислений нормированных главных сечений ДН $\psi(x)$ в зависимости от азимутальной координаты x (выраженной в метрах) для следующих исходных данных: $D_0 \approx 1,4 \times 10^5$ м, $V = 7000$ м/с, $\lambda_0 = 0,02$ м, $T_B = 0,02$ с и числа импульсов в согласованно обрабатываемой пачке ТС $N = 64$. Для последующего сравнения на рис. 3, а, б приведены разномасштабные изображения азимутальных сечений СДН РСА при отсутствии секвентной поднесущей в зондирующем сигнале.

На рис. 4, а и рис. 4, б приведены графики синтезированных ДН на секвентной поднесущей зондирующего сигнала РСА и ее первой гармонике. На рис. 5, а и рис. 5, б приведены результаты СДН, соответствующие рис. 4, а, б. В обоих случаях ДН реальной антенны РСА задавалась как изотропная.

Сечение СДН при отсутствии секвентной поднесущей и ДН реальной антенны, в главный лепесток которой попадают два ближних дифракционных боковых выброса, обусловленных множителем решетки, приведено на рис. 6, а. После введения секвентной поднесущей результирующая СДН принимает вид, представленный на рис. 6, б.

Выводы

1. В данной работе представлен метод оптимизации СДН РСА, обеспечивающих получение высококачественных радиолокационных изображений при снижении требований к параметрам и угловой стабилизации реальной антенны РСА в условиях работы на борту летательного аппарата.

2. Расширение рабочей зоны однозначных отсчетов РСА по азимуту и подавление мощных боковых дифракционных выбросов СДН, вызванных периодичностью импульсных посылок зондирующего сигнала, достигается введением

в последний широкополосной секвентной составляющей. Показано, что в рамках принятых нежестких допущений оптимизация периода повторения секвентной поднесущей позволяет существенно (теоретически до нуля) подавить указанные выбросы.

3. Для практически используемых отношений $T_6/T_n \approx 100$ и $\theta_n \geq 45^\circ$ несущая частота примерно на два порядка превышает частоту секвентной поднесущей, что допускает реализацию как излучения зондирующего сигнала с такими параметрами, так и обработки принимаемых траекторных сигналов [8].

4. Приведены соотношения для выбора параметров структурно сложного зондирующего сигнала РСА, позволяющего на практике осуществить оптимизацию формы СДН.

Литература

1. Радиолокационные станции обзора Земли / Г. С. Кондратенков, В. А. Потехин, А. П. Реутов, Ю. А. Феоктистов; Под ред. Г. С. Кондратенкова. – М.: Радио и связь, 1983. – 272 с.
2. Радиолокационные станции бокового обзора / А. П. Реутов, Б. А. Михайлов, Г. С. Кондратенков, Б. В. Бойко. – М.: Сов. радио, 1970. – 360 с.
3. Фалькович С. Е. Оценка параметров сигнала. – М.: Сов. радио, 1970. – 336 с.
4. Охонский А. Г. Подавление боковых выбросов диаграммы направленности РЛС с синтезированной апертурой в азимутальной плоскости // Межвуз. сб. науч. тр. «Пространственно-временная обработка радиолокационных сигналов». – Л.: ЛИАП, 1990. – С. 65 – 69.
5. Хармут Х. Теория секвентного анализа (основы и применение): Пер. с англ. – М.: Мир, 1980. – 574 с.
6. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы: Пер. с англ. / Под ред. В. С. Кельзона. – М.: Сов. радио, 1971. – 568 с.
7. Свистов В. М. Радиолокационные сигналы и их обработка. – М.: Сов. радио, 1977. – 446 с.
8. Хармут Х. Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1985. – 376 с.

УДК 621.396.96

МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫЕ МУЛЬТИФРАКТАЛЬНЫЕ ПРОЦЕССЫ В МОДЕЛИРОВАНИИ СЕТЕВОГО ТРАФИКА

А. Р. Бестугин,

канд. техн. наук, доцент

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

А. Ф. Богданова,

канд. техн. наук, доцент

Военно-космическая академия имени А. Ф. Можайского

Г. В. Стогов,

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Статистические свойства широкополосного сетевого трафика являются самоподобными в широком диапазоне временных шкал. Потоки с такими свойствами показывают сложную временную корреляцию, которая может быть охарактеризована долговременной зависимостью (LRD) или кратковременной зависимостью (SRD). Сетевое управление и администрирование зависят от характеристик таких процессов, которые моделируются как мультипликативные мультифрактальные процессы.

Statistical properties of broadband network traffic are self-similar across a wide range of time scales. Flows with such properties exhibit complex temporal correlation which can be characterized by the long-range dependence (LRD) or short-range dependence (SRD). Network control and management critically depends on the features of such processes that are modelled as multiplicative multifractal processes.

Внедрение новых информационных технологий, под которыми понимается совокупность систематических и массовых способов создания, накопления, обработки, хранения и распределения информации (данных, знаний) с помощью средств вычислительной техники и связи [1], требует разработки методов и алгоритмов управления информационными потоками, которые до сих пор традиционно проводились на основе пуассоновских (или, более обобщенно, марковских) предположений относительно структуры трафиковых прибытий и экспоненциальных предположений относительно требований удержания ресурса.

Высококачественные измерения, проводимые на высокоскоростных сетях связи, показали, что нагрузка современных высокоскоростных сетей обладает «фрактальной» природой, которая характеризуется такими свойствами, как самоподобие, пачечность, долговременная зависимость (Long-range dependence, LRD).

Процесс с LRD имеет автокорреляционную функцию $r(k) \sim k^{-\beta}$, когда $k \rightarrow \infty$, где $0 < \beta < 1$. Таким образом, автокорреляционная функция этого процесса следует степенному закону, в отличие от экспоненциального спада, показываемого традиционными моделями трафика (с кратковременной зависимостью – Short-range dependence, SRD). Спад по степенному закону медленнее, чем экспоненциальный спад, а так как $\beta < 1$, то ряд, образованный последовательными значениями коэффициента автокорреляции, расходится – $\sum_{l=1}^{\infty} r(k) = \infty$.

Исследования технического влияния самоподобия показали, что самоподобие может влиять на такие области, как сетевые измерения, качество обслуживания, управление перегрузкой, управление вызовом, мониторинг ошибок и другие, причем степень этого влияния изменяется в широком диапазоне.

Исследования технического влияния самоподобия показали, что самоподобие может влиять на такие области, как сетевые измерения, качество обслуживания, управление перегрузкой, управление вызовом, мониторинг ошибок и другие, причем степень этого влияния изменяется в широком диапазоне.

Учет этих свойств требует создания новых моделей сетевого трафика, которые в наибольшей степени отвечали бы реальным процессам, протекающим в реальных сетях. Такими моделями являются фрактальное броуновское движение (ФБД) и фрактальный гауссовский шум (ФГШ). Хотя ФБД и ФГШ относятся к мощным и легко обрабатываемым сигнальным моделям, они имеют значительные ограничения для моделирования некоторых типов процессов. Например, много процессов, включая сетевой трафик, обладают значительной долговременной зависимостью, но в то же время отображают кратковременные корреляции, а также масштабное поведение, несовместимое со строгим самоподобием. Многие процессы имеют инкременты, которые по своей природе положительные и, следовательно, негауссовские. Сигналы с такими свойствами, естественно, попадают в класс мультифрактальных процессов. Чтобы рассмотреть этот новый феномен, который связан с динамиками измеренного сетевого трафика на малых временных шкалах, рассматривается класс мультипликативных процессов, так называемых каскадов. Каскадом (или мультипликативным процессом) называется процесс, который дробит (фрагментирует) данный ряд на все меньшие и меньшие части в соответствии с некоторым геометрическим правилом и в то же самое время делит меру этих частей в соответствии с другим (возможно, случайным) правилом [3].

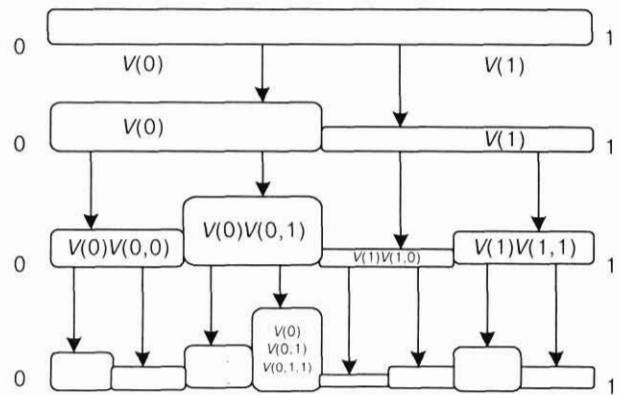
Обычно рассматриваются основная каскадная конструкция, называемая случайным каскадом, а также несколько других важных классов каскадов, включая хорошо изученные детерминированные и консервативные каскады [3, 4].

Конструкцию случайного каскада можно построить следующим образом. Воспользуемся механической интерпретацией, используемой в теории вероятности и математической статистике. Для этого рассмотрим единичный интервал $I = [0, 1]$. Свяжем его с некоей массой M , равномерно распределенной на единичном интервале. Единичный интервал делится на ряд $c, c^2, \dots, c^l, \dots$ малых под-интервалов. Каждый подинтервал l -й стадии делится на c подинтервалов, чтобы сформировать $(l + 1)$ -ю стадию. Обозначим интервалы, сгенерированные этим процессом построения:

$$I(j_1, \dots, j_l) = \left[\sum_{k=1}^l j_k c^{-k}, \sum_{k=1}^l j_k c^{-k} + c^{-l} \right],$$

для $j_k \in \{0, \dots, c - 1\}$ и $l = 1, 2, \dots$

Массу $MV(0), \dots, MV(c - 1)$ отнесем к подинтервалам первой стадии, где V – неотрицательная случайная переменная со средним $1/c$, а случайные переменные $V(0), \dots, V(c - 1)$ – независимые и имеют то же самое распределение, как V , генератор случайного каскада. Итерация этой процедуры генерирует последовательность случайных переменных $V(j_1), \dots, V(j_1, \dots, j_l)$, которые независимы и идентично распределенные, как генератор V . Пример конструкции со случайными каскадами при $M = 1$ и $c = 2$ показан на рис 1.



■ Рис. 1. Каскадная конструкция

Мера c -адического интервала $I(j_1, \dots, j_l)$, полученного такой конструкцией со случайными каскадами на стадии l , задается следующим образом:

$$\mu_l(I(j_1, \dots, j_l)) = MV(j_1)V(j_1, j_2) \dots V(j_1, \dots, j_l).$$

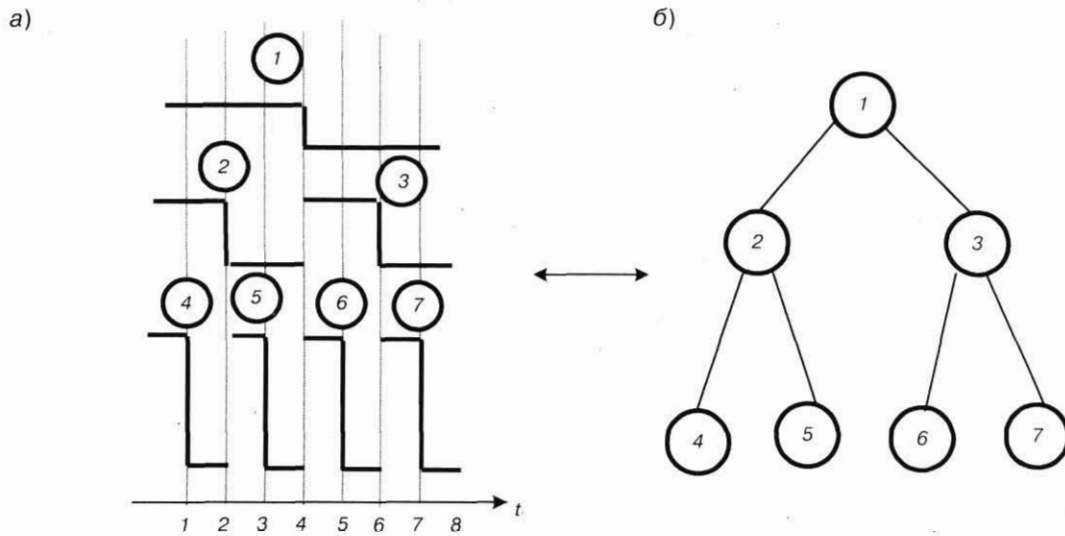
Заметим, что случайный каскад сохраняет массу только в смысле математического ожидания, т. е. для всех $l \geq 1$ мы имеем $E[\mu_l(I)] = M$.

Для иллюстрации детерминированного каскада выбираем для простоты $c = 2$. Детерминированный каскад – это специальный случай случайного каскада в том смысле, что в каждом подинтервале используется фиксированное умножение первичной массы (независимо от стадии каскадной конструкции). На первой стадии конструкции выбирается фиксированное $p \in (0, 1/2)$, и определяется масса M_p в левом интервале $I(0)$ и масса $M(1 - p)$ в правом интервале $I(1)$. При итерации этого процесса масса диадического интервала $I(j_1, \dots, j_l)$ при l -й стадии является l -множителем p и $(1 - p)^s$, т. е.

$$\mu_l(I(j_1, \dots, j_l)) = M \left(\prod_{k=1}^l p_{j_k} \right) = Mp^{n_0}(1 - p)^{n_1},$$

где $j_k \in \{0, 1\}$, $p_0 = p$, $p_1 = 1 - p$ и где n_0 есть число нулей в (j_1, \dots, j_l) и $n_1 = l - n_0$ есть число единиц. Этот процесс сохраняет первоначальную массу M на каждой стадии.

Для удобства рассмотрения консервативных каскадов так же будем рассматривать случай для $c = 2$. В то время как случайные каскады могут быть подходящими физическими моделями для турбулентности, они не подходят для моделирования в контексте телекоммуникаций (также не подходят и детерминированные каскады). Поэтому необходим компромисс между высокогибким случайным каскадом и негибким детерминированным каскадом. Это требует свойства сохранения массы (детерминированного каскада) и полного случайного выбора (случайного каскада). Чтобы объединить эти две конкурирующие цели, было определено полуслучайное (или консервативное) правило, которое относит массу MW к интервалу $I(0)$ и массу $M(1 - W)$ к интервалу $I(1)$. Генератор W есть слу-



■ Рис. 2. Базисные функции с использованием вейвлета Хаара (а) и бинарное дерево, используемое для индексации случайного процесса при множестве разрешений (б)

чаянная переменная со средним 1/2, принимающая значения в (0, 1), и симметричная около своего среднего. Для итерации этого процесса рассмотрим последовательность случайных переменных $W(j_1, \dots, j_l)$, $l \geq 1$, со структурой, заданной как

$$W(j_1, \dots, j_{l-1}, 1) = 1 - W(j_1, \dots, j_{l-1}, 0),$$

где случайные переменные $W(j_1, \dots, j_{l-1}, 0)$ и $W(j_1, \dots, j_{l-1}, 1) = 1 - W(j_1, \dots, j_{l-1}, 0)$ идентично распределены как W .

Этот процесс строит консервативный каскад и последовательность мер μ_l . Для всех $l \geq 1$ мера диадического интервала $I(j_1, \dots, j_l)$ задаётся как

$$\mu_l(I(j_1, \dots, j_l)) = MW(j_1)W(j_1, j_2) \dots W(j_1, \dots, j_l)$$

и из-за своей мультипликативной структуры $\mu_l(I(j_1, \dots, j_l))$ – аппроксимативно логнормальна. Таким образом, для всех $l \geq 1$ имеем $\mu_l(I) = M$.

Главное различие между случайным и консервативным каскадами заключается в способе, которым при конструировании процесса происходит распределение массы на каждой стадии из первичного интервала к левому и правому подинтервалам.

Мультифрактальная природа сетевого трафика может быть более детально исследована с использованием анализа, основанного на вейвлетах.

Дискретное вейвлетное преобразование представляет собой одномерный реальный сигнал $X(t)$ в терминах сдвинутых и растянутых вариантов полосовой вейвлетной функции $\psi(t)$ и сдвинутого варианта низкочастотной масштабной функции $\phi(t)$. Используя специально выбранные вейвлетные и масштабные функции

$$\psi_{j,k}(t) := 2^{j/2} \psi(2^j t - k);$$

$$\phi_{j,k} := 2^{j/2} \phi(2^j t - k), \quad j, k \in \mathbb{Z},$$

можно сформировать ортогональный базис и получить представление сигнала в виде [5]

$$X(t) = \sum_k U_{J_0,k} \phi_{J_0,k}(t) + \sum_{j=J_0}^{\infty} \sum_k W_{j,k} \psi_{j,k}(t),$$

где $W_{j,k} = \int X(t) \psi_{j,k}(t) dt$; $U_{j,k} = \int X(t) \phi_{j,k}(t) dt$.

Для вейвлеты $\psi(t)$, сосредоточенной по времени и частоте f_0 , вейвлетный коэффициент $W_{j,k}$ измеряет содержание сигнала около времени $2^{-j}k$ и частоты $2^{-j}f_0$. В вейвлетном преобразовании j указывает масштаб анализа: J_0 – грубейшая шкала или наименьшее разрешение анализа, а наибольшее значение j соответствует наибольшему разрешению анализа. Хааровские масштабные и вейвлетные функции обеспечивают простейший пример ортогонального вейвлетного базиса. Материнская вейвлета Хаара имеет вид:

$$\phi(t) = \begin{cases} 1, & \text{если } 0 \leq t < 1/2, \\ -1, & \text{если } 1/2 \leq t < 1, \\ 0 & \text{– в остальных случаях.} \end{cases}$$

На рис. 2,а показан пример вейвлета Хаара для $K = 3$, на рис. 2,б – соответствующее дерево графа [5].

В области вейвлет моделирование положительных процессов осложняется тем, что ограничения на вейвлетные коэффициенты, необходимые, чтобы гарантировать положительный выход, нетривиальны. Однако при использовании вейвлета Хаара значения коэффициентов масштабного и вейвлетного преобразований могут быть рекурсивно вычислены при помощи следующих выражений:

$$U_{j,k} = 2^{-1/2}(U_{j+1,2k} + U_{j+1,2k+1}); \quad (1)$$

$$W_{j,k} = 2^{-1/2}(U_{j+1,2k} - U_{j+1,2k+1}). \quad (2)$$

Более того, известно, что в преобразовании Хаара положительных данных все $U_{j,k} \geq 0$, так как каждое $U_{j,k}$ равно масштабированному локальному среднему. Представим выражения (1) и (2) в следующем виде:

$$U_{j+1,2k} = 2^{-1/2}(U_{j,k} + W_{j,k});$$

$$U_{j+1,2k+1} = 2^{-1/2}(U_{j,k} - U_{j,k}).$$

Таким образом, можно найти простое ограничение для гарантии того, что процесс является положительным:

$$|W_{j,k}| \leq U_{j,k}. \quad (3)$$

Условие (3) является необходимым и достаточным.

Допустим, что мы хотим построить статистическую модель, для которой автоматически выполнялось бы условие (3). Это приводит нас к простой мультипликативной сигнальной модели. Пусть $A_{j,k}$ – случайная переменная на интервале $[-1, 1]$. Определим вейвлетные коэффициенты как

$$W_{j,k} = A_{j,k}U_{j,k}. \quad (4)$$

Мультифрактальная вейвлетная модель состоит из хааровского вейвлетного преобразования и структурного ограничения (4). Процедура синтеза мультифрактальной модели может быть представлена следующим образом [6].

1. Пусть $j = 0$. Зафиксируем или вычислим наигрубейший (корневой) масштабный коэффициент $U_{0,0}$.

2. На шкале j генерируем случайные множители $A_{j,k}$ и вычисляем каждые $W_{j,k}$ посредством (4) для $k = 0, \dots, 2^j - 1$.

3. На шкале j используем $U_{j,k}$ и $W_{j,k}$ из выражения (3), чтобы вычислить $U_{j+1,2k}$ и $W_{j+1,2k+1}$, масштабные коэффициенты на шкале $j + 1$ для $k = 0, \dots, 2^j - 1$.

4. Итерируем шаги 2) и 3), заменяя j на $j + 1$ до тех пор, пока не будет достигнута самая мелкая шкала $j = n$.

Так как масштабные коэффициенты генерировались одновременно с вейвлетными коэффициентами, нет необходимости инвертировать вейвлетное преобразование. Из-за простой структуры преобразования Хаара шаги 2) и 3) могут быть скомбинированы, полностью исключая вейвлетные коэффициенты:

$$U_{j+1,2k} = \left(\frac{1 + A_{j,k}}{\sqrt{2}} \right) U_{j,k}$$

и

$$U_{j+1,2k+1} = \left(\frac{1 - A_{j,k}}{\sqrt{2}} \right) U_{j,k}.$$

Литература

1. **Мичин И. А., Синицын И. Н., Доступов Б. Г.** и др. Развитие определений «информатика» и «информационные технологии» // Системы и средства информатики. Вып. 4. – М.: Наука, ИПИ АН, 1991. – 21с. (Препринт).
2. **Нейман В. И.** Самоподобные процессы и их применение в теории телетрафика // Тр. междунар. академии связи. – 1999. – № 1. – С. 11–15.
3. **Gilbert A. C., Willinger W., Feldman A.** Scaling analysis of conservative cascades, with application to network traffic // IEEE transaction on information theory. – 1999. – Vol.45 – No.3. – P. 971–991.
4. **Gao J, Rubin I.** Statistical properties of multiplicative multifractal processes in modelling telecommunications traffic streams // Electronics letters. – 2000. – Vol.36. – No.1, P. 101–102.
5. **Gao J, Rubin I.** Superposition of multiplicative multifractal traffic processes // Electronics letters. – 2000. – Vol.36. – No.8. – P. 761–762.
6. **Ma S., Ji C.** Modelling heterogeneous network traffic in wavelet domain // IEEE/ACM Transaction on networking. – 2001. – Vol.9. – No.5. – P. 634–649.

УДК 519.2

ПЕРЕСЕЧЕНИЕ ГАУССОВЫМ МАРКОВСКИМ ПРОЦЕССОМ ДЕТЕРМИНИРОВАННОГО УРОВНЯ

С. Н. Воробьев,

канд. техн. наук, доцент

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Моделированием проверяется гипотеза об условном законе распределения времени первого пересечения гауссова марковского процесса с фиксированным уровнем. Используется прецизионный генератор марковских траекторий. Гипотеза распространяется на произвольный детерминированный уровень, а также на процессы, стационарные по дисперсии.

The hypothesis about conditional distribution of point intersection Markov Gaussian process out of a constant is verified by simulation modeling. The precision generator of Markov trajectories is used. The hypothesis is extended by any determined level and also to the processes stationary with respect to dispersion.

Время первого пересечения случайной траектории с заданной границей – это базовый параметр при измерении дальности и в множестве других практических приложений [1]. В рамках общих моделей случайных процессов получить функцию распределения времени пересечения затруднительно. Некоторые упрощения задачи пересечения достигаются ограничением в виде требования дифференцируемости процесса [1]. С другой стороны, в радиотехнике, автоматическом управлении, теории массового обслуживания и надежности, медицине и т. д. широко применяется модель недифференцируемого марковского гауссова процесса [2]. Исследование пересечений марковского процесса, таким образом, нуждается в самостоятельном подходе. В работе используется классическое определение функции распределения, которое оказывается достаточным для получения закона распределения времени первого пересечения гауссовым марковским процессом заданного детерминированного уровня.

Пусть гауссов марковский процесс

$$x(\bar{t}) \in N(m(\bar{t}), \sigma^2(\bar{t})); \quad (1)$$

$$m(\bar{t}) = x_0 \exp(-\alpha \bar{t}), \quad \sigma^2(\bar{t}) = \sigma^2(1 - \exp(-2\alpha \bar{t})),$$

с начальным значением $x_0 > 0$ в момент $\bar{t} = 0$ своим математическим ожиданием $m(\bar{t})$ пересекает уровень $u = \text{const}$ в момент t_c , $x_0 > u \geq 0$. Асимптотическая независимость приращений процесса (1) на примыкающих интервалах $\bar{t}_1 \rightarrow 0$, $\bar{t}_2 \rightarrow 0$ (по-

стоянное изменение направления движения марковской траектории во времени) [2] приводит к пересечению уровня u на некотором конечном интервале T с вероятностью единица.

Если в момент \bar{t} значение процесса (1) оказывается меньше уровня u , время первого пересечения (сверху вниз) $t \leq \bar{t}$. Вероятность этого события

$$p\{x(t) < u\} = \int_{-\infty}^u \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma(t)} \exp\left(-\frac{(x-m(t))^2}{2\sigma^2(t)}\right) dx = \Phi\left(\frac{u-m(t)}{\sigma(t)}\right), \quad (2)$$

$$\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy,$$

есть условная функция распределения времени t пересечения сверху вниз (возможно, не первого). Можно сформулировать следующую гипотезу: если время t отсчитывается от $t = 0$, вероятность (2) описывается условная функция распределения времени первого пересечения уровня u :

$$F(t | x_0) = \Phi\left(\frac{u-m(t)}{\sigma(t)}\right). \quad (3)$$

Условная плотность распределения

$$f(t | x_0) = F'(t | x_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left(\frac{u - m(t)}{\sigma(t)} \right)' \exp \left(-\frac{(u - m(t))^2}{2\sigma^2(t)} \right). \quad (4)$$

Для проверки гипотезы моделированием необходим генератор марковских траекторий.

Корреляционная $(n+1) \times (n+1)$ – матрица \mathbf{B} , соответствующая функции корреляции $R(\tau) = \sigma^2 \exp(-\alpha\tau)$, $\tau \geq 0$, представленная в виде [3]

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{11} & \mathbf{B}_{12} \\ \mathbf{B}_{21} & \mathbf{B}_{22} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_{11} = \sigma^2, \quad \mathbf{B}_{12} = [b_{01} \quad b_{02} \quad \dots \quad b_{0n}],$$

$$\mathbf{B}_{21}^T = [b_{10} \quad b_{20} \quad \dots \quad b_{n0}],$$

$$\mathbf{B}_{22} = \begin{bmatrix} \sigma^2 & b_{12} & \dots & b_{1n} \\ b_{21} & \sigma^2 & \dots & b_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ b_{n1} & b_{n2} & \dots & \sigma^2 \end{bmatrix},$$

позволяет записать $n \times n$ – корреляционную матрицу условной плотности распределения $f(x_1, \dots, x_n | x_0)$:

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_{22} - \mathbf{B}_{21}\mathbf{B}_{12} / \sigma^2. \quad (5)$$

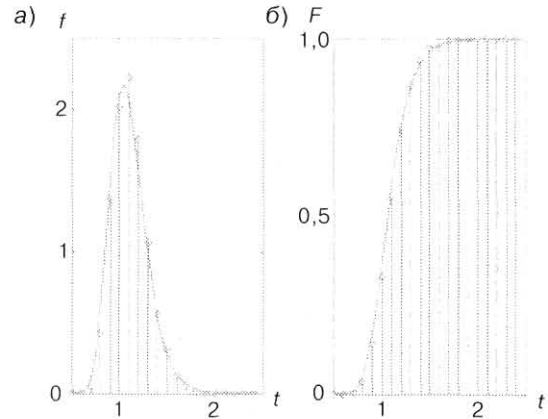
Базовый датчик randn системы MATLAB [4] формирует массив $y(n, N)$ чисел с распределением, близким к нормальному, с корреляционной матрицей $\mathbf{B}_y \neq \mathbf{I}$. Массив чисел $x(n, N)$, формируемый оператором

$$\mathbf{A} = \mathbf{U}_x \Lambda_x^{1/2} \mathbf{U}_x^T \mathbf{U}_y \Lambda_y^{-1/2} \mathbf{U}_y^T, \quad (6)$$

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{Y},$$

где \mathbf{U} , Λ – матрицы собственных векторов и собственных значений корреляционных матриц \mathbf{B}_x , \mathbf{B}_y (оператор eig), имеет корреляционную матрицу, воспроизводящую (5) с машинной точностью (погрешность порядка 10^{-14}) [5]. В моделировании использовались $N = 10\,000$ реализаций процессов $\mathbf{X} + \mathbf{M}$ с размерностью $n = 100$ отсчетов и дисперсией $\sigma^2 = 1$, имитирующих марковский процесс (1); \mathbf{M} – вектор отсчетов математического ожидания $m(t)$.

Интервал дискретизации $\Delta = 0,05T_0$ (T_0 – безразмерная единица времени, получающая, как принято в статистической радиотехнике, смысл секунды или ее доли в конкретном приложении; далее время безразмерно). Пример результатов приведен на рис. 1, а, б: непрерывные кривые – функции (3) и (4), экспериментальные результаты h и F [функция F получена численным интегрированием гистограммы (оператор cumsum)] изображены оператором stem – кружками. Начальная точка траектории $x_0 = 2 \exp(2)$,



■ Рис. 1. Пересечение постоянного уровня

$\alpha = 1$, $u = u / \sigma = 5$. MATLAB – программа моделирования для каждой реализации формирует

оценку времени первого пересечения $t = \sum_{x(i) > u(i)} \Delta$

сверху вниз суммированием интервалов $\Delta = 0,05$, пока выполняется неравенство $x(i) > u$.

Проверка гипотезы о функции распределения (3) по критерию χ^2 показывает отсутствие оснований отвергать ее. В табл. 1 приведены примеры значений χ^2 – статистики, полученные для различных уровней и реализаций.

Сравнение гистограмм и плотностей (4) для $u = 5$ в серии экспериментов дает $\chi^2 \approx 18$. Во всех случаях статистика не превосходит критического значения $\chi_{кр}^2$ для уровней значимости $\gamma \leq 0,1$: $\chi_{кр}^2 \geq \chi_{0,9(99)}^2 = 62,6025$ при $m = 100$ интервалов. Асимметрия плотности распределения положительна.

Модель (3) обобщается на случай уровня $u = u(\tilde{t})$ его аппроксимацией ступенчатой функцией

$$v(\tilde{t}) = u_i = u(\tilde{t}_{i-1}),$$

где $\tilde{t}_{i-1} \leq \tilde{t} < \tilde{t}_i$, $i = 1, \dots, k$, индекс k соответствует длительности интервала T ;

$$x_0 > u(\tilde{t} = 0).$$

Первое пересечение может произойти в одном из k интервалов Δt_i с вероятностью

$$p_i = \Phi \left(\frac{u_i - m_i}{\sigma_i} \right) - \Phi \left(\frac{u_i - m_{i-1}}{\sigma_{i-1}} \right),$$

задаваемой функцией (3); $m_i = m(\tilde{t}_i)$, $\sigma_i = \sigma(\tilde{t}_i)$. Эти события несовместны, поэтому вероятность пересечения равна

■ Таблица 1

u	2	4	6	8	10
χ^2	29,1620	11,2068	18,4473	32,4262	57,9055

$$P_v = p\{t \in (0, T)\} = \sum_{i=1}^k p_i. \quad (7)$$

При малом a с использованием разложения интеграла вероятности в степенной ряд [6] можно записать

$$\begin{aligned} \Phi(z) - \Phi(z+a) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \times \\ &\times \left(z - \frac{z^3}{6} + \frac{z^5}{40} - \dots - (z+a) + \frac{(z+a)^3}{6} - \frac{(z+a)^5}{40} + \dots \right) = \\ &= -\frac{a}{\sqrt{2\pi}} \left(1 - \frac{z^2}{2 \cdot 1!} + \frac{z^4}{4 \cdot 2!} - \frac{z^6}{8 \cdot 3!} + \dots + \delta(a) \right) = \\ &= -\frac{a}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) + \delta(a). \end{aligned} \quad (8)$$

На левой границе ступеньки u_i

$$\begin{aligned} \Phi\left(\frac{u_i - m_{i-1}}{\sigma_{i-1}}\right) &\approx \Phi\left(\frac{u_i - m_i + m'_i \Delta t_i}{\sigma_i - \sigma'_i \Delta t_i}\right) = \\ &= \Phi\left(\frac{u_i - m_i}{\sigma_i} + b_i\right), \end{aligned} \quad (9)$$

$$b_i = \frac{m'_i \sigma_i - (m_i - u_i) \sigma'_i}{\sigma_i^2 - \sigma_i \sigma'_i \Delta t_i} \Delta \lambda_i.$$

Пусть $\Delta t_i = \Delta$. Подстановка (8) и (9) в сумму (7) позволяет предельным переходом $\Delta \rightarrow 0$ получить условную функцию распределения времени t первого пересечения гауссова марковского процесса с уровнем $u(t)$:

$$\begin{aligned} F(t | x_0) &= \lim_{\Delta \rightarrow 0} P_v = \\ &= -v \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \lim_{\Delta \rightarrow 0} \sum_i \frac{m'_i \sigma_i + (u_i - m_i) \sigma_i}{\sigma_i^2} \times \\ &\quad \times \exp\left(-\frac{(u_i - m_i)^2}{2\sigma_i^2}\right) \Delta = \\ &= -v \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^t \frac{m'(\bar{t}) \sigma(\bar{t}) + (u(\bar{t}) - m(\bar{t})) \sigma'(\bar{t})}{\sigma^2(\bar{t})} \times \\ &\quad \times \exp\left(-\frac{(u(\bar{t}) - m(\bar{t}))^2}{2\sigma^2(\bar{t})}\right) d\bar{t}. \end{aligned} \quad (10)$$

Плотность распределения времени первого пересечения

$$f(t | x_0) = -v \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left(\frac{m'(t)}{\sigma(t)} + \frac{(u(t) - m(t)) \sigma'(t)}{\sigma^2(t)} \right) \times$$

$$\times \exp\left(-\frac{(u(t) - m(t))^2}{2\sigma^2(t)}\right). \quad (11)$$

Коэффициент $v = 1/F(\infty | x_0)$ нормирует функцию (10).

Если в точке пересечения t_c математического ожидания с уровнем значение дисперсии $\sigma^2(t_c) \approx \sigma^2$, что имеет место при

$$t_c > 2/\alpha, \quad (12)$$

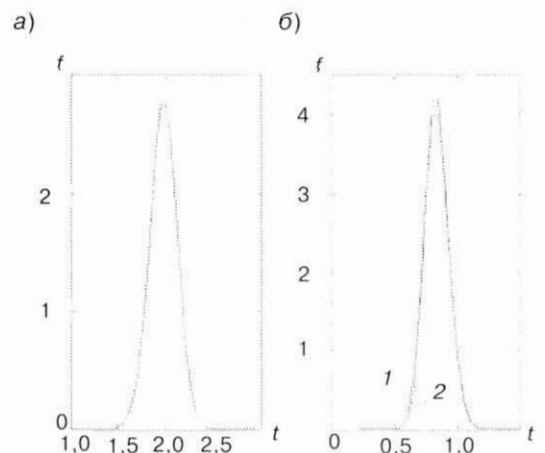
плотность распределения (10) за счет приближения производной $\sigma'(t)$ к нулю принимает вид

$$f(t | x_0) \approx -v \frac{m'(t)}{\sqrt{2\pi} \sigma(t)} \exp\left(-\frac{(u(t) - m(t))^2}{2\sigma^2(t)}\right). \quad (13)$$

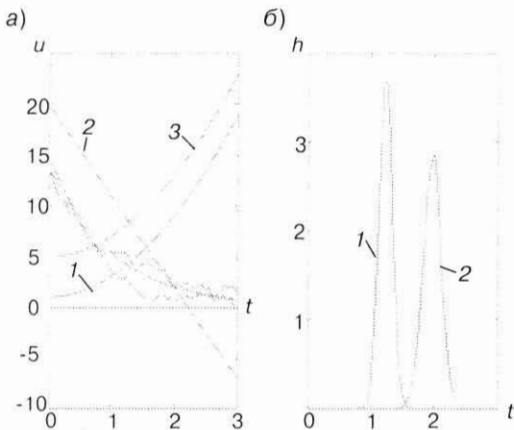
Функция (13) распространяется на значения $t > t_c$, когда траектория и уровень расходятся; знак разности $u(t) - m(t)$ в этом случае значения не имеет, т. е. допустимы уровни с $u(0) > x_0$. Плотности (11) и (13) показаны на рис. 2, а, б для $x_0 = 2 \exp(2)$, $\alpha = 1$, $\sigma^2 = t$; уровни $u = 20 - 9t$ и $u = 5 + 2t^2$ - кривые 2 и 3 на рис. 3.

В первом случае $u(0) > x_0$, $t_c = 2$, $\sigma^2(t_c) = 0,9817\sigma^2$, результаты расчетов различаются во втором-третьем десятичном знаке. Во втором случае $u(0) < x_0$, $t_c = 0,8369$, $\sigma^2(t_c) = 0,8125\sigma^2$, приближение (13) заметно на левой ветви плотности (кривые 1, 2, рис. 2, б). Таким образом, при выполнении условия (12) плотности (11) и (13) описывают распределение времени первого пересечения для марковских траекторий с монотонным математическим ожиданием $m(t)$, $m'(t) < 0$, сходящихся или расходящихся с уровнем $u(t)$. Если производная $m'(t) > 0$, изменяется знак плотности.

На рис. 3, а, б приведены примеры пересечения марковскими траекториями уровней



■ Рис. 2. Условные плотности распределения



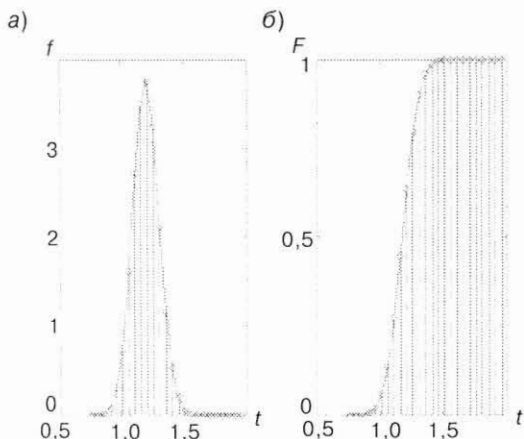
■ Рис. 3. Пересечение непрерывных уровней

$u_1 = 1 + 2\hat{t}^2$, $u_2 = 20 - 9\hat{t}$ соответственно. Результаты моделирования (10^4 реализаций, интервал дискретизации $\Delta = 0,05$) показаны полигонами частот – гистограммы изображены оператором plot. В обоих случаях наблюдается смещение, соответствующее отрицательной асимметрии плотности распределения: математическое ожидание времени пересечения $M[\hat{t}] = 1,2358 < t_c = 1,2618$; $M[\hat{t}] = 1,9691 < t_c = 2$.

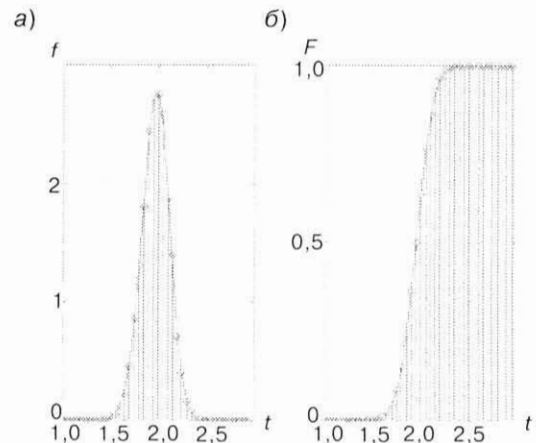
На рис. 4, а, б и 5, а, б для этих случаев показаны нормированные плотности и функции распределения времени первого пересечения, построенные с интервалом $\Delta = 0,05$. Плотность (11) в первом случае описывает распределение первого пересечения снизу вверх, во втором – сверху вниз.

χ^2 -статистика сравнения значений плотности (11) и гистограмм по $n = 100$ интервалам не превосходит критический уровень $\chi^2_{0,9}(100) = 63,1671$, что подтверждает визуальную близость теоретических и экспериментальных данных.

Можно предположить, что распределения близки к нормальному, и плотность (11) представляется рядом Эджворта [8]. Аппроксимация плотностей, показанных на рис. 6, а, б суммой



■ Рис. 4. Пересечение уровня $u = 1 + 2t^2$



■ Рис. 5. Пересечение уровня $u = 20 - 9t$

$$f_a(t) = f_0(t) \sum_{i=0}^k b_i H_i(t), \quad (14)$$

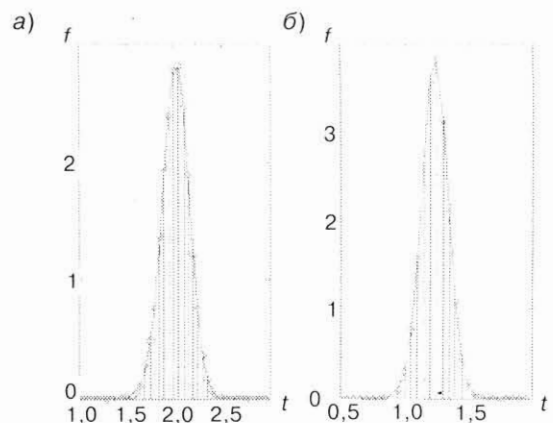
где $f_0(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\hat{\sigma}_t} \exp\left(-\frac{(t - \hat{m}_t)^2}{2\hat{\sigma}_t^2}\right)$, $\hat{m}_t, \hat{\sigma}_t^2$ – оценки

моментов; $H_0(t) = 1$, $H_1(t) = t$, $H_2(t) = t^2 - 1$, $H_3(t) = t^3 - 3t$, $H_4(t) = t^4 - 6t^2 + 3$ – полиномы Чебышева–Эрмита, методом наименьших квадратов в 100 узлах с интервалом $\Delta = 0,05$ (аппроксимация показана оператором stem) дает в серии экспериментов для вышеприведенных примеров, оценки коэффициентов $\hat{b}_1 \neq 0$, $\hat{b}_2 \neq 0$, $\hat{b}_3 < 0$, $\hat{b}_i \approx 0$ при $i \geq 4$, значения χ^2 -статистики не превышают значения $\chi^2_{кр}$.

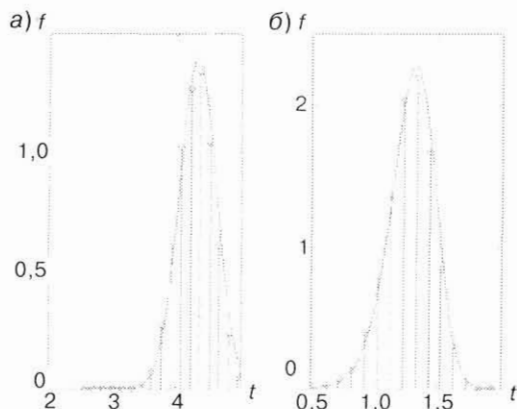
Экссесс не является значимым, асимметрия становится отрицательной. Сумма (14) отличается от ряда Эджворта, в котором $b_1 = b_2 = 0$.

Если в выражении (11) положить $\sigma^2(t) = \sigma^2$, то функция

$$f(t) = \nu \frac{|m'(t)|}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(u(t) - m(t))^2}{2\sigma^2}\right) \quad (15)$$



■ Рис. 6. Аппроксимация условной плотности распределения



■ Рис. 7. Плотности распределения

становится плотностью распределения (безусловной) времени первого пересечения. На рис. 7, а, б показаны результаты расчета плотности (15) и моделирования первого пересечения траекторий с $\alpha = 1$, $\sigma^2 = 1$, $m(\bar{t}) = 5 - \bar{t}/2$ и уровней $u_1 = 20 - 4\bar{t}$ (рис. 7, а), $u_2 = 1 + 2\bar{t}^2$ (рис. 7, б). Уровень u_1 на интервале $t \leq 5$ пересекается с вероятностью $p = 0,91$, уровень u_2 – с вероятностью единица. Генератор стационарного марковского процесса описывается оператором (6), в котором \mathbf{U}_x , Λ_x – собственные векторы и собственные значения корреляционной матрицы \mathbf{B}_x гауссова процесса с функцией корреляции $R(\tau) = \sigma^2 \exp(-\alpha|\tau|)$.

В заключение следует отметить, что представление процесса марковской моделью первого порядка приводит к условию дифференцируемости пересекаемого уровня. Простота выражения плотности (15) объясняется зависимостью текущего значения процесса только от одного предыдущего. По-видимому, увеличение порядка марковской модели, расширяющее область ее применения, усложнит описание плотности, а также может наложить новые ограничения на уровень.

Литература

1. Тихонов В. И., Хименко В. И. Проблема пересечений уровней случайными процессами. Радиофизические приложения // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43. – № 5. – С. 501–523.
2. Тихонов В. И., Миронов М. А. Марковские процессы. – М.: Сов. радио, 1977. – 488 с.
3. Де Гроот М. Оптимальные статистические решения. – М.: Мир, 1974. – 491 с.
4. Потемкин В. Г. Система MATLAB: Справочное пособие. – М.: Диалог – МИФИ, 1997. – 350 с.
5. Воробьев С. Н. Эффективное обнаружение детерминированных сигналов. – СПб.: ГУАП, 2003. – 139 с.
6. Двайт Г. Б. Таблицы интегралов. – М.: Наука, 1983. – 181 с.

Уважаемые читатели и авторы!

Редакция журнала «Информационно-управляющие системы» приглашает к сотрудничеству всех, кто интересуется историей становления технической науки в России и за ее рубежами.

Мы планируем публикации, посвященные юбилеям и памятным датам, связанным с творческой деятельностью крупных ученых, научных и производственных коллективов, историей оригинальных открытий и изобретений.

В ближайшее время мы приступаем к публикации серии статей, посвященных истории технического образования и технических вузов России, предполагая рассказывать об истории их становления, деятельности руководителей, об учебной работе и направлениях научных исследований, об истории зданий и перспективах развития вузов.

УДК 621.396

ОБОСНОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К ТОЧНОСТИ ЦИФРОВОЙ КАРТОГРАФИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ В ГЕОИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И АНАЛИЗА РАДИОЛИНИЙ

И. А. Зикратов,

канд. техн. наук, доцент

К. В. Степаненко,

адъюнкт

Военный университет противовоздушной обороны (филиал, г. Санкт-Петербург)

Предложен способ определения числовых характеристик результатов расчета поля рассеяния на неровных поверхностях при использовании геоинформационных технологий. Приведены требования к точности представления картографической информации, необходимой для решения прикладных задач электродинамики.

The way of definition of numerical characteristics of results of calculation of a field of dispersion on rough surfaces is offered at use of geoinformation technologies. Requirements are resulted in accuracy of representation of the cartographical information necessary for the decision applied tasks of electrodynamics.

Задача априорной оценки дальности действия радиолокационных средств, размещенных на местности с неровным рельефом, возникает как при планировании радиолокационных систем, так и в процессе их эксплуатации. К основным способам решения этой задачи наряду с облетами позиций РЛС, позволяющими определить зоны обнаружения радиолокационных средств, относятся теоретические расчеты, которые базируются на строгом или приближенном расчете физических величин поля дифракции.

Необходимость существенных временных и материальных ресурсов, затрачиваемых при проведении облета позиций РЛС, с одной стороны, и активное развитие в последние годы геоинформационных технологий, с другой стороны, обусловили интерес к применению информационно-расчетных задач, позволяющих получить априорную оценку пространственных возможностей радиоэлектронной техники в объектно-ориентированных геоинформационных системах (ГИС). Это способствует повышению эффективности управления радиолокационными и телекоммуникационными системами. В качестве исходного картографического материала, несущего информацию о рельефе участка местности, в ГИС используются цифровые карты мест-

ности (ЦКМ). В составе цифровой картографической информации (ЦКИ) содержатся координаты точек, описывающих площадные, линейные и точечные объекты. Анализ размещения, структуры взаимосвязей объектов и связанных с ними явлений с использованием методов пространственного анализа и гео моделирования составляют основу геоинформационного анализа [1].

Широкое применение геоинформационного анализа радиолокационных систем и телекоммуникационных сетей позволяет существенно сократить затраты времени и материально-технических средств, необходимых для осуществления процессов принятия решений при планировании применения радиолокационных средств и систем связи [2].

Однако, несмотря на многообразие способов проектирования ЦКМ и форматов представления данных, точность ЦКИ в ряде случаев ограничивает возможности ГИС для анализа явлений в некоторых предметных областях, в частности при учете влияния подстилающей поверхности на дальность обнаружения РЛС.

В настоящей статье кратко описан подход, позволяющий оценить степень достоверности расчета в ГИС дальности обнаружения РЛС, обусловленную погрешностью представления

исходных данных в ЦКМ. Предлагаемый вероятностный подход основан на определении числовых характеристик результатов расчета поля в точке наблюдения.

Моделирование объектов и явлений в ГИС осуществляется с привлечением методов анализа соответствующей предметной области. Так, применительно к оценке дальности обнаружения РЛС используют различные методы, позволяющие осуществить расчет пространственных возможностей РЛС с различной степенью достоверности, зависящей прежде всего от полноты учета влияния подстилающей земной поверхности [3, 4]. Одним из наиболее широко применяемых является метод зеркального отображения [5], основанный на принципе Гюйгенса–Френеля. Он состоит в определении комплексной амплитуды напряженности электромагнитного поля в точке наблюдения \dot{E}_Σ , представленного в виде суперпозиции прямой волны $\dot{E}_{пр}$ и волн, отраженных от земной поверхности $\dot{E}_{отр}$:

$$\dot{E}_\Sigma = \dot{E}_{пр} + \dot{E}_{отр}, \quad (1)$$

где

$$\dot{E}_{пр} = F_1 E_{пр} e^{-ikR}, \quad (2)$$

$$E_{отр} = F_2 E_{пр} \hat{R}_{в,г} e^{-ikr}. \quad (3)$$

Здесь $E_{пр}$ – амплитуда электромагнитного колебания;

F_1, F_2 – значения нормированной диаграммы направленности антенны РЛС в направлении точки наблюдения и точки отражения от поверхности соответственно; $\hat{R}_{в,г}$ – коэффициент отражения Френеля; R, r – расстояния от РЛС до точки наблюдения, пройденные прямой и отраженной волнами соответственно; k – волновое число.

Полагая для упрощения дальнейшего анализа излучатель изотропным, когда $F_1 = F_2 = 1$, а $\hat{R}_{в,г} = -1$, что справедливо при малых углах скольжения для всех видов поляризации, и подставляя равенства (2) и (3) в уравнение (1), по-

лучаем выражение, удобное для дальнейшего анализа:

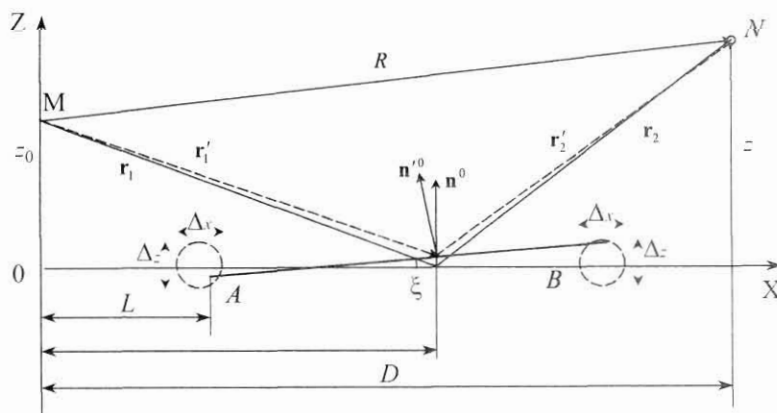
$$\dot{E}_\Sigma = \dot{E}_{пр}(1 - e^{jk\Delta r'}), \quad (4)$$

где $\Delta r'$ – разность хода прямой и отраженной волн, разность хода $\Delta r'$ определяет интерференционную картину при сложении волн в пространстве и зависит от местоположения участка поверхности, эффективно отражающую, в соответствии с принципом Гюйгенса–Кирхгофа, первичную волну в направлении точки наблюдения; выражение в скобках называют интерференционным множителем.

Так как координаты точек поверхности представлены в ЦКМ с определенной погрешностью Δ_x и Δ_z , то отражающую плоскость при расчете напряженности поля по формуле (4) можно полагать «флуктуирующей», т. е. занимающей случайное положение в пространстве в пределах возможных значений координатных точек A и B (рис. 1).

Совокупность возможных положений координатных точек ЦКМ образует ансамбль реализаций модели случайной отражающей поверхности. На рис. 1 показаны вектор нормали R к фазовому фронту прямой волны и векторы нормалей к фазовым фронтам падающей r_1' и отраженной r_2' от «флуктуирующей» плоскости волн. В этом случае искомое значение амплитуды напряженности суммарного поля в точке наблюдения N можно рассматривать как случайную величину с детерминированной $\dot{E}_{пр}$ и стохастической $\dot{E}_{отр}$ составляющими, которая определяется флуктуацией интерференционного множителя.

При такой постановке задачи целью работы является исследование зависимости числовых характеристик результатов расчета амплитуды напряженности рассеянного поля от погрешности представления метрической ЦКИ о рельефе местности при наличии интерференционных явлений. В основу исследований положена теория рассеяния волн на статистически неровной поверхности, изложенная в трудах [6, 7].



■ Рис. 1. Геометрия задачи

Среднее значение интерференционного множителя.

Из рис. 1 видно, что разность хода прямой и отраженных волн можно найти по формуле

$$\Delta r' = R - (r'_1 + r'_2). \quad (5)$$

С учетом этого равенства выражение для комплексной амплитуды суммарного поля принимает вид

$$\dot{E}_{\Sigma} = \dot{E}_{\text{пр}} \left(1 - e^{jkR} e^{-jk(r'_1 + r'_2)} \right). \quad (6)$$

Как следует из постановки задачи, первый сомножитель в скобках выражения (6) является детерминированной величиной. Для выделения в явном виде зависимости второго сомножителя от случайной величины, которой является угол наклона ξ отражающей плоскости, расстояния r'_1 и r'_2 в показателе экспоненты представлены в виде:

$$r'_1 = \sqrt{\eta^2 + [z_0 - (\eta - L) \sin \xi]^2}; \quad (7)$$

$$r'_2 = \sqrt{(D - \eta)^2 + [z - (\eta - L) \sin \xi]^2}. \quad (8)$$

Величины в равенствах (7) и (8), находящиеся под знаком корня, обозначены на рис. 1. Применимость метода зеркальных отображений обусловлена размерами отражающей поверхности, которая должна быть соизмерима с размером первой зоны Френеля, определяемой по известной формуле

$$R_3 = \frac{1}{\sin \varphi} \sqrt{\frac{\bar{R}}{k}}, \quad (9)$$

где φ – угол скольжения волны; \bar{R} – приведенное расстояние до точки наблюдения; $k = 2\pi / \lambda$.

При радиолокационном наблюдении маловысотных объектов характерно выполнение неравенства

$$\frac{1}{\sin \varphi} \sqrt{\frac{\bar{R}}{k}} \gg \Delta_{x,z}, \quad (10)$$

что дает возможность разложения равенств (7) и (8) в ряд Тейлора с ограничением результата разложения двумя членами ряда ввиду малости угла ξ :

$$r'_1 \approx \sqrt{\eta^2 + z_0^2} - \frac{z_0}{\sqrt{\eta^2 + z_0^2}} \xi (\eta - L) = r_1 - \alpha_z \xi (\eta - L); \quad (11)$$

$$\begin{aligned} r'_2 &\approx \sqrt{(D - \eta)^2 + z^2} + \frac{z}{\sqrt{(D - \eta)^2 + z^2}} \xi (\eta - L) = \\ &= r_2 + \beta_z \xi (\eta - L), \end{aligned} \quad (12)$$

где $r_1 = \sqrt{\eta^2 + z_0^2}$; $r_2 = \sqrt{(D - \eta)^2 + z^2}$; $\alpha_z = \frac{z_0}{r_1}$,

$\beta_z = -\frac{z}{r_2}$. Здесь α_z и β_z являются z -компонентами векторов падающей α и отраженной β волн. Тогда выражение для интерференционного множителя примет вид

$$\Phi = \left(1 - e^{jkR} e^{-jk(r_1 + r_2) - jq_z \xi (\eta - L)} \right). \quad (13)$$

Здесь q_z – z -компонента вектора излучения, определяемого выражением

$$\mathbf{q} = k(\beta - \alpha). \quad (14)$$

Следовательно, среднее интерференционного множителя будет равно

$$\begin{aligned} \bar{\Phi} &= \overline{\left(1 - e^{jkR} e^{-jk(r_1 + r_2) - jq_z \xi (\eta - L)} \right)} = \\ &= \overline{\left(1 - e^{jk(R - (r_1 + r_2))} e^{-jq_z \xi (\eta - L)} \right)} = \overline{\left(1 - e^{jk\Delta r} e^{-jq_z \xi (\eta - L)} \right)}, \end{aligned} \quad (15)$$

где $\Delta r = R - (r_1 + r_2)$, т. е. разность хода прямой и отраженных волн, приведенная к средней плоскости с $\xi = 0$.

Дисперсия интерференционного множителя.

Дисперсия интерференционного множителя определена по формуле $D_{\Phi} = |\Phi|^2 - |\bar{\Phi}|^2$. Выражения для слагаемых в этой формуле имеют вид

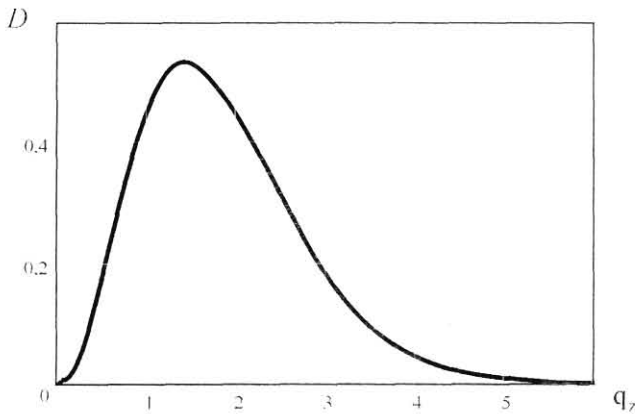
$$\begin{aligned} |\Phi|^2 &= \overline{1 - e^{-jk\Delta r + jq_z \xi (\eta - L)} - e^{jk\Delta r - jq_z \xi (\eta - L)} +} \\ &\quad \overline{e^{jk\Delta r - jq_z \xi (\eta - L)} e^{-jk\Delta r + jq_z \xi (\eta - L)}} = \\ &= \overline{1 - e^{jk(\Delta r - \Delta \bar{r})} e^{-jq_z \xi (\eta - L) + jq_z \xi (\eta - \bar{L})} -} \\ &\quad \overline{e^{-jk\Delta r + jq_z \xi (\eta - L)} - e^{jk\Delta r - jq_z \xi (\eta - L)}}; \end{aligned}$$

и

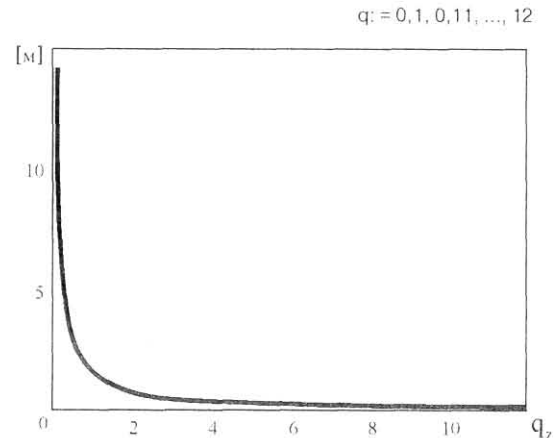
$$\begin{aligned} |\bar{\Phi}|^2 &= \overline{1 - e^{-jk\Delta \bar{r} + jq_z \xi (\eta - \bar{L})} - e^{jk\Delta \bar{r} - jq_z \xi (\eta - \bar{L})} +} \\ &\quad \overline{e^{jk\Delta \bar{r} - jq_z \xi (\eta - \bar{L})} e^{-jk\Delta \bar{r} + jq_z \xi (\eta - \bar{L})}} = \\ &= \overline{1 - e^{jk(\Delta \bar{r} - \Delta \bar{r})} e^{-jq_z \xi (\eta - \bar{L})} e^{jq_z \xi (\eta - \bar{L})} -} \\ &\quad \overline{e^{-jk\Delta \bar{r} + jq_z \xi (\eta - \bar{L})} - e^{jk\Delta \bar{r} - jq_z \xi (\eta - \bar{L})}}. \end{aligned}$$

Величины под волнистой чертой и без черты относятся к отражающим точкам разных реализаций случайной плоскости. Введя обозначения $\xi(\eta - L) = \zeta$ и $\xi(\eta - \bar{L}) = \bar{\zeta}$, что справедливо при $\sin \xi \approx \xi$ и $\sin \bar{\xi} \approx \bar{\xi}$, выражение для дисперсии интерференционного множителя можно записать в виде

$$D_{\Phi} = e^{jk(\Delta \bar{r} - \Delta \bar{r})} \left[\overline{e^{-jq_z \zeta + jq_z \bar{\zeta}} - e^{-jq_z \zeta} e^{jq_z \bar{\zeta}}} \right]. \quad (16)$$



■ Рис. 2. Зависимость дисперсии интерференционного множителя от разброса параметров ЦКИ и условий наблюдения



■ Рис. 3. Возможные значения СКО ЦКИ в зависимости от условий наблюдения

Полученный результат совпадает с выводом, представленным Ф. Г. Бассом и И. М. Фуксом при исследовании интенсивности флуктуаций поля на неограниченной шероховатой поверхности, но имеет иной физический смысл, ясный из постановки задачи. Положив для примера ζ гауссовой случайной величиной и проводя несложные преобразования над выражением (16), следуя аналогичным действиям в работе [6], проведем анализ дисперсии интерференционного множителя от быстроменяющегося выражения в фигурных скобках:

$$D_{\Phi} \approx \left[e^{-q_z^2 \sigma^2 (1-W)} - e^{\left(\frac{-q_z^2 \sigma^2}{2} \right)^2} \right]. \quad (17)$$

В этом выражении W и σ^2 – коэффициент корреляции и дисперсия углов наклона случайной плоскости соответственно. Зависимость D_{Φ} от $q_z^2 \sigma^2$ при различных значениях коэффициента корреляции представлена на рис. 2.

На рисунке виден рост D_{Φ} с увеличением $q_z^2 \sigma^2$ примерно до 1,29 с последующим спадом до нуля.

Рост дисперсии, естественно, будет происходить и при больших значениях $q_z^2 \sigma^2$, однако в этом случае распределение энергии отраженного поля осуществляется в направления, отличные от пространственного положения точки N . Из этого следует вывод, что использование для расчета дальности действия РЛС цифрового картографического материала с погрешностью представления метрической информации, не обеспечивающей для заданных условий радиолокационного наблюдения приближенного равенства

$$q_z^2 \sigma^2 \leq 1,29, \quad (18)$$

нецелесообразно.

Кривая, приведенная на рис. 2, рассчитана для пространственного масштаба отражающей плоскости (радиуса корреляции), совпадающего с размером участка, существенного для отражения радиоволн, размер которого определяется формулой (9). Это условие, в свою очередь, ограничено применимостью метода зеркального отображения.

Зависимость значения СКО представления метрической информации в ЦКМ от условий радиолокационного наблюдения представлена на рис. 3.

Очевидно, что с увеличением угломестного положения точки наблюдения, когда q_z растет, требования к точности представления ЦКИ, необходимой для расчета интерференционного множителя Земли, возрастают. При скользящем распространении волн требования к значению σ^2 уменьшаются.

Следует отметить, что на значение интерференционного множителя может оказать существенное влияние наличие «шероховатостей» на отражающей поверхности, что приводит к явлению диффузного рассеяния. Стохастическая изменчивость радиофизических свойств реальной подстилающей поверхности приводит к флуктуации комплексного коэффициента отражения Френеля $\hat{R}_{в,г}$. В данной статье влияние диффузного рассеяния и флуктуации $\hat{R}_{в,г}$ на параметры поля в точке наблюдения не рассматривалось. Ограничения в постановке задачи обусловлены отсутствием в существующих ГИС достоверной информации о характере неровностей, образующих статистический ансамбль, а именно их средних размеров и пологости, а также данных о значении комплексной диэлектрической проницаемости и проводимости моделируемой земной поверхности.

Однако, учет возмущенного поля, обусловленного «шероховатостью» отражающей поверхности, при практических расчетах в ГИС можно осуществить введением соответствующих множителей [8].

Литература

1. **Геоинформатика.** Толковый словарь основных терминов // Под ред. А. М. Берлянта и А. В. Кошкарева. – М.: ГИС-Ассоциация, 1999. – 204 с.
2. **Безлюдников О. Л., Деревянко С. А., Севостьянов С. В. и др.** Автоматизация анализа рельефа местности при расчете напряженности поля радиосигналов // Радиотехника. – 2001. – № 9. – С. 86–88.
3. **Красюк Н. П., Красюк В. Н., Коблов В. А.** Влияние тропосферы и подстилающей поверхности на работу РЛС. – М.: Радио и связь, 1988. – 213 с.
4. **Зикратов И. А., Самотонин Д. Н.** Геоинформационный анализ радиолокационных отражений. – СПб.: Политехника, 2004. – 144 с.
5. **Лукин А. Н.** Оценка напряженности поля электромагнитных волн метрового диапазона над пересеченной местностью // Радиотехника. – 1998. – № 4. – С. 25–28.
6. **Рытов С. М., Кравцов Ю. А., Татарский В. И.** Введение в статистическую радиофизику. Ч. II. Случайные поля. – М.: Наука, 1978. – 464 с.
7. **Басс Ф. Г., Фукс И. М.** Рассеяние волн на статистически неровной поверхности. – М.: Наука, 1972. – 424 с.
8. **Ушаков И. Е., Шишкин И. Ф.** Радиолокационное зондирование морской поверхности. – М.: РИЦ «Татьянин день», 1997. – 264 с.

ИНФОРМАЦИОННО – УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Научно-практический журнал

Подписной индекс по каталогу «Роспичать»:
«Газеты и журналы» – № 15385, «Издания органов НТИ» – № 69291

Периодичность – каждые два месяца. **Тираж** – 1000 экз. **Распространяется** только по подписке в России и странах СНГ. Возможна подписка через редакцию по заявке (по почте, телефону, факсу или e-mail), по которой высылаем счет. **Высылаем** по Вашей просьбе (бесплатно) образец журнала для подписки. **Стоимость** годовой подписки (6 номеров) – 1800 руб. (включая НДС 10 %), с добавлением стоимости доставки – 90 рублей по России и 300 рублей в страны СНГ. Подписчики информируются о новых книгах издательства «Политехника» и получают скидки на публикацию рекламы. При повторной подписке скидка 10 %.

Приглашаем к сотрудничеству специалистов по построению информационно-управляющих систем, системного анализа и обработки информации, моделирования систем и процессов, совершенствования информационных каналов и сред. Научные статьи, одобренные редколлегией, печатаются бесплатно. Рекламные – согласно расценкам (в рублях, включая НДС 20 %):

Цветные полосы		Черно-белые полосы		Скидки при единовременной оплате	
1-я стор. обложки	15000	1 полоса А4	4000	2-х публикаций	10 %
2-я стор. обложки и каждая стр. вкладки	12000	1/2 полосы	2500	3-х публикаций	15 %
3-я стор. обложки	10000	1/2 полосы	1125	4-х и более	20 %
4-я стор. обложки	12000	1/8 полосы	800		

Примечание: при размещении цветного рекламного модуля не менее 1/2 страницы сопутствующая статья (1–2 страницы) печатается бесплатно.

Требования к рекламным модулям. Принимаются оригиналы фотографий высокого качества и контрастности. Рекламные модули в файловом виде на компакт-дисках или присланные по e-mail в заархивированном виде (RAR, ZIP) с разбивкой на дискеты предоставляются только в форматах TIFF, JPEG, BMP (с разрешением не меньше 300 dpi), выполненные в программах Adobe Photoshop 5.0, Corel Draw 9.0, 10.0.

УДК 681.325.5: 518.5

ФОРМАЛИЗМ АДРЕСНО – ВРЕМЕННЫХ КАРТ ДЛЯ ОПИСАНИЯ АЛГОРИТМОВ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Базовые объекты и операции с АТ–картами

А. М. Астапкович,

канд. техн. наук, начальник СКБ

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

В статье описаны базовые объекты и операции формализма АТ-карт. АТ-карта представляет собой двумерное описание (адреса и дискретные временные интервалы) требуемых ресурсов используемого программного модуля. Предложенный формализм ориентирован на использование в программно-инструментальных средствах нового поколения с возможностями генерации кодов для многоканальных систем управления реального времени. Введены новые типы матричных операций, которые дают возможность описания изменений их размера, а также новые правила формирования значений элементов результирующих матриц.

AT-card formalism basic objects and operation are presented in the article. AT-card is a two-dimensional (addresses and discrete time intervals) description for required resources of used software module. Proposed formalism is oriented for a new software development tool with code generation ability for multi channel real time control systems. New type of matrix operations are introduced that give possibility to describe change of matrix size, also as new rules to form a resulting matrix elements.

ВВЕДЕНИЕ

Бурное развитие современной микропроцессорной техники привело к тому, что разработка низкоуровневого программного обеспечения (ПО) становится наиболее инертным звеном в цикле разработки многоканальных систем управления реального времени (СУРВ) встраиваемого класса. Повышение производительности разработчиков ПО и качества низкоуровневого программного обеспечения невозможно без автоматизации задачи синтеза программного обеспечения.

Одним из перспективных направлений развития программно-инструментальных сред нового поколения является использование технологии нисходящего программирования [1, 2] для этого класса СУРВ. Ключевой задачей, определяющей возможность ее применения, является введение адекватного этой технологии формализма, обеспечивающего учет специфики многоканальных СУРВ.

Предлагаемый в работе формализм обеспечивает возможность полуавтоматического или

автоматического синтеза программного обеспечения (ПО) за счет укрупненного описания требуемых ресурсов для каждого из автономных программных модулей. Предлагаемые описания программных модулей и операции с ними призваны обеспечить возможность автоматического анализа критической секции, а также анализа обеспечения корректности межзадачного информационного обмена в синтезируемом коде.

Рассмотренный в данной работе формализм предназначен для укрупненного описания алгоритмов функционирования многоканальных систем управления, низкоуровневое программное обеспечение для которых разрабатывается с применением технологии микрооперационных систем реального времени (mОСРВ).

Использование базовых понятий формализма АТ-карт оказалось продуктивным с чисто практической точки зрения. К настоящему времени уже накоплен опыт использования методики АТ-моделирования для решения ряда плохо формализуемых задач системной интеграции [3].

Статья представляет собой логическое продолжение работы [4] и использует введенную в ней систему базовых понятий и определений.

БАЗОВЫЕ ПОНЯТИЯ ТЕОРИИ mОСРВ

С точки зрения разработчика низкоуровневого ПО для систем управления встраиваемого класса mОСРВ представляют собой стандартную структурную основу, которая автоматически интегрируется вместе с прикладным программным обеспечением (ППО) в используемое системой управления аппаратное обеспечение. Для встраиваемых СУРВ приходится учитывать существование связи между имеющимися ресурсами, количеством параллельных контролируемых процессов и специфицированным временем реакции системы управления на внешнее воздействие. Существенное влияние на эти параметры оказывают и особенности mОСРВ, используемой в конкретной реализации. На практике наличие такой связи приводит к ограничению числа надежно контролируемых процессов в зависимости от сложности алгоритмов управления, имеющихся ресурсов в виде характеристик используемой аппаратной составляющей системы управления, а также дополнительных ограничений, зависящих от конкретных условий эксплуатации системы управления.

Рассматривая mОСРВ для встраиваемых приложений как основу внутрисистемной (внутрифирменной) технологии разработки программного обеспечения, несмотря на все вышесказанное, необходимо тем не менее обеспечить достаточную универсальность этой управляющей структуры применительно к кругу решаемых задач. В противном случае сложно говорить о технологии разработки, коль скоро каждый вариант ППО требуется разрабатывать с нуля. Однако при этом не следует забывать, что операционная система сама по себе занимает ресурсы, а чрезмерная универсальность приводит к потере эффективности всей разработки. Эти соображения также определяют необходимость выделения некоторого подмножества ОСРВ, включающего в себя специализированные операционные системы для встроенных многоканальных систем управления с фиксированным числом каналов, для обозначения которого и была предложена аббревиатура mОСРВ. Под термином «специализированные» в данном случае подразумевается понятие «оптимизированные» под конкретные условия применения.

В случае сложного характера взаимного влияния каналов реализация алгоритма функционирования всей многоканальной СУРВ подразумевает необходимость использования общих разделяемых ресурсов, а также выполнение временных требований по скорости передачи данных от одной задачи к другой. В простейшем случае под разделяемыми ресурсами подразумевается микропроцессор.

Как явствует из примеров, рассмотренных в обзоре литературы, применение технологии mОСРВ целесообразно при сужении многообразия объектов управления до уровня одного

класса или даже до одного типа устройств. При этом применение технологии mОСРВ к низкоуровневому программному обеспечению служит для придания ему свойств мобильности. Под мобильностью здесь понимается свойство легкой переносимости ППО при модификации используемых аппаратных решений. С этой точки зрения mОСРВ является ядром соответствующей программно-инструментальной среды, обеспечивающей возможность синтеза ППО в загружаемые коды. В свою очередь, соответствующие программно-инструментальные среды должны обеспечить возможность широкого повторного использования библиотечных модулей типовых решений. Вместе с тем, конкретная микропроцессорная платформа или даже семейство используемых микропроцессоров, а также конкретная область применения накладывают ряд ограничений на детали реализации mОСРВ, структуру и организацию библиотек ППО, особенности реализации программно-инструментальных сред. Платой за соблюдение указанных ограничений является повышение производительности программистов и качества разрабатываемого ПО.

Следующим логическим шагом в этом направлении является автоматизация операций синтеза программного обеспечения, что требует развития нового класса программно-инструментальных средств, базирующихся на технологии структурного программирования. Технология структурного программирования характеризуется наличием следующих признаков [1]: проектирование логической структуры алгоритма сверху-вниз с использованием принципа абстракции и пошаговой детализации; модульное программирование, подразумевающее возможность широкого повторного использования отработанных программных единиц, структурное кодирование модулей и сквозной структурный контроль. По аналогии с вышесказанным о традиционной технологии разработки программного обеспечения, такой подход базируется на формулировке и решении широкого круга обратных задач, связанных с определением временных характеристик разрабатываемого алгоритма, ресурсными требованиями для конкретных программных модулей, выбором тактовых частот микропроцессора и т. п.

Теория ОСРВ в ее нынешнем виде оперирует такими базовыми объектами, как «задача», «процесс», «нить». Разные авторы используют эти понятия в разных контекстах [5–10], что зачастую порождает значительные трудности для понимания даже на концептуальном уровне излагаемых разными авторами результатов.

Введем собственные определения ряда ключевых объектов теории ОСРВ применительно к СУРВ встраиваемого класса для исключения двусмысленности толкования данной статьи. В большей степени предлагаемые определения ориентированы на описание алгоритмов, реализуемых средствами низкоуровневого программирования, и являются первичными объектами теории mОСРВ [11, 12].

Задача и составная задача. Будем использовать понятие «задача» в качестве первичного объекта, представляющего собой функционально законченный отрезок кода, реализующий требуемый алгоритм работы конкретных модулей микропроцессора. Программно этот отрезок кода оформляется в виде функции, подпрограммы или макроса.

Несколько задач, выполняемых с заданной последовательностью и информационно обменивающихся между собой, в соответствии с введенным определением также представляют собой задачу. Будем называть объекты такого рода составными задачами.

Базовое отличие задачи от составной задачи заключается в том, что две и более составные задачи могут использовать одну и ту же задачу для собственной реализации. Соответственно, в таком случае эта задача становится разделяемым ресурсом, требующим корректного использования.

Процесс. В общепринятом смысле этого слова процесс подразумевает некоторое действие, разворачивающееся во времени. В соответствии с этим будем считать, что за реализацию соответствующих алгоритмов управления по каждому из параллельных каналов ответственен соответствующий процесс. Сами процессы представляют собой последовательность задач, запускаемых в порядке определенной очередности. Таким образом, процесс – это временная последовательность выполнения задачи, в том числе и составной. В предлагаемой аксиоматике процесс есть сложный объект, формируемый из задач (в том числе из составных), выполняемых в виде, предписанном алгоритмом функционирования системы управления временной последовательности. Количество циклов запуска задач является параметром, характеризующим процесс, и имеет целочисленное значение, лежащее в диапазоне от 1 до ∞ .

Асинхронный процесс. Процесс, выполнение которого может начаться в произвольный момент времени, будем называть асинхронным процессом. Запуск его осуществляется асинхронным входным воздействием на входе системы управления. При этом количество циклов запуска задач варьируется в зависимости от реализуемого алгоритма. В системах управления жесткого реального времени такие входные сигналы, как правило, обрабатываются диспетчером прерываний, которые запускают на выполнение составную задачу выработки выходного управляющего воздействия (воздействий). В соответствии с введенными выше определениями в этом случае асинхронный процесс представляет собой сложную задачу, состоящую из задачи обработки прерывания и задачи выработки выходного воздействия.

Конкурентное пространство и конфликт. В классической теории ОСРВ пересечение адресных множеств разных задач называют критической секцией, а задачу анализа кода на наличие таких пересечений называют задачей анализа критической секции.

При автоматическом размещении кодов программных модулей в памяти программ при неудачном выборе их начальных точек возможно наложение кодов друг на друга. В этом случае можно говорить, что программные модули конкурируют между собой за память программ, которая рассматривается как конкурентное пространство.

Все ресурсы микропроцессора (память программ, память данных, внутренние регистры микропроцессора и т. п.) можно упорядочить некоторым образом за счет соответствующей нумерации, образовав тем самым адресное конкурентное пространство.

Если эту же нумерацию использовать при описании требуемых ресурсов для программных модулей, применяемых при синтезе кода, то это задаст однозначным образом также и адресное пространство каждой из задач. При произвольном варианте размещения задач в памяти микропроцессора возможно их пересечение в адресном конкурентном пространстве.

Следует отметить, что ресурсы задач не совсем однородны. Для двух простых задач, выполняющих только вычисления без взаимного информационного обмена при суммарной размерности используемого адресного пространства, меньшей памяти программ, устранить пересечение можно соответствующим смещением начальных адресов. Если задачи требуют одного и того же периферийного модуля в монопольном режиме, пересечение не устранимо при заданном типе используемого микропроцессора или структуре системы управления. Отметим, что в зависимости от решаемых задач возможны различные способы формирования конкурентного пространства.

Этот подход в работе [4] был распространен и на временную ось. Там же были введены определения А-, Т- и АТ-конфликтов.

Битовые и целочисленные АТ-карты. В работе [4] для описания используемых задач ресурсов (адресов и временных тактов) было введено понятие битовых АТ-карт. По аналогии АТ-карты, элементы которых могут принимать лишь целочисленные значения, будем называть целочисленными АТ-картами.

КЛАССИФИКАЦИЯ ОПЕРАЦИЙ С АТ-КАРТАМИ

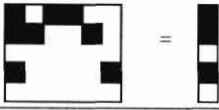
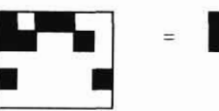
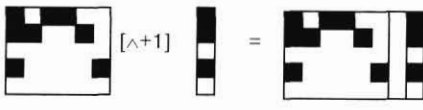
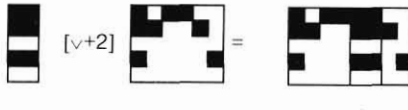
В работах [4, 11] для компактного описания требуемых ресурсов для реализации алгоритма в многоканальной системе управления введен ряд символьных операций с прямоугольными матрицами. С учетом того, что предлагаемый формализм еще не получил широкого распространения, разберем мотивацию и ряд особенностей вводимых символьных операций.

При этом будет использоваться следующая форма записи выражений для базовых операций: [тип операции] операнд (ы).

Иерархия символьных операций с АТ-картами вводится следующими определениями.

Определение 1. Операцию, влияющую на один из размеров матрицы описания АТ-карты,

Определение базовых операций с АТ-картами

Название, краткое описание, тип	Пример	Примечания
Проецирование: $[\perp A] AT = \{a\}$ Одноместная операция ранга (-1) проецирования матрицы на одну из осей: А или Т	$[\perp A]$ 	Операция проецирования на определяемое множество $\{m\}$: $[\perp(A \text{ def } \{m\}) AT = \{a\}$. Проецирование возможно как на ось А, так и на ось Т
Измерение размера АТ-карты $[DT] AT$, $[DA] AT$ Одноместная операция ранга (-1)	$[DT] AT = j_{\max} - j_{\min}$ $[DA] AT = j_{\max} - j_{\min}$	Реализация зависит от принятого способа представления АТ-карты
Усечение: $[D_1 \square D_3] AT = AT_1$ D_2 D_4 Двуместная операция ранга (0), изменяющая размерность матрицы описания АТ-карты в соответствии с параметрами D_1, D_2, D_3, D_4	$[\square 4]$ 	Параметры усечения – беззнаковые целые числа
Объединение: $AT_2 [\wedge + d] AT_1 = AT_3$ Двуместная операция ранга (0) формирования одной АТ-карты из двух с соответствующим смещением значений элементов суммарной матрицы. Параметры смещений зависят от значений матрицы AT_1 и D		Многоместная операция объединения N АТ-карт $\sum [\wedge + D] AT_i$. Возможно введение векторной операции $\sum [\wedge + D]$ AT_i с переменным смещением для каждого слагаемого
Врезка: $AT_2 [v + D] AT_1 = AT_3$ Двуместная операция ранга (0) формирования одной АТ-карты из двух с соответствующим смещением значений элементов суммарной матрицы. Параметры смещений зависят от значений матрицы AT_1, AT_2 и D		Операция ранга (+1) $[W + [D_1 - D_2]]$ множественной врезки с параметрами D_1, D_1+1, \dots, D_2 . Результатом является $(D_2 - D_1 + 1)$ АТ-карт, сформированных операциями врезки с линейно увеличивающимся параметром D . При положительных значениях параметра D операция $[v+D]$ становится эквивалентной операции $[\wedge + D]$ и справедливо соотношение AT_1 $[v + \text{abs}(D)] AT_2 = AT_2 [\wedge + \text{abs}(D)] AT_1$

будем называть одномерной, а именно А-операцией или Т-операцией. Операции, влияющие на оба размера матрицы описания АТ-карты, будем называть двумерными.

Определение 2. Операцию, производимую над одной АТ-картой, будем называть одноместной, над двумя АТ-картами – двуместной. Операции, которые производятся над большим количеством АТ-карт, будем называть многоместными операциями.

В дальнейшем потребуются и более сложные операции, которые, согласно введенному выше определению, являются двуместными, однако результатом их действия является некоторое множество АТ-карт. Естественно трактовать результат действия такой операции, как увеличение размерности исходного объекта на единицу. Для характеристики этого свойства введем следующее определение.

Определение 3. Изменение размерности результирующего объекта в результате применения операции будем характеризовать целым числом со знаком, которое называется рангом операции.

Описание ряда базовых операций с АТ-картами представлено в таблице.

БАЗОВЫЕ ОПЕРАЦИИ С АТ-КАРТАМИ

Операция проецирования на ось адресов может интерпретироваться как операция преобразования двумерного множества в одномерное упорядоченное множество с монотонно возрастающими значениями элементов и заданным шагом между элементами, равным единице. Это открывает возможность для построения ряда удобных и полезных обобщений. Рассмотрим возможные варианты одноместных операций ранга (-1). Например, определение оси А или Т через некоторое определяемое множество элементов $\{m\}$ обеспечивает возможность компактной записи критерия использования (неиспользования) тех или иных адресов или временных интервалов в виде

$$A = \text{def } \{m\}$$

$$[\perp A] AT_1 = \{i\}_1. \quad (1)$$

Если множество $\{i\}_1$ пустое, то это означает, что программная единица, описываемая картой AT_1 , не использует ни одного из адресов, формирующих множество $\{m\}$. Это можно записать в лингвистическом формате современных языков программирования в виде

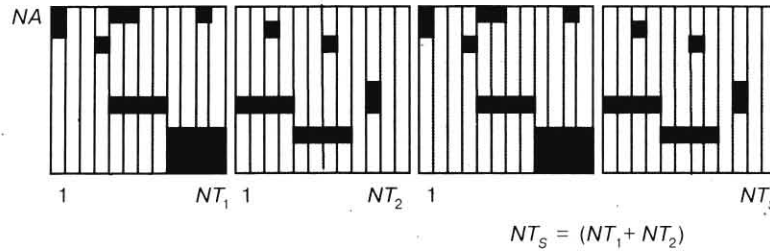
/* Программная реализация

```
CALL TASK1
CALL TASK2
```

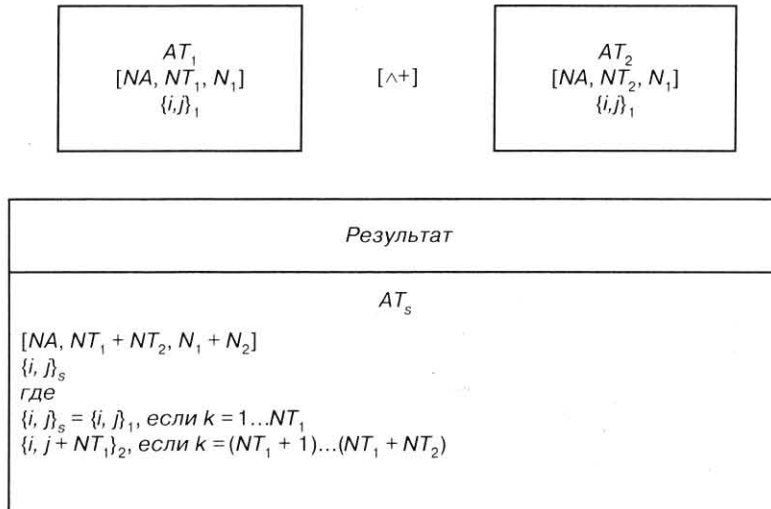
Операция объединения [Λ+]

$$AT_1 [\wedge+] AT_2 = AT_s$$

Графическая иллюстрация



Реализация операции объединения на уровне представлений



■ Рис. 1. Иллюстрация к введению операции объединения [Λ+] двух AT-карт

$$[\perp (A = \text{def } \{m\})] AT_j = \{i\}_j = 0. \quad (2)$$

Обозначение def в данном случае интерпретируется как определяемое множество {m} и подразумевает, что множество адресов определено тем или иным способом. Операция «равно» требует соответствующего определения. Эта же операция может быть применена к оси времени.

Операция усечения. В классическом матричном исчислении введение арифметических операций обеспечивается за счет согласованности размеров матриц. Для получения эффективного аппарата работы с AT-картами требуется обеспечить возможность уменьшать (увеличивать) размеры AT-карт.

В рамках введенной выше классификации определений операция усечения представляет собой одноместную операцию ранга (0). Как следует из приведенной в таблице иллюстрации, результатом операции усечения, выполненной над исходной AT-картой, является AT-карта

меньшего размера, зависящего от конкретного численного значения параметра в используемой операции усечения. Поскольку матрица представляет собой некоторый прямоугольник, то, соответственно, должны быть введены операции левого, правого, нижнего и верхнего усечения. Количество отбрасываемых столбцов (строк) определяется численным значением параметра операции. Последовательность выполнения операций левого, правого, верхнего и нижнего усечения не имеет значения и, соответственно, из них могут быть сконструированы операции усечения по двум, трем и четырем сторонам AT-карты.

Операция объединения [Λ+D]. Антипод операции усечения – двуместные и многоместные операции объединения AT-карт. Эти операции появляются естественным образом при описании суммарной AT-карты, описывающей используемые ресурсы системой псевдопараллельных процессов. На рис. 1 определяется и иллюстрируется двуместная операция объеди-

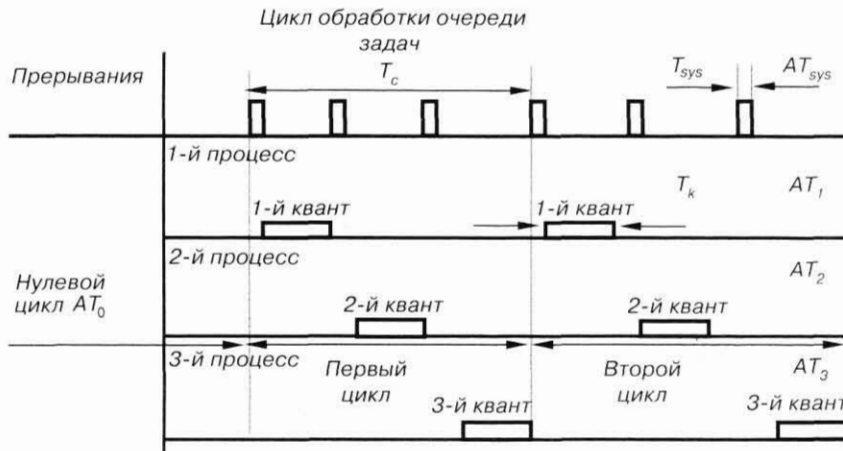


Рис. 2. Процессограмма диспетчера для мОСРВ с квантованием времени

нения двух АТ-карт. Операция объединения не коммутативна.

Для введения многоместной операции объединения рассмотрим программу, циклически опрашивающую N каналов. АТ-карта одного цикла опроса образуется путем применения операции объединения к N АТ-картам AT_j , описывающим требуемые ресурсы для подпрограммы обработки воздействий по каждому из каналов. Общая АТ-карта представляет собой бесконечную карту AT_s . Процесс ее формирования представляется многоместной операцией объединения:

$$AT_s = \sum_{k=1}^{\infty} [\wedge+] \left(\sum_{i=1}^N [\wedge+](AT_i) \right). \quad (3)$$

Внутренний цикл суммирования в формуле (3) представляет собой АТ-карту, описывающую один цикл опроса очереди задач.

Многоместная операция объединения матриц $\Sigma[\wedge+]$ позволяет компактно описать суммарную АТ-карту псевдопараллельных процессов, сформированных из задач, для запуска которых используется диспетчеризация с квантованием времени. На рис. 2 представлена процессограмма, где обработка прерываний от системного таймера, сохранение контекста текущей задачи и загрузка следующей образуют системный процесс длительностью T_{sys} , который также может быть описан своей АТ-картой AT_{sys} . В предлагаемых обозначениях это можно записать в виде

$$AT_s = AT_0 [\wedge+] \sum_{k=1}^{\infty} [\wedge+] \left(\sum_{i=1}^N (AT_{sys} [\wedge+] AT_i) \right), \quad (4)$$

где N следует положить равным трем.

Синтез программного обеспечения для многоканальных систем управления реальным временем требует средств описания конфликтов и введения меры конфликтности конкретной реализации синтезируемого ПО. Применительно к многоканальным СУРВ речь идет либо об АТ-конflikте, либо о Т-конflikте. Это позволяет использовать аппарат линейной или нелинейной оптимизации для логического проектирова-

ния алгоритмов в части корректного разделения ресурсов процессора для обеспечения специфицированных времен реакций на входные воздействия в каналах управления.

Рассмотрим обобщение операции $[\wedge+]$ в виде $[\wedge+D]$. Здесь D может принимать как положительные, так и отрицательные значения:

$$AT_1 = \{i, j\}_1, j = [1-T_1],$$

$$AT_2 = \{i, j\}_2, j = [1-T_2],$$

$$AT_s = \{i, j\}_s \{i, j\}_1, \text{ если } k = 1 \dots T_1,$$

$$\{i, j+D\}_2, \text{ если } k = (T_1 + 1) \dots (T_1 + T_2). \quad (5)$$

Очевидно, что операция $[\wedge+]$ является частным случаем этой операции при $D = 0$. При $D > 0$ происходит увеличение временной компоненты размерности матрицы AT_s , на величину, равную D , а общее количество элементов в матрице AT_s возрастает на $D \times AN$ нулевых элементов, по сравнению с простой суммой элементов матриц AT_1 и AT_2 . При этом в соответствии с определением (5) суммарная AT_s -карта при $D > 0$ будет иметь разрыв, описываемый по умолчанию.

Определенная выше двуместная операция $[\wedge+D]$ позволяет уже без всякого труда ввести многоместную операцию $\Sigma[\wedge+D]$. В качестве содержательного примера полезных качеств предлагаемого обобщения рассмотрим возможность описания системного процесса для диспетчеризации с квантованием времени, приведенной на рис. 2. Системный процесс для этого случая описывается в следующем виде:

$$AT_s = AT_0 [\wedge+] \sum_{k=1}^{\infty} [\wedge+] \left(\sum_{m=1}^3 [\wedge+Tc/3](AT_{sys}) \right). \quad (6)$$

Карта AT_0 описывает фазы инициализации микропроцессора и мОСРВ. В соответствии с рис. 2 $D = Tc/3$. Описание системного процесса в виде (6) в сочетании с процессограммой на рис. 2 иллюстрируют возможность компактного и наглядного описания многосвязных бесконечных АТ-карт с помощью операции $\Sigma[\wedge+D]$.

В целях обеспечения возможности описания многосвязных АТ-карт с нерегулярной структу-

рой требуется допустить использование векторного параметра D , что никак не противоречит приведенным выше определениям. Действительно, рассмотренные операции введены через операцию сложения двух АТ-карт. Понятно, что для конкретной реализации потребуются определить размерность вектора D . Описание многосвязной АТ-карты нерегулярной структуры представляется в виде операции сложения с векторным смещением и имеет следующий вид:

$$AT = \sum_{k=1}^{N-1} [\wedge + D_k](AT_k). \quad (7)$$

Выражение (7) представляет собой определение в самом общем виде Т-операции объединения, которую целесообразно называть векторной.

Ограничений на применение предлагаемых операций к адресной компоненте АТ-карт нет. Следует лишь позаботиться об устранении неоднозначности записи для понимания, к какой именно компоненте (адресной или временной) относится выполняемая операция.

Для описания двумерных операций представляется разумным ввести следующее обозначение:

$$AT_2^{A\text{-операция}}, AT_1 = AT_s, \quad (8)$$

которое естественным образом может быть распространено и на многоместные операции.

В качестве примера использования А-операций объединения можно привести задачу описания порядка размещения кодов программных модулей в памяти программ. В этом случае существует аналогия между описанием алгоритма функционирования многоканальной системы реального времени с диспетчеризацией с квантованием по времени с помощью операций объединения и постраничным размещением в памяти программ кодов программных модулей. Двумерные операции обеспечивают возможность описания динамического распределения памяти между процессами.

Для задач этого класса требуется расширить область допустимых значений, включив в нее отрицательную полуось $D < 0$. На рис. 3 показана графическая иллюстрация выполнения операции $[\wedge - 3]T_1$ над адресно-временными картами AT_1 и AT_2 .

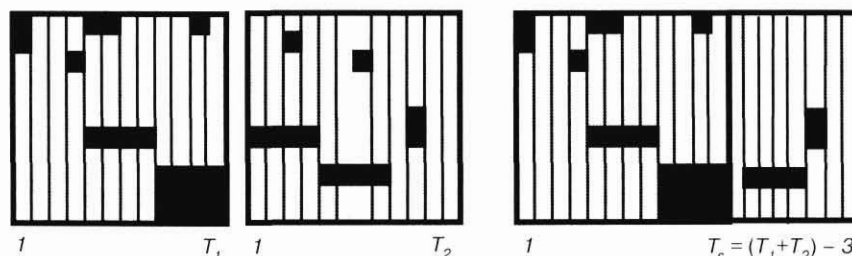
Детальный анализ определения (5) для операции $[\wedge + D]$ приводит к следующему выводу: оно корректно описывает операцию не только при $D > 0$, но и при $D < 0$ и $abs(D) < N_1$. Сложности в непосредственном использовании определения (5) возникают лишь в случае, когда $D < 0$ и $abs(D) > T_1$.

Можно предложить несколько вариантов решения этой проблемы. Самый простой из них заключается в использовании отрицательных значений индексов. В этом случае отсчет идет от первого столбца матрицы AT_1 . Появление отрицательного индекса в матрице AT_s означает смещение на большее количество временных тактов, чем T_1 . При программной реализации это приведет к необходимости использования знаковых целых переменных для описания массивов индексов. При решении прикладных задач анализ знаков выполнения операции объединения со смещением несет информацию об очередности выполнения задач. Так, наличие отрицательных индексов сигнализирует о том, что нарушена очередность запуска задач, т. е. задача, описываемая картой AT_2 , запускается раньше, чем задача, описываемая картой AT_1 . Эта информация позволяет учитывать структуру информационного обмена между задачами и их взаимного влияния.

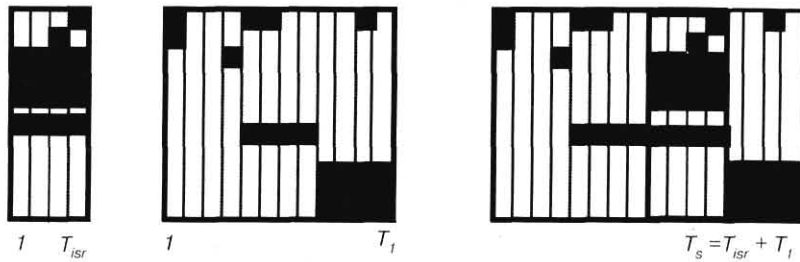
Выполнение операции $[\wedge + D]$ при отрицательных значениях D может привести к появлению А-, Т- или АТ-конфликтов. Подчеркнем, что возможность описания конфликтов в глобальном конкурентном пространстве составляет ту цель, ради которой и вводится предлагаемый формализм.

При таком подходе к синтезу алгоритма задача целочисленной оптимизации относительно некоторого функционала формулируется в пространстве независимых переменных D_k , образуемом из смещений суммируемых AT_k -карт, описывающих требуемые ресурсы для реализации алгоритмов управления по параллельным каналам управления. В качестве простейшей меры для АТ-конфликта может служить максимальное значение элемента матрицы описания суммарной AT_s -карты.

Простейший вариант реализации подразумевает использование целочисленных, например, байтовых карт для представления суммарных карт. При анализе синтезируемого кода на А- или Т-конфликты необходимо использовать введенные операции проецирования суммарной AT_s -карты на соответствующие оси. Максимальное



■ Рис. 3. Результат действия операции $\Sigma[\wedge - 3]T_1$



■ Рис. 4. Результат действия операции $AT_s = AT_{isr} [\vee - 4] AT_1$

значение получаемой целочисленной функции может служить мерой конфликтности.

Целесообразность использования символьных описаний суммарных АТ-карт вытекает из реальных перспектив разработки эффективных алгоритмов для решения широкого круга задач логического проектирования алгоритмов. При этом подразумевается, что для описания ресурсов, требующихся для реализации сложных алгоритмов, будут использоваться комбинированные символьно-списковые представления, состоящие из массивов описаний АТ-карт исходных модулей и набора выполняемых операций при их синтезе в загружаемый код.

Так, в рассмотренном выше примере символьное описание суммарной АТ-карты может быть построено с использованием описания $\{i, j\}$ карты AT_{sys} , к которому добавляется идентификатор операции $\Sigma[\wedge + D]$ с численным значением параметра D и количеством циклов, которое для ряда случаев может быть фактически бесконечным. Несмотря на то, что суммарная АТ-карта также фактически бесконечна, описание карты AT_{sys} будет очень компактно по объему.

Операция врезки $[W + [D_1 - D_2]]$. Для описания прерываний будем использовать двуместную операцию сложения двух АТ-карт, которую назовем операцией врезки и обозначим как $[\vee + D]$. Графическая иллюстрация этой операции приведена на рис. 4. Суммарная АТ-карта при выполнении этой операции формируется за счет врезки соответствующего фрагмента описания обработчика прерываний по указанному месту, определяемому параметром D . Для определенности примем соглашение, что отсчет смещения ведется от максимального значения временного интервала второго слагаемого T_1 , которым в примере на рис. 4 является карта AT_1 . При положительных значениях параметра D операция $\vee + D$ становится по результату эквивалентной операции $\wedge + D$, что может быть выражено в виде соотношения

$$AT_1[\vee + \text{abs}(D)]AT_2 = AT_2[\vee + \text{abs}(D)]AT_1. \quad (9)$$

Примененная в выражении (9) запись смещения с использованием абсолютного значения параметра D обеспечивает наглядность и устраняет причину возможных недоразумений.

Для отрицательных значений параметра D результат выполнения операции $\vee + D$ зависит от соотношения величин D , T_1 и T_2 . Как следует из

иллюстрации (рис. 5), при $\text{abs}(D) \geq (T_1 + T_2)$ справедливо соотношение

$$AT_1[\vee - \text{abs}(D)]AT_2 = AT_2[\wedge + (\text{abs}(D) - (T_1 + T_2))]AT_1. \quad (10)$$

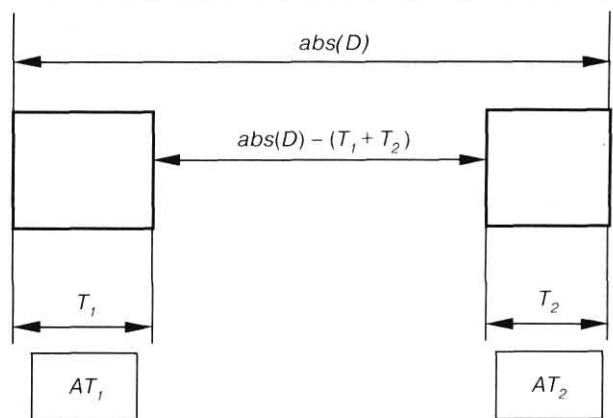
Эту ситуацию естественно назвать инверсией АТ-карт. Для полного определения операции $[\vee + D]$ обратимся к рис. 6, на котором иллюстрируется случай $\text{abs}(D) < T_1$, а само значение D отрицательно.

Первый вариант определения операции $[\vee + D]$ соответствует дисциплине с выбыванием, когда программа с большим приоритетом препятствует началу выполнения менее приоритетной. Это означает, что после появления прерывания программа обработки останавливает выполнение текущей программы, описываемой картой AT_1 . Для таких систем диспетчеризации операция $[\vee + D]$ должна быть определена как

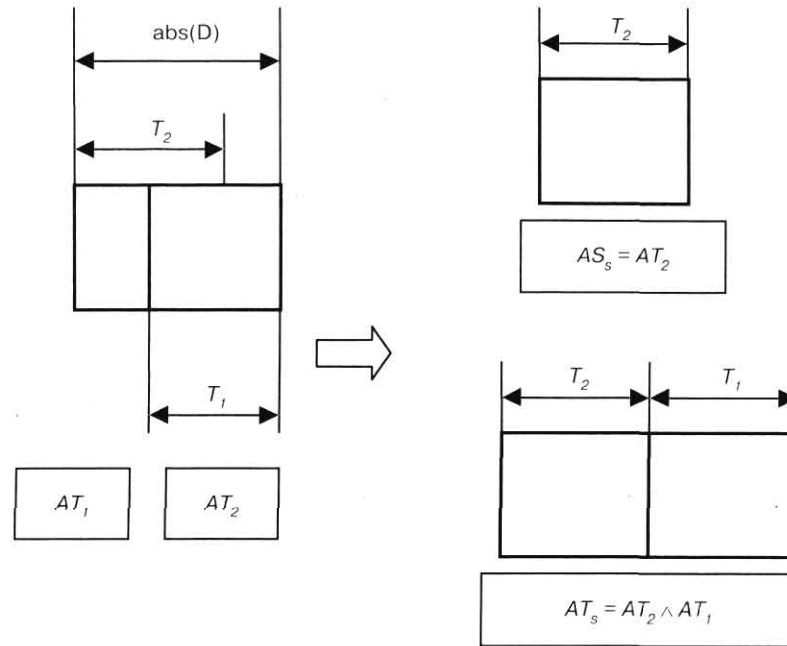
$$AT_1[\vee - \text{abs}(D)]AT_2 = AT_2, \quad \text{abs}(D) < T_1 \quad (11)$$

Другой вариант соответствует ситуации, когда в системе массового обслуживания имеется очередь (буфер). Появление высокоприоритетной заявки в этом случае приведет к тому, что текущая заявка переместится в буфер и после обслуживания заявки с более высоким приоритетом система возобновит ее обслуживание.

Для обеспечения корректного восстановления хода выполнения алгоритма, реализуемого прерванной программой, каждый раз требуется сохранять разное количество параметров, за-



■ Рис. 5. Иллюстрация соотношений параметров операции $\vee + D$ для вывода формулы (10)



■ Рис. 6. К выводу формул (11) и (12)

висящее как от особенностей алгоритма, так и от текущего значения счетчика команд. Набор регистров, обеспечивающих корректное возобновление выполнения прерванной программы, называется контекстом текущей задачи. Для этого варианта операция $[v+D]$ может быть определена как

$$AT_1[v - \text{abs}(D)]AT_2 = AT_2[\wedge]AT_1, \quad \text{abs}(D) < T_1 \quad (12)$$

После введения двуместной операции представляется разумным и совсем необременительным ввести многоместную векторную операцию $\Sigma[v+D_i]$. При этом формирование результирующей AT_s -карты следует вести с карт с большими значениями индекса i .

Двуместная операции $[v+D]$ носит явно выраженный детерминированный характер. На практике при работе с внешними асинхронными процессами момент появления сигнала прерывания не является строго детерминированным, т. е. параметр D определен неоднозначно и необходима специальная операция $W + [D_1 - D_2]$, отражающая специфику обработки прерываний и по результату действия являющаяся многозначной. Результат ее действия на две AT -карты иллюстрирует рис. 7. Операция отражает тот факт, что прерывание может с равной вероятностью произойти в любой момент времени в интервале от $(T_1 - \text{abs}(D_1))$ до $(T_1 - \text{abs}(D_2))$.

При выполнении процессором некоторой программы, описываемой соответствующей AT_1 -картой, будем считать, что она имеет конечный размер по времени, например $[T_1]$ командных циклов. В дальнейшем, не заботясь о формальной строгости, будем говорить, что процессор занят обработкой AT_1 -карты, подразумевая

выполнение соответствующей программы. Появление прерывания означает приостановку обработки текущей AT_1 -карты и начало обработки некоторой новой AT_{isr} -карты с размером $[T_{isr}]$ по t . Поскольку прерывание может появиться в любом командном цикле, то речь должна идти о некотором множестве AT -карт, формируемых из карт AT_1 и AT_{isr} .

Таким образом, операция врезки $[W + (D_1 - D_2)]$ двух AT -карт представляет собой множество из $(D_2 - D_1)$ $\{AT_s\}$ карт:

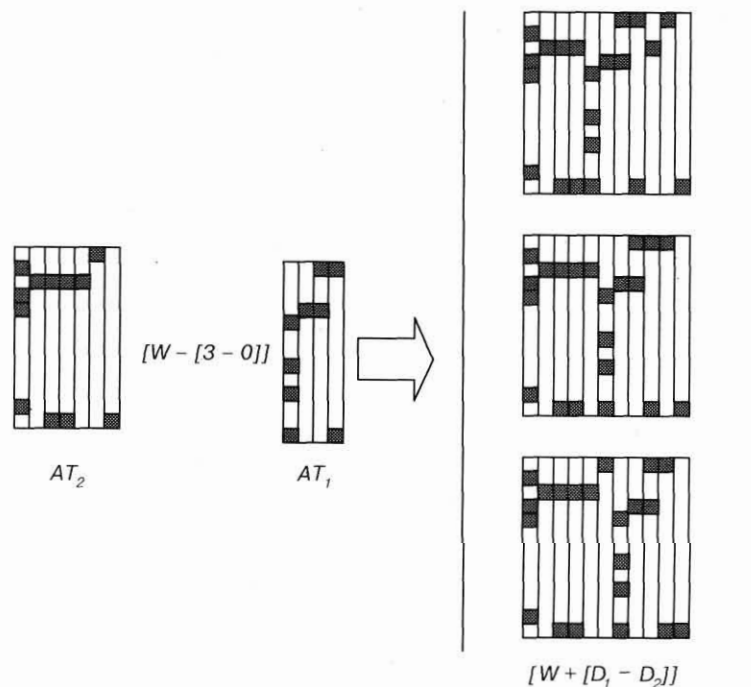
$$AT_1[W + D]AT_2 = \left\{ \begin{array}{l} AT_1[v - \text{abs}(D_1)]AT_2; \\ AT_1[v - \text{abs}(D_1) + 1]AT_2; \\ \dots \\ AT_1[v - \text{abs}(D_2 - D_1)]AT_2; \end{array} \right\} \quad (13)$$

Для упрощения примем, что параметр D_1 должен удовлетворять условию $\text{abs}(D) < T_1$. При этом каждая из AT_s -карт, формируемых в результате выполнения операции, имеет одинаковый размер по t , равный $(T_1 + T_2)$, а общее количество карт равно $\text{abs}(D_2 - D_1)$. Отметим также, что можно ввести многоместную векторную операцию, например в виде $[W + [D_1 - D_i]]$.

Выражение

$$AT_{RR} = AT_0 + \sum_{k=1}^{k=\infty} [\wedge +] \times \left(\sum_{i=1}^{i=N} [\wedge +] (AT_{sys} [\wedge +] AT_i) [W + [D_1 - D_2]] AT_{eISR} \right) \quad (14)$$

иллюстрирует возможность использования предлагаемого формализма для описания тре-



■ Рис. 7. К введению операции $[W + [D_1 - D_2]]$

буемых ресурсов для реализации алгоритма функционирования многоканальной СУРВ с диспетчером RR и одним высокоприоритетным каналом, использующим систему прерывания. Здесь карта AT_{eistr} описывает ресурсы, требуемые для реализации обработчика прерываний внешнего асинхронного сигнала. Параметр D_1 равен значению командного цикла, соответствующего прерыванию от системного таймера, запускающего очередной цикл опроса очереди задач. Параметр D_2 равен числу командных циклов, необходимых для обработки всей очереди задач, плюс число командных циклов для реализации обработчика сигналов внешних прерываний.

Операция $[W + [D_1 - D_2]]$ может привести к необходимости расширения классической теории множеств. Так, при разработке теории сетей Петри понятие «множество» тоже пришлось расширить до понятия «комплект» [13], определяемого как множество с повторяющимися идентичными элементами. Это привело к тому, что для отношения «включение» в теории комплектов была введена функция числа повторений каждого элемента. Таким образом, комплект с максимальным числом повторений, не превышающим единицу, представляет собой обыкновенное множество. Это означает, что множество представляет собой частный случай комплекта.

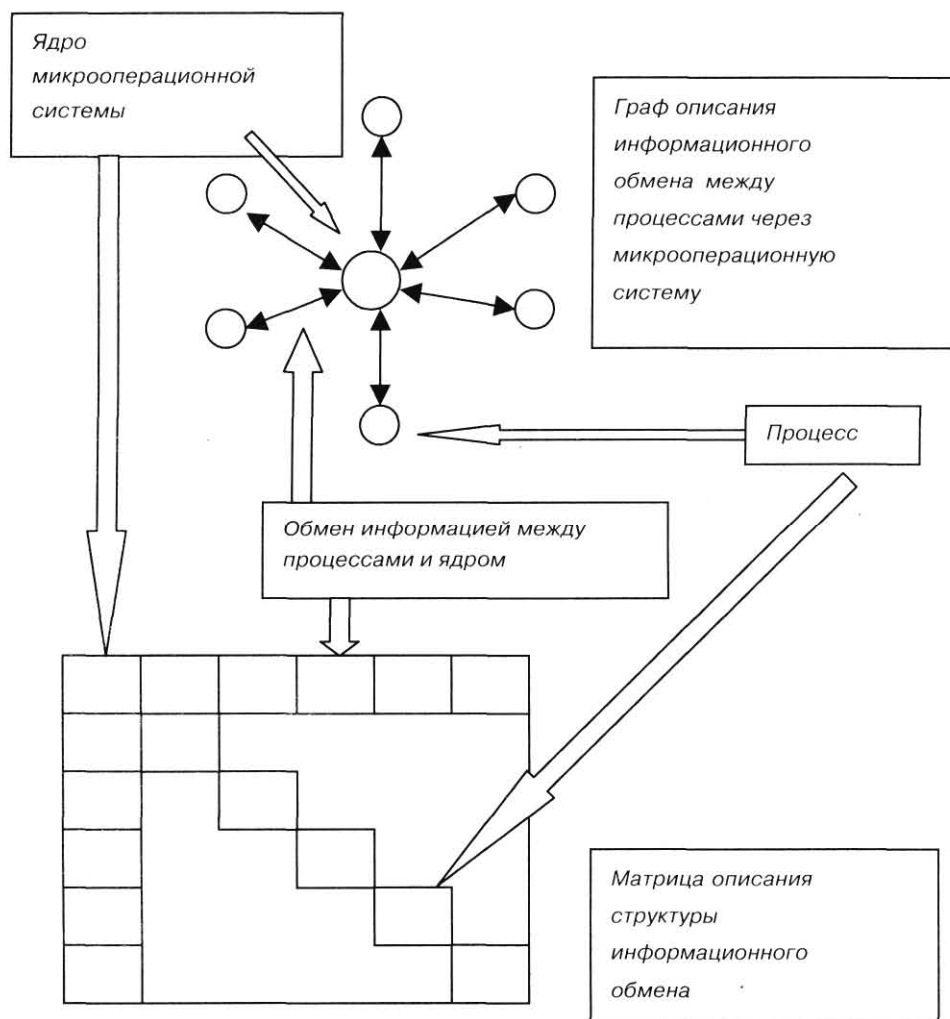
Операция сложения $[W + [D_1 - D_2]]$ может быть описана с применением формализма теории множеств, но в перспективе может оказаться целесообразным введение соответствующего расширения понятия множества (либо понятия комплекта), подразумевающего операцию объединения двух множеств с использованием отношения включения типа: «все элементы множества 1 и один из элементов множества 2».

ОПИСАНИЕ МЕЖЗАДАЧНОГО ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА С ПОМОЩЬЮ АТ-ГРАФОВ

Рассмотрим применение формализма АТ-карт для описания межзадачного информационного обмена с автоматическим анализом возникновения гонок процессов (race conditions) или их взаимной блокировки (dead lock) [6].

Возможность использования аппарата графов и матричного формализма для описания структуры межзадачного информационного обмена иллюстрирует рис. 8. Здесь структура межзадачного информационного обмена соответствует программному обеспечению, разработанному с использованием технологии mОСРВ [11, 12]. При этом информационный обмен между задачами осуществляется средствами ОС и под ее контролем, что и отражает рис. 8. Если рассматривать матрицу описания информационного обмена как блочную, элементы которой – АТ-карты, то описание будет содержать не только информацию о факте наличия информационного обмена, но и данные об используемых адресах, а также временные характеристики. При этом универсализм описания достигается при использовании целочисленных (байтовых) АТ-карт.

Поскольку каждой матрице можно поставить в соответствие граф, структуру которого она описывает, то такие графы можно назвать АТ-графами. В зависимости от решаемой задачи осуществляется выбор базовых объектов, способа их описания и методов их взаимодействия. Использование АТ-графов в сочетании с формализмом сетей Петри [13] существенно расширяет возможности последнего применительно к задачам не только синтеза, но и анализа алгоритмов функционирования многоканальных СУРВ.



■ Рис. 8. Граф и матрица описания структуры межадачного информационного обмена через ядро операционной системы

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предлагаемый формализм АТ-карт может быть использован в качестве универсальной основы для формулирования и описания широкого спектра задач логического проектирования алгоритмов для СУРВ. С помощью введенных операций суммирования АТ-карт можно описывать сложные алгоритмы диспетчеризации, оценки реализуемости специфицированных параметров системы управления, определения информационного влияния задач друг на друга и т. п. Таким образом, даже на этом уровне абстракции лишь за счет применения АТ-карт имеется возможность решения ряда задач, связанных с оценкой реализуемости алгоритма на

выбранном микропроцессоре либо автоматизации выбора микропроцессора, его тактовой частоты и т. п.

Настоящая работа представляет собой попытку систематизированного изложения нового способа описания параллельных процессов, учитывающих «двумерность» взаимодействующих объектов, описываемых как в адресной, так и во временной областях. Изначально этот аппарат разрабатывался применительно к задачам логического проектирования алгоритмов функционирования многоканальных СУРВ, но может быть использован для широкого круга прикладных задач.

Настоящая работа поддержана грантом Минобразования РФ № Т02-033-3649.

Литература

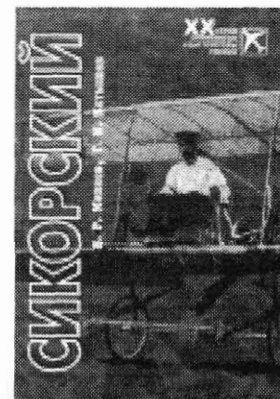
1. **Назаров С. В.** Операционные системы специализированных вычислительных комплексов. – М.: Машиностроение, 1989. – 400 с.
2. **Зелковец М., Шоу А., Геннон Дж.** Принципы разработки программного обеспечения. – М.: Мир, 1982. – 368 с.
3. **Астапкович А. М., Касаткин А. А.** Исследование возможностей ОС Linux для приложений реального времени с обработкой разнородной информации // Труды четвертой международной школы БИКАМП-03, 23–27 июня 2003 г., Санкт-Петербург. – С. 89–95.
4. **Астапкович А. М.** Формализм адресно-временных карт для описания алгоритмов функционирования многоканальных систем управления. Введение в формализм адресно-временных карт // Информационно-управляющие системы. – 2003. – № 4. – С. 6–14.
5. **Турский В.** Методология программирования. – М.: Мир, 1981 – 272 с.
6. **Tanenbaum A. S.** Operating systems/ Design and implementation. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey 077632. – 1987. – P. 337.
7. **Farmer J.** A real-time operating systems for PICmicro microcontrollers // Embedded control handbook. AN585. Microchip Technology Inc., 1997. – N 5. – 142. – P. 5–105
8. **Олифер В. Г., Олифер Н. А.** Сетевые операционные системы. – СПб.: Питер, 2001. – 544 с.
9. **Стивенсон У.** Unix: взаимодействие процессов. – СПб.: Питер, 2002 – 576 с.
10. **Гордеев А. В., Штепин В. А.** Управление процессами в операционных системах реального времени. – Л: ЛИАП, 1988. – 76 с.
11. **Астапкович А. М.** Микрооперационные системы реального времени. – СПб.: Политехника, 2002. – 246 с.
12. **Астапкович А. М.** Микрооперационные системы (мОСРВ) для встроенных систем управления // В кн.: Информационно-управляющие системы и сети. Структуры. Моделирование. Алгоритмы. – СПб.: Политехника, 1999. – С. 196–224.
13. **Основы имитационного и статистического моделирования** / Ю. С. Харин и др. – Минск: Дизайн ПРО, 1997. – 288 с.

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ПОЛИТЕХНИКА» ПРЕДСТАВЛЯЕТ

Михеев В. Р., Катышев Г. И.
СИКОРСКИЙ
 ISBN 5-7325-0564-4
 Объем 618 с.
 Формат 70×100¹/₁₆
 Тираж 3000 экз.

Книга посвящена Игорю Ивановичу Сикорскому — великому авиаконструктору XX века, с именем которого связано становление русской авиации и создание первых в мире многомоторных воздушных кораблей «Русский витязь» и «Илья Муромец». В ней большое внимание уделено русскому периоду деятельности Сикорского, его вкладу в становление и развитие всех отраслей авиации России, опередившей по ряду направлений ведущие зарубежные страны, а также рассмотрены основные этапы его жизни и деятельности в Америке, вклад конструктора в создание первых трансконтинентальных авиалайнеров и мирового вертолетостроения. Впервые дана оценка богословского наследия Сикорского, широко освещена его роль в жизни русского зарубежья.

Книга будет интересна специалистам и широкому кругу читателей.



УДК 629.735.33

ПРИМЕНЕНИЕ UML ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ВСТРАИВАЕМЫХ СИСТЕМ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

А. Е. Леонтьев,

аспирант

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

В статье представлена методика проектирования бортовых систем цифровой обработки сигналов с использованием нотации UML. Рассматривается пример построения многомодульной системы обработки радиолокационной информации, особое внимание уделяется описанию динамических характеристик. Предлагается метод для оценки загруженности вычислительных ресурсов и коммутационных соединений, расширяющий возможности анализа системы на стадии ее проектирования.

Данная методика является хорошим дополнением к таким методам, как математическое моделирование, и позволяет разработчику получить законченную математическо-программную модель системы ЦОС.

The article is about a method of designing digital signal processing (DSP) avionics system with using the UML notation. The primer of developing multiprocessor system of radiolocation data processing is considered, and especially is emphasized the description of system's dynamic characteristics. Also, in this article is suggested a method for calculation the workload of processing elements and communication buses, witch extend abilities of system's analysis at early stages of its developing.

This method is a good addition for mathematic modeling methods, and it allow a developer to get completed mathematical-programming model of DSP system.

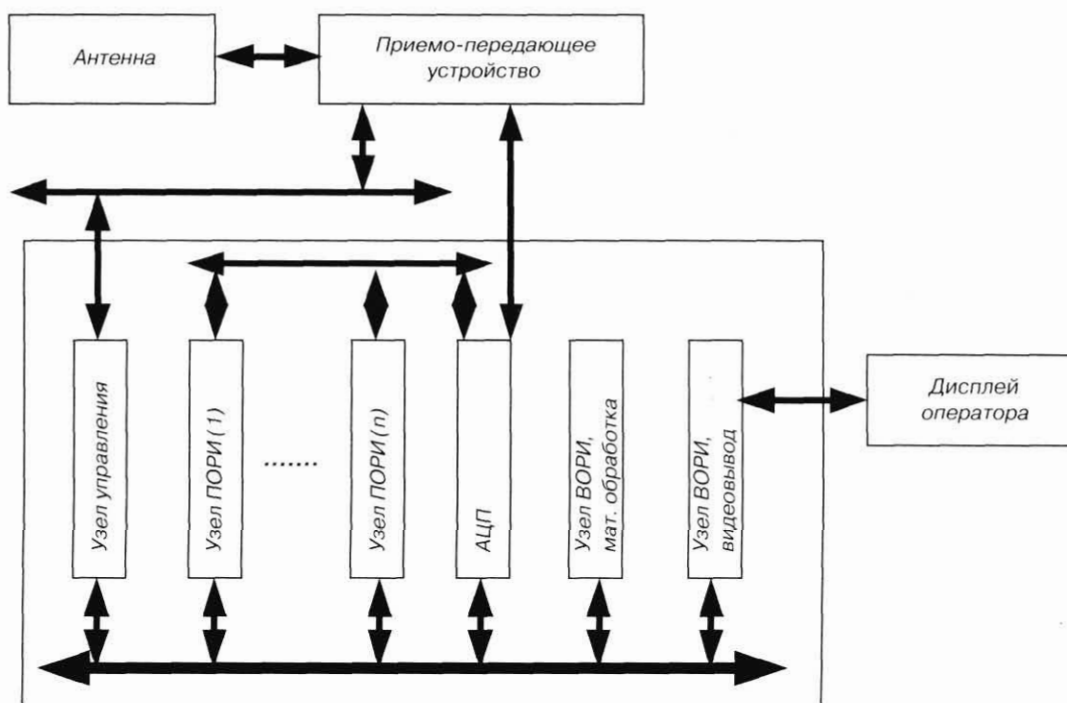
Введение

Вопрос применения унифицированных методов проектирования программного обеспечения (ПО) при разработке систем цифровой обработки сигналов (ЦОС) долгое время практически не рассматривался.

Ранние системы ЦОС разрабатывались на аналоговой элементной базе, реализовывали несложные операции фильтрации или спектрального анализа, имели достаточно большую погрешность вычислений, а их модернизация была существенно затруднена. С переходом элементной базы на цифровую основу и значительным ростом индустрии компьютерной автоматизации широкое распространение в области ЦОС получили цифровые сигнальные процессоры (ЦСП), которые позволяли перенести вычисления с аналоговой формы на цифровую. Математические алгоритмы стали реализовываться не на аналоговых схемах, а с помощью программ на языках Си и Ассемблер, исполняемых на ЦСП. При создании таких систем главное внимание уделялось аппаратной конфигурации, а методы проектирования ПО не находили при-

менения в связи с тем, что решаемые задачи либо были слишком просты, либо имели массу значительных ограничений (по времени выполнения, использованию ресурсов памяти и интерфейсов ввода-вывода) [9]. Дальнейшее развитие индустрии привело к появлению высокопроизводительных многопроцессорных комплексов с частотами ЦСП до 1 ГГц, программных сред быстрой разработки ПО для ЦСП с использованием шаблонов вычислений, операционных систем реального времени (ОСРВ) для ЦСП и полной поддержки языка Си++. В связи с этим значительный круг задач стал реализовываться не аппаратно, а программно, появилась возможность разрабатывать сложные алгоритмические модели с поддержкой многозадачности и мультипроцессорной обработки, и острее встал вопрос об использовании методов проектирования ПО для систем ЦОС. Использование данных методов, особенно объектно-ориентированных, позволило бы также обеспечить легкую модернизацию и реконфигурацию разрабатываемого комплекса, а также облегчить процесс тестирования системы.

Однако разработчики ЦОС-систем при рассмотрении объектно-ориентированных (ОО) ме-



■ Рис. 1. Типовая схема РЛС

тодов высказывают следующие опасения [8]:

ОО-методы не эффективны для систем реального времени;

программы, написанные на ОО-языках программирования, работают медленнее, чем на процедурных;

необходимо вносить серьезные изменения в процесс разработки.

Все эти опасения можно опровергнуть. Во-первых, применение объектно-ориентированных методов позволяет обеспечить лучшую декомпозицию системы, выделить более требовательные к ресурсам задачи и рассматривать их более тщательно. Во-вторых, все современные среды разработки для ЦСП обладают высокооптимизирующими компиляторами языков С и С++. На высокоуровневых языках пишется в основном каркас системы (организация ввода-вывода, взаимодействие с функциями ОСРВ), в который затем вставляются оптимизированные математические функции, поставляемые вместе со средствами разработки. Таким образом, получается быстрый и легко переносимый код. Кроме того, с появлением Unified Modeling Language (UML) и развитых средств проектирования ПО, нацеленных на разработку систем реального времени, процесс освоения новой технологии не будет очень долгим и сложным. UML содержит много концепций, уже знакомых разработчикам, и позволяет описывать многие аспекты проектируемых систем.

На сегодняшний день существуют различные методологии, позволяющие расширять возможности стандартного набора UML-диаграмм. В области реального времени одной из наиболее известных является UML-RT (UML for Real Time), разработанная Б. Селиком. Однако, согласно

данному проведенному анализу [3], данный метод не является оптимальным, поскольку:

в результате добавления собственных элементов придется вводить расширение на расширение, что значительно затруднит читаемость системы;

программный код, генерируемый по UML-RT (при использовании инструментального средства Rational Rose RealTime) сложно переносить на компиляторы для ЦСП;

информации об успешном применении и существующих системах, построенных на UML-RT, крайне мало.

Предметная область: радиолокационная станция для мониторинга воздушного пространства

Рассмотрим на конкретном примере использование UML-методологии для построения сложной системы реального времени с использованием ЦОС. Предметом разработки будет радиолокационная станция (РЛС) для мониторинга воздушного пространства. Типовая схема РЛС представлена на рис. 1.

В состав станции входят: антенна, приемо-передающее устройство, механизм управления антенной и блок вычислителя. Блок вычислителя, как правило, представляет собой многопроцессорный комплекс, построенный на базе магистрально-модульного стандарта (VME, CompactPCI).

На цифровой вычислитель ложатся следующие задачи:

первичная обработка радиолокационной информации – ПОРИ (выполнение алгоритмов фильтрации и спектрального анализа, характе-



■ Рис. 2. Диаграмма прецедентов узла ПОРИ

ризующихся интенсивными вычислениями и работающих на быстродействующих вычислителях – микросхемах жесткой логики или целочисленных ЦСП; программы на таких устройствах реализуются с использованием логики конечных автоматов);

вторичная обработка радиолокационной информации – ВОРИ (выполнение более сложных алгоритмов для оценки информации, полученной после первичной обработки, таких как формирование графической информации для вывода на дисплей оператора, обнаружение и оценка параметров движущихся объектов; программы представляют собой сложные алгоритмические конструкции с большим количеством условных переходов и выполняются на ЦСП с плавающей точкой);

программы управления и контроля (предназначены для управления режимами работы РЛС и контроля работоспособности вычислительной системы; выполняются на вычислительном узле с ЦСП или обычным процессором, имеющим доступ ко всем магистралям передачи данных системы).

При первом анализе списка задач видно, что система представляет собой комплекс программ различной сложности, работающих на ЦСП разной архитектуры и взаимодействующих между собой через различные интерфейсы. Необходимо построить спецификацию системы так, чтобы система легко модернизировалась и была наращиваемой, а спецификация содержала в себе все требования, предъявляемые к системам реального времени.

Статическая структура проектируемой системы

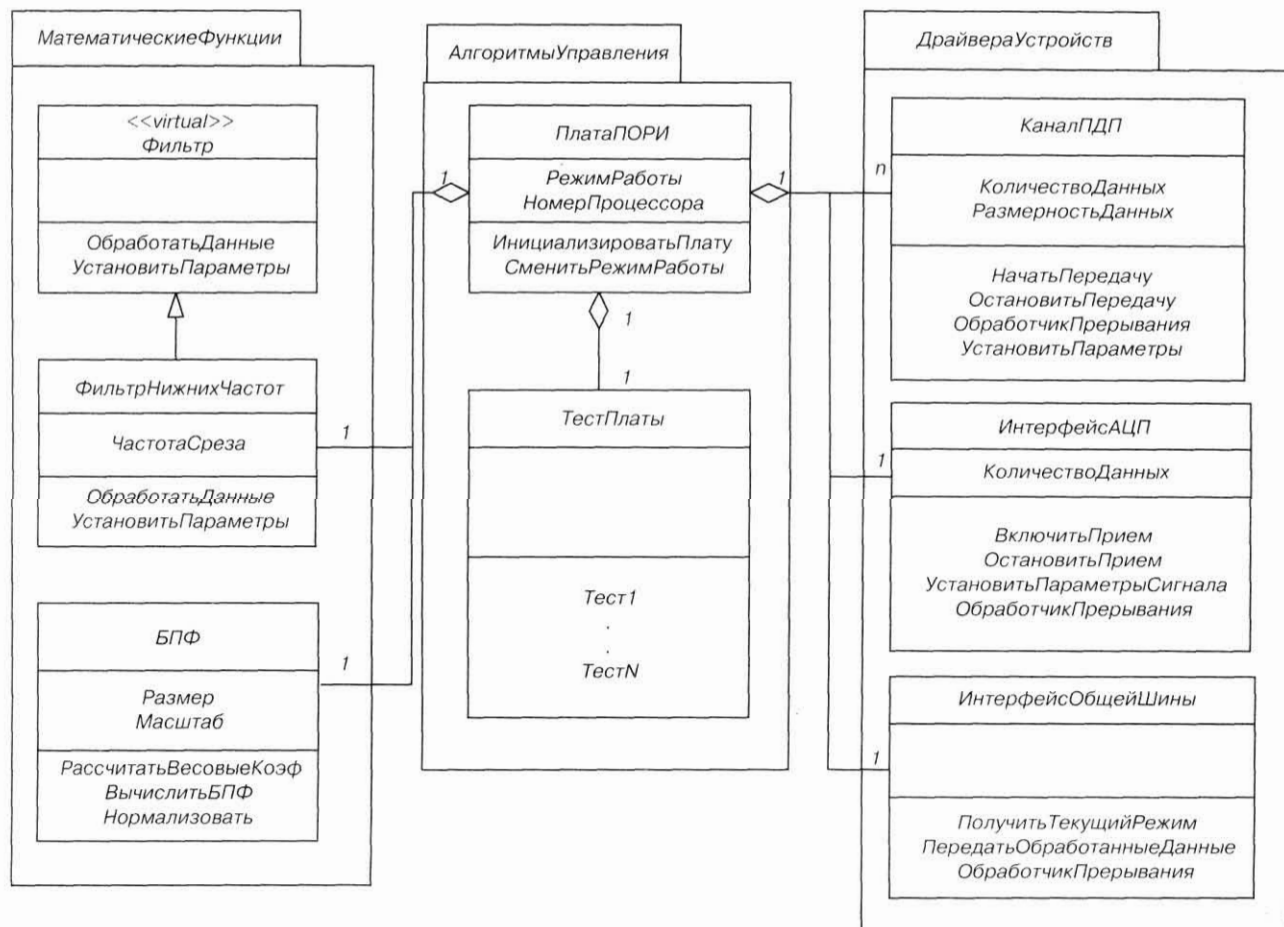
Рассмотрим спецификацию ПО для узла ПОРИ. Данный узел является в составе станции наиболее требовательным к ресурсам, и его ПО не предусматривает использование операционной системы. В задачи узла входят: получение оцифрованных сигналов с узла аналого-цифрового преобразователя, получение текущего режима обработки сигналов, выполнение математической обработки и передача обработанных данных на другие узлы для дальнейшего анализа. Задачи описываются при построении спецификации диаграммы прецедентов (рис. 2). Как правило, данный узел представляет собой многопроцессорную плату, где полученные данные симметрично разбиваются между процессами и параллельно обрабатываются.

На начальном этапе необходимо определить структурную модель системы; для этого используется диаграмма классов, соответствующая стандарту UML [2, 6]. Диаграмма классов позволяет показать статическую структуру разрабатываемой системы, ее составляющие в виде объектов или классов, связи между ними и их внутреннюю структуру. Для узла ПОРИ строятся три основных множества классов: 1) драйверы устройств; 2) математические функции; 3) алгоритмы управления. Главным классом является класс ПлатаПОРИ, включающий в себя остальные посредством агрегативных связей. Диаграмма классов представлена на рис. 3. Классы драйверов устройств и математических функций могут быть унаследованы от базовых виртуальных классов. Математические классы представляют собой своеобразные функции-«обертки» для вызова оптимизированного под конкретный процессор вычислительного кода, созданного разработчиком или поставляемого в виде библиотек вместе с системой программирования. Таким образом, при переносе программы на другую вычислительную платформу общая структура программы сохраняется, необходимо только переписать отдельные участки кода. Для удобства множества классов могут быть объединены в пакеты, которые используются в дальнейшем как шаблоны для построения модернизированных конфигураций систем.

Декомпозиция системы на классы предоставляет разработчику, в том числе, возможность удобного тестирования отдельных компонентов системы, гибкого изменения и наращивания структуры ПО. К примеру, для добавления в пакет математических функций фильтра высоких частот достаточно создать новый класс путем наследования виртуального класса Фильтр и заполнить виртуальные функции алгоритмами высокочастотной фильтрации.

Динамические характеристики

На следующем этапе необходимо определить динамическое поведение системы, которое является одним из наиболее важных аспектов при описании систем реального времени [2, 6]. Для описания динамики системы в UML используется три типа диаграмм [7]: диаграммы состояний, взаимодействия и последовательности. Диаграмма состояний, построенная на базе конечных автоматов, позволяет описать изменения состояний объекта при подаче на него управляющих воздействий. Состояния мо-



■ Рис. 3. Диаграмма классов для узла ПОРИ

гут быть вложенными и разделенными на несколько параллельных подсостояний, что позволяет моделировать вопросы межзадачной синхронизации и параллельной обработки.

ПО узла ПОРИ должно соответствовать требованиям жесткого реального времени и обеспечивать своевременный отклик на все внешние события. Для этого можно применить следующие технические решения:

- использовать внутрикристалльную процессорную память для проведения интенсивных вычислений;

- использовать каналы прямого доступа памяти (ПДП) для пересылки данных между различными интерфейсами;

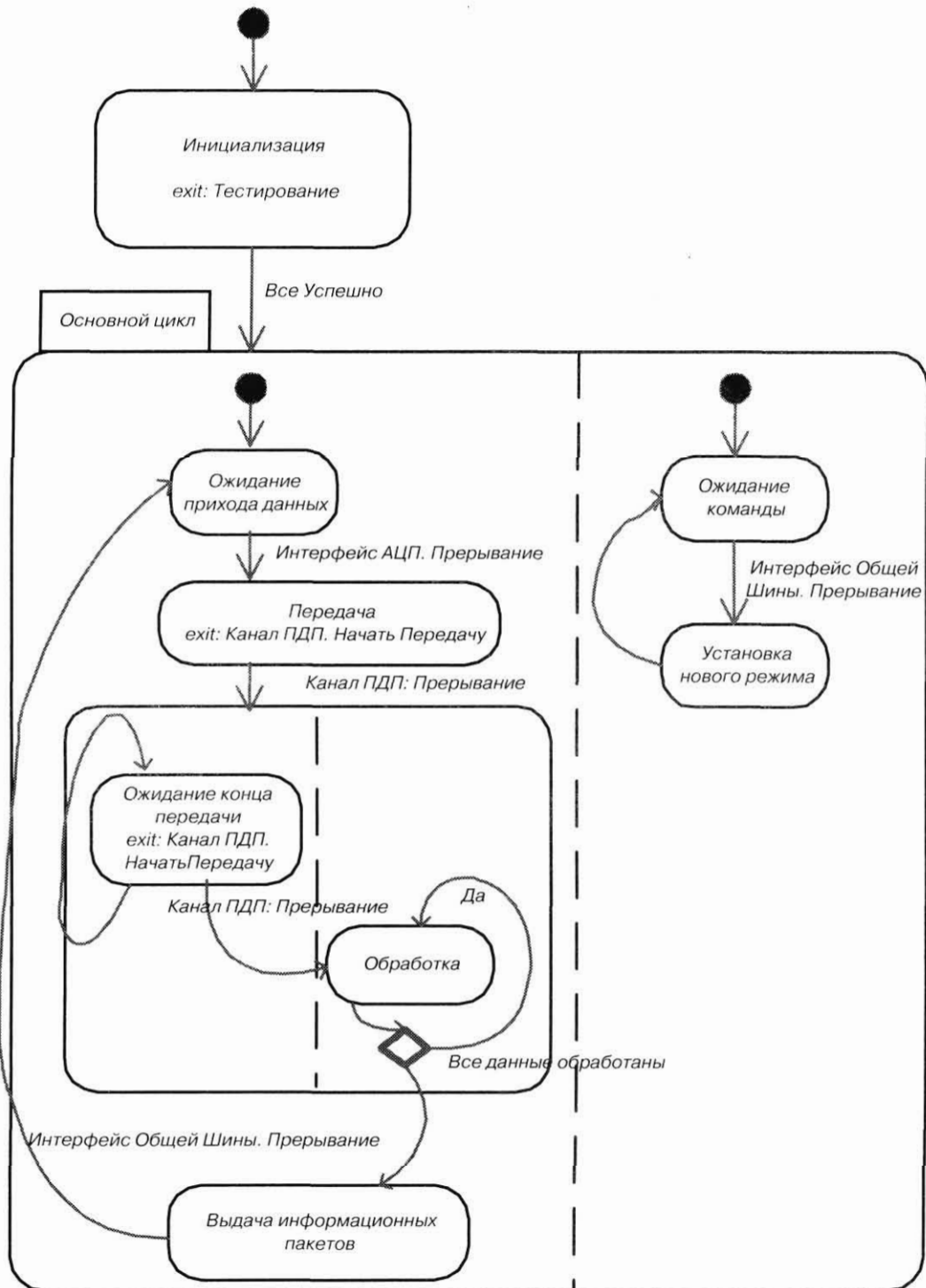
- отказаться от использования ОСРВ и построить структуру программы в форме конечного автомата.

Диаграмма состояний для узла ПОРИ представлена на рис. 4. После начальной инициализации системы и определения номера процессорного элемента система входит в состояние ожидания приема данных.

После поступления прерывания по окончании приема данных начинается пересылка части полученных данных во внутрикристалльную память

процессора, их обработка и параллельная пересылка следующей части данных. По окончании обработки всех данных формируются информационные пакеты и рассылаются по другим узлам системы.

Диаграммы последовательности и взаимодействия представляют собой два различных взгляда на специфику отношений между объектами системы [7]. Диаграммы последовательности показывают временной аспект отношений, в то время как диаграммы взаимодействия акцентируются на порядке обмена сообщениями. Диаграммы последовательности позволяют наглядно показать временные рамки выполнения задач. В случае разработки ПО ЦОС этапу проектирования программной системы всегда предшествует этап математического моделирования задачи, позволяющий получить точное время выполнения каждого алгоритма. По аппаратной конфигурации системы (разрядность и скорость передачи интерфейсных шин, быстродействие каналов ПДП) рассчитывается время, затрачиваемое на прием и передачу данных между вычислительными элементами. Диаграмма последовательности для процесса обработки данных узла ПОРИ представлена на рис. 5.

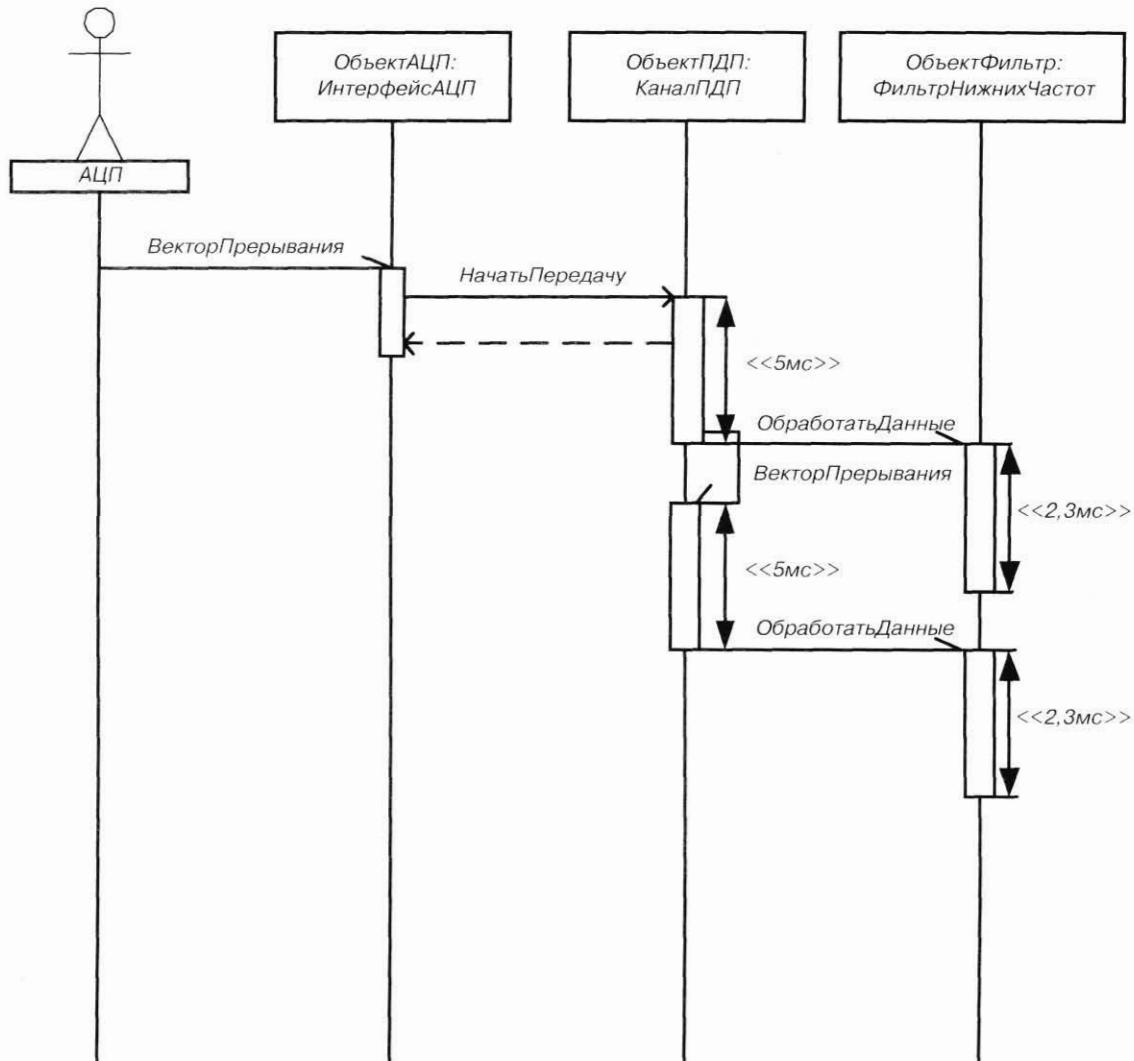


■ Рис. 4. Упрощенная диаграмма состояний для узла ПОРИ

Для получения временных оценок на основе диаграмм последовательностей в литературе предлагаются такие методологии, как теория планирования в реальном времени, моделирование систем с помощью сетей Петри [5].

Завершающим этапом проектирования программной системы является краткое описание физической конфигурации системы и распределение программных компонентов по вычисли-

тельным узлам. Описание производится с помощью диаграмм размещения. Узел ПОРИ представляет собой четырехпроцессорный модуль с интерфейсами общей шины и АЦП, диаграмма размещения для него представлена на рис. 6. Оцифрованные данные с АЦП разбиваются на четыре части и параллельно обрабатываются на процессорах. Каждый процессор при начальной



■ Рис. 5. Диаграмма последовательности для процесса обработки данных узла ПОРИ

инициализации в зависимости от своего номера на плате выбирает свою часть информации для обработки.

Методика расширения UML-диаграмм для получения оценок ресурсоемкости

Следует заметить, что диаграммы размещения (см. рис. 6) отображают лишь примитивную структуру сложной системы и не позволяют доподлинно показать и специфицировать особенности функционирования вычислительных устройств, интерфейсов и коммутационных шин. Одним из основных вопросов, возникающих при проектировании систем ЦОС, помимо временных оценок является проблема определения загруженности вычислительных устройств и сред передачи данных. Эту проблему можно решить следующим предложенным методом, который предусматривает:

расширение и дополнение стандартных UML-диаграмм до учета временных и ресурсных характеристик системы (выделение на диаграмме

размещения дополнительных функциональных элементов, введение дополнительной диаграммы времени выполнения задач);

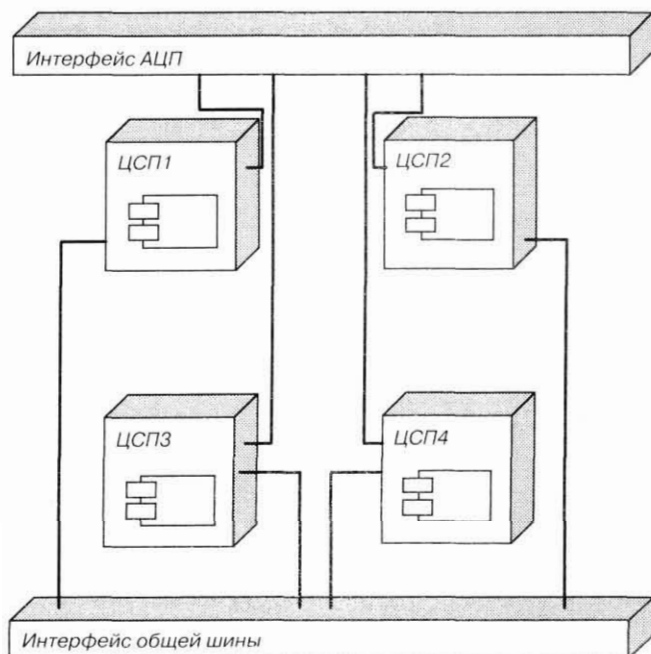
построение аналитических моделей аппаратных ресурсов системы;

трансляцию полученных UML-диаграмм в концептуальную модель [1];

совместный параметрический анализ концептуальной и аналитической модели и получение диаграмм степени загрузки системы.

В результате использования метода уже на ранних стадиях разработки систем можно получить карты загрузки вычислительных ресурсов и обнаружить «узкие места» системы. Это позволит избежать дополнительных рисков и сократить время разработки сложных систем с большим количеством вычислительных ресурсов и коммутационных соединений.

Полученные UML-диаграммы, разработанные с помощью программного средства проектирования ПО, можно использовать для генерации исходного кода на языках программирования C и C++ и документов, содержащих программные



■ Рис. 6. Диаграмма распределения узла ПОРИ

спецификации [4]. Использование специализированных средств проектирования ПО реального времени позволяет моделировать динамику проектируемой системы и получать полностью функциональный программный код, готовый к компиляции и ориентированный на конкретную программную и аппаратную платформу [6].

В рассматриваемом примере для генерации кода на языках высокого уровня используется инструментальное средство Rhapsody от компании i-Logix. Это средство генерирует программный код не только по диаграммам классов, но и по диаграммам состояний, позволяя получать полностью работоспособное приложение. При желании, например при вызове оптимизированной функции или системной функции операционной системы, можно добавлять операторы языков высокого уровня прямо в спецификации элементов UML-диаграмм, обеспечивая тем самым необходимую функциональность.

Заключение

Методология UML позволила бы описывать практически все аспекты, необходимые для построения современных систем ЦОС. С применением подобной технологии проектируемая система будет легко модернизироваться и наращиваться, а также отвечать заданным требованиям по производительности и надежности. Использование нотации UML в программах ЦОС является хорошим дополнением к существующим методам, таким как математическое моделирование, и позволяет разработчику получить законченные математические и программные модели, готовые к реализации.

Литература

1. **Бржезовский А. В., Жаков В. И., Путилов В. А., Фильчаков В. В.** Синтез моделей вычислительного эксперимента. – СПб.: Наука, 1992. – 231с.
2. **Гоме Х.** UML. Проектирование систем реального времени, параллельных и распределенных приложений: Пер. с англ. – М.: ДМК Пресс, 2002. – 704 с.
3. **Arbelet L., Davy P.** L'embarqué tire le langage UML vers le temps réel // L'informatique no. 3 (Mars 2003). – P. 18–19.
4. **Boggs W., Boggs M.** Mastering UML with rational rose 2002. AL.: Sybex, 2002. – 714 p.
5. **Cheng M. A.** Real-time systems. Scheduling, Analysis and Verification. – New Jersey: John Wiley and Sons, 2002. – 524 p.
6. **Douglass B. P.** Real-time design patterns: Robust scalable architecture for real-time systems. – Reading, Mass.: Addison-Westley, 2002. – 528 p.
7. **Jacobson I., Rumbaugh J., Booch G.** The unified modeling language reference manual. Reading, Mass.: Addison-Westley, 1999. – 568 p.
8. **McNutt S.** DSP systems design goes object-oriented // Embedded systems programming no. 10 (October 2002). – P. 25–32.
9. **Wieringa R. J.** Design methods for reactive systems: Yourdon, statemate, and the UML. Morgan Kaufmann publishers, 2003. – 457 p.

УДК 681.391.1

«ИГРЫ В ПРЯТКИ» С ПЕРЕХВАТЧИКОМ СООБЩЕНИЙ

И. Л. Ерош,

доктор техн. наук, профессор

В. В. Скуратов,

ст. преподаватель

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

В статье решается задача введения в заблуждение незаконного перехватчика при передаче сообщений. Рассматриваются различные варианты усиленной защиты некоторых наиболее важных фрагментов сообщения как с использованием булевых преобразований, так и с использованием матричных преобразований передаваемого текста в поле Галуа $GF(2)$.

The problem of misleading of illegal message interceptor while transferring messages is being solved in the article. Different variants of intensified defence of some most important fragments of messages with usage of both Boolean and matrix transformations in the $GF(2)$ Galois field of transferred text are considered.

При передаче сообщений секретным, как правило, является не все сообщение, а только некоторые его фрагменты, например, даты, суммы, адреса. Расшифровка остальных фрагментов сообщения, хотя и доставит некоторую радость незаконному перехватчику, вряд ли сможет в большинстве случаев нанести существенный ущерб передающей и принимающей стороне. Поэтому подлинно секретные фрагменты необходимо защищать особенно тщательно, например, так, чтобы ввести перехватчика в заблуждение относительно их истинного смысла.

В работах [1, 2] был предложен метод булевых преобразований двоичных последовательностей для решения различных задач защиты информации. Основная идея метода состоит в том, что, имея две двоичные последовательности A и B длины n , можно найти булеву функцию F , которая преобразует последовательность A в последовательность B . На последовательность A накладывается очень слабое ограничение – она должна быть ненулевой. В более общем случае, если имеется s двоичных последовательностей A_i ($i = 1, 2, 3, \dots, s$) и столько же последовательностей B_j ($i = 1, 2, 3, \dots, s$), то при незначительных ограничениях на последовательности A_i (они не должны быть связаны сдвигом) можно найти булеву функцию F , которая из любой последовательности A_i будет строить соответствующую ей последовательность B_j .

Рассмотрим различные примеры введения перехватчика в заблуждение относительно смысла передаваемого сообщения.

Пример 1. Обозначим множество последовательностей $\{A_i\}$ через A и разобьем это множество на непересекающиеся подмножества последовательностей: A_1, A_2, \dots, A_k , т. е.

$$A_1 \cup A_2 \cup \dots \cup A_k = A;$$

$$A_1 \cap A_2 \cap \dots \cap A_k = \emptyset, \text{ где } \emptyset - \text{пустое множество.}$$

Каждому подмножеству A_j поставим в соответствие одну последовательность B_j ($j = 1, 2, \dots, k$) и найдем булеву функцию F , которая из каждой последовательности подмножества A_j будет строить соответствующую ему последовательность B_j . В этом случае возможно ввести незаконного перехватчика в заблуждение, если k абонентов будут подписывать свои сообщения разными паролями (двоичными последовательностями) из соответствующего подмножества, а центр будет идентифицировать их с помощью булевой функции F .

Например, пусть множество последовательностей A состоит из подмножеств:

$$A_1: \{101101, 011011, 111010\}; A_2: \{001111, 100111\}; A_3: \{101011, 110110\}.$$

Пусть последовательности B_j ($j = 1, 2, 3$) будут соответственно равны:

$$B_1 = 100111, B_2 = 011110, B_3 = 010101.$$

По методике, изложенной в работе [1], найдем:

$$F = -1 \cdot 0^* 1^* \lceil 3 \vee 0^* 1^* 2 \vee \lceil -1^* \lceil 0^* 1^* \vee \lceil 0^* \lceil 2 \vee -3^* 1^* + - \\ 1^* \lceil 1^* 3 \vee \\ \lceil -4^* -3^* \lceil -2 \vee \lceil -2^* \lceil 0^* \lceil 4 \vee \lceil -2^* 0^* 1^* \lceil 3 \vee -2^* \lceil 0^* \lceil 1 \vee \\ -2^* \lceil -1^* \lceil 1^* \lceil 2 \vee -3^* 2 \vee \lceil -2^* 0^* \lceil 1^* 3.$$

Полученная функция F из любой последовательности множества A_j будет строить одну по-

следовательность B_1 , из любой последовательности множества A_2 будет строить одну последовательность B_2 и т. д.

Пример 2. В работе [2] рассмотрен случай многократно вложенного скрытого смысла в сообщениях.

Пусть A, B, C, \dots – некоторые равномощные множества осмысленных сообщений. Если каждое сообщение представляет собой двоичную последовательность длины n , то можно найти булеву функцию F , которая из каждой последовательности A строит соответствующую ей последовательность B , из каждой последовательности B – соответствующую ей последовательность C и т. д. В этом случае незаконный перехватчик, даже вскрывая передаваемые сообщения, не может точно знать, какое из сообщений является верным.

Например, пусть множество A состоит из последовательностей: {10111011, 01111010, 10101111}, множество B пусть содержит следующие последовательности: {11101001, 10100111, 00110111}, множество C состоит из следующих последовательностей: {11011001, 00111101, 11101110}. Найдем функцию F , которая из каждой последовательности A строит соответствующую ей последовательность B , из каждой последовательности B – соответствующую ей последовательность C . По методике работы [1] получаем:

$$F = -3^* - 1^*0^*1^*]3\vee0^*1^*2^*]3\vee]0^*2^*3\vee] \\ -1^*]2^*3\vee]-1^*]0^*2\vee]-1^*]0^*]1\vee]-4^*]1^*]2\vee \\]0^*]1^*]3\vee]-1^*]1^*]2\vee-2^*-1^*]0^*]2\vee]-2^*]2^*]3^*]4\vee \\ -3^*]1^*]2\vee-2^*-1^*0^*1^*]3\vee-1^*0^*1^*2\vee]-1^*]1^*]3\vee \\]0^*]1^*]2\vee]-2^*]1^*]2\vee-2^*]1^*]3.$$

Пример 3. Основную часть сообщения можно шифровать слабым шифром, а наиболее секретные фрагменты – дополнительно, шифром с повышенной криптостойкостью.

В работе [2] для дополнительного шифрования сообщений предлагалось использовать преобразование с помощью матриц размера (n, n) в поле Галуа $GF(2)$. Преобразование сообщений с помощью умножения матрицы на двоичные блоки сообщений в поле $GF(2)$ можно рассматривать как булевы линейные преобразования. Изменение размеров блоков и матриц шифрования позволяет создать дополнительные трудности перехватчику, причем это можно делать в наиболее ответственных местах передаваемого текста. Так, основной текст сообщения можно шифровать с помощью одной матрицы размера (n, n) , а наиболее ответственные фрагменты – двумя или тремя матрицами разных размеров с блоками различных размеров. Кроме того, в наиболее ответственные места шифрованного сообщения можно замешивать гаммы случайных последовательностей.

Например, зашифруем фразу: Tom stays in Rome 2004-03-26 at 7 o'clock. В этой фразе наиболее секретный фрагмент выделен жирным шрифтом. Запишем эту фразу в кодах ASCII в шестнадцатеричном представлении и разобьем на фрагменты по 17 символов в каждом. Последний неполный фрагмент дополним нулем: 546A6B20737461797 320696E20526F6D65

20323030342D30332 D3236206174203720 6F27636C6F636B2E0.

Сначала зашифруем сообщение путем умножения слева на матрицу M размера $(5, 5)$. Матрицу M возьмем в виде

$$M = \begin{pmatrix} 11011 \\ 01101 \\ 11110 \\ 01110 \\ 11010 \end{pmatrix}.$$

Обратная матрица имеет вид:

$$M^{-1} = \begin{pmatrix} 00110 \\ 11100 \\ 00101 \\ 11011 \\ 10001 \end{pmatrix}.$$

$$\begin{pmatrix} 11011 \\ 01101 \\ 11110 \\ 01110 \\ 11010 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} 546A6B20737461797 \\ 320696E20526F6D65 \\ 20323030342D30332 \\ D3236206174203720 \\ 6F27636C6F636B2E0 \end{pmatrix} =$$

$$\begin{pmatrix} DA68FCA80E73FFF32 \\ 7D13C5BE5E68ADCB7 \\ 957DAFF4553DA4EE0 \\ C117C4D42649C5977 \\ B54F9FC4611094DD2 \end{pmatrix}.$$

Шифрованное сообщение выглядит следующим образом: DA68FCA80E73FFF32 7D13C5BE5E68ADCB7 957DAFF4553DA4EE0 C117C4D42649C5977 B54F9FC4611094DD2.

Расшифрование сообщения выполняется путем умножения обратной матрицы M^{-1} на фрагменты шифрованного сообщения, т. е.

$$\begin{pmatrix} 00110 \\ 11100 \\ 00101 \\ 11011 \\ 10001 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} DA68FCA80E73FFF32 \\ 7D13C5BE5E68ADCB7 \\ 957DAFF4553DA4EE0 \\ C117C4D42649C5977 \\ B54F9FC4611094DD2 \end{pmatrix} =$$

$$\begin{pmatrix} 546A6B20737461797 \\ 320696E20526F6D65 \\ 20323030342D30332 \\ D3236206174203720 \\ 6F27636C6F636B2E0 \end{pmatrix}.$$

Зашифруем дополнительно выделенный жирным шрифтом фрагмент сообщения **Rome 2004-03-26 at 7** путем умножения на матрицу вида

$$M_1 = \begin{pmatrix} 0100010011 \\ 1100001010 \\ 0010111000 \\ 0101101001 \\ 1000001110 \\ 1001101100 \\ 1100111000 \\ 0010011011 \\ 1011001101 \\ 1010101101 \end{pmatrix}$$

Обратная матрица имеет вид

$$M^{-1} = \begin{pmatrix} 1110010010 \\ 1110111111 \\ 0010100101 \\ 0111000100 \\ 0111000111 \\ 0011111100 \\ 0100011110 \\ 1010011111 \\ 0000110011 \\ 0101110000 \end{pmatrix}$$

Сам фрагмент после предварительного шифрования матрицей M выглядит так: E68ADCB7957DAFF4553DA4EE0C117C4D42649C59.

Фрагмент состоит из 40 символов, поэтому его можно разбить для шифрования этой матрицей на десять блоков по четыре символа в каждом. После шифрования получим фрагмент в следующем виде: A664 7448 68BF B636 D4B2 6C1F C7FF E3BF 3006 CACF.

Легко проверяется, что умножением полученного фрагмента на матрицу M_1^{-1} восстанавливается фрагмент, зашифрованный матрицей M .

$$\begin{pmatrix} 0100010011 \\ 1100001010 \\ 0010111000 \\ 0101101001 \\ 1000001110 \\ 1001101100 \\ 1100111000 \\ 0010011011 \\ 1011001101 \\ 1010101101 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \text{E68A} \\ \text{DCB 7} \\ \text{957D} \\ \text{AFF4} \\ \text{553D} \\ \text{A4EE} \\ \text{0C11} \\ \text{7C4D} \\ \text{4264} \\ \text{9C59} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{A664} \\ \text{7448} \\ \text{68BF} \\ \text{B636} \\ \text{D4B2} \\ \text{6C1F} \\ \text{C7FF} \\ \text{E3BF} \\ \text{3006} \\ \text{CACF} \end{pmatrix}$$

Если незаконный перехватчик знает матрицу M и попытается восстановить сообщение, умножив слева его на матрицу M^{-1} , он получит полностью искаженное сообщение, т. е. искажению подвергнется не только выделенный фрагмент, но и все остальные участки сообщения. То же будет, если перехватчик знает матрицу M_1 и попытается вскрыть все сообщение, умножив его слева на обратную матрицу.

Пример 4. В сообщении передается информация о конечных пунктах прибытия самолета. Это сообщение может быть вскрыто перехватчиком, который прочтет название конечного пункта прибытия. Однако законный получатель, обработав полученные данные, узнает истинное место назначения. Например, A_i – ложные пункты, B_i – истинные:

Сообщения A_i (расшифрованные перехватчиком): Landing in	Сообщения B_i (расшифрованные законным получателем): Landing in
Rome 524F4D45202020202020	New York 4E455720594F524B2020
Bombay 424F4D42415920202020	Paris 50415249532020202020
Berlin 4245524C494E20202020	Bagdad 424147444144202020
Washington 57415348494E47544F4E	Moscow 4D4F534B4F5720202020
Stockholm 53544F434B484F4C4D20	Venice 56454E49434520202020
Zurich 5A555249434820202020	Calcutta 43414 C43555454412020

Для нахождения функции F переведем названия городов в коды ASCII в шестнадцатеричном представлении и по методике [1] найдем:

$$F = 4^*2^*0^*]-1^*-6\sqrt{4^*3^*0^*-2^*]-3^*]-5\sqrt{5^*]1^*0^*]-2^*-3^*]-4^*]-5\sqrt{2^*1^*]0^*]-1^*]-2^*]-7\sqrt{7^*]3^*]2^*]0^*-2^*]-3^*-4\sqrt{5^*]2^*]1^*]0^*]-3^*-6\sqrt{1^*]0^*]-1^*]-2^*]-3^*-5\sqrt{2^*]1^*-1^*]-4^*]-5^*-7\sqrt{0^*]-1^*-3^*]-6^*]-7^*-9\sqrt{16^*]3^*]2^*]0^*]-1^*]-2^*]-3\sqrt{4^*]3^*]2^*]0^*-2^*]-3\sqrt{3^*]2^*]1^*]0^*-4^*]-6\sqrt{3^*]2^*]1^*]0^*]-1^*-2^*]-8\sqrt{2^*]1^*]0^*]-1^*-2^*]-3^*]-10\sqrt{11^*]3^*]0^*]-2^*]-3^*]-5\sqrt{8^*]3^*]2^*]1^*]0^*]-7\sqrt{2^*]1^*-1\sqrt{6^*]1^*]0^*-1^*-2\sqrt{2^*]1^*]0^*]-1^*]-2^*-3^*-6\sqrt{5^*]0^*]-1^*-2^*]-4\sqrt{8^*]2^*]1^*]0^*-1^*]-3\sqrt{5^*]3^*]1^*]0^*-3^*-4\sqrt{4^*]3^*]1^*-1^*]-2^*]-3^*]-4\sqrt{6^*]5^*]3^*]1^*]0^*]-2^*-3^*-6\sqrt{2^*]1^*]0^*-2\sqrt{1^*]0^*]-1^*]-2^*-4^*-6\sqrt{5^*]2^*]1^*]0^*]-1^*-3^*-5\sqrt{4^*]1^*]0^*-1^*]-2^*-6\sqrt{2^*]0^*-2^*-3^*]-4^*-8\sqrt{5^*]3^*]1^*]0^*]-1^*]-8\sqrt{7^*]3^*]2^*]-1^*-2^*]-4^*-5\sqrt{3^*]1^*]0^*]-1^*]-2^*-3^*]-6^*]-7\sqrt{4^*]3^*]2^*]1^*]0^*-1^*]-3^*]-7^*]-8\sqrt{3^*]2^*]1^*]0^*]-1^*-2^*]-4^*]-9\sqrt{6^*]3^*]2^*-4\sqrt{4^*]2^*]1^*]0^*-1\sqrt{3^*]1^*]0^*-1^*-2\sqrt{2^*]0^*-1^*-2^*-3\sqrt{1^*-1^*-4^*-5\sqrt{10^*]3^*]1^*-1^*]-4\sqrt{6^*]3^*]0^*]-1^*]-2^*]-3^*]-7\sqrt{7^*]0^*]-1^*]-2^*-3\sqrt{7^*]6^*]1^*]0^*-1^*-4\sqrt{4^*]3^*]0^*]-2^*-3\sqrt{5^*]3^*]1^*]0^*-1\sqrt{3^*]2^*]0^*]-1^*]-2^*]-3^*-4\sqrt{3^*]2^*]0^*]-2^*]-6^*-12\sqrt{}$$

$9^*]1^*]0^*-2^*]-5\sqrt{8^*5^*0^*-1\sqrt{6^*0^*]1^*-2^*-3\sqrt{4^*]3^*2^*1^*-5\sqrt{5^*3^*1^*]0^*-1^*-2\sqrt{4^*]3^*]2^*0^*]-1^*-2\sqrt{6^*]5^*2^*]1^*-1^*]-3^*]-4\sqrt{6^*4^*]2^*]1^*]0^*]-4\sqrt{0^*]-2^*]-3^*]-6^*-11^*]-13\sqrt{5^*]3^*2^*]0^*-1^*-3^*]-4^*]-5\sqrt{1^*0^*-1^*-7^*-10\sqrt{8^*2^*]1^*0^*-1^*]-2\sqrt{5^*3^*]2^*]1^*-1^*-3\sqrt{2^*]1^*]0^*]-1^*-2^*]-3^*-4^*]-5\sqrt{5^*]2^*]1^*-1^*-4^*]-7\sqrt{1^*]-1^*]-2^*]-4^*-10^*-12\sqrt{4^*]3^*]0^*]-1^*-2^*-13^*-15\sqrt{1^*]0^*-3^*]-6^*-14^*-16\sqrt{3^*]0^*]-1^*]-2^*-16^*-18\sqrt{17^*]6^*1^*]-1^*]-2^*]-4^*]-10^*]-11\sqrt{15^*]2^*-1^*]-12^*]-15^*-20\sqrt{12^*]1^*]0^*]-1^*]-2^*]-10^*]-18\sqrt{14^*]3^*]1^*]-5^*]-6^*]-21\sqrt{19^*11^*]2^*]1^*]0^*]-1^*]-2^*]-16^*]-17.$

Перехватчик читает названия городов, приведенные в левом столбце, а законный получатель, используя функцию F , читает названия городов, приведенные в правом столбце. Функция F найдена из полного списка замен таблицы. Если перехватчику удалось каким-либо образом узнать несколько замен и построить функцию, то, применяя эту функцию к остальным городам, он будет получать бессмысленный набор символов.

Пример 5. В работе [2] рассматривалась задача распределения ресурсов вычислительной системы с использованием булевых преобразований запросов. Рассмотрим похожую задачу, в которой незаконный перехватчик может быть введен в заблуждение из-за неполного знания всех возможных запросов и соответствующих правильных ответов.

Рассмотрим такую ситуацию. Красная Шапочка договорила с бабушкой о том, что, придя к ней, она будет сначала стучать в дверь, а затем на запрос бабушки давать соответствующий ответ. Если ответ будет правильным, бабушка откроет Красной Шапочке дверь. Поскольку Красная Шапочка приходит к бабушке часто и каждый раз пары запрос-ответ должны быть разными, список запросов и ответов оказался очень длинным, например, содержащим 200 пар. При этом и запрос и ответ представляют собой для увеличения криптостойкости бессмысленный набор из десяти знаков (букв и цифр). Красной Шапочке папа помог составить булеву функцию F' , которая по запросу бабушки формировала правильный ответ. Серый Волк неделю сидел в кустах около дома бабушки и тщательно записывал все запросы и ответы. Из полученных данных он сформировал собственную функцию F' , которую и решил использовать, когда внучка почему-то не пришла в обычное время к бабушке. На запрос бабушки Серый Волк ответил с помощью своей функции F' , сформированной из неполного списка и, конечно, ответ оказался неверным. Бабушка вызвала полицию и та арестовала Волка. Интересно, какова вероятность того, что функция F' , построенная Волком, случайно «угадает» ответ на запрос?

Например, часть списка запросов и ответов пусть выглядит так:

Запрос в виде символов ASCII кодов и его шестнадцатеричное представление	Ответ в виде символов ASCII кодов и его шестнадцатеричное представление
PqWzt: 5071577A74	QcfSU: 5163665355
W+Vr: 772B76522C	GFL/ 47466F4C2F
Yt-IJ: 79542D214A	HWQHU: 6857514875
?lc,f: 3F49632C66	X=Er! 583d457221
)nTWk: 296E54574B	&.ZrV: 263A5A7256

Для упрощения примера длина запросов и ответов сокращена до пяти символов и число пар взято равным пяти. Даже в этом случае Красной Шапочке трудно запомнить все пары запрос-ответ. Функция F , построенная Красной Шапочкой, имеет вид

$$F =]2^*]1^*]-1^*-2^*]-3^*-4\sqrt{3^*]1^*0^*]-2^*]-5\sqrt{5^*2^*]1^*]0^*-2^*]-3\sqrt{3^*]2^*]1^*0^*-1\sqrt{5^*]1^*]-1^*]-2^*-4^*]-6\sqrt{3^*2^*]1^*0^*]-1^*-2\sqrt{3^*]1^*]0^*-1^*]-2^*-3^*]-5\sqrt{3^*]1^*]0^*-1^*]-2^*-3\sqrt{1^*]-1^*]-2^*]-3^*-4\sqrt{4^*3^*]0^*-1^*]-2^*]-4\sqrt{4^*]1^*]0^*]-1^*-2^*]-4\sqrt{3^*]1^*]0^*]-2^*-3\sqrt{1^*]0^*]-1^*-3^*]-5\sqrt{4^*2^*]1^*]-2^*-6\sqrt{5^*4^*]1^*]0^*]-1\sqrt{2^*]1^*0^*-1^*]-3\sqrt{4^*2^*]1^*]0^*-1^*-5\sqrt{3^*]2^*0^*]-1^*]-2\sqrt{3^*]2^*]1^*]-1^*-2^*]-6\sqrt{6^*2^*]1^*]-1^*]-2^*-3\sqrt{4^*]1^*]-1^*-2^*-3\sqrt{2^*]1^*]0^*-1^*-4^*-5\sqrt{2^*]1^*]0^*-2^*-8\sqrt{3^*]2^*]1^*]0^*-1^*-2\sqrt{4^*2^*]1^*]0^*]4^*]2^*]0^*]-1^*]-2^*]-3\sqrt{4^*2^*]0^*-1^*]-2^*]-4\sqrt{0^*]-1^*-2^*-3^*]-4\sqrt{6^*]1^*]0^*]-1^*]-5\sqrt{4^*]3^*]2^*]1^*]0^*-4\sqrt{5^*]1^*]0^*-1^*]-2^*]-4\sqrt{2^*]1^*]0^*-1^*-5\sqrt{6^*]1^*]-1^*-2^*-4\sqrt{3^*]2^*]1^*]0^*-1^*-2\sqrt{2^*]1^*]0^*-1^*]-3^*-4\sqrt{2^*]1^*]0^*-1^*-3^*]-6\sqrt{3^*]0^*]-1^*]-4^*]-5\sqrt{3^*]1^*]0^*-1^*]-2^*]-3\sqrt{2^*]0^*]-1^*]-2^*-3^*-4\sqrt{4^*]0^*]-1^*-2^*-3\sqrt{3^*]2^*0^*-1^*]-3^*]-4\sqrt{4^*]2^*]1^*]0^*]-1.$$

Пусть Серый Волк подсмотрел три первых пары запрос-ответ. Он построит примерно такую функцию:

$$F' =]2^*0^*-1^*-3\sqrt{3^*2^*0^*]-1^*-2\sqrt{4^*]0^*-1^*]-2^*-3\sqrt{4^*]2^*]1^*]-1^*]-3\sqrt{4^*2^*]0^*-1^*]-2\sqrt{2^*]1^*]0^*]-1^*]-5\sqrt{4^*]3^*]1^*-4\sqrt{5^*]1^*]0^*-1^*]-2^*]-4\sqrt{3^*]2^*]1^*]0^*-1\sqrt{1^*]0^*]-1^*-2^*]-5\sqrt{3^*]2^*]1^*-2\sqrt{1^*]0^*-1^*-2^*]-3\sqrt{4^*]0^*]-1^*-4\sqrt{0^*]-1^*]-2^*]-3^*-4\sqrt{3^*]1^*]-1\sqrt{2^*]1^*]-1^*-2^*-3\sqrt{0^*]-1^*]-2^*]-5\sqrt{3^*]2^*0^*-1^*]-2\sqrt{0^*]-1^*]-2^*-3^*-4\sqrt{3^*]1^*]0^*-1^*]-2\sqrt{3^*]2^*]1^*]0^*]-1\sqrt{4^*]1^*]0^*]-1.$$

При ответе на четвертый и пятый запросы Серый Волк ответит неверно. Красная же Шапочка на все запросы ответит верно.

Пример 6. Рассмотрим теперь случай, когда из практически одинаковых сообщений, передаваемых по открытому каналу, законный полу-

чателъ извлекает полезную информацию, в то время как незаконному перехватчику все передаваемые сообщения будут казаться совершенно одинаковыми.

Выберем какое-нибудь сообщение, например «Спокойное море»: The sea quiet. Будем добавлять пробелы и знаки препинания и даже введем грамматические неточности, но так, чтобы не исказить смысл сообщения. Каждому варианту будем сопоставлять новое выражение. Результаты преобразований будут выглядеть так:

Спокойное море: The sea quiet 5468652020736561207175696574	Сильный холод: Strong cold 5374726F6E6720636F6C64202020
Спокойное море: The sea quiet 5468652073656120207175696574	Дождь и град: Rain and hails 5261696E20616E64206861696C73
Спокойное море: A sea quiet 4120207365612020717569657420	Скоро ураган: Soon hurricane 536F6F6E20687572726963616E65
Спокойное море: The sea quiet 5468652073656120717569657420	Жара наступает: The heat comes 546865206865617420636F6D6573

В левом столбце все фразы кажутся совершенно одинаковыми, так их читает перехватчик. Однако законный получатель с помощью функции *F* читает их совершенно по-разному. Функция *F* в этом случае имеет вид

$$\begin{aligned}
 F = & 60^*]3^*]1^*0^*-2\sqrt{53^*0^*-2^*-3-44^*]4^*0^*]-1\sqrt{ \\
 & 10^*]2^*]1^*0^*]-1\sqrt{29^*2^*]1^*-13\sqrt{1^*0^*-3^*18\sqrt{ \\
 & 20^*2^*0^*]-2^*-22\sqrt{4^*]1^*0^*]-4^*-24\sqrt{ \\
 & 6^*]1^*]0^*-1^*]-2^*-36\sqrt{2^*]1^*]0^*]-1^*-6^*]-8\sqrt{ \\
 & 28^*-1^*-3^*-23\sqrt{27^*0^*-2^*-4\sqrt{25^*0^*-2^*]-3\sqrt{ \\
 & 22^*]2^*0^*]-1^*-29\sqrt{21^*]1^*-1^*]-2^*-3^*-30\sqrt{ \\
 & 20^*3^*1^*]0^*-2\sqrt{19^*0^*-3\sqrt{17^*]3^*0^*]-1^*-2^*]-3\sqrt{ \\
 & 14^*1^*]0^*]-1^*-2^*-37\sqrt{13^*0^*]-2^*-3^*-38\sqrt{11^*4^*0^*-2\sqrt{ \\
 & 9^*2^*]-1^*-2\sqrt{5^*]2^*0^*-3^*-4\sqrt{3^*]1^*]0^*-2^*]-3^*-48\sqrt{ \\
 &]2^*]1^*]0^*-1^*]-3^*-52\sqrt{2^*]1^*]-1^*]-2^*-55\sqrt{ \\
 &]2^*0^*]-2^*]-5\sqrt{3^*]2^*]1^*]0^*-2^*]-10\sqrt{ \\
 &]3^*]2^*]1^*]-1^*]-2^*]-3^*]-12\sqrt{10^*]2^*]1^*]0^*-2^*]-5\sqrt{ \\
 & 9^*]1^*]0^*]-1^*-3^*]-6\sqrt{8^*]2^*]-1^*]-7\sqrt{ \\
 & 7^*]1^*]-1^*]-2^*]-8^*]-18\sqrt{2^*1^*0^*]-10\sqrt{ \\
 & 2^*-1^*-2^*-3^*]-13^*]-23\sqrt{2^*1^*]0^*-2^*]-14\sqrt{ \\
 &]13^*]1^*]0^*-2^*-3\sqrt{6^*-1^*]-2^*]-6^*-9^*]-36\sqrt{ \\
 & 2^*1^*]0^*]-4^*-7^*]-42\sqrt{39^*]3^*0^*]-12\sqrt{ \\
 & 36^*1^*]-1^*]-2^*]-15\sqrt{30^*1^*-1^*-2^*-3^*]-21\sqrt{ \\
 & 2^*0^*]-1^*]-3^*-4^*]-24\sqrt{6^*]3^*-1^*-2^*-3^*]-45\sqrt{ \\
 &]3^*]1^*-1^*]-2^*-5^*]-47\sqrt{4^*]3^*]2^*]0^*]-1^*-3^*]-54\sqrt{ \\
 &]59^*3^*]1^*-1^*]-2\sqrt{50^*18^*3^*]1^*-3\sqrt{
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &]45^*13^*1^*]-1^*-2^*-3\sqrt{40^*]3^*]2^*]1^*]0^*]-1^*-2\sqrt{ \\
 &]37^*]1^*]0^*-2^*]-4^*-5\sqrt{36^*4^*]2^*]1^*]-1\sqrt{ \\
 &]35^*3^*]1^*]0^*]-2\sqrt{12^*]0^*]-1^*]-2^*-4^*-30\sqrt{ \\
 &]11^*1^*]0^*]-1^*-4^*-31\sqrt{38^*]2^*]1^*]0^*-1^*-2\sqrt{ \\
 & 3^*1^*0^*]-26\sqrt{22^*3^*0^*-3^*]-29\sqrt{2^*1^*0^*]-3^*]-34\sqrt{ \\
 &]14^*]2^*1^*]-1^*-3^*]-37\sqrt{13^*2^*]1^*0^*]-1^*]-2^*]-38\sqrt{ \\
 & 2^*1^*0^*-2^*]-42\sqrt{7^*0^*-1^*-2^*]-44\sqrt{ \\
 &]3^*]2^*]1^*]0^*]-1^*-2^*-4^*]-48\sqrt{26^*2^*]1^*]0^*]-1^*-2\sqrt{ \\
 &]22^*]2^*]0^*-1^*-2^*]-3^*]-4\sqrt{ \\
 &]20^*]2^*]1^*-1^*]-2^*-3^*]-5\sqrt{14^*]1^*-1^*-2^*]-4\sqrt{ \\
 &]11^*]3^*1^*-1^*]-2^*]-3\sqrt{4^*]3^*]1^*]0^*]-1^*-9\sqrt{ \\
 &]2^*]1^*]0^*]-1^*]-2^*]-3^*-10\sqrt{1^*]0^*]-1^*]-4^*-12\sqrt{ \\
 & 0^*-1^*]-2^*-26\sqrt{11^*]1^*]0^*]-1^*]-2^*]-31\sqrt{ \\
 & 5^*]1^*-5^*]-7^*]-37\sqrt{8^*3^*]-1^*]-2^*-7^*]-39\sqrt{ \\
 &]7^*]0^*]-1^*]-2^*]-3^*-8^*]-40\sqrt{41^*1^*0^*]-2\sqrt{ \\
 &]37^*2^*]0^*]-1^*-2^*-14\sqrt{29^*2^*-2^*-3^*-22.
 \end{aligned}$$

Заключение

В статье приведены некоторые варианты введения незаконного перехватчика в заблуждение относительно истинного смысла сообщения. Для этого использованы различные подходы:

усиление криптостойкости некоторых наиболее важных фрагментов сообщения за счет дополнительного шифрования;

использование различных паролей многими пользователями, которые центр преобразует в более узкое множество паролей, причем так, что каждая новая комбинация будет соответствовать либо одному пользователю, либо группе пользователей;

преобразование полученного расшифрованного сообщения булевыми функциями, которые кардинально меняют смысл сообщения.

Во всех этих случаях создаются дополнительные трудности для незаконного перехватчика, причем в ряде случаев перехватчик, даже вскрыв сообщение, в принципе не может узнать, какое же сообщение является истинным.

Литература

1. **Ерош И. Л.** Защита информационных потоков в системах распределенного контроля и управления // Информационно-управляющие системы. – 2002. – № 1. – С. 40–46.
2. **Ерош И. Л.** Разграничение доступа к ресурсам в системах коллективного пользования // Информационно-управляющие системы. – 2003. – № 2–3. – С. 63–66.
3. **Ерош И. Л.** Передача со скрытым смыслом. // Информационно-управляющие системы. – 2004. – № 5. – С. 40–46.

АВТОПРОГНОЗИРОВАНИЕ СОЦИАЛЬНО-ЭКОНОМИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ПОСРЕДСТВОМ СОВОКУПНОСТИ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫХ МОДЕЛЕЙ

Л. А. Осипов,

доктор техн. наук, профессор

М. А. Смирнов,

аспирант

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Предлагается подход к кратко- и среднесрочному прогнозированию социально-экономических показателей развития региона с помощью набора моделей класса авторегрессии и проинтегрированного скользящего среднего (АРПСС). Каждая модель используется для прогнозирования ровно на k шагов вперед. Параметры модели определяются в результате решения задачи минимизации невязки модельных значений, получаемых при «эмуляции» прогнозирования на k шагов вперед на обучающей выборке. При этом используется метод минимизации Гаусса-Ньютона. Отмечается повышение точности прогноза на несколько процентов относительно базовых моделей АРПСС для представительной группы показателей развития Санкт-Петербурга.

This paper proposes an approach to short- and intermediate-term forecast of socio-economic indicators of a region using a group of AutoRegressive Integrated Moving-Average (ARIMA) models. Each model is used to forecast only a k -th future value at given instant. The parameters of a models is estimated by solving minimization problem of model's residuals, which are calculated for a learning sample set by "emulating" the forecasting of the k -th future values. The Gauss-Newton method for minimizing the objective function is used. It is noted the improvement of forecast precision by a few per cents relative to the common ARIMA models for a representative set of Saint-Petersburg development indicators.

Введение

Прогнозирование показателей социально-экономических процессов региона используется в системах поддержки принятия решений как в государственном управлении, так и в управлении крупной коммерческой организацией. Вопрос получения эффективного автопрогноза, при котором используется только ретроспективная информация о поведении прогнозируемого показателя, актуален как для задач вычисления прогнозных значений отдельных показателей в краткосрочной перспективе, так и для задач комплексного прогноза социально-экономического развития. В последнем случае автопрогнозирование в сочетании с экспертными оценками применяется при формировании сценариев развития системы.

Прогнозные значения вычисляются исходя из модели, сформированной для временного ряда

показателя. Параметры модели определяются в результате решения задачи обеспечения наиболее точного по заданному критерию соответствия модельной кривой и траектории имеющегося временного ряда. Как правило, данная задача явно формулируется как оптимизационная. Обычно роль критерия оптимизации выполняет невязка между фактическим значением ряда $y(i)$ и модельным $\hat{y}(i)$, вычисленным на основании знания предыдущих значений $y(i-1)$, $y(i-2)$ Таким образом, модель настраивается (идентифицируется) в режиме прогноза на один шаг вперед, поскольку предполагается знание $y(i-1)$. В статье описаны результаты эксперимента по использованию моделей, настроенных на прогноз на определенное количество шагов вперед, для предсказания показателей социально-экономического развития Санкт-Петербурга. Применялись модели класса авторегрессии и проинтегрированного скользя-

щего среднего. Было отмечено повышение точности прогноза на несколько процентов относительно базовых моделей, идентифицированных в режиме прогноза на один шаг вперед.

Краткая характеристика моделей авторегрессии и проинтегрированного скользящего среднего

Поведение временных рядов социально-экономических показателей определяют четыре вида факторов: долговременные (определяющие тенденцию, или тренд), сезонные, циклические и случайные. Большинство показателей имеют нестационарный временной ряд, который в случае отсутствия сильных возмущений приводится к стационарному посредством взятия последовательных (цепных) разностей значений. Иначе говоря, типичные ряды показателей демонстрируют нестационарность на уровне первых моментов, объясняемую наличием долговременной неслучайной компоненты $f(t)$ полиномиального вида. Взаимосвязи элементов такого нестационарного временного ряда обычно могут быть описаны удовлетворительным образом с помощью моделей класса авторегрессии и проинтегрированного скользящего среднего (АРПСС), или моделей Бокса-Дженкина [1, 2]. При использовании АРПСС ряд $y(t)$, преобразованный с помощью d -кратного взятия разностей значений в последовательность разностей $\Delta^d y(t)$, описывается процессом авторегрессии порядка p со скользящим средним порядка q в остатках. В общепринятых обозначениях модель записывается кратко как АРПСС(p, d, q) и имеет вид

$$y^d(t) = \xi + a_1 y^d(t-1) + a_2 y^d(t-2) + \dots + a_p y^d(t-p) + \varepsilon(t) - \theta_1 \varepsilon(t-1) - \theta_2 \varepsilon(t-2) - \dots - \theta_q \varepsilon(t-q), \quad (1)$$

где $y^d(t)$ – величина, полученная из исходного $y(t)$ после применения d -кратной процедуры взятия последовательных разностей с лагом (задержкой) 1, $y^0(t) = \Delta^d y(t)$, $\Delta^1 y(t) = y(t) - y(t-1)$;

ξ – константа (свободный член авторегрессии или среднее значение ряда);

a_i – параметры авторегрессии, $i = \overline{1, p}$;

$\varepsilon(t)$ – случайная компонента (остаток), т. е. разница между $y^d(t)$ и ее модельным значением $\bar{y}^d(t)$;

θ_j – параметры скользящего среднего, $j = \overline{1, q}$.

В сокращенном виде выражение (1) часто записывается как

$$y^d(t) = \mu + \frac{\Theta(B)}{A(B)} \varepsilon(t), \quad (2)$$

где μ – среднее значение, $\mu = \frac{\xi}{A(B)}$;

B – оператор сдвига, $B y(t) = y(t-1)$, $\Delta^1 = 1 - B$;

$\Theta(B)$ – оператор скользящего среднего, $\Theta(B) = 1 - \theta_1 B - \dots - \theta_q B^q$;

$A(B)$ – оператор авторегрессии, $A(B) = 1 - a_1 B - \dots - a_p B^p$.

В случае наличия в ряде весомой сезонной или циклической компоненты с периодом T в модель АРПСС вводятся мультипликативные операторы, позволяющие описать данные компоненты таким же образом, как долговременную и случайную составляющие. Это достигается применением процедуры D -кратного взятия разностей значений исходного ряда с лагом T , а также модели процесса авторегрессии порядка P со скользящим средним порядка Q в остатках для значений с лагом T . Сезонная разность порядка D берется после разности с лагом 1 порядка d . Полная модель с учетом периодической составляющей кратко описывается в виде АРПСС(p, d, q)(P, D, Q) $_T$ и выражается как

$$\Delta_T^D \Delta^d y(t) = \mu + \frac{\Theta(B) \cdot \Theta_T(B)}{A(B) \cdot A_T(B)} \varepsilon(t), \quad (3)$$

где $\Delta_T^D = (1 - B^T)^D$; $\Theta_T(B) = 1 - \theta_T B^T - \dots - \theta_{TQ} B^{TQ}$;
 $A_T(B) = 1 - A_T B^T - \dots - A_{TP} B^{TP}$.

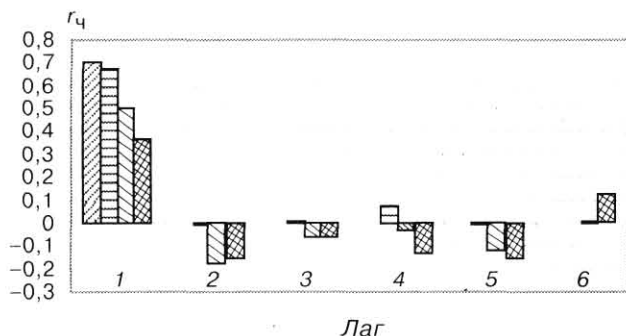
Характерные проблемы при прогнозировании социально-экономических показателей

Сложности при прогнозировании социально-экономических показателей часто определяются малым объемом имеющейся выборки и наличием сильных возмущающих воздействий, или интервенций. Это имеет место и в отношении Санкт-Петербурга. Значения большинства социально-экономических показателей отслеживаются органами государственной статистики не чаще, чем ежемесячно. Экономический кризис 1998 года привел к существенным изменениям в динамике многих социально-экономических процессов. Поэтому в настоящее время надежную базу для построения прогностической модели составляют наблюдения лишь за 4 года, что соответствует ряду длиной 48 значений для вычисляемых ежемесячно показателей. В условиях такой малой выборки ненадежно работают статистические критерии, опирающиеся на закон больших чисел, поэтому сложно гарантировать состоятельность оценок [3].

При идентификации (оценке параметров) моделей временных рядов широко используется метод моментов, при котором неизвестные параметры выводятся из выборочных значений различных моментов ряда – дисперсии σ^2 , автокорреляций $r(k)$ и т. д. Из экспериментальных исследований известно, что оценки автокорреляционной функции часто медленно сходятся к истинным значениям, поэтому ненадежны для коротких рядов из нескольких десятков наблюдений [1].

Действительно, оценки автокорреляционных функций искусственно сгенерированных рядов существенно отличаются от истинных функций при малой длине n ряда. На рис. 1 представлен график частных коэффициентов автокорреляции r_c , вычисленных для реализаций длины n процесса авторегрессии

$$y(t) = 0,7y(t-1) + \varepsilon(t), \quad (4)$$



■ Рис. 1. Графики частных коэффициентов автокорреляции r_q : ▨ – истинно; ▤ – $n = 1000$; ▥ – $n = 100$; ▦ – $n = 50$

где случайная величина $\varepsilon(t)$ распределена по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией, $\varepsilon(t) \in N(0, 1)$.

Из рис. 1 видно, что для практически интересных длин временного ряда $n \leq 100$ частные коэффициенты автокорреляции на десятки процентов меньше истинных значений. Например, при $n = 50$ коэффициент $r_q(1) = 0,37$. Поэтому при описании реализации процесса (4) уравнением $y(t) = a_1 \cdot y(t-1) + \varepsilon(t)$ посредством идентификации по методу моментов коэффициент a_1 получит значение 0,37, что почти в два раза меньше истинного значения, равного 0,7. При небольшом значении коэффициента a_1 и малом значении n выборочные функции автокорреляции для процесса авторегрессии и белого шума часто становятся статистически неотличимыми.

Вышеизложенное предопределяет необходимость выполнения большого объема работ по экспериментальной оценке точности модели в режиме прогноза. Если модель предназначена для получения прогноза, а не для анализа наблюдаемого процесса, то в качестве критерия оптимизации естественно выбрать ошибку прогноза для интересующего горизонта прогнозирования. Определение вероятностных характеристик оценок параметров модели в зависимости от размера выборки требует отдельного исследования.

Предлагаемый подход к построению совокупности прогностических моделей

Прогнозные оценки, как правило, требуется определять в пределах достаточно длинного горизонта прогнозирования l . Для кратко- и среднесрочного прогнозирования l часто составляет до 6 тактов (шагов). Модель АРПСС идентифицируется исходя из критерия минимизации ошибки $\varepsilon(i)$ между текущим значением $y(i)$ и модельным значением $\hat{y}(i)$, вычисленным на основании $y(j)$, $j < i$ [1]. Это ошибка $\varepsilon(t+1|t)$ при прогнозе на один шаг вперед на основании значений, известных в момент времени t . Соответственно ошибку при прогнозе на k шагов вперед на основании значений, известных в момент времени t , можно обозначить как $\varepsilon(t+k|t)$.

Представляется целесообразным практически оценить точность предсказания с помощью

набора из l моделей $M^{(k)}$, идентифицированных на основании минимизации критерия $\varepsilon(t+k|t)$ и используемых для прогнозирования ровно на k шагов вперед, $k \leq l$. Действительно, прогнозы $\hat{y}(t+1|t)$ и $\hat{y}(t+1|t-1)$ суть оценки одной и той же величины $y(t+1)$, но представляют собой решения разных задач с отличающимися исходными данными.

Описание эксперимента

Для проведения эксперимента по оценке точности прогнозирования была отобрана группа из 40 показателей социально-экономического развития Санкт-Петербурга, охватывающая различные сферы жизнедеятельности города. Описание показателей представлено в табл. 1. По данным органов государственной статистики были построены временные ряды показателей. Все ряды носили месячный характер и состояли из 50 отсчетов. Начальное значение соответствовало ноябрю 1998 г., конечное — декабрю 2002 г.

■ Таблица 1

Сфера	Показатель
Производство товаров и услуг	Балансовая прибыль организаций, млн руб. Объем отгруженной продукции по крупным и средним промышленным организациям, по отраслям, млн руб. (всего 18 показателей)
Потребление товаров и услуг	Объем розничного товарооборота, по видам товаров, млн руб. (всего 4 показателя) Оборот общественного питания, млн руб. Объем бытовых услуг населению, тыс. руб.
Цены	Индекс потребительских цен, % Стоимость минимального набора продуктов питания, тыс. руб. Индекс цен производителей промышленной продукции, %
Налоги	Задолженность по налоговым платежам на 1-е число месяца, млн руб.
Строительство	Объем работ, выполненных по договорам строительного подряда, млн руб. Ввод зданий жилого назначения, тыс. кв. м.
Транспорт	Грузооборот предприятий транспорта, млрд т-км. Пассажиروоборот крупных и средних организаций транспорта, млрд пасс.-км. Количество дорожно-транспортных происшествий, ед.
Доходы населения	Денежные доходы на душу населения, тыс. руб. Реальная среднемесячная начисленная заработная плата, %
Занятость	Заявленная предприятиями и организациями потребность в работниках, тыс. чел. Численность безработных, тыс. чел.
Демография	Коэффициент смертности. Коэффициент рождаемости

Построение моделей осуществлялось в два этапа. Для выполнения расчетов использовались средства программного комплекса SAS System.

На первом этапе для каждого временного ряда была подобрана наиболее эффективная модель $M^{(1)}(p, d, q)(P, D, Q)_{12}$ путем построения всех возможных моделей АРПСС с $p, d, q, P, D, Q = 0, 2$ и выбора наилучшей по критерию среднеквадратического отклонения. Принятие в качестве периода сезонности 12 месяцев обусловлено типовым предположением о наличии именно годичной цикличности в социально-экономических показателях, а также отрицательными результатами проверки гипотезы о незначимости r (12) для основной массы рядов. Идентификация проводилась по методу наименьших квадратов, в качестве процедуры оптимизации использовался метод Гаусса-Ньютона. Вектор изменения искомых параметров в методе Гаусса-Ньютона определяется как [4]

$$\Psi = (X^T X)^{-1} X^T r, \quad (5)$$

где $\Psi[1:K]$ – вектор изменения, вектор текущих значений искомых параметров; $X[n:K]$ – матрица значений частных производных целевой функции относительно параметров; $r[n:1]$ – вектор невязок целевой функции; n – объем обучающей выборки; K – число искомых параметров.

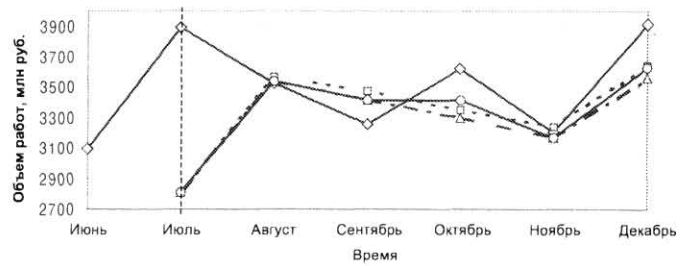
Вектор Ψ вычисляется в конце каждой итерации. В начале следующей итерации исходя из Ψ определяется значение целевой функции. Если в результате изменения Ψ не происходит уменьшения целевой функции, то Ψ уменьшается вдвое и целевая функция перевычисляется. Данное действие (подытерация) повторяется либо заданное количество раз, либо пока значение целевой функции не улучшится. В первом случае процесс оптимизации считается завершенным, во втором случае осуществляется переход к следующей итерации.

В качестве первоначальных значений параметров в выражении (5) принимались значения, полученные по методу моментов из оценок коэффициентов корреляции [1]. В обучающую выборку были включены данные с ноября 1998 г. по июнь 2002 г. Данные с июля 2002 г. по декабрь 2002 г. были оставлены в качестве тестовой выборки. В результате первого этапа были получены модели $M^{(1)}$, соответствующие решению задачи

$$\min_t \sum \varepsilon(t+1|t)^2.$$

На втором этапе для каждого ряда производилось пять повторных идентификаций модели $M^{(1)}(p, d, q)(P, D, Q)_{12}$ с целью настройки модели для эффективного прогноза ровно на k шагов вперед, $k = \overline{2, 6}$. Роль обучающей выборки также играли данные с ноября 1998 г. по июнь 2002 г. В результате второго этапа были получены модели $M^{(k)}$, $k = \overline{2, 6}$, для которых выполнялось условие

$$\min_t \sum \varepsilon(t+k|t)^2. \quad (6)$$



■ Рис. 2. Графики реальных и прогнозных значений работ, выполненных по договорам строительного подряда в 2002 г.: —◇— — реально; - -□- - k = 1; - · -△- · - k = 2; —○— — k = 6

Результаты эксперимента

Сравнение эффективности $M^{(1)}$ и набора $M^{(k)}$, $k = \overline{1, 6}$, проводилось на тестовой выборке данных с июля по декабрь 2002 г. В качестве критериев точности прогноза использовались средняя ошибка предсказаний

$$\Delta = \frac{1}{6} \sum_{i=1}^6 |y(44+i) - \hat{y}(44+i)|$$

и среднеквадратичная ошибка предсказаний

$$\hat{\Delta} = \sqrt{\frac{1}{6} \sum_{i=1}^6 (y(44+i) - \hat{y}(44+i))^2},$$

где $y(44)$ соответствует июню 2002 г., поскольку первый отсчет $y(1)$ отвечает ноябрю 1998 г.

Усредненные результаты сравнения моделей всех 40 временных рядов на тестовой выборке представлены в табл. 2. За единицу приняты значения критериев Δ и $\hat{\Delta}$ при прогнозе $y(t+k|t)$ только с помощью модели $M^{(1)}(p, d, q)(P, D, Q)_{12}$ вне зависимости от значения $k = \overline{1, 6}$.

На рис. 2 приведен график реальных значений объема работ, выполненных по договорам строительного подряда, млн руб., график прогнозных значений для обычной модели $M^{(1)}(1, 0, 0)(1, 1, 0)_{12}$ ($k = 1$), график прогнозных значений для комбинации $M^{(1)}(1, 0, 0)(1, 1, 0)_{12}$ и $M^{(2)}(1, 0, 0)(1, 1, 0)_{12}$ ($k = 2$), а также график прогнозных значений для набора $M^{(k)}(1, 0, 0)(1, 1, 0)_{12}$, $k = \overline{1, 6}$ ($k = 6$).

Из рис. 2 видно, что с увеличением значения k точность прогнозов в целом возрастает. Значения критериев Δ и $\hat{\Delta}$ в предельных случаях приведены в табл. 3.

■ Таблица 2

Критерий	Модель			
	$M^{(1)}, k = \overline{1, 6}$	$M^{(1)}, k = 1$ $M^{(2)}, k = \overline{2, 6}$	$M^{(k)}, k = \overline{1, 3}$ $M^{(4)}, k = \overline{4, 6}$	$M^{(k)}, k = \overline{1, 6}$
Δ	1	0,97	0,95	0,94
$\hat{\Delta}$	1	0,98	0,97	0,96

■ Таблица 3

Критерий	Модель объема работ, выполненных по договорам строительного подряда	
	$M^{(1)}, k = \overline{1,6}$	$M^{(k)}, k = \overline{1,6}$
Δ	317,0 (1,00)	295,8 (0,93)
$\bar{\Delta}$	474,2 (1,00)	466,3 (0,98)

В качестве базовой модели $M^{(1)}$ при этом использовалась АРПСС $(1, 1, 0)(1, 0, 0)_{12}$ как наилучшая по критерию среднеквадратического отклонения среди всех возможных моделей АРПСС $(p, d, q)(P, D, Q)_{12}$ с $p, d, q, P, D, Q = \overline{0, 2}$. Для АРПСС $(1, 1, 0)(1, 0, 0)_{12}$

$$y^1(t) = \mu + \frac{1}{(1 - a_1 B)(1 - a_2 B^{12})} \varepsilon(t).$$

Поэтому, например, для $k = 2$ ошибка $\varepsilon(t + 2 | t)$, сумма квадратов которой составляет целевую функцию, с учетом (3) имеет вид:

$$\begin{aligned} \varepsilon(t + 2 | t) &= \varepsilon(t | t - 2) = y^1(t) - \bar{y}^1(t | t - 2) = \\ &= y^1(t) - (\mu(1 - a_1)(1 - a_2) + a_1 \bar{y}^1(t - 1 | t - 2) + \\ &+ a_2 \bar{y}^1(t - 12 | t - 2) - a_1 a_2 \bar{y}^1(t - 13 | t - 2)); \\ \bar{y}^1(t - 1 | t - 2) &= \mu(1 - a_1)(1 - a_2) + a_1 y^1(t - 2) + \\ &+ a_2 y^1(t - 13) - a_1 a_2 y^1(t - 14); \\ \bar{y}^1(t - 12 | t - 2) &= y^1(t - 12); \\ \bar{y}^1(t - 13 | t - 2) &= y^1(t - 13). \end{aligned}$$

В табл. 4 приведен вид модели, идентифицированной для разных значений k в выражении (5). С увеличением k значения параметров модели существенно меняются.

В рамках исследованных рядов и их моделей ухудшение точности прогноза при использовании набора моделей $M^{(k)}$, «натренированных» для прогноза ровно на $k = \overline{1,6}$ шагов вперед, отмечено только для ряда показателей объема отгруженной продукции по крупным и средним промышленным организациям. Это можно объяснить тем, что многие отрасли промышленности Санкт-Петербурга зависят от крупных заказов, которые невозможно спрогнозировать на основании ретроспективной динамики объема отгруженной продукции.

■ Таблица 4

k	Обозначение модели	Модельное уравнение
1	$M^{(1)} (1,0,0)(1,1,0)_{12}$	$y^1(t) = 109,3 + \frac{1}{(1 + 0,432B)(1 - 0,608B^{12})} \varepsilon(t)$
2	$M^{(2)} (1,0,0)(1,1,0)_{12}$	$y^1(t) = 80,7 + \frac{1}{(1 + 0,576B)(1 - 0,602B^{12})} \varepsilon(t)$
6	$M^{(6)} (1,0,0)(1,1,0)_{12}$	$y^1(t) = 56,8 + \frac{1}{(1 + 0,771B)(1 - 0,053B^{12})} \varepsilon(t)$

Заключение

Проведенные исследования свидетельствуют о перспективности подхода. За счет использования предложенного критерия оптимизации можно на несколько процентов повысить точность автопрогноза на определенное количество шагов вперед при неизменном количестве параметров модели. Аналогично уменьшается совокупная ошибка прогноза для всего горизонта прогнозирования. Необходимость многократного проведения процедуры идентификации и, следовательно, поиска оптимума в общем случае нелинейной функции приводит к многократному увеличению машинного времени вычислений. С другой стороны, вследствие небольших длин временных рядов показателей и низкой частоты поступления новых значений, это не является препятствием для использования подхода в автоматизированных системах управления, содержащих подсистемы социально-экономического моделирования и прогнозирования состояния региона. Представляется возможным успешное использование описанного подхода в сочетании с другими прогностическими моделями, отличными от АРПСС.

Литература

1. **Box G.E.P., Jenkins G.M., Reinsel G.C.** Time Series Analysis: Forecasting and Control. Third Edition. – Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1994. 598 p.
2. **Лукашин Ю.П.** Анализ временных рядов по методу интегрированной авторегрессии–скользящей средней. – М.: АН СССР. Институт мировой экономики и международных отношений, 1975. Серия «Статистические методы анализа (алгоритмы и программы)». Вып. 5. 80 с.
3. **Айвазян С.А., Енюков И.С., Мешалкин Л.Д.** Прикладная статистика. Исследование зависимостей. – М.: Финансы и статистика, 1985. 488 с.
4. **SAS Institute Inc., SAS OnlineDoc®, Version 8, Cary, NC: SAS Institute Inc., 1999.** <http://v8doc.sas.com/sashtml/>

**МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
«ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ЭНЕРГЕТИКА, ЭКОЛОГИЯ – 2004»,
ЭЭЭ – 2004, ПОСВЯЩЕННАЯ 90 – ЛЕТИЮ
СО ДНЯ РОЖДЕНИЯ АКАДЕМИКА РАН И. А. ГЛЕБОВА**

12–15 сентября 2004 г.

**Место проведения конференции – ГУАП, комфортабельный теплоход «Санкт-Петербург»
Маршрут: Санкт-Петербург – о. Валаам – Санкт-Петербург**

21 января 2004 года исполнилось девяносто лет со дня рождения выдающегося русского ученого, академика АН СССР и РАН, лауреата Государственных премий, Героя Социалистического Труда, кавалера ордена Ленина и многих других государственных наград, Заслуженного деятеля науки и техники РФ, – Игоря Алексеевича Глебова.

С именем академика И. А. Глебова связана целая эпоха отечественной и мировой электроэнергетики. Почти 30 лет И. А. Глебов возглавлял в Ленинграде Всесоюзный научно-исследовательский институт электромашиностроения, который под его руководством стал научно-техническим центром страны по электромашиностроению. За годы работы в институте была создана уникальная экспериментальная база, сделавшая ВНИИэлектромаш лидером в области электромашиностроения не только в нашей стране, но и за рубежом.

В течение многих лет Игорь Алексеевич был председателем Комиссии по науке и технике Совета Союза Верховного Совета СССР и внес неоценимый вклад в развитие науки и реализации энергетических программ СССР и России.

В Ленинграде под руководством И. А. Глебова сложилась научная школа по проблемам электроэнергетики и электрофизики. Возглавляемый им Ленинградский научный центр АН СССР стал центром интенсивного развития фундаментальных исследований.

На протяжении многих лет Игорь Алексеевич достойно представлял нашу страну на престижных международных научно-технических форумах.

Его участие в работах по созданию Асуанской ГЭС было отмечено правительством Египта орденом «Отличие» I степени.

Деятельность Игоря Алексеевича Глебова на посту председателя Комитета Международной организации СИГРЭ по электрическим машинам отмечена присвоением ему почетного звания «Выдающийся член СИГРЭ». Своей работой в СИГРЭ и других международных организациях академик И. А. Глебов поднял авторитет нашей страны в области электроэнергетики.

В течение всей своей жизни Игорь Алексеевич был примером и учителем для целой плеяды выдающихся ученых, многие из которых

впоследствии стали членами Российской академии наук и членами академий наук других государств, возглавили различные организации, научные учреждения и промышленные предприятия.

Одной из главных задач своей деятельности Игорь Алексеевич считал подготовку молодых кадров, привлечение их к научным исследованиям и разработкам в области энергетики и электромашиностроения, и поэтому в ряду научных мероприятий, посвященных 90-летию со дня рождения академика Глебова проводится Международная конференция «**Энергетика, электротехника и экология – 2004**». К участию в конференции, вместе с известными учеными и специалистами из России и многих других стран мира, приглашены молодые ученые, аспиранты и студенты.

Организаторы конференции

Министерство образования и науки РФ
Российская академия наук
Российский фонд фундаментальных исследований
Межрегиональный союз научных и инженерных общественных организаций
Санкт-Петербургская инженерная академия
Администрация Санкт-Петербурга
Отдел электроэнергетических проблем РАН
Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения
Санкт-Петербургский Государственный технический университет
Санкт-Петербургское государственное учреждение «Секретариат Северного Форума»

Оргкомитет

Чубарева Л. И. – председатель Оргкомитета, заместитель директора ОЭЭП РАН, член-корр. РАН, Санкт-Петербург
Данилевич Я. Б. – сопредседатель Оргкомитета, директор ОЭЭП РАН, академик РАН, Санкт-Петербург
Оводенко А. А. – сопредседатель Оргкомитета, ректор СПб ГУАП, профессор
Васильева Т. Н. – секретарь Оргкомитета

Направления работы конференции

Электротехника
 Энергетика
 Энергоресурсосбережение
 Экология
 Электромеханика
 Прикладная сверхпроводимость
 Электрофизика

Круглые столы

Творческий вклад академика И. А. Глебова в развитие науки и образования

Современные альтернативные решения в области энергосбережения

Инфокоммуникационные технологии в технике

Проблемы совершенствования подготовки научных и инженерных кадров

Научная программа конференции

Участникам конференции предоставляется возможность устного выступления на конферен-

12 сентября 2004 г.	
13 ⁰⁰ – 14 ⁰⁰	Регистрация участников конференции в ГУАП (ул. Большая Морская, д. 67)
14 ⁰⁰ – 15 ³⁰	Пленарное заседание
16 ⁰⁰ – 17 ⁰⁰	Открытие в ГУАП мемориальной доски, посвященной академику РАН И. А. Глебову
17 ⁰⁰ – 18 ⁰⁰	Обед
18 ⁰⁰	Отъезд к теплоходу с посещением Никольского кладбища Александро-Невской Лавры и могилы И. А. Глебова
20 ⁰⁰	сбор участников конференции на причале Речного вокзала, продолжение регистрации участников конференции (участники могут добраться до Речного вокзала самостоятельно: м. "Пролетарская")
21 ⁴⁵	отправление теплохода по маршруту: Санкт-Петербург – о. Валаам – Санкт-Петербург (на теплоходе предусмотрен ужин)
13 – 14 сентября	
	Работа секций, круглые столы, экскурсионная программа на о. Валаам, культурная программа на борту теплохода. (Программа мероприятий будет выдана участникам при регистрации.)
15 сентября	
6 ⁰⁰	Прибытие теплохода в Санкт-Петербург

ции и публикации текста доклада в «Сборнике материалов конференции» либо только публикация текста доклада без участия в работе конференции.

Сборник материалов конференции и программа конференции будут выдаваться участникам конференции на корабле или высылаться по почте.

Рабочими языками конференции являются русский и английский.

Требования к оформлению докладов

(доклады, не соответствующие данным требованиям, могут быть отклонены)

Объем доклада – до 4 страниц машинописного текста через 1 интервал на листах формата А4 (297×210). Текст с иллюстрациями располагается на странице в один столбец и должен быть напечатан внутри поля 252×155 (левое поле – 30 мм, нижнее – 25 мм, верхнее – 20 мм, правое – 25 мм). Название доклада печатается вверху первой страницы заглавными буквами с выравниванием по центру страницы и выделяется жирным шрифтом. Далее, через строчку, И.О.Ф. авторов строчными буквами, фамилия докладчика подчеркивается. Затем, на следующей строке курсивом наименование организации с выравниванием по центру страницы. Ниже через строчку с выравниванием по ширине страницы печатается аннотация объемом до 10 строк шрифтом 11 pt. Слово «Аннотация» не пишется. Основной текст доклада располагается через строчку после аннотации. Доклады принимаются в формате MS Word со следующими установками: стиль текста – Normal, формулы в формате MS Equation, шрифт для заголовка, сведений об авторах и основного текста доклада – Times New Roman размером 12 pt, выравнивание по ширине, интервал – одинарный, отступ красной строки – 10 мм. Рисунки и таблицы располагаются в тексте произвольным образом. Не допускается применение линий менее 0,4 мм. Ссылки на литературу указываются номерами в квадратных скобках. Формулы печатаются с новой строки, номера формул заключаются в круглые скобки. Доклады направляются в адрес оргкомитета по электронной почте dncem@mail.wplus.net, kaf32@aanet.ru.

Дополнительную информацию можно получить по адресу:
 190000, г. Санкт-Петербург,
 Большая Морская ул., 67, ГУАП

Контактные телефоны:
 (812)388-71-29, (812)313-70-34

e-mail: dncem@mail.wplus.net

Адрес сайта:
<http://www.guap.ru/confs/eee04>

Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН
 Российский Национальный Комитет по автоматическому управлению
 Отделение энергетики, машиностроения, механики и процессов управления РАН

IV МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «ИДЕНТИФИКАЦИЯ СИСТЕМ И ЗАДАЧИ УПРАВЛЕНИЯ» SICPRO' 05

25 – 28 января 2005 г.

Место проведения конференции – институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН
 адрес: 117997, ГСП-7, Россия, Москва, Профсоюзная ул., 65.

История конференции

I Международная конференция «Идентификация систем и задачи управления» SICPRO' 2000 состоялась 26–28 сентября 2000 г. в Москве. В программу конференции были включены 5 пленарных и 192 секционных доклада. Полные тексты докладов опубликованы в Трудах конференции, изданных на компакт-диске (ISBN 5-201-09605-0). Объем издания – 2534 страницы, тираж – 500 экземпляров.

II Международная конференция SICPRO '03 состоялась 29–31 января 2003 г. в Москве. В программу конференции были включены 6 пленарных и 172 секционных докладов. Полные тексты всех докладов опубликованы в Трудах конференции, изданных на компакт-диске (ISBN 5-201-14948-0) объемом 2706 страниц и тиражом 1000 экземпляров. Отдельно изданы Сборник пленарных докладов (ISBN 5-201-14947-2) объемом 130 страниц и тиражом 330 экземпляров и программа конференции с аннотациями докладов объемом 112 страниц и тиражом 330 экземпляров. Подробный обзор по материалам SICPRO' 03 будет опубликован в Трудах и Сборнике пленарных докладов SICPRO' 04, а также в журнале «Автоматика и телемеханика» в 2004 г.

В адрес III конференции (SICPRO '04, 28–30 января 2004 г.) в качестве заявок поступило более двухсот тезисов докладов.

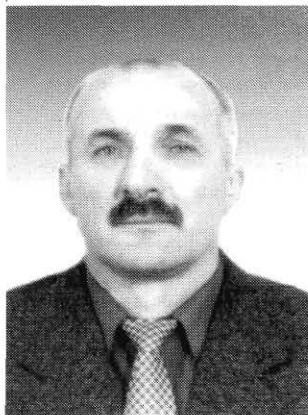
Проведение IV Международной конференции SICPRO'05 запланировано на 25–28 января 2005 г. SICPRO'05 будет иметь уникальный набор значимых характеристик: объем публикуемых докладов и число докладов от одного участника не ограничено, Труды конференции будут изданы тиражом не менее 1000 экземпляров на компакт-диске (с присвоением ISBN-кода), что позволяет поместить в докладах (и это приветствуется) иллюстративные материалы, содержащие любую графическую, аудио- и видеoinформацию; Труды конференции будут представлены во многих российских и зарубежных библиотеках, включая Библиотеку Конгресса США; подробный обзор по материалам конференции публикуется в течение года после ее проведения; в распространении Трудов конференции участвуют федеральные библиотеки РГБ и ГПНТБ.

Тематика конференции

Общие проблемы системных методологий
 Математические задачи теории управления
 Системы управления с идентификатором
 Параметрическая идентификация
 Непараметрическая идентификация
 Структурная идентификация и разведочный анализ данных
 Идентификация и исследование моделей процессов выбора и принятия решений
 Идентификация организационных систем
 Методы и процедуры получения и анализа экспертных оценок
 Нейронные сети и проблемы идентификации
 Теория нечетких множеств и проблемы идентификации
 Идентификация систем для целей диагностики;
 Моделирование систем
 Имитационное моделирование
 Методическое и программное обеспечение идентификации и моделирования
 Верификация и проблемы качества программного обеспечения сложных систем
 Глобальные сетевые ресурсы поддержки процессов идентификации, управления и моделирования
 Методики обучения методологии и технологии идентификации
 Научно-биографические исследования
 Психологические аспекты идентификации
 Официальные языки конференции – русский и английский.

Дополнительная информация и справки:
 Кирилл Романович Чернышев,
 Елена Филипповна Жарко
 e-mail: sicpro@ipu.rssi.ru
 Факс: + 7 (095) 334-89-90
 Тел.: + 7 (095) 334-89-90;

**АСТАПКОВИЧ
Александр
Михайлович**



Начальник СКБ ГУАП. Один из разработчиков проекта ядерного водородного реактора ВВЭР-1000 и термоядерного реактора "ИТЕР" (исследовательский термоядерный реактор). В 1977 году окончил Ленинградский политехнический институт по специальности "Информационно-управляющие системы" с квалификацией "инженер-электрофизик". В 1985 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 100 научных публикаций, в том числе двух монографий. Область научных интересов – системы управления встраиваемого класса.

**БЕСТУГИН
Александр
Роальдович**



Доцент кафедры прикладной математики Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1982 году окончил математико-механический факультет Ленинградского государственного университета им. А. А. Жданова. В 2000 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 50 научных трудов и соавтором одной монографии. Область научных интересов – системы управления и связи.

**БОГДАНОВА
Алевтина
Федоровна**



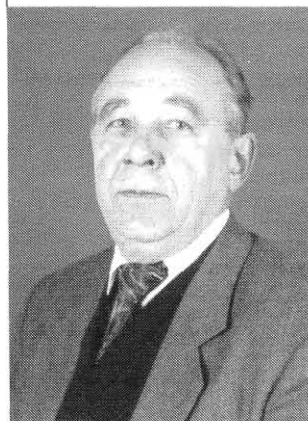
Научный сотрудник Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. В 1971 году окончила Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина). В 2003 году защитила диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 70 научных публикаций. Область научных интересов – анализ и синтез телекоммуникационных сетей.

**ВОРОБЬЕВ
Станислав
Николаевич**



Доцент Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1962 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения. В 1971 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 50 научных публикаций. Область научных интересов – моделирование систем и процессов.

**ЕРОШ
Игорь
Львович**



Профессор кафедры вычислительных систем и сетей ГУАП. Академик Международной академии информатизации. Член японской ассоциации промышленных роботов. В 1961 году окончил Ленинградский электротехнический институт (ЛЭТИ). В 1980 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Автор более 320 научных трудов, в том числе свыше 100 изобретений, соавтор двух учебников и трех монографий. Награжден правительственными наградами «Изобретатель СССР», «Почетный работник высшего профессионального образования России», медалью «300 лет Санкт-Петербургу». Область научных интересов – системы искусственного интеллекта, дискретная математика, распознавание образов, защита информации.

**ЗИКРАТОВ
Игорь
Алексеевич**



Начальник научно-исследовательского отдела Военного университета ПВО (филиал, г. Санкт-Петербург). Доцент Военного университета ПВО. В 1987 году окончил Киевское высшее инженерное радиотехническое училище ПВО им. Маршала авиации А. И. Покрышкина. В 1999 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 30 научных публикаций. Область научных интересов – прикладные вопросы электродинамики.

**ЛЕОНТЬЕВ
Андрей
Евгеньевич**



Аспирант Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 2002 году окончил ГУАП по специальности «Вычислительные машины, комплексы, системы и сети». Является автором 3 научных публикаций. Область научных интересов – системы реального времени (СРВ) и цифровой обработки сигналов, структурное и объектно-ориентированное проектирование СРВ, методики анализа СРВ.

**МАЛЬЦЕВ
Георгий
Николаевич**



Профессор, начальник кафедры космических радиотехнических систем Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. Действительный член академии космонавтики им. К. Э. Циолковского. В 1980 году окончил Военно-космический институт им. А. Ф. Можайского. В 1994 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 200 научных публикаций. Область научных интересов – обработка сигналов в радиотехнических и оптико-электронных информационных системах, космические радиотехнические комплексы управления, сбора и передачи информации.

**ОСИПОВ
Леонид
Андроникович**



Профессор, заведующий кафедрой вычислительных машин и комплексов ГУАП. В 1968 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Электрооборудование летательных аппаратов». В 1995 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 150 научных публикаций, в том числе соавтором двух монографий. Область научных интересов – компьютерное управление нелинейными объектами.

**ОХОНСКИЙ
Александр
Георгиевич**



Профессор кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1962 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Радиотехника». В 2002 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 100 научных публикаций, соавтор трех монографий. Область научных интересов – обработка информации в условиях априорной неопределенности, пространственно-временная обработка сигналов, автономные системы управления.

**СКУРАТОВ
Вадим
Вячеславович**



Старший преподаватель военной кафедры Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Окончил Пушкинское высшее училище радиозлектроники противовоздушной обороны (ПВУРЭ ПВО) в 1988 г. Область научных интересов – автоматизированные системы управления и защита информационных потоков.

**СМИРНОВ
Максим
Анатольевич**



Ассистент кафедры вычислительных машин и комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Обучается в заочной аспирантуре университета. Является автором 8 научных публикаций. Область научных интересов – математическая статистика, статистическое кодирование, проектирование информационных систем.

**СТЕПАНЕНКО
Кирилл
Васильевич**



Адъюнкт очной адъюнктуры Санкт-Петербургского филиала Военного университета ПВО. В 2000 году окончил Военный университет противовоздушной обороны (филиал, г. Санкт-Петербург). Является автором 6 научных публикаций. Область научных интересов – прикладные вопросы электродинамики.

**СТОГОВ
Генрих
Владимирович**



Профессор Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1957 году окончил Ленинградскую Военно-воздушную инженерную академию им. А.Ф. Можайского. В 1972 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 300 научных и учебно-методических трудов. Область научных интересов – обработка сигналов, сложные системы.

ПАМЯТКА ДЛЯ АВТОРОВ

Поступающие в редакцию статьи проходят обязательное рецензирование.

При наличии положительной рецензии статья редактируется и рассматривается редакционной коллегией. Принятая в печать статья направляется автору для согласования редакторских правок. После согласования автор представляет в редакцию окончательный вариант текста статьи, а также фотографию и краткое изложение сведений о себе.

Процедуры согласования текста статьи, предоставления фото (размером 4×5,5 см) и сведений об авторе могут осуществляться как непосредственно в редакции, так и по e-mail (электронный вариант фото в виде файла *.tif, *.jpg с разрешением 300 dpi).

При отклонении статьи редакция представляет автору мотивированное заключение и рецензию. При необходимости доработать статью — рецензию.

Редакция журнала напоминает, что ответственность за подбор, достоверность и точность фактов, экономико-статистических и технических показателей, собственных имен и прочих сведений, а также за то, что в материалах не содержится сведений, не подлежащих открытой публикации, несут авторы публикуемых в журнале материалов и рекламодатели.

Материал для первой страницы обложки взят с сайта Федерации космонавтики России <http://www.cosmoworld.ru/> и книги "ГУАП: через годы в будущее" (Авт.-сост. А. П. Лукошкин)

УДК 681.78.01

Выбор режима регистрации изображений в оптических информационных системах с матричными фотоприемниками

Мальцев Г. Н. – Информационно-управляющие системы, 2004. – № 2. – С. 2–5.

Рассматриваются особенности выбора размера элемента матричного фотоприемника и времени регистрации кадра, характеризующие режим регистрации изображений в оптико-электронных информационных системах. Связанные с этими параметрами шум дискретизации и смаз изображения описываются одинаковыми частотными характеристиками фильтра пространственных частот изображения. Отмечены различия выбора режима регистрации некогерентных и спекл-изображений в оптических информационных системах с естественной и лазерной подсветкой.

Список лит.: 8 назв.

УДК 621.396.96

Оптимизация азимутального сечения диаграммы направленности РЛС с синтезированной апертурой по критерию подавления периодической структуры дифракционных выбросов

Охонский А. Г. – Информационно-управляющие системы, 2004. – № 2. – С. 6–11.

Рассмотрен метод подавления периодической структуры дифракционных выбросов в азимутальном сечении диаграммы направленности РЛС с синтезированной апертурой, в основе которого лежит применение широкополосных сигналов. Теоретические результаты параметрического синтеза оптимизированной диаграммы направленности подтверждаются результатами моделирования, проведенными методами вычислительной математики.

Список лит.: 8 назв.

УДК 621.396.96

Мультипликативные мультифрактальные процессы в моделировании сетевого трафика

Бестугин А. Р., Богданова А. Ф., Стогов Г. В. – Информационно-управляющие системы, 2004. – № 2. – С. 12–15.

Статистические свойства широкополосного сетевого трафика являются самоподобными в широком диапазоне временных шкал. Потоки с такими свойствами показывают сложную временную корреляцию, которая может быть охарактеризована долговременной зависимостью (LRD) или кратковременной зависимостью (SRD). Сетевое управление и администрирование зависят от характеристик таких процессов, которые моделируются как мультипликативные мультифрактальные процессы.

Список лит.: 6 назв.

УДК 681.78.01

The choice of images registration mode in optical information systems with matrix photodetectors

Maltsev G. N. – IUS, 2004. – N 2. – P. 2–5.

Features of the choice of the size of matrix photodetector element and the staff registration time, which describing a images registration mode in optical-electronic information systems, are considered. Connected with these parameters noise of digitization and blur of images are described by identical frequency characteristics of image spatial frequencies filter. Distinctions of the choice of registration mode of non-coherent images and speckle-images in optical information systems with natural and laser illumination are marked.

Refs: 8 titles.

УДК 621.396.96

Optimization of the directional diagram azimuth cross-section of the Radar with the synthetic aperture by the suppression criterion of the diffractive surges periodic structure

Ohonskij A. G. – IUS, 2004. – N 2. – P. 6–11.

There was considered the suppression method of the diffractive surges periodic structure in the directional diagram azimuth cross-section of the Radar with the synthetic aperture. In the basis of the method, the wideband signals application lies. Theoretical results of optimal pattern parametrical synthesis are confirmed by simulation with using computing mathematics.

Refs: 8 titles.

УДК 621.396.96

Multiplicative multifractal processes in modelling of network traffic

Bestugin A. R., Bogdanova A. F., Stogov G. V. – IUS, 2004. – N 2. – P. 12–15.

Statistical properties of broadband network traffic are self-similar across a wide range of time scales. Flows with such properties exhibit complex temporal correlation which can be characterized by the long-range dependence (LRD) or short-range dependence (SRD) and LRD. Network control and management critically depends on the features of such processes that are modelled as multiplicative multifractal processes.

Refs: 6 titles.

УДК 519.2

Пересечение гауссовым марковским процессом детерминированного уровня

Воробьев С. Н. – Информационно-управляющие системы, 2004. – № 2. – С. 16–20.

Моделированием проверяется гипотеза об условном законе распределения времени первого пересечения гауссова марковского процесса с фиксированным уровнем. Используется прецизионный генератор марковских траекторий. Гипотеза распространяется на произвольный детерминированный уровень, а также на процессы, стационарные по дисперсии.

Список лит.: 6 назв.

УДК 621.396

Обоснование требований к точности цифровой картографической информации в геоинформационных системах проектирования и анализа радиолиний

Зикратов И. А., Степаненко К. В. – Информационно-управляющие системы, 2004. – № 2. – С. 21–25.

Предложен способ определения числовых характеристик результатов расчета поля рассеяния на неровных поверхностях при использовании геоинформационных технологий. Приведены требования к точности представления картографической информации, необходимой для решения прикладных задач электродинамики.

Список лит.: 8 назв.

УДК 681.325.5: 518.5

Формализм адресно-временных карт для описания алгоритмов функционирования многоканальных систем управления. Базовые объекты и операции с АТ-картами

Астапкович А. М. – Информационно-управляющие системы, 2004. – № 2. – С. 26–37.

В статье описаны базовые объекты и операции формализма АТ-карт. АТ-карта представляет собой двумерное описание (адреса и дискретные временные интервалы) требуемых ресурсов используемого программного модуля. Предложенный формализм ориентирован на использование в программно-инструментальных средствах нового поколения с возможностями генерации кодов для многоканальных систем управления реально-го времени. Введены новые типы матричных операций, которые дают возможность описания изменений их размера, а также новые правила формирования значений элементов результирующих матриц.

Список лит.: 13 назв.

УДК 519.2

Intersection of Gaussian Markov process by a determined level

Vorobiov S. N. – IUS, 2003. – N 2. – P. 16–20.

The hypothesis about conditional distribution of point intersection Markov Gaussian process out of a constant is verified by simulation modeling. The precision generator of Markov trajectories is used. The hypothesis is extended by any determined level and also to the processes stationary with respect to dispersion.

Refs: 6 titles.

УДК 621.396

Substantiation of requirements to accuracy of the digital cartographical information in geoinformation systems of designing and the analysis of radiolines

Zikratov I. A., Stepanenko K. V. – IUS, 2004. – N 2. – P. 21–25.

The way of definition of numerical characteristics of results of calculation of a field of dispersion on rough surfaces is offered at use of geoinformation technologies. Requirements are resulted in accuracy of representation of the cartographical information necessary for the decision applied tasks of electrodynamics.

Refs: 8 titles.

УДК 681.325.5: 518.5

Address-time card formalism for description of multichannel control system algorithms. basic objects and operations with AT-cards

Astapkovich A. M. – IUS, 2004. – N 2. – P. 26–37.

AT-card formalism basic objects and operation are presented in the article. AT-card is a two-dimensional (addresses and discrete time intervals) decryption for required resources of used software module. Proposed formalism is oriented for a new software development tool with code generation ability for multi channel real time control systems. New type of matrix operations are introduced that give possibility to describe change of matrix size, also as new rules to form a resulting matrix elements.

Refs: 13 titles.

УДК 629.735.33

Применение UML при проектировании встраиваемых систем цифровой обработки сигналов

Леонтьев А. Е. – Информационно-управляющие системы, 2004. – № 2. – С. 38–44.

В статье представлена методика проектирования бортовых систем цифровой обработки сигналов с использованием нотации UML. Рассматривается пример построения многомодульной системы обработки радиолокационной информации, особое внимание уделяется описанию динамических характеристик. Предлагается метод для оценки загруженности вычислительных ресурсов и коммутационных соединений, расширяющий возможности анализа системы на стадии ее проектирования.

Данная методика является хорошим дополнением к таким методам, как математическое моделирование, и позволяет разработчику получить законченную математическо-программную модель системы ЦОС.

Список лит.: 9 назв.

УДК 681.391.1

«Игры в прятки» с перехватчиком сообщений

Ерош И. Л., Скуратов В. В. – Информационно-управляющие системы, 2004. – № 2. – С. 45–49.

В статье решается задача введения незаконного перехватчика в заблуждение при передаче сообщений. Рассматриваются различные варианты усиленной защиты некоторых наиболее важных фрагментов сообщения, как с использованием булевых преобразований, так и с использованием матричных преобразований передаваемого текста в поле Галуа GF(2).

Список лит.: 3 назв.

УДК 519.24

Автопрогнозирование социально-экономических показателей посредством совокупности специализированных моделей

Осипов Л. А., Смирнов М. А. – Информационно-управляющие системы, 2004. – № 2. – С. 50–54.

Предлагается подход к кратко- и среднесрочному прогнозированию социально-экономических показателей развития региона с помощью набора моделей класса авторегрессии и проинтегрированного скользящего среднего (АРПСС). Каждая модель используется для прогнозирования ровно на k шагов вперед. Параметры модели определяются в результате решения задачи минимизации невязки модельных значений, получаемых при «эмуляции» прогнозирования на k шагов вперед на обучающей выборке. При этом используется метод минимизации Гаусса–Ньютона. Отмечается повышение точности прогноза на несколько процентов относительно базовых моделей АРПСС для представительной группы показателей развития Санкт-Петербурга.

Список лит.: 4 назв.

УДК 629.735.33

UML application in embedded digital signal processing systems design

Leontiev A. E. – IUS, 2004. – N 2. – P. 38–44.

The article is about a method of designing digital signal processing (DSP) avionics system with using the UML notation. The primer of developing multiprocessor system of radiolocation data processing is considered, and especially is emphasized the description of system's dynamic characteristics. Also, in this article is suggested a method for calculation the workload of processing elements and communication buses, witch extend abilities of system's analysis at early stages of its developing.

This method is a good addition for mathematic modeling methods, and it allow a developer to get completed mathematical-programming model of DSP system.

Refs: 9 titles.

УДК 681.391.1

Playing hide-and-seek with message interceptor

Erosh I. L., Skuratov V. V. – IUS, 2004. – N 2. – P. 45–49.

The problem of misleading of illegal message interceptor while transferring messages is being solved in the article. Different variants of intensified defence of some most important fragments of messages with usage of both Boolean and matrix transformations in the GF(2) Galois field of transferred text are considered.

Refs: 3 titles.

УДК 519.24

Auto-forecasting of socio-economic indicators by means of a group of specialized models

Osipov L. A., Smirnov M. A. – IUS, 2004. – N 2. – P. 50–54.

This paper proposes an approach to short- and intermediate-term forecast of socio-economic indicators of a region using a group of AutoRegressive Integrated Moving-Average (ARIMA) models. Each model is used to forecast only a k -th future value at given instant. The parameters of a models is estimated by solving minimization problem of model's residuals, which are calculated for a learning sample set by "emulating" the forecasting of the $-th$ future values. The Gauss-Newton method for minimizing the objective function is used. It is noted the improvement of forecast precision by a few per cents relative to the common ARIMA models for a representative set of Saint-Petersburg development indicators.

Refs: 4 titles.

Фотографии к информации
(с. 55–56) о международной научной
конференции
«ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ЭНЕРГЕТИКА,
ЭКОЛОГИЯ-2004», ЭЭЭ-2004,
посвященной 90-летию
со дня рождения
академика РАН И. А. Глебова.



Выступление И. А. Глебова в Библиотеке Академии наук



Переговоры с китайскими специалистами



Встреча в мемориальном кабинете М. П. Костенко