

**ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ
ПОВОЛЖСКИЙ РЕГИОН
ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ**

№ 4

2007

СОДЕРЖАНИЕ

МАШИНОСТРОЕНИЕ И МАШИНОВЕДЕНИЕ

<i>Артёмов Н. Е.</i> Обеспечение качества поверхностного слоя деталей резьбовых соединений	3
<i>Кочкин С. В., Малёв Б. А., Кожеевников В. В.</i> Упругие элементы колебательных систем балансировочных устройств, работающих в вибрационном режиме	9
<i>Дьячков Ю. А., Чуфистов Е. А., Черемшанов М. А.</i> Обеспечение качества проектируемых многокомпонентных изделий машиностроения	19
<i>Черкасов В. Д., Карташов В. А., Бузулуков В. И., Киселев Е. В., Емельянов А. И.</i> Моделирование структуры композита	28

**ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ
ТЕХНИКА И УПРАВЛЕНИЕ**

<i>Зинкин С. А.</i> Сети абстрактных машин высших порядков в проектировании систем и сетей хранения и обработки данных (механизмы интерпретации и варианты использования)	37
<i>Найханова Л. В., Аюшеева Н. Н., Хантахаева Н. Б.</i> Построение семантической сети предметной области на основе извлечения знаний из научного текста	51
<i>Пальченков Ю. Д.</i> Математические основы представления аналого-цифровой технологии обработки в совместном исследовании структуры решаемых задач, алгоритмов и архитектуры непрерывно-дискретной вычислительной системы	62
<i>Щербаков М. А., Сорокин С. В.</i> Метод синтеза цифровых полиномиальных фильтров с помощью базисных частотных функций	74
<i>Огнев И. В., Сидорова Н. А.</i> Обработка изображений методами математической морфологии в ассоциативной осцилляторной среде	87
<i>Вашкевич Н. П., Бикташев Р. А., Тараканов А. А.</i> Формальное описание алгоритма управления взаимодействующими параллельными процессами в задаче <i>производители–потребители</i> с использованием согласующего кольцевого буфера	98

<i>Алчинов В. И., Волчихин В. И.</i> Информационно-методологическая поддержка управления эксплуатацией сложных систем	107
<i>Мещеряков В. А., Суровицкая Г. В.</i> Развертывание функции качества в процессах системы менеджмента качества университета	122
<i>Мещеряков В. А.</i> Формализация процесса распределения ответственности и полномочий между подразделениями и сотрудниками университета.....	131

ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И РАДИОТЕХНИКА

<i>Голованов О. А., Макеева Г. С., Грачев А. И.</i> Программно-моделирующий комплекс математического расчета звукообразования от глушителей на основе метода автономных блоков с каналами Флоке	138
<i>Мясникова Н. В., Берестень М. П., Дудкин В. А.</i> Экспресс-анализ сейсмических сигналов	144
<i>Громков Н. В.</i> Математическая модель и анализ влияния собственных шумов элементов схемы корректирующего канала на выходной сигнал измерительных преобразователей	152
<i>Белолапотков Д. А., Добровинский И. Р., Такташкин Д. В.</i> Разработка метода и устройства трехтактного интегрирования для контроля размеров деталей приборостроения и анализ его погрешностей	166
<i>Бухаров А. Е., Юрков Н. К.</i> Оценка надежности радиовысотомеров с учетом предварительной информации.....	176
Аннотации	187
Сведения об авторах	193

МАШИНОСТРОЕНИЕ И МАШИНОВЕДЕНИЕ

УДК 658.56:621.824

Н. Е. Артёмова

ОБЕСПЕЧЕНИЕ КАЧЕСТВА ПОВЕРХНОСТНОГО СЛОЯ ДЕТАЛЕЙ РЕЗЬБОВЫХ СОЕДИНЕНИЙ

Приводятся результаты исследований разрушения поверхностных слоев деталей резьбовых соединений в условиях вибрационного нагружения. Дается теоретическое объяснение природы зарождения микротрещины, ее поведения до момента раскрытия. Установлена зависимость «подрастания» клиновидной полости от параметров дислокации, диффузионной подвижности примесной атмосферы, параметров вибрационного нагружения и материала. Приведены результаты экспериментальных исследований развития дефектов в структуре материала.

Анализ эксплуатации деталей машин показывает, что они выходят из строя по причинам, связанным с функционированием и несовершенством их поверхностных слоев [1–3]. Это относится и к широко применяемым в различных областях техники резьбовым соединениям (РС), которые составляют 15–20% от общего количества соединений в конструкциях современных машин [4].

Существующие требования к резьбовым соединениям регламентируют материал, технологию изготовления и нагрузку в статических условиях и не учитывают изменения, происходящие в материале РС в процессе повторно-переменных нагрузок. Вместе с тем в процессе воздействия интенсивных вибрационных нагрузок вследствие специфики работы РС колебания, возбуждаемые в материале РС, сопровождаются знакопеременными напряжениями, которые могут вызвать движение линейных дефектов кристаллической структуры и образование их скоплений у препятствия в виде комплекса примесей. Это может привести к образованию микротрещин (МТ) в поверхностном слое с последующим разрушением материала. Процесс разрушения контактирующих поверхностей в большинстве случаев протекает по усталостному механизму, вызванному упругими, упругопластическими и пластическими деформациями, которые сопровождаются процессами генерирования и аннигиляции дефектов, накопления сдвиговой энергии, образования и разрушения адгезионных связей и др. [5].

В процессе формообразования резьбы и при эксплуатационном многоцикловом нагружении происходит непрерывное накопление пластических деформаций, что приводит к исчерпыванию запаса пластичности металла в поверхностном слое и возникновению несплошностей в виде трещин.

Усталостное разрушение резьбовых соединений, часто встречающееся на практике, – результат действия многоцикловых переменных нагрузок. Амплитуда переменной нагрузки, приводящей к разрушению, оказывается в 10–20 раз меньшей, чем при статическом разрушении. В результате исследо-

вания разрушенных болтов и шпилек установлена характерная черта усталостной поломки – почти полное отсутствие деформаций в зоне разрушения, даже болтов из высокопластичных (при статическом разрушении) сталей [6]. В начале разрушения трещины обычно настолько малы, что их трудно обнаружить. При достижении трещиной макроскопических размеров наблюдается ее интенсивный рост, приводящий к полному разрушению резьбового соединения за малый промежуток времени.

Известно, что процесс образования микротрещин в твердом теле сопровождается акустической эмиссией (АЭ) [7]. Значение АЭ весьма велико для фундаментальных исследований, поскольку ее спектр может дать ценную информацию о динамике дислокаций и микротрещин, а также кинетике разрушения материалов [8].

Общий метод анализа АЭ микротрещин (МТ) произвольного вида в ограниченных упругих телах основан на принципе Гюйгенса и позволяет определить закон движения берегов МТ под воздействием приложенных внешних напряжений и спектральную плотность АЭ [7]. Однако рассмотренные в [7] режимы развития микротрещин не содержат конкретных физических механизмов, объясняющих их появление.

Между тем природа зарождения МТ и ее поведение до момента раскрытия основывается на представлениях о процессах дислокационной ползучести в поле знакопеременных напряжений (модель Стро) [9–11]. Эти напряжения стимулируют процессы диффузии атомов примесей, декорирующих дислокации. При этом диффузионное расплывание зон Коттрелла приводит к увеличению эффективной длины дислокационного сегмента с последующим освобождением дислокации от примесной атмосферы. При некотором критическом напряжении σ_0 дислокация может покинуть атмосферу с последующим совместным дрейфом в поле знакопеременных деформаций. Вблизи препятствия в виде комплекса примесей часть дислокаций сливается и образуется клиновидная полость с размером $L = n^2 b$ (где n – число дислокаций, b – величина вектора Бюргерса). Раскрытие полости сопровождается АЭ. Эта полость является источником «скрытого зарождения» МТ и ее эффективный размер L определяется как [9, 10]

$$L = b \dot{\epsilon}_{k0}^2 \tau_2^2 \left(1 + \frac{\eta \omega_f Q^{-1} \sigma_0}{2\pi \beta N_d E D_0} \right), \quad (1)$$

где $\dot{\epsilon}_{k0} = 8bN_d D_0 / (2r_0)$ – скорость дислокационной ползучести в отсутствие вибрационного нагружения; $2r_0$ – диаметр дислокационной трубки с облаком Коттрелла; ω_f – частота вибрационного нагружения; $\eta \approx 10^{-4}$; Q^{-1} – коэффициент внутреннего трения; $\beta \leq 1$; σ_0 – амплитуда механического напряжения; E – модуль Юнга; N_d – плотность дислокаций; D_0 – коэффициент диффузии примесей в отсутствие вибрационного воздействия; τ_2 – характерное время до начала развития МТ:

$$\tau_2 = \tau_0 \exp \left\{ 8\pi \epsilon \epsilon_0 + \left[\pi \beta \tau_0 / (2b \eta \omega_f C_m \Delta T \sigma_0) \right] \right\}, \quad (2)$$

где τ_0 – период циклического нагружения; $\varepsilon_0 = 4r_0^2 / l_{c0}^2$; l_{c0} – эффективная длина дислокационного сегмента в отсутствие вибрационного нагружения; $\varepsilon = \rho l^2 / l_d^2$; l – длина дислокационной петли; l_d – длина диффузии закрепляющей примеси; C_m – параметр теории, определяемый из эксперимента для внутреннего трения материала; ΔT – изменение температуры материала в процессе вибрационного нагружения.

Как видно из формулы (1), величина «подрастания» клиновидной полости L определяется параметрами дислокации ($2r_0, l, l_{c0}$), диффузионной подвижностью примесной атмосферы (D_0, l_d), параметрами вибрационного нагружения (σ_0, ω_f) и параметрами данного материала (N_d, E, Q^{-1}). Значение величины L при числе Пуассона $\nu_x = 0,3$, плотности материала $\rho = 7800 \text{ кг/м}^3$, модуле сдвига $G = 8 \cdot 10^{10} \text{ Н/м}^2$, $b = 10^{-10} \text{ м}$, $\sigma_0 = 10^5 \text{ Н/м}^2$, $2r_0 = 0,1 \text{ мкм}$, $N_d = 10^{12} \text{ см}^{-2}$, $l = 1 \text{ мкм}$, $D_0 = 3 \cdot 10^{-14} \text{ см}^2/\text{с}$, $\omega_f = 88 \text{ с}^{-1}$, $T = 400 \text{ К}$ составляет $\sim 0,75 \text{ мм}$.

В рамках модели «мгновенно распространяющейся МТ» получена аналитическая формула для ширины главного лепестка $\Delta\Theta_{l(t)}$ диаграммы направленности акустического излучения продольных (l) и поперечных (t) волн [10]:

$$\Delta\Theta_{l(t)} = 2 \arcsin \left[2C_{l(t)} / (\pi\omega_s) \right], \quad (3)$$

где $C_{l(t)}$ – продольная (поперечная) составляющая скорости звука в данном материале.

Значение величины $\Delta\Theta_l$ при $L = 0,75 \text{ мм}$ и $\omega_s = 3 \text{ МГц}$ (где ω_s – частота излучаемой акустической волны) составляет $\Delta\Theta_l \approx 116^\circ$. Для оценки плотности энергии W излучаемой акустической волны получена следующая приближенная формула [9, 10]:

$$W \approx \frac{\sigma_0^2 \omega_s^4}{64\pi^6 \rho c_l^6} b^4 \dot{\varepsilon}_{k0}^8 \tau_2^8 \left(1 + \frac{\eta \omega_f Q^{-1} \sigma_0}{2\pi \beta N_d E D_0} \right). \quad (4)$$

Величина W при тех же значениях параметров, входящих в (4), как и в случае оценки L и $\Delta\Theta_l$, составляет порядка 72 Дж/м^3 , а интенсивность излучения около $0,04 \text{ Вт/см}^2$.

Спектральная плотность и направленность акустического излучения полностью определяются конкретными механизмами зарождения МТ, что позволяет использовать метод АЭ для исследования дефектной структуры материала. Основным достоинством этого метода является то, что АЭ сопровождает только развивающиеся, т.е. наиболее опасные дефекты кристаллической структуры. Источником звука в этом случае являются сами дефекты, благодаря чему задача их обнаружения и локализации значительно облегчается [12].

В настоящее время не существует теории, связывающей статистические характеристики излучаемого акустического поля с параметрами деформирования для различных материалов, хотя закономерности элементарных актов излучения, сопровождающего различные виды движения отдельных дислокаций и их скоплений, достаточно хорошо изучены [12].

Для эффективного использования метода АЭ необходимо иметь зависимости между показателями напряженно-деформированного состояния материала, характеристиками дефектов кристаллической структуры и параметрами излучаемых ими упругих волн. С этой целью создана акустическая установка и разработана методика проведения экспериментальных исследований зависимости числа импульсов АЭ, возникающих в исследуемых металлических образцах в режиме одноосной деформации – продольного растяжения, от величины деформирующей силы [13].

В качестве исследуемых образцов использовались металлические стержни с резьбой на обоих концах (типа шпилек) трех типоразмеров: М6, М10, М12. В результате проведенных экспериментальных исследований установлено, что с увеличением механической нагрузки на испытуемый образец число импульсов N акустической эмиссии, соответствующее текущему значению механической нагрузки F , при котором наблюдается генерация импульсов АЭ, в области упругих деформаций в пределах статистического распределения случайной величины практически не изменяется и среднее значение составляет $\bar{N} \approx 2400$ импульсов (рис. 1). С увеличением механической нагрузки в области упругих деформаций ($F = 2,5 \dots 4,5$ кН) зависимость числа импульсов АЭ от приложенного механического напряжения носит явно нелинейный характер, имеющий вид асимметричного контура с явно выраженным максимумом. Положение этого максимума соответствует граничной области упругих деформаций. Интенсивная генерация сигналов АЭ свидетельствует о выходе дислокаций и МТ на поверхность исследуемого образца. Зависимость плотности потока сигналов АЭ от остаточной деформации может быть описана произведением плотности распределения источников сигнала АЭ по остаточной деформации на скорость остаточного деформирования [14]. В общем виде это распределение является распределением Вейбулла. При дальнейшем увеличении нагрузки ($F > 6$ кН) число импульсов АЭ монотонно спадает и практически остается неизменным в области пластической деформации ($F > 10$ кН). На этой стадии зависимость источников АЭ (т.е. дефектов) от остаточной деформации достаточно хорошо может быть описана обратно-экспоненциальной зависимостью, которую можно рассматривать как частный случай распределения Вейбулла. Такой характер АЭ указывает на процесс массового коллективного движения дислокаций, в результате чего происходит уменьшение числа импульсов. Среднее значение числа импульсов, соответствующее текущему значению механической нагрузки, в этой области составляет $\bar{N} = 1550$ импульсов. Дальнейшее развитие пластической деформации заканчивается образованием шейки и разрывом образца (при $F > 11$ кН).

Из изложенного следует, что, используя метод АЭ, можно уже на стадии упругой деформации регистрировать наличие и развитие дефектов в структуре цилиндрической резьбовой детали при относительно небольших напряжениях. Появление зоны пластической деформации на диаграмме обу-

словлено началом интенсивного движения дислокаций и образованием микротрещин.

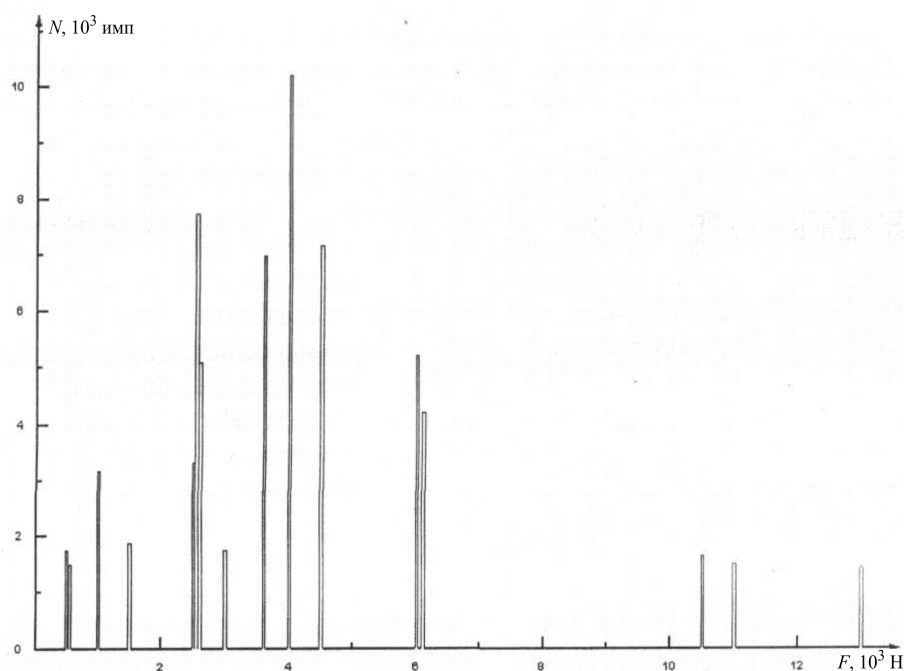


Рис. 1

Проведенные исследования, устанавливающие зависимость акустического излучения от напряженно-деформированного состояния материала, позволяющую определять образование и развитие очага разрушения, в сочетании с конкретным механизмом зарождения МТ делают возможным разработку технологии получения резьбовых деталей, обеспечивающей требуемое качество поверхностного слоя.

Список литературы

1. **Суслов, А. Г.** Технологическое обеспечение параметров состояния поверхностного слоя деталей машин / А. Г. Суслов. — М. : Машиностроение, 1987. — 118 с.
2. **Суслов, А. Г.** Обеспечение качества поверхностного слоя деталей при эксплуатации / А. Г. Суслов, С. О. Сухарев, Д. И. Петрешин // Справочник. Инженерный журнал. — 1999. — № 5. — С. 19–23.
3. **Мусохранов, М. В.** Поверхностная энергия как показатель качества поверхностного слоя / М. В. Мусохранов // Справочник. Инженерный журнал. — 2005. — № 12. — С. 62–64.
4. **Гельфанд, М. П.** Сборка резьбовых соединений / М. П. Гельфанд, Я. И. Ципенюк, О. К. Кузнецов. — М. : Машиностроение, 1978. — 109 с.
5. **Берсудский, А. Л.** Влияние напряженно-деформированного состояния поверхностного слоя на износостойкость поверхностей деталей / А. Л. Берсудский // Проблемы машиностроения и надежности машин. — 2006. — № 6. — С. 52–59.
6. **Биргер, И. А.** Резьбовые соединения / И. А. Биргер, Г. Б. Иосилевич. — М. : Машиностроение, 1973. — 256 с.
7. **Крылов, В. В.** Об излучении звука развивающимися трещинами / В. В. Крылов // Акустический журнал. — 1983. — Т. XXXIX. — № 6. — С. 790–798.

8. **Красильников, В. А.** Введение в физическую акустику / В. А. Красильников, А. В. Крылов. – М. : Наука, 1984. – 400 с.
9. **Артёмов, И. И.** Акустическая эмиссия в условиях «скрытого» подрастания микротрещин / И. И. Артёмов, В. Д. Кревчик // Проблемы машиностроения и надежности машин. – 2005. – № 4. – С. 92–95.
10. **Кревчик, В. Д.** Модель вибростимулированной акустической эмиссии микротрещин дислокационной природы / В. Д. Кревчик, Н. Е. Артёмова // Новые промышленные технологии. – 2005. – № 2. – С. 58–61.
11. **Криштал, М. А.** Ползучесть и разрушение сплавов / М. А. Криштал, И. Л. Миркин. – М. : Металлургия, 1966. – 169 с.
12. Акустическая эмиссия и ее применение для неразрушающего контроля в атомной энергетике / под ред. К. Б. Вакара. – М. : Атомиздат, 1980. – 216 с.
13. **Рудин, А. В.** Акустическая эмиссия при деформации и разрушении металлов / А. В. Рудин, Н. Е. Артёмова // Нива Поволжья. – Пенза, 2007. – С. 31–34.
14. **Корчевский, В. В.** Изменение кристаллической структуры при пластической деформации отожженной стали 30ХГСНА / В. В. Корчевский // Материаловедение. – 2005. – № 3. – С. 34–37.

С. В. Кочкин, Б. А. Малёв, В. В. Кожеевников

УПРУГИЕ ЭЛЕМЕНТЫ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ БАЛАНСИРОВОЧНЫХ УСТРОЙСТВ, РАБОТАЮЩИХ В ВИБРАЦИОННОМ РЕЖИМЕ

В статье рассмотрены различные конструкции упругих элементов колебательных систем балансировочных устройств, работающих в режиме сферического циркуляционного движения, приведены результаты их моделирования в пакете SolidWorks и даны рекомендации по выбору рациональной конструкции.

В [1] рассмотрен новый способ измерения дисбаланса жестких роторов при их балансировке без применения вращения.

Значительную роль при определении параметров неуравновешенности роторов с использованием такого метода играют упругие элементы. Собственные частоты колебательных систем, устойчивость в работе упругих элементов и их конструктивная надежность являются решающими для достижения требуемых метрологических и потребительских характеристик балансировочного устройства.

Применяемые в подобных колебательных системах упругие элементы должны иметь разную тангенциальную и радиальную жесткости. В радиальном направлении требуется максимальная жесткость для того, чтобы минимизировать отклик колебательной системы на действие радиальных составляющих сил инерции. В то же время тангенциальная жесткость должна быть строго регламентированной. Ее величина выбирается исходя из значений осевых моментов инерций вала и балансируемого ротора с учетом соблюдения условия дорезонансного режима работы балансировочного устройства. Это значит, что угловая собственная частота колебательной системы с упругими элементами, установленными параллельно и с нагрузкой вал–ротор должна быть выше, чем частота задаваемых вынужденных колебаний (частоты привода).

Устройство работает в дорезонансном режиме с отношением частот вынужденных и собственных колебаний $\omega/\omega_0 \approx 1/2,5$. Частота привода колебательного движения выбрана 8 Гц, что соответствует угловой частоте $\omega = 50$ рад/с. С учетом этого величина требуемой собственной частоты упругих элементов с присоединенной нагрузкой составляет 20...30 Гц (125...188 рад/с).

Принятый режим позволяет колебательной системе работать на участке АЧХ, близком к линейному. Это расширяет диапазон типоразмеров балансируемых роторов без существенной перенастройки устройства.

Функционально конструкция упругого элемента представляет собой идеальный подшипник малых углов поворота с присоединенной угловой жесткостью. Но применение в качестве узла упругого элемента подшипника качения либо скольжения нецелесообразно, т.к. любая конструкция подшипников подразумевает наличие радиального люфта между внутренней и внешней обоймами. Порядок величин радиальных люфтов лучших прецизионных подшипников качения составляет 10^{-6} м. Эта величина не только сопоставима с величиной полезного сигнала, но и временами превосходит ее. Поэтому

зона нечувствительности в этом случае велика, что приведет к низкой чувствительности балансировочного устройства. Кроме этого, традиционные подшипники качения обладают неравномерной характеристикой момента сопротивления качению на малых углах поворота. Их конструкции разработаны исходя из требуемых поворотов на 90 градусов и более. Применение же подшипников скольжения невозможно, т.к. их радиальный рабочий зазор (с учетом теплового зазора) очень велик и может даже превосходить зазор подшипников качения.

В связи с этим принято решение использовать в качестве упругого элемента подшипник для малых углов поворота, работающий на внутреннем трении конструктивного материала. На рисунке 1,а показан внешний вид такой конструкции [2], [3].

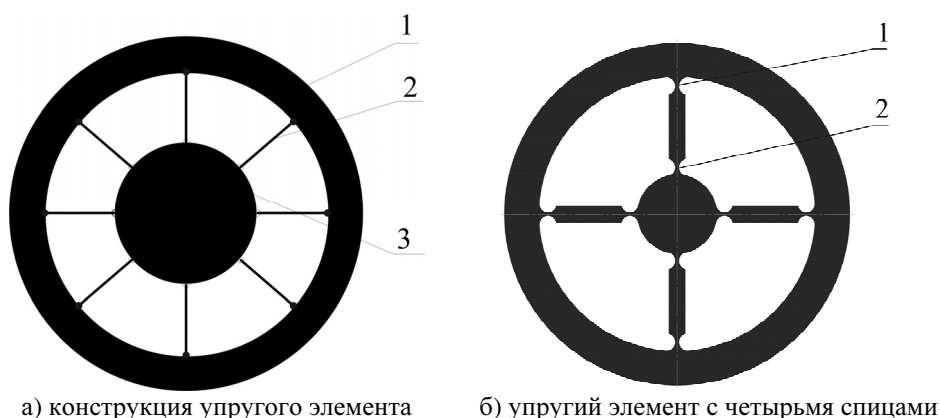


Рис. 1 Упругий элемент

Упругий элемент состоит из внешнего кольца 1, внутреннего диска 3 и соединительных спиц 2 (рис. 1).

Внешнее кольцо элемента 1 закрепляется на обойме, а к внутреннему диску 3 присоединяется вал балансировочного устройства.

Данный упругий элемент, принятый за базовый, удовлетворяет главным показателям для работы в устройстве. Он обладает высокой радиальной жесткостью, регулируемой тангенциальной жесткостью и малой зоной нечувствительности. Но этот элемент сложен с технологической точки зрения при его изготовлении из цельной заготовки. Если же сделать его сборным, то появляются люфты в сочленениях спиц с внутренним диском и внешним кольцом. Это приводит к появлению зон нечувствительности и к неравномерной частотной характеристике. Целесообразнее использовать более технологичный элемент, показанный на рисунке 1,б. Он изготавливается из цельной заготовки методом фрезерования. Выточки 1 и 2 делаются сверлением. Толщина остаточных перемычек спиц выбирается из условия требуемой собственной угловой частоты колебательной системы.

При разработке конструкции упругого элемента проводилось моделирование – статический анализ, который состоял в приложении к закрепленному элементу усилий, и снятию параметров-откликов. Анализ проводился с использованием программы COSMOSWorks, входящей в пакет твердотельного моделирования SolidWorks. В качестве объектов исследования были выбраны четырех-, восьми-, и шестнадцатиспицные элементы.

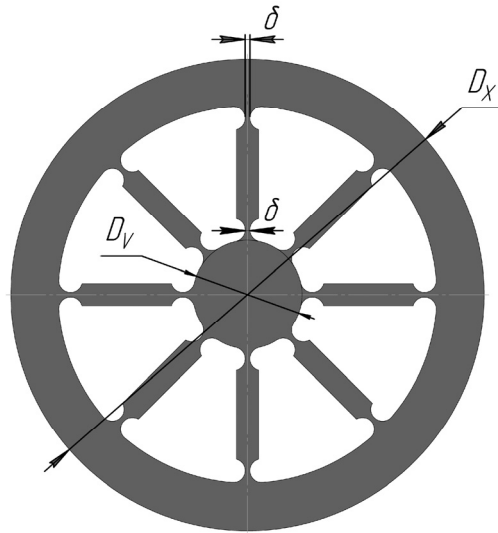


Рис. 2 Упругий элемент с восемью спицами

Базовые параметры элементов: толщина 5 мм; внешний диаметр $D_x = 100$ мм; диаметр внутреннего диска $D_v = 28$ мм; ширина спиц 3 мм; ширина перемычек $\delta = 0,7$ мм.

При моделировании снимались и рассчитывались следующие параметры:
 δ – ширина перемычки спиц;

ΔS_{1R} – максимальное перемещение при радиальной нагрузке, направленной на спицу;

ΔS_{2R} – максимальное перемещение при радиальной нагрузке, приложенной между спиц;

$\Delta S_R = \frac{\Delta S_{1R} + \Delta S_{2R}}{2}$ – среднеарифметическое значение радиального перемещения;

ΔS_T – деформация при тангенциальной нагрузке;

$\Delta S_{pT} = \frac{\Delta S_T D_{100}}{D_x}$ – тангенциальное перемещение, приведенное к диаметру базового упругого элемента, где $D_{100} = 100$ мм – диаметр базового упругого элемента; D_x – диаметр исследуемого упругого элемента;

$F_T = \frac{F_{100} D_{100}}{D_x}$ – сила тангенциального нагружения, приведенная к исследуемому диаметру, где F_{100} – сила, прикладываемая к упругому элементу в тангенциальном направлении;

$M = \frac{F_T D_x}{2}$ – момент тангенциальной силы;

$\alpha = \frac{\Delta S_T \cdot 2 \cdot 10^{-6}}{D_x \cdot 10^{-3}}$ – угол поворота упругого элемента в тангенциальном направлении;

$C_T = \frac{M}{\alpha}$ – угловая (крутильная, тангенциальная) жесткость упругого элемента;

$f_{0T} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2C_T}{I}}$ – собственная тангенциальная частота колебательной системы с двумя параллельно соединенными одинаковыми упругими элементами;

I – главный осевой момент инерции ротора и присоединенных к нему деталей;

$f_{0R} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2C_R}{m}}$ – собственная радиальная частота системы для этих же элементов, соединенных параллельно;

$C_R = \frac{F_R}{\Delta S_R \cdot 10^{-6}}$ – радиальная жесткость упругого элемента, где F_R – сила, приложенная к упругому элементу в радиальном направлении; m – масса ротора и присоединенных к нему деталей.

Кроме того, исходя из технологических и конструктивных положений, выбраны следующие значения параметров: $\delta = 0,7; 0,8; 0,9; 1; 1,3; 1,7$ мм; $F_R = 100$ Н; $I = 0,05$ Н м²; $F_{100} = 10$ Н; $D_{100} = D_x = 100$ мм; материал упругого элемента – литая углеродистая сталь.

Программа COSMOSWorks рассчитывает напряжения, деформации и перемещения от действия сил (в нашем случае статических), используя метод конечных элементов. На основании расчетов COSMOSWorks строит поля напряжений, по которым и определяются в данном случае зоны максимальных перемещений (рис. 3).

Имя модели: Кольцо(42-34328-04)
Имя упражнения: Упражнение 1
Тип эюры: Статическое перемещение Построение1 (-Расположение результата-)
Шкала деформации: 179.655

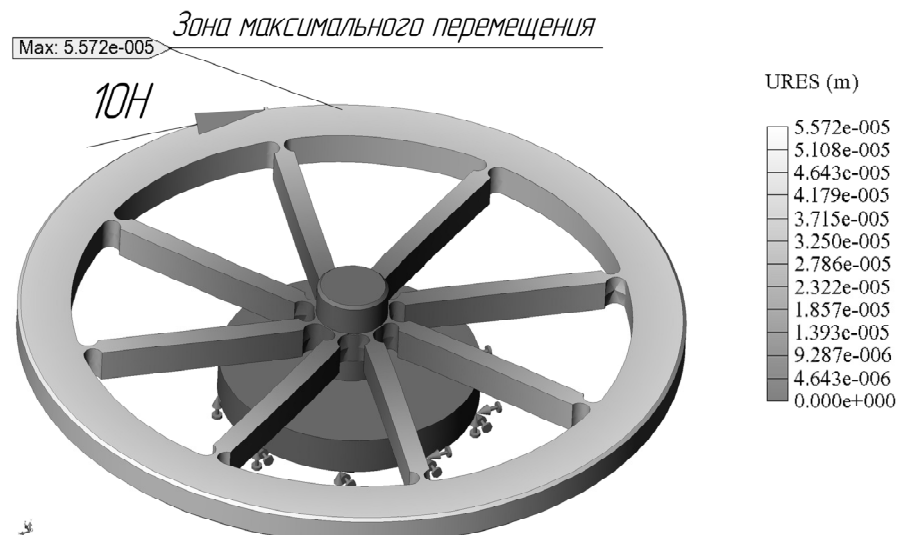


Рис. 3 Перемещения от действия тангенциальной силы

Исходные данные и результаты моделирования приведены в таблице 1.

Таблица 1

Результаты моделирования

№	Кол-во спиц	δ , мм	f_{0T} , Гц	C_T , Нм/рад	C_R , Н/м	f_{0R} , Гц	f_{0R}/f_{0T}
1	4	0,7	21,99	476,77	11441647,6	439,56	19,99
2	4	0,8	22,98	520,67	11862396,2	447,57	19,48
3	4	0,9	24,47	590,37	12091898,43	451,88	18,47
4	4	1	25,47	639,61	12247397,43	454,78	17,86
5	4	1,3	28,9	823,48	12722646,31	463,51	16,04
6	4	1,7	34,24	1155,92	13324450,37	474,35	13,85
7	8	0,7	31,32	967,17	32051282,05	735,69	23,49
8	8	0,8	32,71	1054,92	33726812,82	754,68	23,07
9	8	0,9	34,76	1191,29	35587188,61	775,21	22,3
10	8	1	36,35	1302,77	36764705,88	787,94	21,68
11	8	1,3	41,18	1671,98	40733197,56	829,37	20,14
12	8	1,7	47,64	2237,7	43763676,15	859,67	18,04
13	16	0,7	49,05	2372,12	66889632,11	1062,81	21,67
14	16	0,8	50,58	2522,42	67340067,34	1066,38	21,08
15	16	0,9	51,53	2618,06	67796610,17	1069,99	20,77
16	16	1	54,01	2876,12	68728522,34	1077,32	19,95
17	16	1,3	58,87	3417,02	69204152,25	1081,04	18,36
18	16	1,7	66,95	4419,37	70671378,09	1092,44	16,32

В качестве основных информативных параметров выбраны: f_{0T} – собственная тангенциальная частота колебательной системы, состоящей из двух параллельно установленных упругих элементов; f_{0R}/f_{0T} – безразмерный параметр, равный отношению радиальной собственной частоты к тангенциальной, характеризующий так называемую «вибрационную устойчивость» (далее просто устойчивость). Под устойчивостью в данном случае подразумевается способность упругих элементов обеспечить требуемую собственную частоту в тангенциальном направлении и в то же время максимальную невосприимчивость к внешним воздействиям в радиальном.

По данным таблицы 1 построено семейство графиков (рис. 4) для упругих элементов с четырьмя (А), восемью (В), и шестнадцатью (С) спицами, которые иллюстрируют зависимость устойчивости упругих элементов.

Как видно из таблицы 1 и рисунка 4, наиболее предпочтителен для использования в колебательной системе упругий элемент с восемью спицами (таблица 1, строка 7) и с толщиной перемычек 0,7 мм, который обеспечивает достаточную тангенциальную собственную частоту порядка 30 Гц и максимальную устойчивость.

С целью изучения влияния диаметра внутреннего диска на устойчивость было проведено моделирование упругого элемента с восемью спицами при различных диаметрах внутреннего диска D_V и неизменном внешнем диаметре D_X . Результаты моделирования представлены в таблице 2.

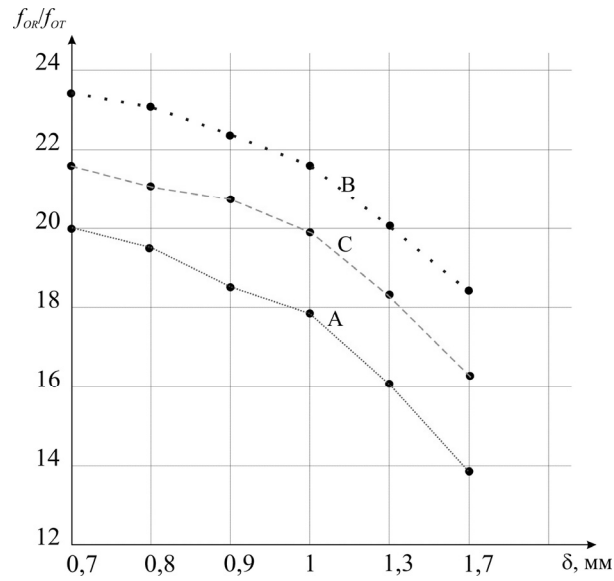


Рис. 4 Семейство графиков зависимости устойчивости от количества спиц и толщин перемычек

Таблица 2

Результаты моделирования

№	D_V , мм	δ , мм	f_{0T} , Гц	m , кг	C_R , Н/м	f_{0R} , Гц	f_{0R}/f_{0T}
1	28	0,7	31,1	3	32102728,73	736,28	23,68
2	26	0,7	29,94	3	30581039,76	718,62	24
3	22	0,7	28,32	3	28612303,29	695,11	24,55
4	18	0,7	24,87	3	25906735,75	661,43	26,59
5	16	0,7	23,94	3	24783147,46	646,92	27,02
6	12	0,7	21,9	3	22522522,52	616,71	28,16

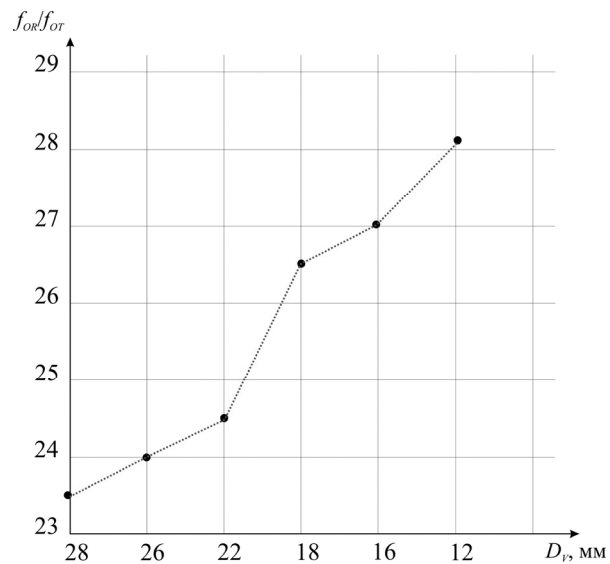


Рис. 5 График зависимости устойчивости от диаметра внутреннего диска восьмиспицевого упругого элемента

С уменьшением диаметра внутреннего диска в связи с понижением радиальной и относительной неизменностью тангенциальной жесткостей повышается устойчивость упругого элемента.

В результате проведения данного исследования в качестве базового элемента был выбран упругий элемент с толщиной перемычек 0,7 мм и диаметром внутреннего диска 12 мм. Данный элемент характеризуется высокой устойчивостью. Колебательная система с такими элементами имеет тангенциальную собственную частоту около 21 Гц. Это более чем в два раза превышает частоту внешней вынуждающей силы и обеспечивает требуемый дорезонансный режим работы.

Выбранный упругий элемент был проверен на надежность его применения в балансировочном устройстве.

При работе в устройстве упругий элемент испытывает тангенциальные перемещения от тангенциальных сил инерции (рабочее движение) и от воздействия внешних сил при установке на устройство балансируемого ротора.

Во втором случае силы могут принимать значения десятков ньютонов. Выбранный упругий элемент был испытан на возможность противостоять этим силам.

В ходе испытаний исследовались напряжения в точках максимальной деформации упругого элемента (рис. 6).

Имя модели: Кольцо(42-Э4328-04)

Имя упражнения: Упражнение 1

Тип эпоры: Статический узловое усилие Построение2 (-vonMises-)

Шкала деформации: 179.655

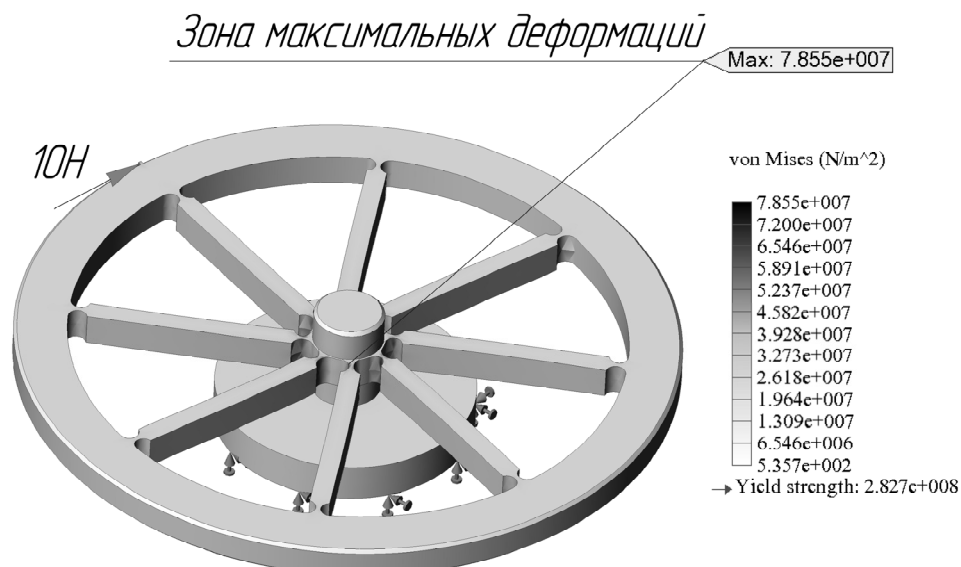


Рис. 6 Исследование напряжений при тангенциальной нагрузке

Максимальная деформация в упругом элементе, показанная на рисунке 7 стрелкой, происходит во внутренних перемычках спиц. Величина напряжения составляет $\sigma = 8,15 \cdot 10^7$ Па. Это значение близко к пределу текучести материала, из которого изготавливается упругий элемент. Это значит, что при тангенциальном усилии более 10 Н деформация элемента может перестать

быть упругой и станет носить пластичный характер, что неприемлемо для упругих элементов, т.к. сдвигается рабочая точка внутри линейного диапазона, появляется гистерезис и упругий элемент может разрушиться.

Для того чтобы предотвратить эти последствия, потребовалось изменить конструкцию упругого элемента с целью снижения напряжений в точках деформаций. С этой целью была увеличена протяженность тонкого места внутренних перемычек, в которых возникают максимальные напряжения.

Кроме того, увеличение протяженности этих участков повышает технологичность изготовления упругого элемента, т.к. при обязательной термообработке происходят частые разрушения в самых тонких местах, которыми и являются перемычки. Утолщение этих перемычек (вместе с увеличением их длины) позволит избежать большого числа брака при изготовлении. Внешний вид такого упругого элемента приведен на рисунке 7.

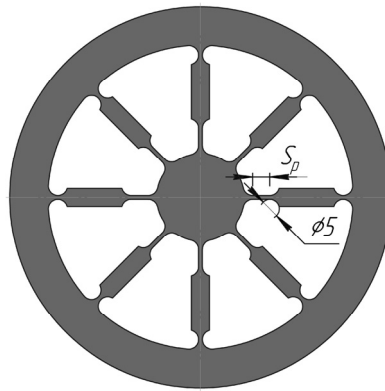


Рис. 7 Внешний вид модернизированного упругого элемента

Испытаниям подвергался упругий элемент с основными параметрами, аналогичными элементу № 6 в таблице 2 с количеством спиц 8 и 16 штук. Результаты испытаний приведены на рисунке 8 и в таблице 3.

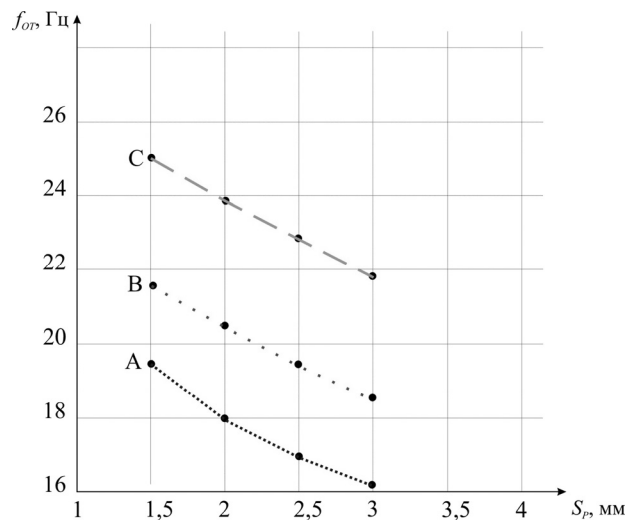


Рис. 8 Зависимость тангенциальной собственной частоты от протяженности перемычки для системы с восьмиспицным упругим элементом

Таблица 3

Результаты моделирования модернизированного упругого элемента

№	Кол-во спиц	δ , мм	S_p , мм	C_T , Нм/рад	f_{0T} , Гц	C_R , Н/м	f_{0R} , Гц	f_{0R}/f_{0T}	$\sigma \cdot 10^7$, Па
1	8	1	1,5	334,67	19,41	18148820,33	553,6	28,52	6,43
2	8	1	2	288,68	18,03	16090104,59	521,26	28,91	6,29
3	8	1	2,5	259,88	17,1	14876524,84	501,22	29,3	6,5
4	8	1	3	231,48	16,14	13623978,2	479,65	29,71	6,55
5	8	1,2	1,5	418,06	21,69	21208907,74	598,46	27,59	5,34
6	8	1,2	2	372,02	20,47	19212295,87	569,59	27,83	5,19
7	8	1,2	2,5	337,38	19,49	17953321,36	550,61	28,25	5,19
8	8	1,2	3	303,4	18,48	15785319,65	516,3	27,94	5,42
9	8	1,5	1,5	561,8	25,15	25542784,16	656,76	26,11	4,02
10	8	1,5	2	503,02	23,8	23752969,12	633,34	26,61	3,97
11	8	1,5	2,5	465,55	22,89	22446689,11	615,67	26,89	3,84
12	8	1,5	3	423,73	21,84	20855057,35	593,45	27,17	4,04
13	16	1	2,5	504,03	23,82	56497175,14	976,76	41	3,15
14	16	1	3	457,04	22,68	56022408,96	972,65	42,88	3,26
15	16	1	3,5	423,01	21,82	55401662,05	967,24	44,32	3,15
16	16	1	4	399,36	21,2	55096418,73	964,58	45,49	3,08
17	16	1	4,5	377,64	20,62	54794520,55	961,93	46,65	3
18	16	1,2	2,5	652,74	27,11	56818181,82	979,53	36,13	2,53
19	16	1,2	3	593,82	25,86	56338028,17	975,38	37,72	2,65
20	16	1,2	3,5	555,56	25,01	55865921,79	971,29	38,84	2,6
21	16	1,2	4	525,21	24,32	55248618,78	965,91	39,72	2,63
22	16	1,2	4,5	498,01	23,68	55096418,73	964,58	40,74	2,48
23	16	1,5	2,5	912,41	32,05	57306590,26	983,73	30,69	1,93
24	16	1,5	3	833,33	30,63	56657223,8	978,14	31,93	2,04
25	16	1,5	3,5	778,82	29,61	56022408,96	972,65	32,85	2,04
26	16	1,5	4	741,84	28,9	55555555,56	968,59	33,52	1,96
27	16	1,5	4,5	710,23	28,28	55401662,05	967,24	34,21	1,98
28	16	1,5	5	681,2	27,69	54644808,74	960,61	34,69	1,9

На рисунке 9 показано семейство графиков зависимости внутренних напряжений в точках максимальной деформации от изменения длины внутренней перемычки для трех разных толщин. Графики построены по данным таблицы 3 для восьмиспицевого упругого элемента.

На рисунках 8 и 9 приняты следующие обозначения:

A – массивы данных элемента с толщиной перемычки $\delta = 1$ мм;

B – массивы данных элемента с толщиной перемычки $\delta = 1,2$ мм;

C – массивы данных элемента с толщиной перемычки $\delta = 1,5$ мм;

Как видно из рисунка 8, собственная тангенциальная частота колебательной системы при применении таких упругих элементов падает практически линейно с увеличением длины перемычки. В тоже время, как видно из рисунка 9, величина внутреннего напряжения в точках с максимальной деформацией сначала падает с увеличением длины перемычки, а затем возрастает. Очевидно, что начиная с длины перемычки 2–2,5 мм сказывается уменьшение тангенциальной жесткости упругого элемента, что приводит к увеличению угла поворота от нагрузки и, в конечном итоге, к увеличению внутренних напряжений в материале спиц.

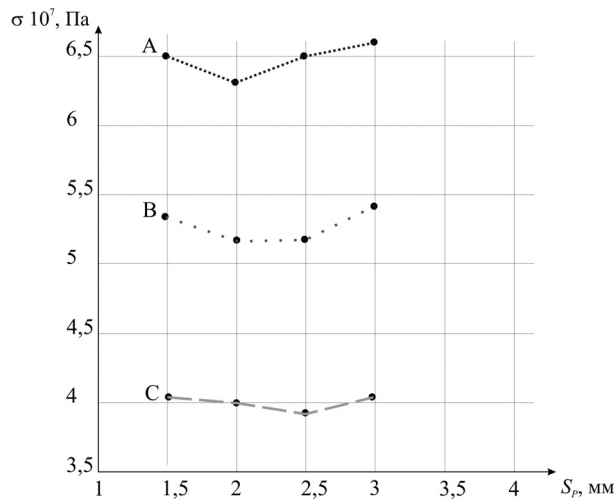


Рис. 9 Зависимость внутренних напряжений от протяженности перемычек

Основываясь на полученных данных и руководствуясь тем, что для устройства необходим упругий элемент с максимальным значением устойчивости f_{0R}/f_{0T} , а также на том, что при этом его собственная тангенциальная частота должна быть не менее 20 Гц, выбираем из восьмиспицных элементов упругий элементс толщиной перемычки 1,2 мм и протяженностью 2,5 мм.

Следует сказать, что одновременно с испытаниями восьмиспицного упругого элемента проводились испытания его шестнадцатиспицного аналога. Как видно из таблицы 3, показатели устойчивости шестнадцатиспицного упругого элемента заметно выше, чем у восьмиспицного, при сопоставимых значениях собственной угловой частоты. Кроме того, его напряжения в зонах максимальных деформаций меньше, чем у восьмиспицного. Однако существенным недостатком этого элемента является большая сложность с организацией жесткого и надежного крепления его центрального диска на валу.

Конструкция восьмиспицного упругого элемента прошла успешные долговременные испытания на отказ и была реализована в станке для балансировки демпферов двигателей автомобилей ВАЗ с высокими метрологическими характеристиками.

Рассмотренная выше методика позволяет определять рациональные параметры конструкций упругих элементов в зависимости от типоразмера балансируемого ротора и требуемого режима работы балансировочного устройства при определении параметров неуравновешенности.

Список литературы

1. Кочкин, С. В. Метод измерения дисбаланса жестких роторов в режиме сферического циркуляционного движения / С. В. Кочкин, Б. А. Малёв // Известия высших учебных заведений Поволжский регион. Технические науки. – 2007. – № 3. – С. 105–115.
2. Пат. № 2270985. Российская Федерация. Способ и устройство для балансировки ротора / Николаев А. Н., Малёв Б. А., Брякин Л. А., Щербаков М. А., Кочкин С. В. – Оpubл. 27.02.2006, Бюл. № 6. – 10 с.
3. Пат. № 2299409. Российская Федерация. Станок для балансировки роторов / Николаев А. Н., Малёв Б. А., Брякин Л. А., Щербаков М. А., С. В. Кочкин. – Оpubл. 20.05.2007, Бюл. № 14. – 9 с.

ОБЕСПЕЧЕНИЕ КАЧЕСТВА ПРОЕКТИРУЕМЫХ МНОГОКОМПОНЕНТНЫХ ИЗДЕЛИЙ МАШИНОСТРОЕНИЯ

В работе рассмотрен подход к оптимизации в режиме виртуального моделирования параметров и характеристик многокомпонентных изделий машиностроения при отсутствии непосредственного доступа к математическим моделям процесса. Приведен пример практической реализации подхода – определение характеристик передней подвески самоходного транспортного средства, моделируемого в САЕ-среде CosmosMotion. Алгоритм может быть реализован в виде отдельного модуля или программного модуля, встроенного в CAD-среду.

Одним из основных направлений создания высокоэффективных изделий машиностроения является формирование на этапе проектирования такого набора их свойств (параметров и характеристик), который обеспечивает удовлетворение совокупности противоречивых требований многорежимных условий эксплуатации.

В настоящее время наблюдается существенная переориентация исследовательской и проектной частей работ от физического моделирования изделий и режимов их функционирования к использованию в этих целях систем виртуального моделирования. Такие системы в совокупности с присущими им инструментами располагают процедурами оптимизации параметров (статических свойств) моделируемых систем на основе методов нелинейного программирования и математической теории планирования экспериментов. Формирование характеристик разрабатываемых изделий машиностроения (динамических свойств) с помощью подобного инструментария в существующих системах виртуального моделирования не предусмотрено, что снижает их инструментальный потенциал. Вместе с тем имеется возможность решения частных задач расчета характеристик при задании фиксированных значений параметров моделируемого изделия. Это, при наличии дополнительного инструментария, позволяет перейти в режим автоматизированного формирования рационального набора характеристик многокомпонентных изделий машиностроения.

Одной из особенностей современных систем моделирования является автоматическое формирование динамической модели изделия по ее сборке. При этом сама модель скрыта от пользователя и недоступна ему.

В этих случаях для пользователя остаются доступными:

- функции добавления и удаления новых блоков модели;
- изменение числа степеней свободы для тел модели;
- изменение числовых характеристик параметров модели (материала, геометрии);
- изменение функций силового воздействия на элементы модели как внутреннего, так и внешнего характера.

Естественно полагать, что при наличии таких возможностей формирование характеристик изделия целесообразно проводить на основе численного эксперимента в ограниченной области варьирования параметров и функций системы с целью получения явной модели процесса, обеспечивающей его дальнейшее исследование.

В подобных ситуациях предпочтительными являются планы экспериментов, имеющие стабильную (регулярную) структуру независимо от числа варьируемых параметров. Это дает возможность формировать такие планы в автоматизированном режиме, а также проводить построение регрессионной модели процесса и оптимизировать на ее основе набор исследуемых параметров и характеристик процессов. Регулярностью структур обладают, например, планы полного факторного эксперимента (число параметров не ограничено), планы второго порядка Рехтшафнера (число параметров не ограничено), Бокса-Дрейпера (при числе параметров от 2 до 15), планы на основе гипер-греко-латинских квадратов (число параметров не ограничено). Число минимально необходимых экспериментов существенно снижается по индексу перечисленных планов.

В большинстве технических приложений область оптимума достаточно точно аппроксимируется полиномами второй степени, например вида

$$Y = B_0 + \sum_{i=1}^N eiXi + \sum_{i=1}^N eiiXiXi + \sum_{i=1}^N \sum_{j=i+1}^N BijXiXj.$$

Соответствующие такой форме модели планы Рехтшафнера являются насыщенными (число экспериментов равно числу членов в уравнении регрессии) и представляют собой выборки строк полного факторного эксперимента на трех уровнях [1]. Способ их построения ясен из таблицы 1.

Таблица 1

Структура планов Рехтшафнера

Номер множества	Точки множества	Число опытов множества
I	$(-1, \dots, -1)$ для всех k	1
II	$(-1, 1, \dots, 1)$ для всех k	k
III	$(-1, -1, 1)$ для $k = 3$ $(1, 1, -1, \dots, -1)$ для $k > 3$	$(k-1)k/2$
IV	$(1, 0, 0, \dots, 0)$ для всех	k

Алгоритм планирования и проведения эксперимента может быть реализован в двух вариантах: непосредственно в модуле системы автоматизированного моделирования многокомпонентных изделий с использованием API-программирования; в виде самостоятельного модуля, взаимодействующего с системой моделирования посредством двунаправленной передачи данных расчетов. При этом используется следующая последовательность работ:

- формирование твердотельной модели многокомпонентного проектируемого изделия;
- формулирование цели эксперимента и ограничений на параметры и характеристики процесса;
- задание (указание в модели) числа и типажа варьируемых параметров изделия;
- формирование плана эксперимента и расширенной матрицы планирования;
- определение и фиксация характеристик исследуемого изделия и ограничений с набором параметров, соответствующих строкам плана эксперимента;

- расчет коэффициентов уравнений регрессии для численного описания области значений исследуемых характеристик;
- определение значений исследуемых характеристик, удовлетворяющих совокупности противоречивых требований к разрабатываемому изделию;
- верификация значений характеристик процесса с полученным набором параметров изделия.

Алгоритм реализуется для всех основных режимов функционирования изделия, что обеспечивает необходимый информационный банк для последующих решений по доработке конструктивных схем элементов и сборок с точки зрения управления их свойствами: ступенчатое конструктивное переключение по режимам функционирования; адаптивное изменение свойств с использованием следящих систем управления.

Многорежимность функционирования изделия приводит к необходимости формирования компромиссного варианта решения, в наибольшей степени удовлетворяющего всей совокупности противоречивых требований к проектируемому изделию. По этой причине в предпоследнем пункте алгоритма следует использовать интегральный критерий качества процесса, исключающий возможность компенсации потери качества одних показателей высоким качеством других показателей. Его использование должно основываться на принципе Порето, что обеспечивает возможность сведения задачи с множеством частных критериев к задаче с одним интегральным критерием качества. При этом значения весовых коэффициентов частных критериев можно определять и уточнять автоматически в ходе решения задачи.

Определение системы весовых коэффициентов и ранжирование по ней решений из области Порето приводит к получению оптимального компромиссного варианта, сбалансированного по противоречивости частных критериев. При этом интегральный показатель качества может представляться следующим образом [2]:

$$\text{если } \varphi_i \rightarrow \min, \text{ то } K = \left(\sum \omega_i^2 (\varphi_i / \varphi_{i\min} - 1)^2 \right)^{1/2};$$

$$\text{если } \varphi_i \rightarrow \max, \text{ то } K = \left(\sum \omega_i^2 (\varphi_{i\max} / \varphi_i - 1)^2 \right)^{1/2}.$$

Здесь φ и ω – частные критерии качества и их «весовые» значения.

Квадратичная форма записи обеспечивает наличие «прогиба» – точки компромиссного проекта. Весовые коэффициенты определяются и уточняются в ходе решения задачи автоматически, путем последовательного сужения интервала варьирования искомых параметров около точки оптимума (прогиба), т.к. «веса» являются функцией ширины участка варьирования.

Искомый вектор частных критериев W является нормалью к поверхности Порето. Его поиск и определение оптимального решения проводится в следующей последовательности:

- проводится минимизация отдельно по каждому критерию качества (например, $\varphi_{1\min}$), остальные частные критерии вычисляются с учетом полученных таким образом параметров модели ($\varphi_1 | \varphi_{1\min}$);
- по результатам частных оптимизаций формируется матрица Φ .

Это дает возможность определить область возможных изменений частных критериев.

Матрица частных критериев Φ связана с вектором весов W соотношением

$$\Phi^T W = e,$$

где $e^T = [1, 1, \dots, 1]$ – единичный вектор.

Это соотношение позволяет определить веса частных критериев:

$$W = (\Phi^T)^{-1} e.$$

С найденным вектором W проводится минимизация интегрального критерия качества. Расчеты проводят до момента выполнения условий

$$K_j - K_{j+1} \leq \varepsilon; \quad g_j \leq [g_j],$$

где ε – заданная точность расчета критерия K (1, 5, 10 %); $[g_j]$ – ограничения на варьируемые параметры.

Рассмотренный подход использован для анализа и оценки динамических характеристик поверхностного разрыхлителя почвы, конструктивная схема которого показана на рисунке 1.

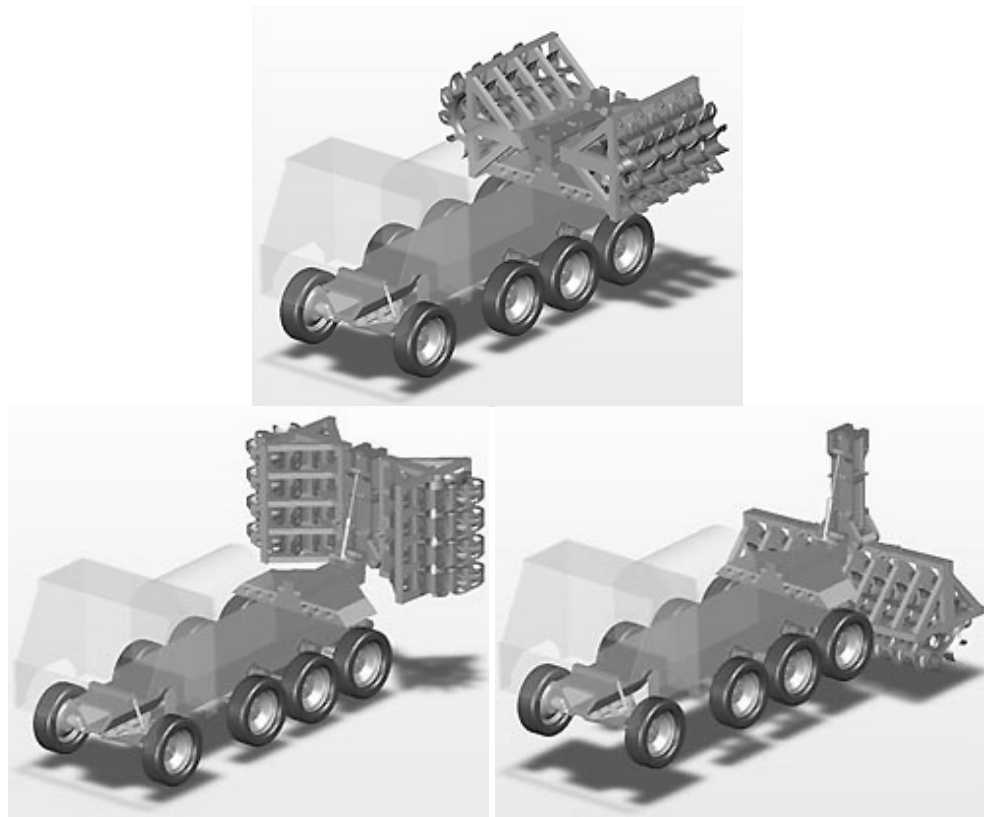


Рис. 1 Конструктивная схема

Самоходная база содержит платформу, на которой размещаются силовой агрегат, гидропривод, трансмиссия, ходовая часть, системы управления и торможения движения. К задней части платформы шарнирно крепится стойка с двумя пакетами фрез (рис. 1).

При подготовке к непосредственной работе стойка с пакетами фрез переводится силовым гидроцилиндром в вертикальное положение, пакеты фрез устанавливаются в горизонтальное положение. Перевод в рабочее положение осуществляется автоматически посредством гидропривода и системы его управления.

В верхней части самоходной платформы размещается двигатель и кабина водителя. В нижней части размещаются передняя и задняя подвески, элементы силового привода, элементы систем обеспечения. Задняя независимая торсионная подвеска содержит шесть элементов, которые крепятся в бортах платформы по три в ряд. Исполнительные элементы собраны в два пакета по четыре двигателя-фрезы. В положении для движения пакеты скреплены со стойкой и опущены на платформу.

Для проведения исследований использован модуль COSMOSMotion, пакета SolidWorks. Модуль обеспечивает автоматическое формирование модели процессов функционирования изделия по данным сборки конструкции. При этом пользователь в любой момент может добавить любой шарнир или отредактировать существующий. Результаты моделирования отражаются в виде графиков и сопровождаются анимированным воспроизведением характера перемещения элементов конструкции.

Расчетная схема изделия показана на рисунке 2.

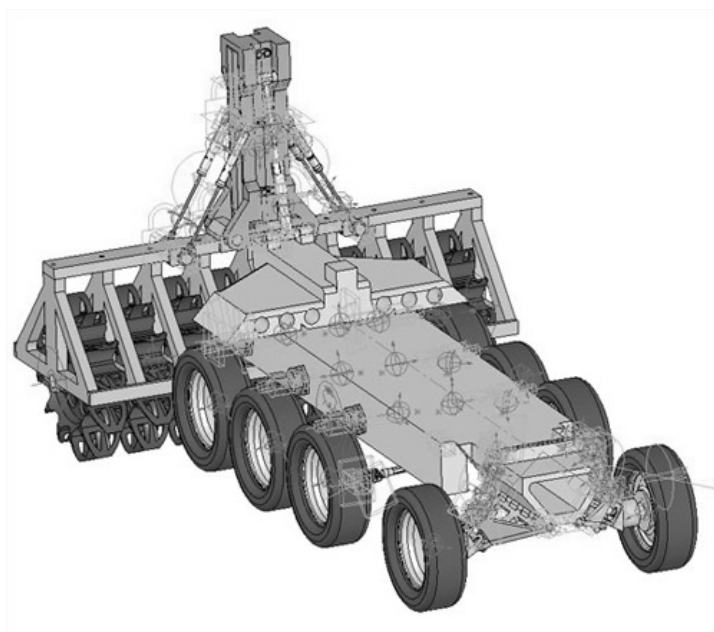


Рис. 2 Расчетная схема

Цель исследования: минимизация скоростей и ускорений балансиров передней подвески – снижение силовых нагрузок на водителя и приборы, расположенные в передней части изделия.

Параметры оптимизации:

- X_1 – жесткость правого балансира, Н·с/мм (200...700);
- X_2 – жесткость левого балансира, Н·с/мм (200...700);
- X_3 – предварительное поджатие правого балансира, Н (100...500);
- X_4 – предварительное поджатие левого балансира, Н (100...500).

При решении задачи использован алгоритм исследования, выполненный по второму варианту – в виде самостоятельного модуля, взаимодействующего с системой моделирования посредством двунаправленной передачи данных расчетов. Алгоритм реализован в системе MathCAD и содержит следующие процедуры:

- формирование плана и расширенной матрицы планирования;
- экспорт значений параметров и импорт значений характеристик, получаемых в модуле CosmosMotion;
- расчет значений коэффициентов уравнения регрессии;
- формирование значений начальных точек расчета в интервале $-1...+1$;
- перевод кодированных значений оптимизируемых параметров в реальные значения;
- перевод реальных значений оптимизируемых параметров в кодированные значения;
- расчет значения частного критерия качества;
- расчеты значения частного критерия качества в узлах плана;
- поиск оптимума (использован метод покоординатного спуска с обучением [3]);
- определение оптимальных значений параметров в кодированном и натуральном видах представления;
- управления порядком расчетов и раскодирования параметров.

Расширенная матрица планирования для условий задачи показана на рисунке 3, столбцы с 6 по 9 являются элементами матрицы планирования.

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	1
2	1	1	1	1	1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	1	1	1
3	1	1	1	1	1	1	-1	1	1	-1	1	1	-1	-1	1
4	1	1	1	1	1	1	1	-1	1	1	-1	1	-1	1	-1
5	1	1	1	1	1	1	1	1	-1	1	1	-1	1	-1	-1
6	1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	1
7	1	1	1	1	1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1
8	1	1	1	1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	-1	-1
9	1	1	1	1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1
10	1	1	1	1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	-1
11	1	1	1	1	1	-1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	1
12	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
13	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
14	1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
15	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0

Рис. 3

Схемы силового нагружения элементов подвесок исследуемого изделия показаны на рисунке 4.

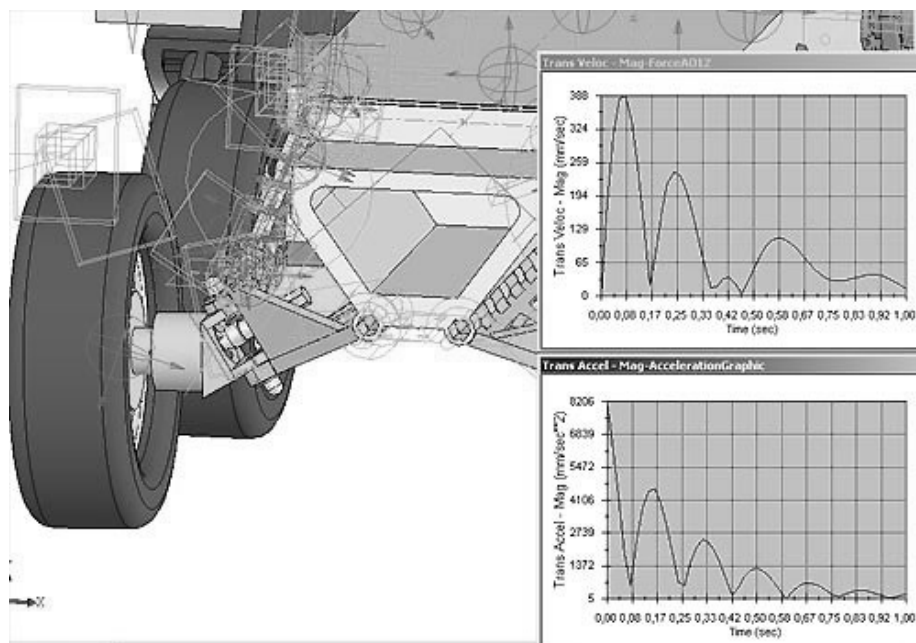


Рис. 4 Схемы силового нагружения

Типовые результаты моделирования первых двух строк плана показаны на рисунках 5, 6 соответственно для правого и левого балансиров передней подвески.

Разнотипность характеристик процесса обусловлена разными режимами силового воздействия от неровностей дороги.

На основе полученных данных построены четыре уравнения регрессии, описывающие в заданных начальных условиях характер изменения скоростей и ускорений правого и левого балансиров передней подвески. Коэффициенты уравнений регрессии сведены в таблицу 2.

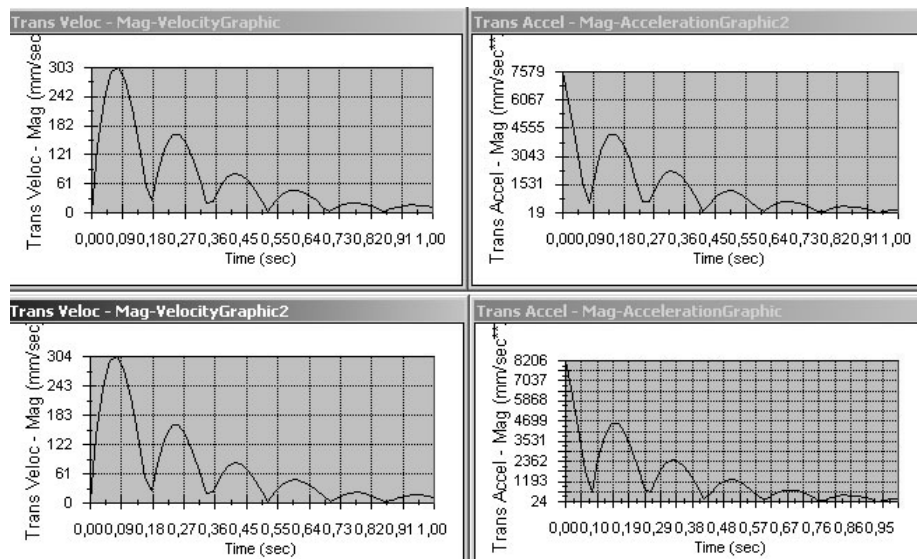


Рис. 5

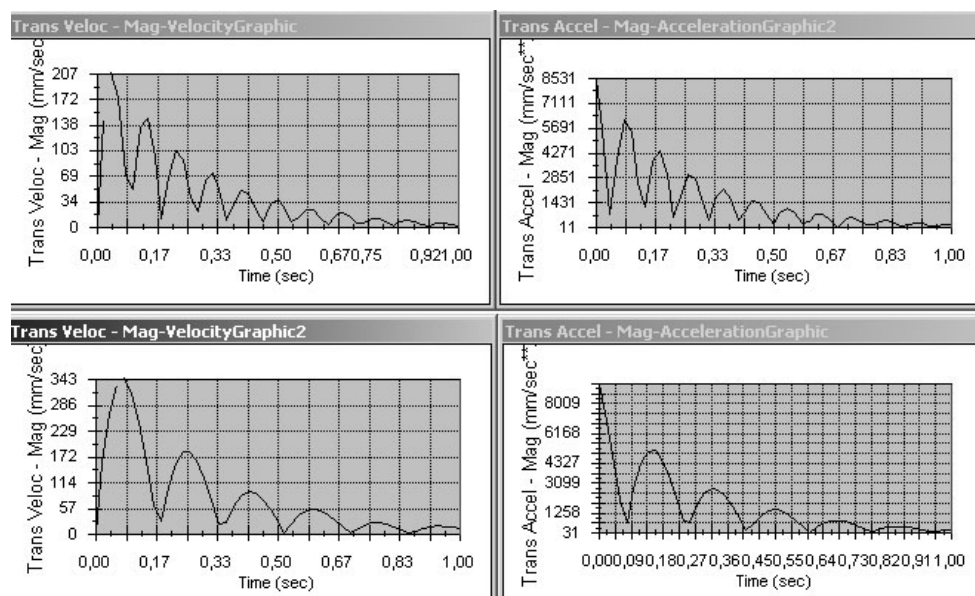


Рис. 6

Таблица 2

Значения коэффициентов уравнений регрессии

Коэффициенты	Скорость правого балансира	Скорость левого балансира	Ускорение правого балансира	Ускорение левого балансира
B_0	212,8	217,2	7365	8145
B_1^2	4,428	17,248	-414	-25,8
B_2^2	-12,82	13,247	504,5	-169,2
B_3^2	39,171	12	537,5	-128,2
B_4^2	7,419	-9,486	-207,66	417,06
B_1	-1,247	-61,493	159,36	-68,7
B_2	4,001	15,503	185,85	237,8
B_3	-57	-9,242	-270,14	-261,3
B_4	11,763	1,242	523,01	158,5
B_{12}	2,744	-12,012	-224	211,03
B_{13}	-4	3,246	60,2	254,515
B_{14}	8,016	-3,764	125,02	-231,96
B_{23}	-5,009	3,264	60,181	175,693
B_{24}	3,756	-1,244	99	-301,78
B_{34}	4,003	9,274	271,3	-74,528

Частной оптимизацией ускорений правого и левого балансиров передней подвески получены следующие значения.

Правый балансир:

- $a_n = 7044$ – минимум ускорения правого балансира, мм/с;
- $X_1 = 225$ – жесткость правого балансира, Н·с/мм;
- $X_2 = 693$ – жесткость левого балансира, Н·с/мм;
- $X_3 = 110$ – сила предварительного поджатия правого балансира, Н;
- $X_4 = 117$ – сила предварительного поджатия левого балансира, Н.

Левый балансир:

- $a_l = 6095$ – минимум ускорения левого балансира, мм/с;
- $X_1 = 207$ – жесткость правого балансира, Н·с/мм;
- $X_2 = 546$ – жесткость левого балансира, Н·с/мм;
- $X_3 = 302$ – сила предварительного поджатия правого балансира, Н;
- $X_4 = 107$ – сила предварительного поджатия левого балансира, Н.

Полученные значения параметров используются для уточнения конструкции подвески и принципов управления ее характеристиками с учетом перечня режимов функционирования.

Рассмотренный подход к автоматизации процесса проектирования параметров и характеристик изделий машиностроения реально обеспечивает возможность расширения классов задач, решаемых разработчиками в рамках единого информационного и временного пространства, является конкретным инструментом обеспечения качества в соответствии с комплексом противоречивых требований по условиям функционирования.

Список литературы

1. **Новик, Ф. С.** Оптимизация процессов технологии металлов методами планирования экспериментов / Ф. С. Новик, Я. Б. Арсов. – М. : Машиностроение ; София : Техника. – 1980. – 304 с.
2. **Петренко, А. И.** Основы автоматизации проектирования / А. И. Петренко. – Киев : Техника, 1982. – 296 с.
3. **Гоминтерн, В. И.** Методы оптимального проектирования / В. И. Гоминтерн, Б. М. Каган. – М. : Энергия, 1980. – 160 с.

В. Д. Черкасов, В. А. Карташов, В. И. Бузулуков,
Е. В. Киселев, А. И. Емельянов

МОДЕЛИРОВАНИЕ СТРУКТУРЫ КОМПОЗИТА*

Рассмотрено влияние геометрических и механических факторов на деформативные свойства композитов с дискретными включениями. Общие положения конкретизированы для случая включений, имеющих форму эллипсоидов вращения. Даны формулы приведенных (эффективных) модулей упругости композита.

Рассматривается композит с дискретными включениями. Эти включения могут иметь различную физическую природу, в частности быть пустотами – порами. Заметим, что, если дискретные включения прилегают вплотную друг к другу и объединяются в цельную структуру, мы можем говорить о применении предлагаемой методики к композитам, армированным волокнами – нитями, сетками и т.д.

В статьях [1–3] вопрос о зависимости деформативных свойств композита от геометрических параметров, определяющих его структуру, рассмотрен в общем виде. Данная статья посвящена конкретизации общих зависимостей для частного случая включений в виде эллипсоидов вращения. Такая форма включений в наибольшей мере отвечает действительности, когда включениями являются пустоты – поры.

В вышеуказанных статьях приведены формулы, которые можно представить в следующем виде:

$$\frac{E_{\text{пр}}}{E} = \frac{1}{1 - \lambda(1 - J)}; \quad (1)$$

$$J = \int_0^1 \frac{d\xi}{1 + (\alpha - 1) \frac{A_1(\xi)}{A}}. \quad (2)$$

В этих формулах:

$\lambda = h/L$, где L – размер ячейки (представительного элемента) в направлении действующей нагрузки, h – протяженность включения в том же направлении;

$\xi = z/h$, где z – расстояние до рассматриваемого сечения от одного из концов включения;

A – площадь поперечного сечения ячейки, перпендикулярного к направлению действующей нагрузки;

$A_1(\xi)$ – площадь поперечного сечения включения, отстоящего на $z = h\xi$ от начала отсчета ξ ;

$\alpha = E_1/E$, где E_1 – модуль упругости материала включения, E – модуль упругости основного материала (матрицы);

$E_{\text{пр}}$ – приведенный (эффективный) модуль упругости композита.

В настоящей статье рассматриваются включения, имеющие форму эллипсоидов вращения, т.е. обладающие осью симметрии.

* Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 07-08-13546.

Вначале рассмотрим случай, когда ось симметрии эллипсоида параллельна направлению действующей нагрузки (рис. 1). Радиус наибольшего кругового сечения, делящего эллипсоид пополам, обозначен через b , а радиус сечения, отстоящего от него на z , через r . Длина половины включения равна h . Имея в виду, что b и h являются полуосями эллиптического сечения включения, из уравнения эллипса получаем $r^2 = b^2(1 - \frac{z^2}{h^2}) = b^2(1 - \xi^2)$ и $A_1(\xi) = \pi b^2(1 - \xi^2)$. При квадратном поперечном сечении ячейки со стороной B имеем $A = B^2$; соответственно $\frac{A_1(\xi)}{A} = \pi \beta^2(1 - \xi^2)$. Здесь использовано обозначение $\beta = b/B$. Подставив найденное выражение $\frac{A_1(\xi)}{A}$ в формулу (2), после некоторых преобразований получим

$$J = \int_0^1 \frac{d\xi}{[1 + \pi(\alpha - 1)\beta^2] - \pi(\alpha - 1)\beta^2\xi^2}. \quad (3)$$

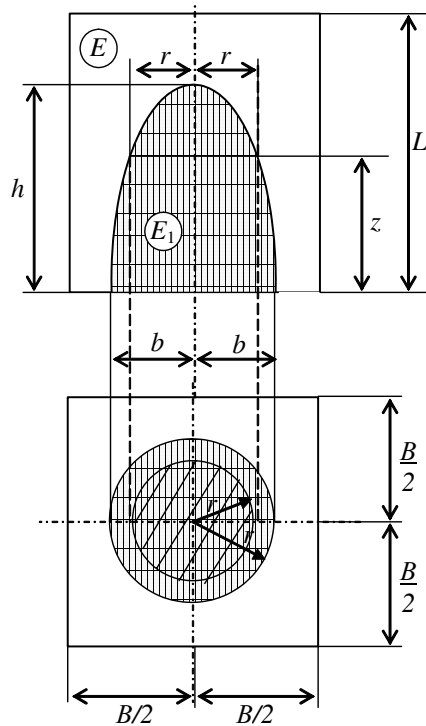


Рис. 1

Интегрируя (3), получим

$$J = \frac{1}{2\sqrt{\pi(\alpha - 1)\beta}\sqrt{1 + \pi(\alpha - 1)\beta^2}} \ln \frac{\sqrt{1 + \pi(\alpha - 1)\beta^2} + \beta\sqrt{\pi(\alpha - 1)}}{\sqrt{1 + \pi(\alpha - 1)\beta^2} - \beta\sqrt{\pi(\alpha - 1)}}. \quad (4)$$

Существенно, что при зафиксированном значении α интеграл зависит лишь от параметра β , т.е. $J = J(\beta)$.

На рисунке 2 представлены графики зависимости J от β при $\alpha = 5$ и $\alpha = 10$.

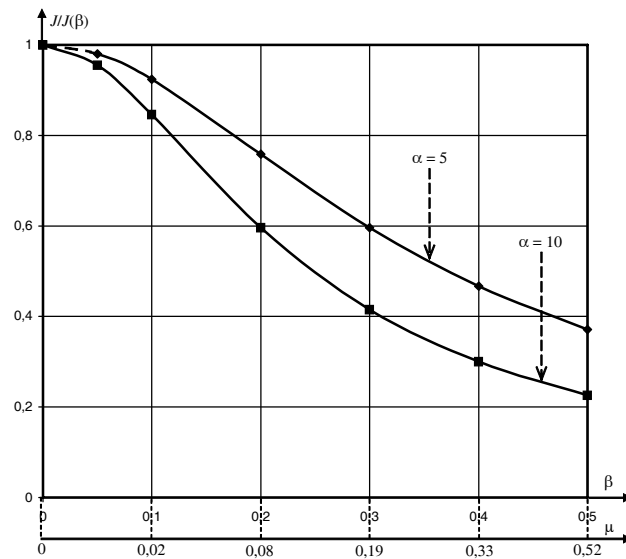


Рис. 2

Формула (1) показывает, что при $\lambda = 1$, т.е. при наибольшей возможной величине этого параметра, $\frac{E_{\text{пр}}}{E} = \frac{1}{J}$. Это значение $\frac{E_{\text{пр}}}{E}$ при фиксированном параметре β является максимально достижимым. На графиках (рис. 3) приведены его значения для $0 \leq \beta \leq 0,5$ при $\alpha = 5$ и $\alpha = 10$.

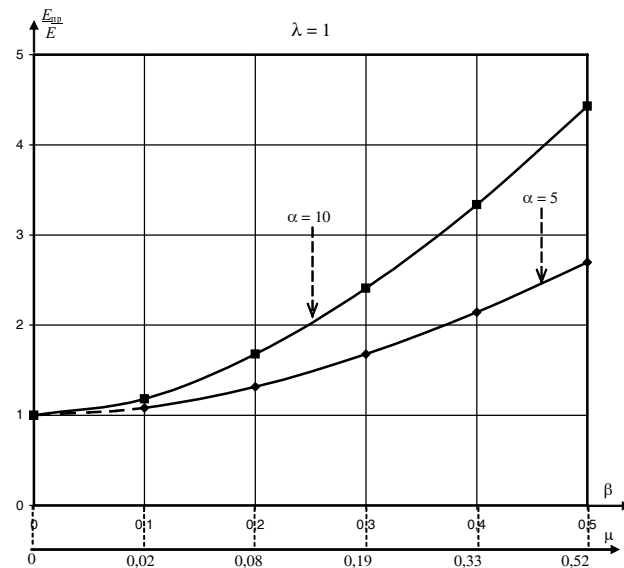


Рис. 3

Объем половины эллипсоида вращения, соответствующий объему включения, равен $V_{\text{вкл}} = \frac{2}{3}\pi b^2 h$, объем ячейки равен $V = B^2 L$. Для коэффициента объемного содержания включений получаем $\mu = \frac{V_{\text{вкл}}}{V} = \frac{2\pi}{3}\beta^2 \lambda$. Максимально возможным значениям $\beta = 0,5$; $\lambda = 1$ отвечает $\mu_{\text{max}} = \frac{\pi}{6} \approx 0,52$. Если зафиксирован параметр β , параметр λ выражается через объемное содержание формулой $\lambda = \frac{3\mu}{2\pi\beta^2} \approx 0,48 \frac{\mu}{\beta^2}$. Если же зафиксировано значение λ , параметр β выражается как $\beta = \sqrt{\frac{3\mu}{2\pi\lambda}} \approx 0,69 \sqrt{\frac{\mu}{\lambda}}$.

Графики на рисунке 4 показывают, как $\frac{E_{\text{пр}}}{E}$ зависит от λ при $\alpha = 10$ и разных значениях β . Они построены с использованием формул (1) и (4), а также графиков (рис. 2).

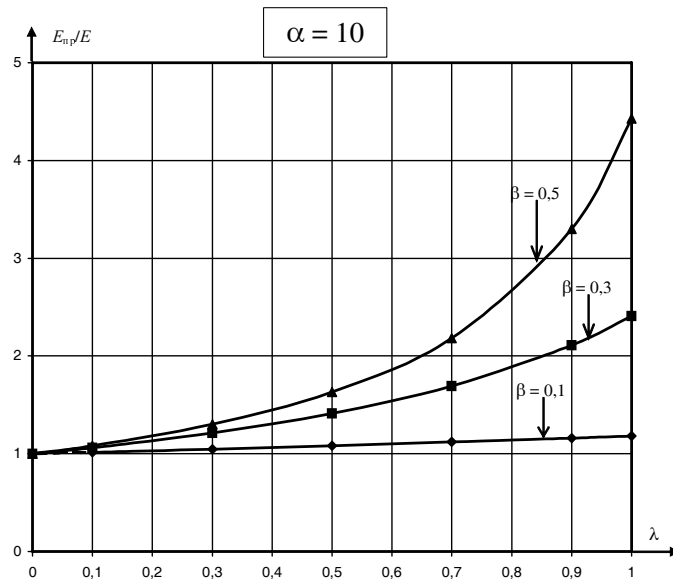


Рис. 4

Подставив $\lambda = \frac{3\mu}{2\pi\beta^2}$ в формулу (1), будем иметь

$$\frac{E_{\text{пр}}}{E} = \frac{1}{1 - \frac{3}{2\pi} \frac{[1 - J(\beta)]}{\beta^2} \mu}. \quad (5)$$

Согласно этой формуле при использовании формулы (4) и графика (рис. 2), относящегося к $\alpha = 10$, построены кривые, показывающие зависи-

мость $\frac{E_{\text{пр}}}{E}$ от μ , для различных β . Эти кривые, изображенные на рисунке 5, начинаются от $\mu = 0$, $\frac{E_{\text{пр}}}{E} = 1$ и достигают $\frac{E_{\text{пр}}}{E} = \frac{1}{J(\beta)}$ в самой высокой точке при $\mu_{\text{max}} = \frac{2\pi}{3}\beta^2 \approx 2,09\beta^2$.

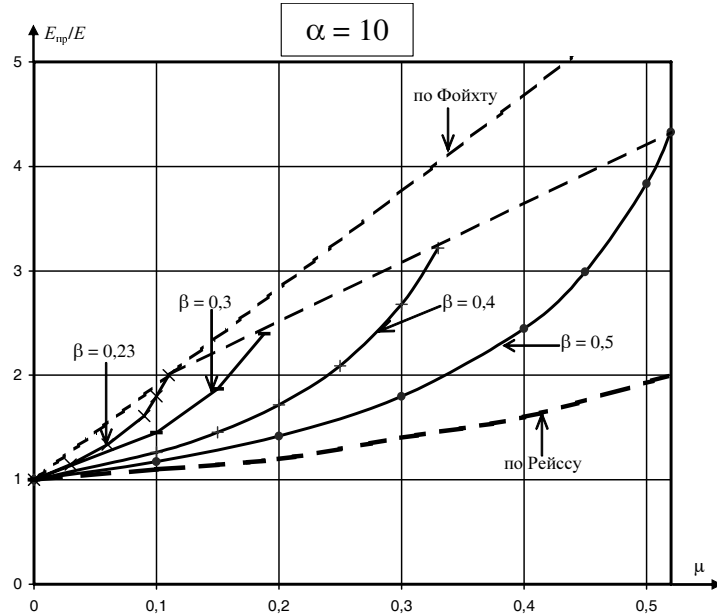


Рис. 5

Представляет интерес анализ зависимости $\frac{E_{\text{пр}}}{E}$ от геометрических параметров, когда фиксируется их отношение $k = \lambda/\beta$. Подстановка $\lambda = k\beta$ в формулу (1) дает

$$\frac{E_{\text{пр}}}{E} = \frac{1}{1 - k\beta[1 - J(\beta)]}. \quad (6)$$

Соответствующие кривые показаны на рисунке 6. Они особенно наглядно говорят о большей эффективности включений, имеющих значительную протяженность в направлении действующего усилия по сравнению с поперечными размерами.

Формула (4) имеет силу при $\alpha > 1$, т.е. при жестких включениях. Когда $\alpha < 1$ (в частности при $\alpha = 0$, пустые поры), формула (3) записывается в виде

$$J = \int_0^1 \frac{d\xi}{1 - (1 - \alpha) \frac{A_1(\xi)}{A}} = \int_0^1 \frac{d\xi}{[1 - \pi(1 - \alpha)\beta^2] + \pi(1 - \alpha)\beta^2\xi^2}. \quad (7)$$

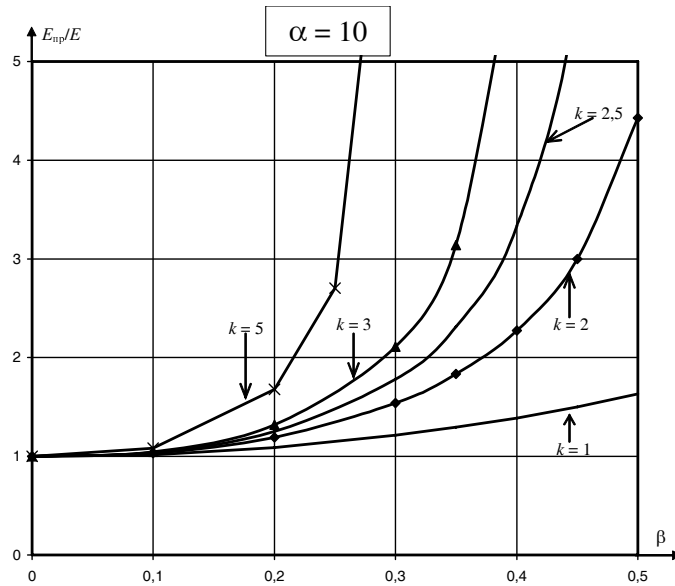


Рис. 6

После интегрирования получим

$$J = \frac{1}{\beta \sqrt{\pi(1-\alpha)} \sqrt{1-\pi(1-\alpha)\beta^2}} \operatorname{arctg} \frac{\beta \sqrt{\pi(1-\alpha)}}{\sqrt{1-\pi(1-\alpha)\beta^2}}. \quad (8)$$

Когда включениями являются пустые поры ($\alpha = 0$),

$$J = \frac{1}{\beta \sqrt{\pi} \sqrt{1-\pi\beta^2}} \operatorname{arctg} \frac{\beta \sqrt{\pi}}{\sqrt{1-\pi\beta^2}}. \quad (9)$$

На рисунке 7 представлены кривые, показывающие зависимость $E_{\text{нр}}/E$ от λ и β при наличии пустых пор.

Перейдем к случаю, когда нагрузка действует перпендикулярно осям симметрии включений (рис. 8). Поперечные сечения включения, перпендикулярные действующему усилию, представляют собой эллипсы. Наибольший из них, лежащий в плоскости основания ячейки, имеет полуоси h и b . Поскольку включение осесимметрично, его высота (протяженность в направлении действия нагрузки) равна b . Поперечное сечение ячейки является прямоугольником со стороной B и $2L$. Высота ячейки (размер в направлении действия нагрузки) равен $B/2$. Объем включения равен $V_{\text{вкл}} = \frac{4}{3} \pi b^2 h$, объем

ячейки $V = 2B^2 L$, коэффициент объемного содержания включений $\mu = \frac{V_{\text{вкл}}}{V} =$

$= \frac{2\pi}{3} \beta^2 \lambda \approx 2,09 \beta^2 \lambda$. Его максимально возможная величина (при $\beta = 0,5$; $\lambda = 1$)

равна $\mu_{\text{max}} = \frac{\pi}{6} \approx 0,52$.

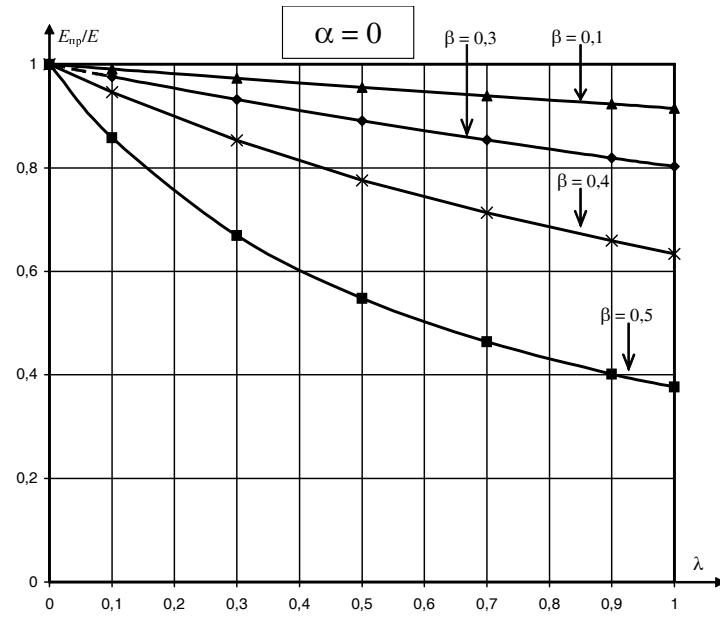


Рис. 7

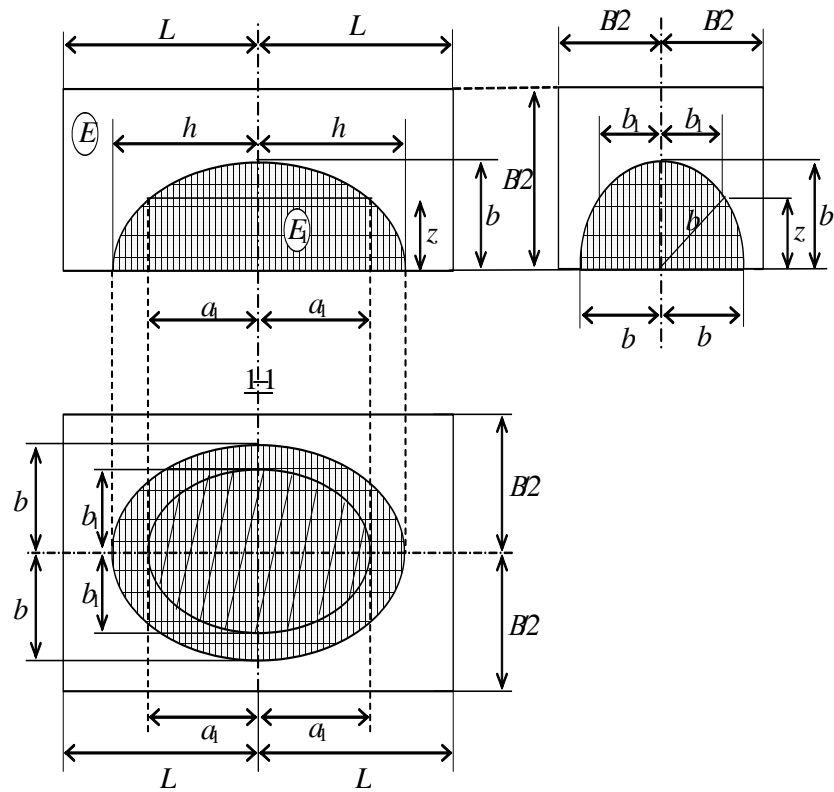


Рис. 8

Сечение, находящееся на расстоянии z от нижнего основания ячейки, представляет собой эллипс с полуосями a_1 и b_1 . Из уравнения эллипса

$\frac{a_1^2}{h^2} + \frac{z^2}{b^2} = 1$ находим $a_1 = h\sqrt{1-\xi^2}$, где $\xi = z/b$, из уравнения окружности $b_1 = b\sqrt{1-\xi^2}$.

Таким образом, площадь рассматриваемого эллиптического сечения равна $A_1(\xi) = \pi a_1 b_1 = \pi h b (1-\xi^2)$. Площадь поперечного сечения ячейки составляет $A = 2BL$, а отношение площадей, входящее в формулу (2), записывается как $\frac{A_1(\xi)}{A} = \frac{\pi}{2} \lambda \beta (1-\xi^2)$. Подстановка этого выражения в (2) приводит к формуле

$$J = \int_0^1 \frac{d\xi}{[1 + \frac{\pi}{2} \lambda \beta (\alpha - 1)] - \frac{\pi}{2} (\alpha - 1) \lambda \beta \xi^2}.$$

После интегрирования получаем

$$J = \frac{\ln \left[\sqrt{1 + \frac{\pi}{2} (\alpha - 1) \lambda \beta} + \sqrt{\frac{\pi}{2} (\alpha - 1) \lambda \beta} \right]^2}{2 \sqrt{1 + \frac{\pi}{2} (\alpha - 1) \lambda \beta} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2} (\alpha - 1) \lambda \beta}}. \quad (10)$$

При $\alpha = 10$; $\lambda = 1$; $\beta = 0,5$; $\mu = 0,52$ формула (10) дает $J = 0,23$. После этого по формуле (1) получаем $\frac{E_{\text{пр}}}{E} = 4,43$.

Приведенный расчет применим при $\alpha > 1$. Если $\alpha < 1$, интеграл J приобретает вид

$$J = \int_0^1 \frac{d\xi}{1 - (1 - \alpha) \frac{A_1(\xi)}{A}}.$$

Подставив сюда

$$\frac{A_1(\xi)}{A} = \frac{\pi}{2} \lambda \beta (1 - \xi^2),$$

будем иметь

$$J = \int_0^1 \frac{d\xi}{[1 - (1 - \alpha) \frac{\pi}{2} \lambda \beta] + (1 - \alpha) \frac{\pi}{2} \lambda \beta \xi^2}.$$

Следовательно,

$$J = \frac{1}{\sqrt{[1 - \frac{\pi}{2} (1 - \alpha) \lambda \beta] \frac{\pi}{2} (1 - \alpha) \lambda \beta}} \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{\frac{\pi}{2} (1 - \alpha) \lambda \beta}{1 - \frac{\pi}{2} (1 - \alpha) \lambda \beta}}. \quad (11)$$

В частности при $\alpha = 0$ (пустые поры)

$$J = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\pi}{2}\lambda\beta\right)\frac{\pi}{2}\lambda\beta}} \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{\frac{\pi}{2}\lambda\beta}{1 - \frac{\pi}{2}\lambda\beta}}.$$

При $\alpha = 0$; $\lambda = 1$; $\beta = 0,5$; $\mu = 0,52$ будем иметь $J = 2,647$; $\frac{E_{\text{пр}}}{E} = 0,38$.

Список литературы

1. **Черкасов, В. Д.** О влиянии формы включений на деформативные свойства композитов / В. Д. Черкасов, В. А. Карташов, Е. В. Киселев // Вестник Волжского регионального отделения / Нижегородский гос. архитектурно-строительный ун-т. – Вып. 7. – Н. Новгород, 2004. – С. 100–107.
2. **Черкасов, В. Д.** О влиянии формы включений на деформативные свойства композитов / В. Д. Черкасов, В. А. Карташов, Е. В. Киселев [и др.] // Вестник Волжского регионального отделения Российской академии архитектуры и строительных наук. – Вып. 8. – 2005. – С. 121–124.
3. **Черкасов, В. Д.** О влиянии формы включений на деформативные свойства композитов / В. Д. Черкасов, В. А. Карташов, Е. В. Киселев [и др.] // Вестник отделения строительных наук Российской академии архитектуры и строительных наук. – Вып. 9. – Белгород, 2005. – С. 439–446.

ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И УПРАВЛЕНИЕ

УДК 681.324

С. А. Зинкин

СЕТИ АБСТРАКТНЫХ МАШИН ВЫСШИХ ПОРЯДКОВ В ПРОЕКТИРОВАНИИ СИСТЕМ И СЕТЕЙ ХРАНЕНИЯ И ОБРАБОТКИ ДАННЫХ (МЕХАНИЗМЫ ИНТЕРПРЕТАЦИИ И ВАРИАНТЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ)

Предложен логико-алгебраический подход к определению операционной семантики распределенных систем хранения и обработки данных, основанный на описании данных систем сетями абстрактных машин, при определении которых используется логика предикатов высших порядков. Предлагаемые модели и методы служат цели создания новой объектно-ориентированной сетевой технологии построения распределенных систем хранения и обработки данных на основе согласованных взаимодействий объектов через общее пространство – коммуникационную среду или общее пространство информационных объектов, а также сетевых, в том числе метакомпьютерных приложений для систем хранения и обработки данных на основе непосредственной интерпретации формальных спецификаций.

Введение

Общая методология проектирования, предлагаемая в настоящей работе, основана на использовании новых парадигм сетевых информационных технологий и моделей согласования и координации объектов и процессов через общее пространство функций и предикатов. В процессе проектирования используются логико-алгебраические модели систем распределенной и параллельной обработки информации. В разработанных моделях используется логический язык многосортного исчисления предикатов первой и высших ступеней, представляющий декларативные знания о предметной области. Сигнатура при этом должна задавать структурные связи между понятиями предметной области, представленные предикатами и функциями. Логические связи должны задаваться формулами, которые записываются в сигнатуре. Необходимо также формально представить знания о процессах хранения и обработки структурированных данных в распределенных системах. В отличие от обычных логических моделей искусственного интеллекта, используется представление процедурных знаний на основе аппарата алгебр операторов и условий с расширенной темпоральными операциями сигнатурой операций.

Разработанные формальные методы предлагается использовать в качестве основы для новой объектно-ориентированной сетевой технологии построения распределенных систем хранения и обработки данных на основе согласованных взаимодействий объектов; в том числе на этой основе воз-

можно создание сетевой операционной среды, адекватной решаемой задаче, т.е. сетевому приложению.

Ранее в работе [1] автором предложен базовый формализм – сети абстрактных машин высших порядков, берущих свое начало от машин Колмогорова–Успенского–Шёнхаге и Гуревича. При определении формализма использованы некоторые элементы алгебры алгоритмов Глушкова, отмеченные в [1]. Рассмотрим механизмы интерпретации данных машин с целью их использования при проектировании систем и сетей хранения и обработки данных.

Механизмы интерпретации сетей абстрактных машин

При использовании в правилах вывода операторов $\tilde{\forall}$ и $\tilde{\forall}!!$ возникает проблема согласования элементарных обновлений интерпретации сигнатуры Σ . Рассмотрим следующее правило вывода:

$$\frac{(\tilde{\forall}x \in X, y \in Y)q(x, y), (\tilde{\forall}z \in Z, t \in T)r(z, t)}{f(x, y, z) \xleftarrow{*} t}. \quad (1)$$

Пусть, например, в результате выполнения квантифицированных операторов выбора, или вычисления термов, получены два отношения:

$$\{ \langle x_1, y_2 \rangle, \langle x_3, y_4 \rangle \} \text{ и } \{ \langle z_2, t_3 \rangle, \langle z_2, t_4 \rangle \}.$$

После выполнения операции декартова произведения будет сформировано следующее отношение:

$$\{ \langle x_1, y_2, z_2, t_3 \rangle, \langle x_1, y_2, z_2, t_4 \rangle, \langle x_3, y_4, z_2, t_3 \rangle, \langle x_3, y_4, z_2, t_4 \rangle \},$$

а затем выполняются 4 обновления тернарной функции f :

$$f(x_1, y_2, z_2) \leftarrow t_3,$$

$$f(x_1, y_2, z_2) \leftarrow t_4,$$

$$f(x_3, y_4, z_2) \leftarrow t_3,$$

$$f(x_3, y_4, z_2) \leftarrow t_4.$$

Последние обновления соответствуют случаю, когда в модуле СеАМ или РССеАМ при реализации правила (1) должен быть выполнен следующий блок:

$$B = \{ f(x_1, y_2, z_2) \leftarrow t_3, f(x_1, y_2, z_2) \leftarrow t_4, \\ f(x_3, y_4, z_2) \leftarrow t_3, f(x_3, y_4, z_2) \leftarrow t_4 \},$$

где запятая, разделяющая элементарные обновления функции, соответствует символу темпоральной операции «|» (выполнить «возможно одновременно», в произвольно выбранном порядке). Далее необходимо реализовать конкретные механизмы выполнения элементарных обновлений в блоке B некоторого модуля СеАМ или РССеАМ.

Механизм реализации предполагает интерпретацию модуля (узла СеАМ или РССеАМ) специальным агентом-сервером. Этот агент вначале вычисляет α -выражения (условия), выполняя при этом проверку значений атомарных формул и реализуя квантифицированные операторы выбора. К моменту выполнения некоторого блока значения всех предметных переменных, используемых в записях выражений данного блока, должны быть вычислены. Затем

агент выполняет модификацию (обновление) информационных объектов, представляющих функции и предикаты в некотором FS-пространстве (FS – Function Spaces). FS-пространство – это абстрактная структура данных, определенная функционально, посредством выполняемых над ней операций. Элементы FS-технологии подробно описаны в работах [2–5]. Особенностью предлагаемой технологии (FS-технологии) является то, что при необходимости несколько агентов могут интерпретировать один и тот же модуль, разделяя его локальную сигнатуру $\Sigma_m \subset \Sigma$, проверяя в параллельно-конвейерном режиме α -выражения и в конечном итоге выполняя обновления функций и предикатов в блоках. Продолжим рассмотрение выполнения правила (1). Каждый информационный объект в один и тот же момент времени может модифицироваться только одним агентом, поэтому рассматриваемый нами блок B реализуется одним агентом, который в произвольном порядке выполняет элементарные обновления блока. Так, если после выполнения обновления $f(x_1, y_2, z_2) \leftarrow t_3$ агент выполнит обновление $f(x_1, y_2, z_2) \leftarrow t_4$, то после выхода агента из блока B сохранится, естественно, результат последнего обновления, а результат предыдущего обновления аннулируется. Таким образом, поскольку в явной форме не был указан порядок выполнения обновлений в блоке B , результаты работы блока и, следовательно, модуля в целом даже при одинаковых исходных условиях могут различаться. Поэтому необходимо заранее провести анализ, устраивает ли разработчика распределенного приложения результат работы модуля.

Согласованными, например, следует считать обновления различных функций, которые могут быть реализованы различными агентами. Например, блок Q элементарных согласованных обновлений трех различных унарных функций

$$Q = \{q_1(x_1) \leftarrow y_1, q_2(x_1) \leftarrow y_2, q_3(x_2) \leftarrow y_4\}$$

может быть реализован тремя агентами (например, исходным агентом и двумя его копиями), причем временные интервалы работы данных агентов могут пересекаться в случае, если для исполнения агентов могут быть выделены три отдельных (физических) вычислительных узла.

Рассмотрим еще один пример выполнения согласованных обновлений функций и правил вывода. Пусть, например, некоторый запрос a_1 к распределенной реплицированной базе данных требует для своего выполнения ресурсов всех четырех серверов баз данных. На каждом сервере размещена соответствующая копия базы данных. Далее допустим, что для доступа к каждому серверу необходимо иметь право доступа, или так называемый «жетон». Для учета занятости жетонов используется унарный предикат $p: T \rightarrow \{\text{true}, \text{false}\}$, где T – множество жетонов. Для фиксации того факта, что для запросов выделены ресурсы, будем использовать бинарный предикат $q: A \times T \rightarrow \{\text{true}, \text{false}\}$, где A – множество запросов. Введем также унарный предикат $g: A \rightarrow \{\text{true}, \text{false}\}$, определяющий готовность запроса к исполнению. Запишем выражение для модуля m , реализующего выделение четырех единиц ресурса для выполнения запроса:

$$m = [(g(a_1))][(\tilde{\forall}!!t \in T)p(t)][\{q(a_1, t) \xleftarrow{*} \text{true}, p(t) \xleftarrow{*} \text{false}, \\ g(a_1) \leftarrow \text{false}\} \vee R^E) \vee R^E]. \quad (2)$$

В процессе выполнения данного модуля в соответствии с выражением (2) осуществляется проверка наличия запроса a_1 (проверяется, истинно ли высказывание $g(a_1)$), затем вычисляется терм $(\tilde{\forall}!!t \in T)p(t)$. В случае, если истинно высказывание $(\forall t \in T)p(t)$, что означает доступность всех единиц ресурса, далее выполняются правила обновления предикатов:

$$q(a_1, t) \xleftarrow{*} \text{true}, p(t) \xleftarrow{*} \text{true} \text{ и } g(a_1) \leftarrow \text{false}.$$

Оператор $\xleftarrow{*}$ реализует необходимые обновления предикатов, причем в блоке модуля m выполняются следующие элементарные обновления:

$$\begin{aligned} &\{q(a_1, t_1) \leftarrow \text{true}, q(a_1, t_2) \leftarrow \text{true}, q(a_1, t_3) \leftarrow \text{true}, \\ &q(a_1, t_4) \leftarrow \text{true}, p(t_1) \leftarrow \text{false}, p(t_2) \leftarrow \text{false}, p(t_3) \leftarrow \text{false}, \\ &p(t_4) \leftarrow \text{false}, g(a_1) \leftarrow \text{false}\}. \end{aligned}$$

К терму $(\tilde{\forall}!!t \in T)p(t)$ применен оператор «подчеркивание» по умолчанию. Напомним, что данный оператор ставит в соответствие оператору $\tilde{\forall}!!$ высказывание, истинное в том случае, если выполнение данного оператора успешно завершено. Символ « $_$ » подчеркивания в α -выражениях модулей мы будем опускать, если α -выражение является единственным выражением в квадратных скобках; будем также опускать и звездочку в операторе $\xleftarrow{*}$ в тех случаях, когда это не вызывает недоразумений.

В приведенном выше примере локальную сигнатуру модуля m образуют только предикаты. Заменим теперь предикат q функцией $f: T \rightarrow A$ и запишем новое выражение для модуля

$$\begin{aligned} m' &= [g(a_1)] \left(\left[(\tilde{\forall}!!t \in T)p(t) \right] \right. \\ &\left. \left(\{f(t) \xleftarrow{*} a_1, p(t) \xleftarrow{*} \text{false}, g(a_1) \leftarrow \text{false}\} \vee R^E \right) \vee R^E \right). \end{aligned} \quad (3)$$

При условии истинности обоих проверяемых α -выражений в блоке модуля m' выполняются следующие элементарные обновления:

$$\begin{aligned} &\{f(t_1) \leftarrow a_1, f(t_2) \leftarrow a_1, f(t_3) \leftarrow a_1, f(t_4) \leftarrow a_1, p(t_1) \leftarrow \text{false}, \\ &p(t_2) \leftarrow \text{false}, p(t_3) \leftarrow \text{false}, p(t_4) \leftarrow \text{false}, g(a_1) \leftarrow \text{false}\}. \end{aligned}$$

Теперь уже функция f связывает каждый жетон с запросом к распределенной базе данных. Модифицируем поставленную выше задачу. В более общей постановке задачи клиенты распределенной базы данных формируют множество запросов. Модуль, описываемый представленным ниже выражением, реализует выбор запроса и «связывание» его с жетонами для последующего выполнения:

$$\begin{aligned} m'' &= \left[(\tilde{\exists}!x \in A)g(x) \right] \left(\left[(\tilde{\forall}!!t \in T)p(t) \right] \right. \\ &\left. \left(\{q(x, t) \xleftarrow{*} \text{true}, p(t) \xleftarrow{*} \text{false}, g(x) \leftarrow \text{false}\} \vee R^E \right) \vee R^E \right). \end{aligned} \quad (4)$$

Другой вариант записи модуля основан на использовании функции f для связывания значений предметных переменных x и t :

$$m''' = [(\exists!x \in A)g(x)] [(\forall!t \in T)p(t)] \\ \left(\{f(t) \xleftarrow{*} x, p(t) \xleftarrow{*} \text{false}, g(x) \leftarrow \text{false}\} \vee R^E \right) \vee R^E. \quad (5)$$

Заметим, что α -выражения в каждом из выражений (2)–(5) не зависят друг от друга, поэтому порядок проверки условий в модулях можно изменять и данные модули могут быть описаны следующими эквивалентными выражениями:

$$m = [(g(a_1) \& \underline{(\forall!t \in T)p(t)})] \\ \left(\{q(a_1, t) \xleftarrow{*} \text{true}, p(t) \xleftarrow{*} \text{false}, g(a_1) \leftarrow \text{false}\} \vee R^E \right); \quad (6)$$

$$m' = [g(a_1) \& \underline{(\forall!t \in T)p(t)}] \\ \left(\{f(t) \xleftarrow{*} a_1, p(t) \xleftarrow{*} \text{false}, g(a_1) \leftarrow \text{false}\} \vee R^E \right); \quad (7)$$

$$m'' = [(\exists!x \in A)g(x) \& \underline{(\forall!t \in T)p(t)}] \\ \left(\{q(x, t) \xleftarrow{*} \text{true}, p(t) \xleftarrow{*} \text{false}, g(x) \leftarrow \text{false}\} \vee R^E \right); \quad (8)$$

$$m''' = [(\exists!x \in A)g(x) \& \underline{(\forall!t \in T)p(t)}] \\ \left(\{f(t) \xleftarrow{*} x, p(t) \xleftarrow{*} \text{false}, g(x) \leftarrow \text{false}\} \vee R^E \right). \quad (9)$$

При физической реализации модулей (6)–(9) время выполнения модуля в реальной сетевой среде может в существенной степени зависеть от порядка проверки условий.

Сети СеАМ функционируют, переходя от одной интерпретации сигнатуры $I(t_i)$ к другой – $I(t_j)$, ($t_j > t_i$), начиная с какой-либо начальной интерпретации сигнатуры $I(t_0)$. Смена интерпретации соответствует модификации пространства функций и предикатов, или FS-пространства. Для инициирования сети должна быть выполнена серия обновлений некоторой стартовой функции f_{start} . Эти обновления выполняет стартовый агент a_s . Например, после выполнения серии обновлений $f_{\text{start}}(m_1) \leftarrow a_1$, $f_{\text{start}}(m_2) \leftarrow a_1$ и $f_{\text{start}}(m_3) \leftarrow a_2$ агент-сервер a_1 сможет поочередно интерпретировать модули m_1 и m_2 , а агент-сервер a_2 сможет интерпретировать модуль m_3 . Предполагается, что до начала стартового агента $f_{\text{start}}(m_1) = \text{undef}$, $f_{\text{start}}(m_2) = \text{undef}_1$ и $f_{\text{start}}(m_3) = \text{undef}$, где undef – неопределенная константа. После выполнения указанных обновлений агенты-серверы a_1 и a_2 будут интерпретировать специальным образом закодированные в виде команд некоторой виртуальной машины выражения для модулей, воспринимая эти команды как сценарии своей работы. В ряде случаев для повышения эффективности управления сетью абстрактных машин целесообразно осуществить декомпозицию функции f_{start} , разбив ее (горизонтально) на функции, число которых совпадает с числом модулей сети: $f_{\text{start}1}$, $f_{\text{start}2}$ и $f_{\text{start}3}$. Если теперь разместить информационные объекты, соответ-

вующие этим функциям, на различных физических узлах, то сеть из трех модулей начнет функционировать после того, как будут обновлены три различные стартовые функции: $f_{\text{start1}}(m_1) \leftarrow a_1$, $f_{\text{start2}}(m_2) \leftarrow a_1$ и $f_{\text{start3}}(m_3) \leftarrow a_2$. Пусть модули СеАМ m_1 , m_2 и m_3 будут размещены на физических узлах y_1 , y_2 и y_3 соответственно. Тогда агент-сервер a_1 будет интерпретировать модули m_1 и m_2 , поочередно перемещаясь между узлами y_1 и y_2 , а агент-сервер a_3 будет постоянно находиться на узле y_3 и интерпретировать модуль m_3 . Таким образом, агент-сервер a_1 должен обладать свойством мобильности. Возможно, такая организация управления работой сети окажется неэффективной, тогда целесообразнее организовать работу стационарных агентов-серверов, размещенных на тех же узлах, на которых размещены соответствующие модули.

Определение 1. Модули сетей СеАМ или РССеАМ эквивалентны, если они одинаковым образом модифицируют текущую интерпретацию одной и той же локальной сигнатуры Σ_m .

Последнее определение проиллюстрируем некоторыми примерами. Из представленного выше описания механизмов интерпретации следует, что для спецификации операционной семантики реализаций сетей абстрактных машин базового формализма из работы [1] недостаточно. Для полноты спецификации необходимо рассматривать и работу агентов-серверов, интерпретирующих выражения, которыми описываются модули СеАМ и РССеАМ. В этой связи рассмотрим работу некоторых модулей СеАМ и РССеАМ. Данные примеры будут также полезны для эквивалентных преобразований выражений для модулей СеАМ и РССеАМ.

Результат работы модуля СеАМ III рода

$$m_1/a_1 = [\underline{(\exists!x \in X)p(x)}] \left(\{B; p(x) \leftarrow \text{false}\} \vee R^E \right) / a_1,$$

где дробной чертой отделено имя агента-сервера a_1 , интерпретирующего данное выражение, будет таким же, как и результат работы модуля того же рода:

$$m_2/a_2 = [\underline{(\forall x \in X)p(x)}] \left(\{B; p(x) \xleftarrow{*} \text{false}\} \vee R^E \right) / a_2.$$

В обоих случаях предполагается, что в выражении B не выполняются действия, приводящие к изменению значений α -условий. Символы операции подчеркивания в обоих случаях могут быть опущены, т.к. подчеркнутые выражения – единственные в квадратных скобках.

Работа обоих модулей предполагает предварительную блокировку всех функций и предикатов, имена которых составляют одну и ту же локальную сигнатуру Σ_m . Под блокировкой функций и предикатов подразумевается, естественно, блокировка соответствующих информационных объектов, представляющих данные функции и предикаты в физической реализации FS-пространства. При работе модуля m_1/a_1 происходит циклическое выполнение блока $\{B; p(x) \leftarrow \text{false}\}$ до тех пор, пока не станет пустой область истинности предиката p . Агент-сервер a_1 при этом многократно выполняет данный блок; на время выполнения цикла предикаты и функции с именами из локальной сигнатуры Σ_m остаются заблокированными для других модулей.

Модуль m_2/a_2 , работа которого завершается тем же результатом, выполняется иначе. Проверив α -условие $\underline{(\forall x \in X)p(x)}$, агент-сервер a_2 одно-

временно «выберет» все значения предметной переменной x из области истинности предиката p , а затем выполнит множественные правила обновления в блоке $\{B; p(x) \leftarrow^* \text{false}\}$. Если агент-сервер a_2 выберет не менее одного значения переменной x , то данный блок выполнится один раз. После выполнения множественного обновления $p(x) \leftarrow^* \text{false}$ логическое условие станет ложным, т.к. в области истинности предиката p не останется ни одного элемента, и работа модуля m_2/a_2 завершится.

Двум описанным выше СеАМ-модулям эквивалентен следующий РСеАМ-модуль:

$$m_3/a_3 = \left[\neg \left((\exists! x \in X) p(x) \right) \right] \{B; p(x) \leftarrow \text{false}\} / a_3,$$

построенный на основе операции α -итерации. Здесь блок $\{B; p(x) \leftarrow \text{false}\}$ выполняется циклически до тех пор, пока ложно условие $\neg \left((\exists! x \in X) p(x) \right)$.

На основании приведенного выше описания сформулируем следующее уточненное определение модуля СеАМ или РСеАМ, дополнив тем самым определение 6.

Определение 2. Модулем в реализации сетей СеАМ или РСеАМ называется пара $\langle m, a \rangle$, где m – СеАМ- или РСеАМ-выражение, a – интерпретирующий это выражение агент-сервер. В случае, когда несколько агент-серверов $a_1, a_2, \dots, a_n$ интерпретируют одно и то же выражение m в параллельно-конвейерном режиме, модулем реализации сетей СеАМ или РСеАМ будем называть $(n+1)$ -арный кортеж $\langle m, a_1, a_2, \dots, a_n \rangle$, а кортеж $\langle a_1, a_2, \dots, a_n \rangle$ назовем мультиагентом.

В дальнейшем чаще наличие агента-сервера, если это не противоречит контексту, будем только подразумевать, отождествляя для простоты модуль с интерпретируемым агентом выражением.

При анализе дискретных сетевых моделей широкого класса, как правило, полагается, что каждому состоянию FS-пространства соответствует вершина графа достижимых состояний (ГДС). Модификация текущей интерпретации I сигнатуры Σ приводит к смене состояния. Графом достижимых состояний сетевой модели N (следуя, например, работе [6]) назовем ориентированный граф $G = (X, U, R)$, где X – множество вершин, соответствующее (взаимно-однозначно) множеству достижимых состояний сетевой модели; $U \subseteq X \times X$ – множество дуг такое, что $(x_i, x_j) \in U$, если состояние x_j непосредственно достижимо из состояния x_i ; $R: U \rightarrow M$ – функция разметки дуг именами модулей такая, что $R(x_i, x_j) = m_k$, если состояние x_j непосредственно достижимо из состояния x_i при выполнении модуля m_k . Далее при необходимости производится автоматический или визуальный анализ свойств сетевой модели по графу G . Основой верификации сетевых моделей систем хранения и обработки данных может быть временная логика, в частности логика дерева вычислений (Computation Tree Logic, или, сокращенно, CTL). Вопросы верификации на базе временной логики достаточно полно представлены в отечественной и зарубежной литературе. Соответствующие методы и программные средства подробно описаны, например, в руководстве [6].

Декомпозиция сетей абстрактных машин

Сложные модули СеАМ удобно в ряде случаев представлять в виде совокупности простых модулей. Подобные представления часто используются при переходе к записям алгоритмов в виде систем продукций. Например, модуль

$$m_0 = [\alpha_1]([\alpha_2](B_1 \vee B_2) \vee [\alpha_3](B_3 \vee [\alpha_4](B_4 \vee B_5))) \quad (10)$$

представим в виде совокупности $M = \{m_1, m_2, m_3, m_4, m_5\}$ модулей:

$$m_1 = [\alpha_1 \& \alpha_2](B_1 \vee R^E), \quad (11)$$

$$m_2 = [\alpha_1 \& \neg \alpha_2](B_2 \vee R^E), \quad (12)$$

$$m_3 = [\neg \alpha_1 \& \alpha_3](B_3 \vee R^E), \quad (13)$$

$$m_4 = [\neg \alpha_1 \& \neg \alpha_3 \& \alpha_4](B_4 \vee R^E), \quad (14)$$

$$m_5 = [\neg \alpha_1 \& \neg \alpha_3 \& \neg \alpha_4](B_5 \vee R^E). \quad (15)$$

В реальной сетевой среде, при наличии множества агентов-серверов, интерпретирующих многочисленные модули СеАМ, результаты работы исходного модуля и совокупности модулей могут различаться, т.к. различные, может быть и не входящие в совокупность M модули (11)–(15), могут изменять значения логических условий в различные моменты времени.

Подобное преобразование модуля СеАМ в общем случае не является эквивалентным, т.к. для интерпретации вновь полученных модулей, возможно, организуется новая распределенная операционная среда – физические узлы и агенты-серверы; в результате новые модули, возможно, будут иначе влиять на логику функционирования сети. Поясним сказанное на следующем примере. Представим модуль

$$m_1 = [\alpha](r_1, r_2 \vee R^E)$$

в виде совокупности двух модулей

$$m_{11} = [\alpha](r_1 \vee R^E)$$

и

$$m_{12} = [\alpha](r_2 \vee R^E),$$

которые могут выполняться «возможно одновременно», т.к. это было ранее предписано операцией « $\vee$ » применяемой в блоке модуля m_1 (символ запятой в данном случае используется для простоты записи вместо символа темпоральной операции « $|$ » – «выполнить возможно одновременно»). Однако режим выполнения модулей m_{11} и m_{12} может измениться. При реализации этих модулей в распределенной среде они конкурируют за право первоочередного вычисления и последующей проверки условия α , которое выступает в данном случае в роли неразделяемого ресурса. Выполняющееся затем правило обновления одного из модулей может так повлиять на условие α , что оно окажется ложным непосредственно до выполнения другого модуля. Кроме того,

условие α может стать ложным и в результате работы какого-либо третьего модуля. В результате одно из элементарных правил обновления не будет выполнено. Подобной проблемы не возникает для исходного модуля m_1 , поскольку к началу его выполнения специальный агент-сервер блокирует функции и предикаты с символами из локальной сигнатуры Σ_{m_1} данного модуля, и далее ничто не препятствует выполнению заранее согласованных обновлений r_1 и r_2 . Это означает, что представление исходного модуля m_1 в виде двух взаимодействующих модулей в общем случае нельзя назвать эквивалентным. Похожее явление наблюдается, например, и при декомпозиции модуля

$$m_2 = [\alpha] \left(\{r_1; r_2\} \vee R^E \right),$$

и представлении его совокупностью двух выполняемых последовательно модулей

$$m_{21} = [\alpha](r_1 \vee R^E)$$

и

$$m_{22} = [\alpha](r_2 \vee R^E),$$

т.е. когда СеАМ-модуль m_2 заменяется составным РСeАМ-модулем

$$m'_2 = (m_{21}; m_{22}) = (m_{21} \uparrow m_{22}),$$

где символ темпоральной операции « $\uparrow$ » для простоты может быть заменен символом «точка с запятой». Здесь возможна ситуация, когда после выполнения элементарного обновления r_1 условие α станет ложным и модуль m_{12} не сможет выполниться. В распределенной среде его выполнение возможно спустя какое-то время, например, после того, как некоторый другой модуль изменит значение логического условия α на истинное.

Данная ситуация характерна и для многих других классов распределенных вычислительных систем, в которых реализуется система взаимодействующих алгоритмических модулей. Результат проведенной декомпозиции должен быть тщательно проанализирован разработчиком распределенной системы на предмет ее приемлемости и целесообразности с точки зрения правильного и эффективного решения системой общей задачи. Полученная в результате декомпозиции система может оказаться не эквивалентной исходной, но ее структура и результат функционирования могут удовлетворять потребителя.

Применение логики высших порядков к построению сетей абстрактных машин

Выше было отмечено, что в логиках высшего порядка допускается использование предикатных и функциональных переменных и кванторов по этим переменным. Здесь наряду с предметными константами и переменными определенных сортов (типов) используются функциональные и реляционные константы и переменные с определенной сигнатурой. Дополним приведенное ранее описание введенных нами СеАМ высших порядков конкретными примерами.

В работе [7] указывается, что преимуществами логики второго порядка со стандартной семантикой являются ясность и соответствие интуиции, а ее выразительные возможности в качестве оснований математики намного богаче выразительных возможностей логики первого порядка. Не случайно в «Principia Mathematica» Рассел и Уайтхед в основания математики положили логику второго и высшего порядков, а Гильберт и Аккерман в работе «Основы математической логики» дали четкое разделение ролей языка первого порядка и языков высших порядков. В этой же работе отмечается, что значительное число математических концепций, например таких, как математическая индукция, упорядочение, конечность, кардинальность и др., не могут быть выражены на языке первого порядка, но все эти понятия выразимы на языке второго порядка. В другой работе [8] отмечается, что вся теоретико-множественная проблематика может быть сформулирована во второпорядковых терминах. В работе [9] рассматривается многосортная первопорядковая логика в качестве переинтерпретации второпорядковой логики и логики высших порядков, что позволяет сделать вывод о перспективности использования многосортных логик различных порядков в качестве основы языка для определения абстрактных машин.

В выражениях для модулей СеАМ и РСеАМ (модуль в данном контексте можно назвать «локальным модификатором» интерпретации сигнатуры многоосновной алгебраической системы) важную роль играют предикаты сравнения, в том числе предикат равенства. Рассмотрим в качестве примеров выражения для модулей СеАМ и РСеАМ второго порядка, поясняющие специфику реализации квантифицированных операторов выбора $\exists!$ и $\tilde{\forall}$. Модуль СеАМ e_1 заменяет значения функций на неопределенные в случае равенства их значений:

$$e_1 = \left[q(a_0) \& (\tilde{\forall} x \in X, y \in Y) (p_1(x) \& p_2(y)) \right] \\ \left(\left[(\tilde{\forall} \varphi \in \Phi, \psi \in \Psi) (\varphi(x) = \psi(y)) \right] \right. \\ \left. \left(\{ \varphi(x) \xleftarrow{*} \text{undef}, \psi(y) \xleftarrow{*} \text{undef}, q(a_0) \leftarrow \text{false} \} \vee R^E \right) \vee R^E \right).$$

Здесь унарные предикаты p_1 и p_2 выполняют роль характеристических функций множеств X и Y , по которым пробегают предметные переменные x и y соответственно, а функциональные переменные φ и ψ пробегают соответственно по множествам функций Φ и Ψ . В процессе выполнения модуля e_1 вначале первый оператор $\tilde{\forall}$ формирует декартово произведение множеств X и Y . Затем второй оператор $\tilde{\forall}$ выбирает все такие пары значений функциональных переменных φ и ψ , для которых $\varphi(x) = \psi(y)$. Далее в единственном блоке модуля e_1 (выражение в фигурных скобках) выполняются множественные обновления выбранных функций. Унарный предикат q используется для того, чтобы блок модуля e_1 выполнялся один раз. Оператор « $_$ » («подчеркивание») ставит в соответствие выражению над чертой булеву переменную, принимающую значение true в случае, если оператор выполнен успешно.

Механизм пошаговой реализации квантифицированного оператора выбора $\tilde{\forall}$ скрыт. Раскроем действие этого механизма на примере двух следую-

щих модулей. Модуль e_2 выполняет такую же локальную модификацию интерпретации сигнатуры, что и модуль e_1 :

$$e_2 = \left[(\exists! x \in X, y \in Y) (p_1(x) \& p_2(y)) \right] \left[(\exists! \varphi \in \Phi, \psi \in \Psi) (\varphi(x) = \psi(y)) \right] \\ \left(\{ \varphi(x) \leftarrow \text{undef}, \psi(y) \leftarrow \text{undef}, p_1(x) \leftarrow \text{false}, p_2(y) \leftarrow \text{false} \} \vee R^E \right) \vee R^E.$$

Для того чтобы выполнение модуля e_2 было эквивалентно выполнению модуля e_1 , модуль e_2 должен выполняться многократно, пока не будет завершен перебор всех пар значений предметных переменных x и y . Многократное выполнение модуля e_2 обеспечивается некоторым агентом-сервером, который «рассматривает» выражение для данного модуля как описание сценария своих действий. Выполняя первый из операторов $\exists!$, агент-сервер выбирает очередную пару значений предметных переменных x и y . При этом он проверяет истинность конъюнкции $p_1(x) \& p_2(y)$. Далее при выполнении второго оператора $\exists!$ агент-сервер выбирает одну пару значений функциональных переменных φ и ψ , такую, что $\varphi(x) = \psi(y)$. В случае успешного выполнения обоих операторов выбора агент-сервер выполнит по одному обновлению функций, имена которых являются выбранными значениями функциональных переменных φ и ψ , а также по одному обновлению унарных предикатов p_1 и p_2 (характеристических функций множеств X и Y соответственно). В результате двух последних обновлений выбранная ранее пара значений предметных переменных x и y исключается из дальнейшего рассмотрения, а агент-сервер снова переходит к проверке условий применимости квантифицированных операторов выбора. Неявно заданный подобным образом цикл повторяется до тех пор, пока не будет завершено рассмотрение последней пары значений предметных переменных x и y . Таким образом, обеспечивается совпадение результатов работы модулей e_1 и e_2 .

В ряде случаев может оказаться удобным использование расширенного варианта формализма РСeAM, в котором более явно представлена процедурная компонента представления знаний о предметной области. Например, функцию СеAM-модуля e_2 может выполнить следующий РСeAM-модуль:

$$e_3 = \left[\neg (\exists! x \in \bar{X}, y \in Y) (p_1(x) \& p_2(y)) \right] \left\{ \left[(\exists! \varphi \in \Phi, \psi \in \Psi) (\varphi(x) = \psi(y)) \right] \right. \\ \left. (\varphi(x) \leftarrow \text{undef}, \psi(y) \leftarrow \text{undef} \vee R^E), p_1(x) \leftarrow \text{false}, p_2(y) \leftarrow \text{false} \right\}.$$

Здесь цикличность выполнения действий задана α -итерацией, причем в качестве α -условия используется следующее выражение:

$$\neg (\exists! x \in X, y \in Y) (p_1(x) \& p_2(y)).$$

Выражения, которыми описывается функционирование модулей абстрактных машин, удобны для преобразований и непосредственной интерпретации и могут быть использованы в качестве основы для реализации языка непосредственно интерпретируемых спецификаций.

Приведенные примеры показывают, что использование многосортных логик и логик высших порядков позволяет плодотворным образом сочетать как декларативные, так и процедурные подходы к построению логико-алгебраических моделей распределенных систем хранения и обработки данных.

Особенности выполнения правил обновления текущей интерпретации сигнатуры

Рассмотрим следующее правило вывода:

$$\frac{(\tilde{\exists}!x \in X)p(x), (\tilde{\exists}!y \in Y)q(y), (\tilde{\exists}!z \in Z)r(z)}{f((\tilde{\exists}!x \in X)p(x), (\tilde{\exists}!y \in Y)q(y)) \leftarrow (\tilde{\exists}!z \in Z)r(z)} \quad (16)$$

Это правило содержит термы, построенные на основе квантифицированных операторов выбора. Вывод в данном случае реализуется до конца лишь в том случае, если все операторы $\tilde{\exists}!$ выполнены успешно. Если в выражении для модуля СеАМ или РСеАМ хотя бы один из используемых в правиле (16) термов принимает значение `undef`, то вывод не может быть завершен. В принятой интерпретации формализмов СеАМ и РСеАМ данный факт соответствует случаю, когда значением выражения, описывающего модуль, является тождественное (пустое) обновление R^E интерпретации сигнатуры Σ .

Допустим, что вычислены все термы в правиле (16):

$$(\tilde{\exists}!x \in X)p(x) = x', (\tilde{\exists}!y \in Y)q(y) = y', (\tilde{\exists}!z \in Z)r(z) = z',$$

тогда в блоке соответствующего модуля далее будет выполнено обновление функции f :

$$f(x', y') \leftarrow z'.$$

Аналогично выполняется вывод и в случае применения оператора $\tilde{\exists}!!$.

Рассмотрим далее случаи, когда в правилах вывода используются термы, построенные на основе операторов $\tilde{\forall}$ и $\tilde{\forall}!!$. Результатом вычисления подобного терма является не константа или кортеж, а отношение, выбираемое из области истинности соответствующего предиката.

Пусть при работе некоторого модуля СеАМ или РСеАМ должно быть реализовано следующее правило вывода:

$$\frac{(\tilde{\exists}!x \in X, y \in Y)q(x, y), (\tilde{\forall}z \in Z, t \in T)r(z, t)}{p(x, y, z, t) \leftarrow^* \text{true}} \quad (17)$$

где q, r – бинарные, а p – 4-арный предикатные символы. В данном случае результатом вычисления терма $(\tilde{\exists}!x \in X, y \in Y)p(x, y)$ должен быть кортеж (например, $\langle x', y' \rangle$), а результатом вычисления терма $(\tilde{\forall}z \in Z, t \in T)r(z, t)$ – некоторое отношение, или множество кортежей (например $\{\langle z', t' \rangle, \langle z'', t'' \rangle\}$). В процессе выполнения правила вывода (9) после вычисления термов реализуется операция декартова произведения результирующих отношений:

$$\{\langle x', y' \rangle\} \times \{\langle z', t' \rangle, \langle z'', t'' \rangle\} = \{\langle x', y', z', t' \rangle, \langle x', y', z'', t'' \rangle\}.$$

Предварительно кортеж $\langle x', y' \rangle$ – результат вычисления первого терма, преобразуется в одноэлементное множество с помощью функции $f_{\text{singleton}}(\langle x', y' \rangle) = \{\langle x', y' \rangle\}$.

Далее выполняется правило $p(x, y, z, t) \leftarrow^* \text{true}$ обновления 4-арного предиката p . Звездочка, поставленная на стрелке, означает, что должно быть выполнено несколько согласованных элементарных обновлений предиката p :

$$p(x', y', z', t') \leftarrow \text{true},$$

$$p(x', y', z'', t'') \leftarrow \text{true},$$

и на этом вывод завершается.

Выводы

1. Предложены методы интерпретации сетей абстрактных машин высших порядков со структурированной памятью. Данные сети при их применении в качестве базового формализма в существенной степени расширяют возможности общей методологии проектирования распределенных систем согласования и координации процессов и объектов, основанной на использовании новых парадигм сетевых информационных технологий.

2. Предлагаемые модели и методы могут быть использованы в качестве основы при создании новой объектно-ориентированной сетевой технологии проектирования распределенных систем хранения и обработки данных на основе согласованных взаимодействий объектов через общее пространство – коммуникационную среду или общее пространство информационных объектов.

3. Сети абстрактных машин высших порядков в качестве объектов непосредственной интерпретации особенно удобны при создании такого сетевого программного обеспечения реконфигурируемых систем хранения и обработки структурированных данных, в котором стираются грани между сетевой операционной системой, распределенной системой управления базой данных и распределенным приложением.

Список литературы

1. **Зинкин, С. А.** Сети абстрактных машин высших порядков в проектировании систем и сетей хранения и обработки данных (базовый формализм и его расширение) / С.А. Зинкин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2007. – № 3. – С. 13–22.
2. **Zinkin, S. A.** Distributed evolving algebras meet Java aglets: executable specifications of virtual mobile metacomputing on the Internet platform / S. A. Zinkin // New Information Technologies and Systems: Proceedings of the Third International Conference of Science and Technology. – 1998. – P. 50–52.
3. **Зинкин, С. А.** Концептуальная схема реализации сетевой информационной технологии FUNCTION SPACES / С. А. Зинкин // Новые информационные технологии и системы : материалы VI Международной научно-технической конференции. – Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2004. – С. 208–217.
4. **Зинкин, С. А.** Алгебраические методы спецификации операционной семантики сетей хранения и обработки данных с изменяемой топологией / С. А. Зинкин // Актуальные проблемы науки и образования : труды Международного юбилейного симпозиума. – Пенза : Информационно-издательский центр ПГУ, 2003. – 2 т. – С. 409–418.
5. **Зинкин, С. А.** Интеграция сетевых и информационных технологий на основе парадигм искусственного интеллекта / С. А. Зинкин // Новые информационные технологии и системы : материалы VII Международной научно-технической конференции. – Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2006. – С. 108–117.

6. **Дубинин, В. Н.** Языки логического программирования в проектировании вычислительных систем и сетей / В. Н. Дубинин, С. А. Зинкин. – Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 1997. – 88 с.
7. **Целищев, В. В.** Язык математики и цели математического дискурса / В. В. Целищев // Философия науки. – 2003. – № 1 (16). – С. 18–45.
8. **Карпенко, А. С.** Логика на рубеже тысячелетий / А. С. Карпенко // Logical Studies (online journal). – 2000. – № 5. – P. 1–50.
9. **Manzano, M.** Extentions of first order logic. Cambridge tracts in theoretical computer science / M. Manzano. – Cambridge : Cambridge University Press, 1996. – 410 p.

Л. В. Найханова, Н. Н. Аюшеева, Н. Б. Хантахаева

ПОСТРОЕНИЕ СЕМАНТИЧЕСКОЙ СЕТИ ПРЕДМЕТНОЙ ОБЛАСТИ НА ОСНОВЕ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ЗНАНИЙ ИЗ НАУЧНОГО ТЕКСТА

Данная работа посвящена построению семантической сети номенклатуры предметной области, под которой понимается проекция терминосистемы на определенную в научном тексте подобласть знаний или задачу, релевантную предметной области. Семантическая сеть построена в виде сети знаков-фреймов.

Введение

Возможность автоматического построения онтологии предметной области обеспечивается извлечением знаний из терминологических и/или толковых словарей. При этом онтология представляет собой терминосистему предметной области. Извлечение знаний из научных (монологических) текстов позволяет создать номенклатуру предметной области как проекции терминосистемы на определенную в научном тексте подобласть знаний или задачу, релевантную предметной области. В этом случае онтология предметной области представляется в виде иерархии, в корне которой находится терминосистема, а в узлах – номенклатура. В качестве модели представления знаний как терминосистемы, так и номенклатур предлагается использовать семантические сети знаков-фреймов.

Данная работа посвящена решению задачи построения семантической сети номенклатуры предметной области. Будем считать, что была выполнена предварительная лингвистическая обработка научного текста Θ , описание которой приведено в работах [1, 2]. В результате обработки получены:

- 1) множество лексем $L = \{l_i \mid i = 1 \dots k, k - \text{количество лексем текста } \Theta\}$;
- 2) множество векторов морфологической информации лексем $M = \{\mu_i \mid i = 1 \dots k, k - \text{количество лексем текста } \Theta\}$;
- 3) множество векторов статистической информации о лексемах $F = \{f_i \mid i = 1 \dots k, k - \text{общее количество лексем}\}$;
- 4) множество терминов (устойчивых словосочетаний) $T = \{t_i \mid i = 1 \dots m, m - \text{количество терминов}\}$;
- 5) множество векторов статистической информации о терминах $F' = \{f'_i \mid i = 1 \dots m\}$, $m - \text{общее количество терминов}\}$;
- 6) множество модифицированных графов зависимостей $G = \{g_i \mid i = 1 \dots n, n - \text{количество предложений в тексте } \Theta\}$, в которых отдельные лексемы объединены в словосочетания; множество G является результатом синтаксического анализа простых предложений текста, которые получены посредством разбиения сложных предложений на простые; в сложных предложениях предварительно произведена замена местоимений;
- 7) множество графов семантической окрестности термина $G^* = \{g^*_i \mid i = 1 \dots q, q - \text{количество графов в тексте}\}$.

Необходимо построить единую семантическую сеть S на основе анализа графов G и G^* . При этом будем считать, что монологический текст не содержит сложноподчиненных предложений, включающих рекурсивно-вложенные определительные предложения.

Для решения задачи необходимо вначале рассмотреть категориальный аппарат представления семантической сети.

1. Категориальный аппарат

Отправной точкой при создании любой модели знаний о предметной области является выбор ее категориального аппарата [3]. Исследования работ, связанных с изучением семиотических систем, включая языковые, показали, что работы в области логико-философского анализа терминологии и информационного поиска объединяют глобальные классификации концептуальных объектов и отношений И. Дальберг [4].

Концептуальные объекты классифицируются на:

- сущности: материальные и нематериальные объекты;
- свойства: количественные, качественные;
- действия: операции, процессы, состояния;
- величины: время, положение, пространство.

Концептуальные отношения делятся на:

- квантитативные (совпадают с теоретико-множественными отношениями тождества, включения, исключения, пересечения, объединения);
- квалитативные (в большинстве онтологические и включают в себя иерархические и функциональные отношения).

На основе данной классификации отношений были выделены категории и группы существенных отношений, приведенные в таблице 1.

Таблица 1

Иерархия отношений между терминами

Категория отношений	Группа отношений	Отношение
Квалитативные	Иерархии	Род ↔ вид
		Признак ↔ значение признака
		Инвариант ↔ вариант
	Агрегации	Целое ↔ часть
		Объект ↔ пространство реализации (локализации) объекта
		Объект ↔ свойства/признак
		Уровень ↔ единица уровня
	Функциональные	Действие ↔ объект действия
		Действие ↔ субъект действия
		Причина ↔ следствие
		Условие ↔ действие
		Событие ↔ действие
		Состояние ↔ действие
		Событие ↔ состояние
		Инструмент ↔ действие
		Данные ↔ действие
		Данные ↔ величины
	Семиотические	Термин ↔ способ выражения
		Термин ↔ способ представления
		Термин ↔ метазнак термина
Квантитативные	Тождества	Термин ↔ синоним термина
	Оппозиции	Термин ↔ оппози́т термина

Категории концептуальных объектов включают «понятие», «действие», «состояние», «событие», «величины».

Графическая интерпретация знака «понятие» приведена на рисунке 1.

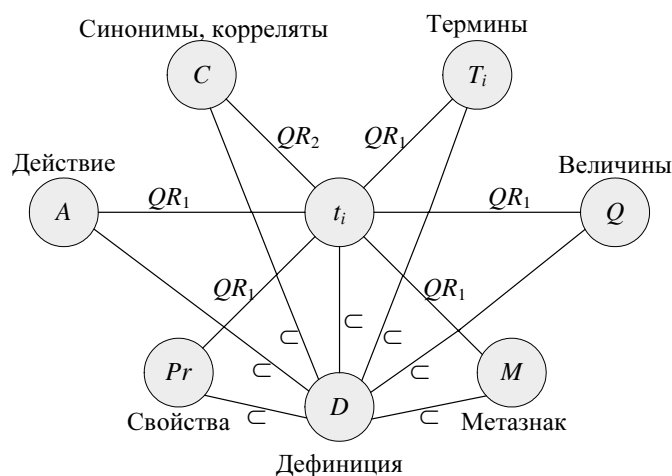


Рис. 1 Графическая интерпретация знака «понятие»: t_i — термин; QR_1 — качественные отношения; QR_2 — количественные отношения; $\subset$ — отношение включения

Формально знак «понятие» задается в виде семерки $T = \langle t_i, D, Pr, A, C, T_j, M \rangle$, где t_i — имя термина, заданное вектором $\langle t_{i1}, t_{i2}, t_{i3} \rangle$; D — множество дефиниций термина; Pr — множество свойств термина; A — множество действий; C — множество синонимов и оппозиций термина; T_j — множество терминов, находящихся в качественных отношениях с термином t_i ; M — множество метазнаков.

По сути графическая интерпретация знака «понятие» является центральным звеном модели представления знаний и отождествляется с элементарным фрагментом семантической сети предметной области (1):

$$T \xrightarrow{\text{def}} \Phi, \quad (1)$$

где Φ — элементарный фрагмент семантической сети.

Так как каждая вершина такого элементарного фрагмента соответствует имени множества, то она раскрывается пучком элементов множества.

Знаки «действие» A , «состояние» St , «событие» Ev , «величины» Q обеспечивают более полную структуризацию категории «понятие» и возможность описания активной семантики модели предметной области. Ниже приведены формальные представления знаков.

Знак «действие» $A = \langle a_i, D, Pr, Sd, C, I, A_j, St, Ev, M \rangle$, где a_i — имя действия; Sd — субъект действия; I — инструмент, с помощью которого осуществляется действие; A_j — множество действий, находящихся в качественных отношениях с действием a_i ; St — состояние действия; Ev — событие, при наступлении которого выполняется действие; D, Pr, C, M имеют значения, аналогичные значениям соответствующих элементов знака «понятие».

Знак «состояние» $St = \langle st_i, D, Pr, A, C, St_i, T_i, M \rangle$, где st_i — имя состояния; A — действие, которое может находиться в данном состоянии; St_i — множество состояний, находящихся в качественных отношениях с состоянием st_i ;

T_i – множество объектов, обозначаемых термином, которые могут пребывать в состоянии st_i ; D , Pr , C , M имеют смысл, как и для знаков «понятие» и «действие».

Знак «событие» $Ev = \langle ev, D, Pr, A, C, Y, St, M \rangle$, где ev – имя события; A – действие, которое активизирует данное событие; Y – условие наступления события; St – постусловие – имя состояния, в которое переходит действие при наступлении данного события; M – множество метазнаков с добавлением способа метаязыкового представления условия; D , Pr , C имеют смысл, как и для знаков «понятие», «действие» и «состояние».

Знак «величины» $Q = \langle q_i, D, Pr, PrL, Iz, V, T, M \rangle$, где q_i – имя величины; PrL – ссылка на свойство объекта, имеющего данную величину; Iz – шкала измерения; V – значение; T – ссылки на термины, обладающие данной величиной; D , Pr , M имеют смысл, как и для знаков «понятие», «действие» и «состояние».

На основе конструкций знаков концептуальных объектов определены структуры словарных статей, позволяющие описывать конкретные объекты. Рассмотрим элементы структуры словарной статьи «понятие».

t_i . t_{i1} – имя термина;

t_{i2} – тип концептуального объекта;

t_{i3} – вид сущности.

D . $D = \{d_i \mid d_i \text{ – субстанциальная дефиниция, } i = 1 \dots n, n \text{ – количество выбранных дефиниций}\}$.

Pr . $Pr = \{(pr_1, pr_2)_i \mid pr_1 \text{ – тип свойства: количественное, качественное, } pr_2 \text{ – свойство, } i \text{ – количество свойств понятия}\}$.

A . $A = \{a_i \mid a_i \text{ – действие, } i = 1 \dots n, n \text{ – количество действий, релевантных термину}\}$.

C . Множество терминов, имеющих квантитативные отношения с термином t_i , описываемое двойкой $\langle C_1, C_2 \rangle$, где $C_1 = \{c_{1i} \mid c_{1i} \text{ – синоним, } i = 1 \dots k, k \text{ – количество синонимов}\}$, а $C_2 = \{c_{2i} \mid c_{2i} \text{ – коррелят, } i = 1 \dots m, m \text{ – количество коррелятов}\}$.

T_i . Множество понятий (терминов), имеющих квалитативные отношения с термином A , описывается четверкой $\langle T_{i1}, T_{i2}, T_{i3}, T_{i4} \rangle$, где

T_{i1} – понятия, составляющие родовидовые отношения с t_i ; описываются двойкой $\langle T_{i11}, T_{i12} \rangle$, где T_{i11} – понятия, являющиеся родом t_i ; T_{i12} – понятия, являющиеся видом t_i ;

T_{i2} – понятия, составляющие отношение «часть–целое» с t_i ; описываются двойкой $\langle T_{i21}, T_{i22} \rangle$, где T_{i21} – понятия, являющиеся целым для t_i ; T_{i22} – понятия, являющиеся частью t_i ;

T_{i3} – термин, обозначающий способ представления рассматриваемого термина;

T_{i4} – термин, обозначающий способ выражения рассматриваемого термина.

M . С помощью данного элемента определяются отношения между знаковыми системами. Он описывается двойкой $\langle M_{21}, M_{22} \rangle$, где

M_{21} – способ метаязыкового представления, который позволяет зафиксировать связь термина и его представления в метаязыке;

M_{22} – термин другого языка, который позволяет зафиксировать связь терминов различных предметных областей.

2. Построение единой семантической сети

Элементарный фрагмент семантической сети предметной области Φ , как было отмечено выше, совпадает с графической интерпретацией знака концептуального объекта «понятие».

Семантическая сеть S является объединением элементарных фрагментов Φ :

$$S = \bigcup_i \Phi_i. \quad (2)$$

Построение семантической сети начинается с построения элементарного фрагмента, который будем называть стартовым фрагментом. Выбор термина t_0 для построения стартового фрагмента семантической сети предлагается осуществлять на основе анализа множества графов семантической окрестности термина G_i^* . Выбранный граф g_i^* описывается

$$g_i^* = \{(N_i, Ar_i) \mid t_0 \in N, v(t_0) = \max_{ij} (v(t_{ij}))\}, \quad (3)$$

где N – множество вершин графа; Ar – множество дуг графа; $j = 1 \dots r$, r – количество вершин в графе; $v(t)$ – вес термина t .

Для выбранного термина t_0 строится элементарный фрагмент Φ_0 .

Построение центрального звена термина t осуществляется на основе анализа множества графов зависимостей $G' = \{(N, Ar) \mid t \in N, G' \subset G\}$. При этом анализируются вершины множества G' , содержащие глаголы и глагольные группы, с целью поиска отношений, являющихся детекторами элементов словарной статьи. Так, идентификация количественных отношений позволяет формировать множество синонимов и коррелятов термина.

Для определения множества дефиниций D термина t выполняется поиск предложений номинации по графам зависимостей G . Таким образом, $D = \{d_i \mid t \in d_i, i = 1 \dots k, k - \text{количество предложений номинации}\}$.

Элемент A словарной статьи «понятие» представляет собой множество действий a_i , для каждого из которых строится элементарный фрагмент Φ_i^A . При построении Φ_i^A множества D, Pr, C, M определяются аналогично формированию соответствующих множеств элементарного фрагмента словарной статьи «понятие».

Элементы St и Ev позволяют структурировать категорию «действие». Для каждого состояния st_i множества St строится элементарный фрагмент Φ_i^{St} . Множества D, Pr, C, M определяются аналогично формированию соответствующих множеств элементарного фрагмента знака «понятие». Для каждого события ev_i множества Ev строится элементарный фрагмент Φ_i^{Ev} . Множества D, Pr, C определяются аналогично формированию элементарного фрагмента для знака «понятие».

Для объединения элементарных фрагментов в единую семантическую сеть необходимо ввести теоретико-множественные операции в виде специальных вершин $\{\cap, \cup, \in, \backslash\}$.

Анализ графов зависимостей. Заполнение большинства вершин элементарных фрагментов всех категорий концептуальных объектов осуществляется на основе автоматического извлечения знаний из графа зависимостей. Для этого используются диагностические выражения, представляющие собой простую ядерную конструкцию языка ситуационного моделирования xRu , где x и y – левая и правая части конструкции, являющиеся терминами; R – семантическое отношение между этими терминами. Любой граф зависимостей содержит данную конструкцию. Например, рассмотрим предложение «Банковские операции финансируются из обычных источников капитала и специальных средств». Граф зависимостей этого предложения имеет вид, показанный на рисунке 2.

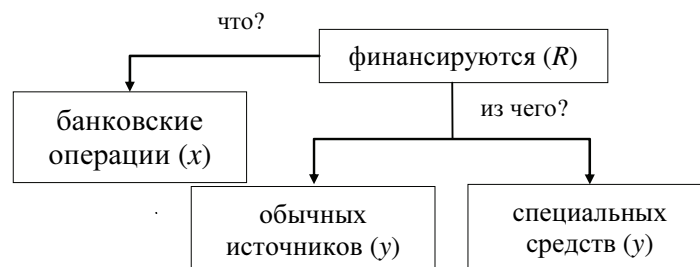


Рис. 2 Пример модифицированного графа зависимостей

Формирование множества дефиниций термина. К основным семантическим отношениям, определяющим дефиницию, относятся следующие глаголы и глагольные группы, являющиеся детекторами этих отношений: «называет[ет] (ем, ется, ют и др.)», «определяется», «имеет определение», «толкуется», «имеет толкование», «– это», «–». Рассмотрим пример дефиниции термина «агент»: «Агент – это официальный представитель фирмы, выполняющий посреднические функции». Данное предложение разбивается на два простых предложения, не содержащих причастные и деепричастные обороты: 1 – «Агент – это официальный представитель фирмы», 2 – «Агент выполняет посреднические функции». Это означает, что после идентификации графа зависимостей первого предложения, содержащего диагностирующее выражение вида xRu , где x = «агент», R = «– это», y = «официальный представитель фирмы», необходимо для определения дефиниции термина найти в исходном тексте Θ предложение, включающее предложение «Агент – это официальный представитель фирмы», соответствующее найденному графу зависимостей.

Формирование множества свойств термина. Семантическое отношение «Объект $\leftrightarrow$ свойства/признак», определяющее свойства термина, относится к группе отношений агрегации. Основные диагностирующие выражения для его поиска следующие:

- x «обладает свойством» y ;
- x «имеет существенным признаком» y ;
- x «–» y (y – прилагательное или наречие);
- x «характеризуется наличием» y ;
- y «характерно» x .

В кавычках указаны семантические отношения R .

Среди множества графов зависимостей G осуществляется поиск графов, у которых глагольная группа совпадает с R . Найденные u составляют множество свойств S термина t_i .

Формирование множества действий термина. Найдем подмножество $G' \subset G$ такое, что термин t_i является главным членом предложения, или x . Тогда глагольные группы R графов зависимостей G' составят множество действий D термина t_i . При этом $u \in g'$ классифицируются как субъекты действия, на основе которых строится множество Sd термина t_i .

Формирование множества терминов, имеющих качественные отношения с рассматриваемым. Для этого необходимо выполнить анализ R графов зависимостей G' , сформированных в предыдущем пункте. Качественные отношения иерархии (Род $\leftrightarrow$ вид, Признак $\leftrightarrow$ значение признака, Инвариант $\leftrightarrow$ вариант, Целое $\leftrightarrow$ часть), агрегации (Объект $\leftrightarrow$ пространство реализации (локализации) объекта, Уровень $\leftrightarrow$ единица уровня), семиотические (Термин $\leftrightarrow$ способ выражения, Термин $\leftrightarrow$ способ представления, Термин $\leftrightarrow$ метазнак термина) определяются также с помощью диагностических выражений, которые приведены в работе [5]. Таким образом определяется множество терминов, находящихся с данным термином в родовидовых отношениях, отношении «часть–целое», пространственных и других отношениях. Для примера рассмотрим формирование множества синонимов.

Формирование множества синонимов термина. Определяется подмножество $G' \subset G$ такое, что глагольная группа R графов зависимостей G' будет иметь значения из списка основных отношений тождества, определяющего синонимию термина t_i : «эквивалентен», «тождественен», «имеет синоним» и др. Тогда множество u – правых частей диагностирующих выражений – составят множество синонимов S_1 термина t_i . Аналогичным образом находится множество коррелятов S_2 термина t_i . В этом случае используются следующие основные отношения корреляции: «противопоставлен», «находится в оппозиции» и др.

3. Модель семантической сети для представления знаний о предметной области

В контексте прикладной семиотики схему знака и особенно структуру словарной статьи можно сопоставить со структурой фрейма. Имя знака соответствует имени фрейма. Концепт отражается протофреймом. Представление (денотат) соответствует экзофрейму. Треугольник «Имя – Протофрейм – Экзофрейм» называется знаком-фреймом [6]. Со знаком-фреймом связан набор базовых процедур, позволяющих вести обработку представленных знаний. К ним относятся процедуры различных видов поиска и отображения информации.

Рассмотрим структуру знака-фрейма для концептуального объекта «понятие» (таблица 2). Фрейм может быть декларативного, процедурного и процедурно-декларативного типа. В данном случае используются фреймы процедурно-декларативного типа, в которых процедуры привязываются к слоту путем указания последовательности выполняемых операций.

Таблица 2

Пример структуры фрейма-прототипа для знака «Понятие»

Имена фрейма и слотов	Значение слота	Признак наличия присоединенной процедуры или ссылка на нее	Имя словарной статьи	Значение слота (на примере термина «компилятор»)
{	<Термин>			
<Имя термина>	< t_1 >	FunFind	t_1	t_1 = компилятор
<Тип концептуального объекта>	<<понятие>>		t_2	t_2 = понятие
<Вид сущности>	< t_{13} >		t_3	t_3 = не материальный
<Дефиниция>				d_1 = Компилятор – это машинная программа, используемая для компиляции. d_2 = Компилятором называют программу или техническое средство, выполняющее компиляцию. d_3 = Компилятор есть транслятор, выполняющий преобразование программы, составленной на исходном языке, в объектный модуль
<Свойства>	< { $(pr_1, pr_2)_i$ } >	FunProp	Pr	$(pr_1, pr_2)_1$ = (качественное, программно-аппаратная платформа), $(pr_1, pr_2)_2$ = (качественное, язык программирования), $(pr_1, pr_2)_3$ = (количественное, надежность)
<Действия>	< { a_i } >	+	A	a_1 = компилирует, a_2 = транслирует, a_3 = интерпретирует
<Синонимы и корреляты>			C	
<Синоним>	< { c_{1i} } >	+	C_1	c_{11} = транслятор
<Коррелят>	< { c_{2i} } >		C_2	c_{21} = компоновщик
<Термины>			T_i	
<Род>	< { t_{11i} } >	+	T_{11}	$T_{11} = \emptyset$
<Вид>	< { t_{12i} } >	+	T_{12}	t_{121} = транслятор, t_{122} = интерпретатор
<Целое>	< { t_{21i} } >	+	T_{21}	t_{211} = системы программирования
<Часть>	< { t_{22i} } >	+	T_{22}	t_{221} = лексический анализатор, t_{222} = синтаксический анализатор
<Способ представления>	< T_{3i} >	+	T_3	T_3 = программа
<Способ выражения>	< T_{4i} >		T_4	T_4 = совокупность команд
<Метазнак>			M	
<Способ метаязыкового представления>	< M_{2i} >	+	M_{21}	$M_{21} = \text{null}$
<Термин другого языка>	< M_{22i} >	+	M_{22}	$M_{22} = \text{null}$
}				

Рассмотрим понятие активности отдельного знака-фрейма или некоторого фрагмента сети, в вершинах которой находятся знаки-фреймы. Хорошо известно, что при решении задач обработки данных активную роль играют программы решения задач, а данные, с которыми работает программа, играют пассивную роль в процессе вычислений. Их активизация происходит лишь при выполнении программы, когда реализуется вызов из памяти и обработка. Для этого введены присоединенные процедуры.

Присоединенные процедуры делятся на внутренние и внешние. Внутренняя процедура используется для изменения содержимого данного фрейма, в то время как внешняя – для изменения содержимого других фреймов. В таблице 3 показан пример описания присоединенных к слотам процедур.

Таблица 3

Присоединенные процедуры

Слоты	Присоединенные процедуры		
	внутренние		внешние (метод представления фрейма)
	содержание	идентификатор	
<Дефиниции>	Формирование естественно-языкового представления дефиниции, удаление, добавление и модификация дефиниций	FunDef	–
<Свойства>	Формирование свойств, удаление, добавление и модификация свойств	FunProp	Поиск узлов по валентным связям и их обновление
<Действия>	Процедура, реализующая указанное действие и хранящаяся в библиотеке методов	FunAct	Вызов процедуры
<Синоним>	...		...
...	...		...
Примечание. Каждый слот имеет ссылку на узлы нижестоящего и вышестоящего уровней			

Как и во всяком фрейме, в знаке-фрейме легко актуализировать присоединенные процедуры, что позволяет совместить в рамках единого представления декларативную и процедурную компоненты представления знаний. Возможность организации распространения волны возбуждения по сети из-за наличия в сети возбуждающего фрагмента делает такую модель способной к передаче активности по выбранной системе отношений.

На сетях из знаков-фреймов могут определяться различные операции. Важнейшими из них являются поиск фрагментов по образцу, замена фрагмента, обобщение по именам, понятиям и представлениям, обобщение по фрагментам сети на основе сходства-различия. Эти операции основываются на логико-трансформационных правилах [7], которые в самом общем представлении имеют вид: $C_1; F_1, F_2, \dots, F_k; \{F_i\} \Rightarrow F^*; C_2$.

Здесь S_1 играет роль условия активизации логико-трансформационного правила, $F_1, F_2, \dots, F_k$ перечисляют k фрагментов сети, которые должны быть обнаружены с помощью операции поиска фрагмента по образцу. При нахождении этих фрагментов их множество $\{F_i\}$ должно быть заменено фрагментом F^* ; после завершения этой операции выполняются постусловия S_2 , которые могут вносить изменения в систему логико-трансформационных правил.

Функционирование логико-трансформационных правил напоминает действие систем продукционных правил. Разница состоит лишь в том, что в качестве объектов действий в логико-трансформационных правилах выступают фрагменты сети из знаков-фреймов.

Кроме операций с фрагментами, на сетях из знаков-фреймов могут выполняться и операции вывода на знаниях и операции формирования новых фрагментов сети за счет разнообразных операций обобщения.

Для поддержки активности семантики описываемой предметной области в графовое представление знака введена вершина «Действие», для которой на следующем уровне создан фрагмент сети, имеющий вершину «Способ метаязыкового представления». Последняя вершина имеет метауровень по отношению к уровням описанной иерархической сети знаков-фреймов. Этот метауровень должен содержать метазнак, в котором описан метод обработки. Ввод текущей ситуации позволит активизировать метазнак, а точнее присоединенный к нему метод. Таким образом, метазнаки, в отличие от знаков, несут в себе «заряд активности предметной области».

Заключение

Описанный в работе способ построения семантической сети предметной области позволяет сформировать номенклатуру предметной области, которая является расширением терминосистемы этой предметной области. Этот подход может стать основой технологии создания общей онтологии из частных.

Кроме того, данный подход может быть использован при построении поискового образа текстового документа. Такой образ будет обладать целостностью понятийного поля за счет семантических связей его элементарных фрагментов, являющихся единицами плана содержания терминологии текстового документа, иными словами семантической окрестности термина. При формировании поискового образа запроса определяется важность искомых терминов. Все это вместе обеспечит возможность действительно смыслового поиска требуемых документов.

Список литературы

1. **Аюшеева, Н. Н.** Способ формирования семантической сети документа на основе статистического подхода / Н. Н. Аюшеева, Н. Б. Хаптахеева // Теоретические и прикладные вопросы современных информационных технологий : материалы Всероссийской научно-технической конференции. – Улан-Удэ : Изд-во ВСГТУ, 2005. – С. 139–143.
2. **Найханова, Л. В.** Анализ научного текста и формирование категорийного понятийного аппарата в виде терминосистемы / Л. В. Найханова // Теоретические и прикладные вопросы современных информационных технологий : материалы Всероссийской научно-технической конференции. – Улан-Удэ : Изд-во ВСГТУ, 2005. – С. 130–139.

3. **Башмаков, А. И.** Интеллектуальные информационные технологии : учебное пособие / А. И. Башмаков, И. А. Башмаков. – М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2005. – 304 с.
4. **Дальберг, И.** Classification systems: information source on concepts and their relations / И. Дальберг // Information utilities. – Washington, 1974. – P. 69–72.
5. **Найханова, Л. В.** Основные аспекты построения онтологий верхнего уровня и предметной области / Л. В. Найханова // Интернет-порталы: содержание и технологии : сборник научных статей. Вып. 3 / [редкол.: А. Н. Тихонов (пред.) и др.] ; ФГУ ГНИИ ИТТ «Информика». – М. : Просвещение, 2005. – С. 452–479.
6. **Поспелов, Д. А.** Прикладная семиотика и искусственный интеллект / Д. А. Поспелов // Программные продукты и системы. – 1996. – № 3. – С. 10–13.
7. **Поспелов, Д. А.** Принципы ситуационного управления / Д. А. Поспелов // Известия АН СССР. Техническая кибернетика. – 1971. – № 2. – С. 10–17.

**МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ
АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ ТЕХНОЛОГИИ
ОБРАБОТКИ В СОВМЕСТНОМ ИССЛЕДОВАНИИ
СТРУКТУРЫ РЕШАЕМЫХ ЗАДАЧ, АЛГОРИТМОВ
И АРХИТЕКТУРЫ НЕПРЕРЫВНО-ДИСКРЕТНОЙ
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ**

Предлагаются подход к совместному исследованию структуры решаемых задач, алгоритмов и архитектуры непрерывно-дискретной вычислительной системы, преобразование простой непрерывной машины в машину фон Неймана и пространственно-временную развертку графа безусловного конвейерного вычислителя.

Введение

В качестве математических основ исследования структуры решаемых задач, алгоритмов и архитектуры выбран новый класс вычислимых функций действительных переменных (ВФДП). Универсальной формой представления задачи, алгоритма и архитектуры вычислительной системы является направленный граф.

ВФДП, в отличие от классической теоретической информатики, основывается на операциях дифференциальной рекурсии, интегрирования, бесконечных пределах, преобразованиях Фурье и Лапласа. Основной идеей ВФДП является идея однозначного продолжения (расширения) функции, определенной на интервале $[0, \tau)$ или $[a, a + \tau)$ на весь интервал $[0, \infty)$, где $\tau \geq 0$, $a \geq 0$. Используя эти операции и преобразования, можно построить модели вычислений, равносильные машинам Тьюринга.

Теоретическое обоснование применения аналого-цифровой технологии обработки непрерывно-дискретной вычислительной системы (НДВС) для решения динамических операторов (системы обыкновенных дифференциальных уравнений), статических операторов (алгебраические преобразования), нелинейных и тригонометрических преобразований является актуальной задачей, т.к. позволяет, с одной стороны, расширить область применения аналого-цифровой технологии обработки для обрабатывающей компоненты нейросетей, с другой – разработать единую методику проектирования аналого-цифрового компьютера и обрабатывающей компоненты нейросетей.

1. Структурная схема НДВС и модели вычислений

В первом разделе статьи разработана теория НДВС на основе моделей трех уровней, укрупненной ее структуры и основных моделей аналого-цифровых вычислений.

Совместное исследование структуры решаемых задач, алгоритмов и архитектуры вычислительных систем отождествляется с объектно-ориентированным проектированием.

Наш подход к совместному исследованию аналого-цифровой технологии обработки основывается на моделях трех уровней: информационной,

функциональной и структурной [2]. Взаимосвязь трех моделей проектирования представлена на рисунке 1. В моделях проектирования выделяются статический и динамический аспекты.

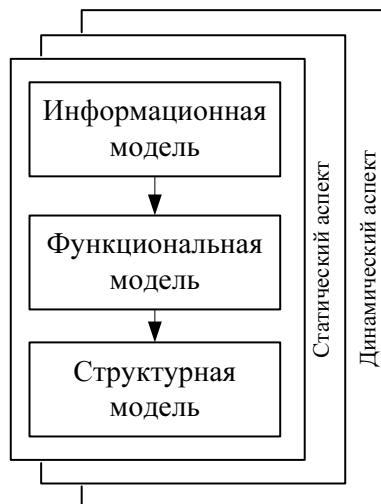


Рис. 1 Взаимосвязь моделей проектирования

Информационная модель аналого-цифровой технологии обработки представляется в виде информационного графа, вершинами которого являются информационные процессы, а дугами обозначены связи между ними. В качестве информационных процессов вводятся: формирование, передача, хранение, преобразование, переработка, распределение и управление.

На информационной модели можно выделить процессы, которые свойственны только аналоговой и цифровой технологиям обработки. Хотя в настоящее время в сигнальных процессорах и микроконтроллерах присутствуют аналого-цифровые преобразователи (АЦП) и цифроаналоговые преобразователи (ЦАП) информации.

Структурная схема многопроцессорной непрерывно-дискретной вычислительной системы представлена на рисунке 2.

Если мы укрупним структурную схему непрерывно-дискретной системы, как показано на рисунке 1 (штриховые линии), то получим укрупненную структурную схему, изображенную на рисунке 3. В практическом случае любой физический процесс – аналоговое вычисление его собственного поведения.

Датчики и физический процесс представляются непрерывной динамической системой. Цифровой процессор, хост-процессор, память, дисплей и программа обозначены дискретной динамической системой. Остальные узлы структурной схемы названы интерфейсом между дискретными и аналоговыми вычислениями (рис. 3).

Информационная модель НДВС позволяет рассматривать три принципа представления данных системы.

Первый принцип представления данных (внешняя схема представления данных) сводится к отображению данных на экране пользователя.

Второй принцип представления данных (внутренняя схема представления) – определение данных в терминах структур файлов, в которых эти данные хранятся и обновляются.

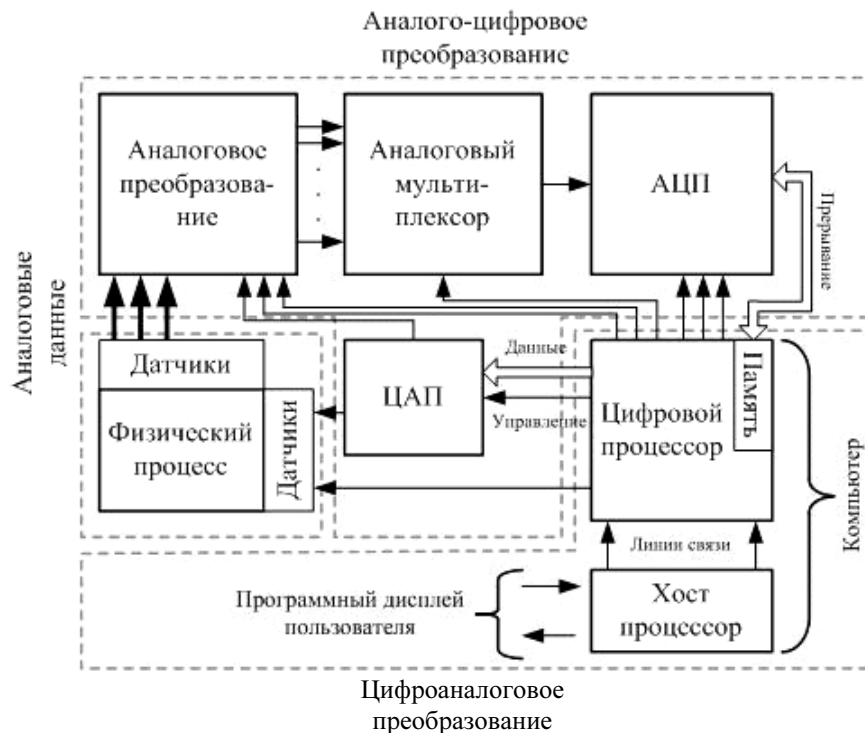


Рис. 2 Структурная схема непрерывно-дискретной вычислительной управляемой системы

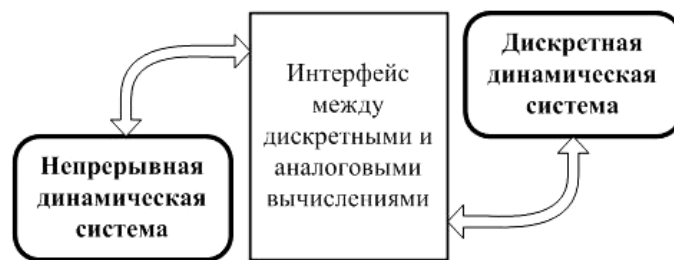


Рис. 3 Укрупненная структурная схема непрерывно-дискретной системы

Третий принцип представления данных используется для идеальной среды управления данными и состоит в концептуальной схеме представления данных, которая сводится к единому (интегрированному) определению данных в рамках одной системы.

Концептуальная схема представления данных не связана ни с каким конкретным их использованием и не зависит от способа хранения данных и доступа к ним. Важнейшая цель концептуальной схемы представления данных – непротиворечивая интерпретация данных и взаимодействие между ними.

Под функциональной моделью понимается функционирование НДВС, в котором информационные процессы представлены совокупностью операторов и функций.

На рисунке 4 изображены основные модели аналоговых и дискретных вычислений. Сравнение моделей аналоговых вычислений более подробно рассмотрено в предыдущей работе автора [2].

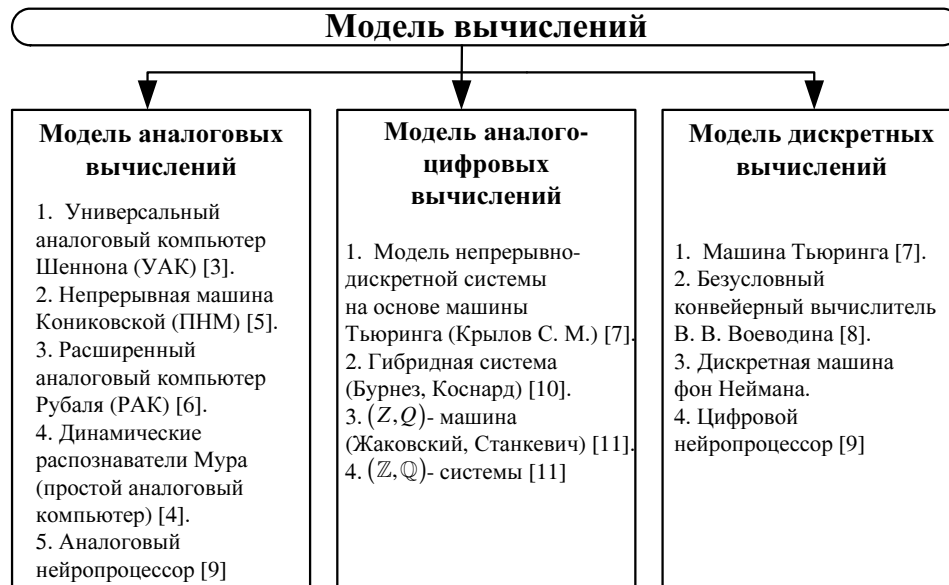


Рис. 4 Основные модели аналоговых, дискретных и аналого-цифровых вычислений

Технология аналоговых машин достигла существенного уровня развития с 40–50-х гг. XX в. В настоящее время интерес к аналоговым вычислениям возрос в связи с развитием аналоговой элементной базы на СБИСах [6].

В качестве общности описания вычислительных машин выступает вид вычислимой функции. На самом нижнем уровне находятся дифференциально-алгебраические функции (ДА), которые являются уникальными решениями полиномиальных дифференциальных уравнений. Этот набор функций включает также простые функции как показательные, так и тригонометрические, а также их суммы и произведения.

Функция $f(x)$ является ДА, если ее производные удовлетворяют равенству $P((x), f(x), f'(x), \dots, f^{(k)}(x)) = 0$, для некоторого многочлена P с рациональными коэффициентами (рациональное число есть отношение целого числа к не равному нулю натуральному). Не – ДА функции называются трансцендентными.

Трансцендентные функции реализуются расширенным аналоговым компьютером (РАК), предложенным Л. Рубелем [6].

2. Преобразования простой непрерывной машины

Введем определение простой непрерывной машины (ПНМ) Б. Кониковской.

Определение 1. Для любого $\tau \geq 0$ под ПНМ памяти длиной τ мы понимаем такой оператор $M \in U_\tau$, что

$$\begin{aligned}
 &(\tau > 0) \wedge (\forall f_0 \in DM) \cdot (M(f_0)|[0, \tau]) = f_0 \vee \\
 &\vee (\tau = 0) \wedge (\forall x \in DM) (M(x)(0) = x);
 \end{aligned} \tag{1}$$

$$(\forall f \in RM) \cdot (\forall a \geq 0) \cdot (f_a \in RM), \tag{2}$$

где RM – множество вычислений машины M и каждый элемент этого множества называется вычислением машины; U_τ – множество частичных функций вида $A:F_\tau \rightarrow F$,

$$F_\tau = X^{[0,\tau)}; F = X^{[0,\infty)},$$

где X – произвольное множество (в нашем случае $X = R$); R – множество действительных чисел; DM – область определения оператора M .

Запишем f_a вместо $(f|_{[a,\infty)})^*$ и $f_{a,a+\tau}$ вместо $(f|_{[a,a+\tau)})^*$; $*$ – операция сдвиг, которая определяется следующим образом:

$$f_{a,a+\tau}(t) = f(a+\tau) \text{ для } 0 \leq t \leq \tau;$$

$$f_a(t) = f(a+t) \text{ для } t \geq 0.$$

Представление простой непрерывной машины на основе непрерывно-временной динамической системы позволяет, с одной стороны, расширить ее до классической машины фон Неймана и обрабатывающей компоненты нейросети, с другой, генерировать вычислимые функции как решения обыкновенных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами.

Цель второго раздела статьи заключается в разработке теории по преобразованию ПНМ и переходу от ее памяти к адресной, регистровой и аналоговой памяти, а также анализ взаимного расположения графиков решений дифференциального уравнения $y' = ky$ при их сдвиге.

При соответствующей интерпретации памяти τ можно перейти к адресной, регистровой и аналоговой памяти.

Определение 2. Под аналого-цифровой памятью понимается множество частичных функций $\mathcal{F} = X^{[0,\infty)}$, если выполняются следующие условия:

1. $[0,\infty) \cap X \neq \emptyset$,
2. $(\forall f \in \mathcal{F})$ (в Df можно выделить счетное (конечное) число вложенных интервалов);
3. $(\forall f \in \mathcal{F}) [0,\tau) \in Df$,

где $\emptyset$ – пустое множество; Df – область определения функции f ; X – произвольное множество, равное для аналоговой памяти множеству действительных чисел.

Тогда

$$c \in \Sigma^A \text{ и } R \subseteq Z^{[0,m]},$$

где Σ, Z – множество букв входного алфавита адресной и регистровой памяти; A – множество адресов и $A = l \cup N$; N – число регистров за исключением регистра команд (r) и счетчика команд (l); m – число разрядов регистра.

В каждый момент времени t_i следующее состояние адресной памяти определяется таким образом:

$$c'(x) = \Psi(c) = \Phi[c(c(l))](c),$$

где $c'(x)$ – следующее состояние адресной памяти с адресом x ; $c(l)$ – содержимое счетчика команд; $c(c(l))$ – содержимое адресной памяти; $\Phi[c(c(l))] = r^*$ – команда машины фон Неймана (МФН); Φ – функция кодирования, $r^*(c) = c$,

$$N = N_1 \cup N_2,$$

где N_2 – число каналов от датчиков непрерывных величин и запоминающих элементов аналоговой памяти.

Для модели, которая имеет совокупность МФН или микропроцессоров, рассматриваем множество счетчиков команд $l_1, \dots, l_n$ и регистров команд $r_1, \dots, r_n$.

Следующее состояние адресной памяти определяется формулой

$$c'(x) = \Psi(c) = \Phi[c(c(l_1)), c(c(l_2)), \dots, c(c(l_n))](c),$$

где $\Phi[c(c(l_1)), c(c(l_2)), \dots, c(c(l_n))] = r^*$ и $r^*(c) = c$.

В случае аналоговой памяти выделение интервала $[0, \tau)$ равносильно заданию структуры аналоговой памяти. Укажем здесь некоторые особенности кодирования частичных функций $f \in \mathcal{F}$ аналоговой памяти, определенных на интервалах $[0, \tau), [0, \infty)$ для $\tau \geq 0$. Из практики известно, что оператор над аналоговой памятью для постоянного запаздывания τ можно представить в виде передаточной функции

$$B = e^z,$$

где $z = -p\tau$ или $-s\tau$;

$$B_\tau = \{ B | B : \mathcal{F} \rightarrow \mathcal{F} \},$$

где p – оператор дифференцирования; s – в общем случае комплексное число, тем самым оператор B отождествляется со структурой оператора M и переход к B осуществляется функцией кодирования, как в регистровой и адресной памяти.

Известно, что экспоненту можно представить в виде пределов, степенным и дробным рядом Паде:

$$(\exp)z = \lim_{n \rightarrow \infty} \left(1 + \frac{z}{n}\right)^n; \quad (\exp)z = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\left(1 + \frac{z}{2n}\right)}{\left(1 - \frac{z}{2n}\right)^n}; \quad (\exp)z = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{z^n}{n!}$$

Переход к дифференциальным уравнениям осуществляется довольно просто.

Напомним, что ПНМ Б. Кониговской может начинать работать не только с начального интервала $[0, \tau)$, но и произвольного интервала $[a, a + \tau]$, где $a \geq 0$.

Пример 1. Рассмотрим дифференциальное уравнение вида $y' = y(y' = ky)$, которое получается из $ay' + by = c$ при $a = 1, b = -1, c = 0$. Множество всех решений этого уравнения обозначим A .

Рассмотрим один случай $y^{(1)} = pe^x$ и $y^{(2)} = qe^x$, $p, q \in R$ и $p, q > 0$. Тогда

$$y_{\ln \frac{p}{q}}^{(2)}(x) = y^{(2)}\left(\ln \frac{p}{q} + x\right) = qe^{\ln \frac{p}{q} + x} = pe^x = y^{(1)}(x)$$

для любого $x \in R^+$.

Таким образом, при сдвиге графика решения $y^{(2)}$ на величину $\ln \frac{p}{q}$ к началу координат $y^{(2)}$ совмещается с $y^{(1)}$ (рис. 5).

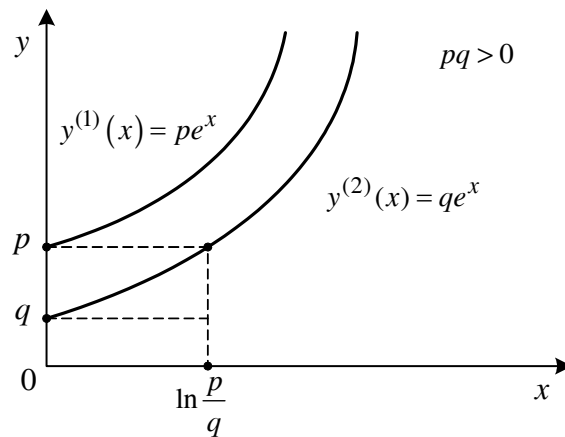


Рис. 5 Взаимное расположение графиков решений $y^{(1)}, y^{(2)}$ для $y' = y(y' = ky)$, $p > 0$ и $q > 0$

3. Преобразование ПНМ в пространственно-временную развертку графа алгоритма

Пространственно-временную развертку графа алгоритма можно представить ПНМ. Граф $G = (V, E)$ задан, если заданы непустое множество вершин V и множество ребер E . Граф изображается в виде некоторой схемы на плоскости или пространстве. При этом вершины графа V изображаются точками (рис. 6), а пары точек u, v , для которых существует ребро (u, v) , соединяются непрерывной линией.

Момент выполнения j -й операции на вычислительной системе (ВС) обозначим через t_j .

Вектором временной развертки назовем $t = (t_1, t_2, \dots)$, обозначим через h_j время, необходимое для реализации j -й операции, и назовем вектор $h = (h_1, h_2, \dots)$ вектором реализации. Тогда время начала j -й операции определяется как координата вектора $t - h$.

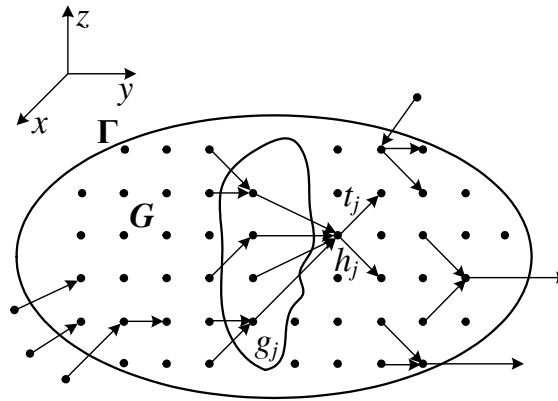


Рис. 6 Геометрическое представление графа алгоритма.

Теоретическое обоснование представления ПНМ на основе непрерывно-временной динамической системы и разработка методики проектирования гибридного компьютера, обрабатывающей компоненты нейрокompьютера, является актуальной задачей, т.к. позволяет, с одной стороны, провести аналогию алгоритма работы ПНМ и пространственно-временной развертки графа алгоритма НДВС, с другой, унифицировать аналоговую и цифровую технологии обработки информации.

Цель третьего раздела статьи заключается в разработке теории для преобразования с помощью ПНМ графа безусловного конвейерного вычислителя (БКВ) в пространственно-временную развертку БКВ, которая является периодической.

По временной развертке алгоритма время $T(t)$ реализации алгоритма определяется выражением

$$T(t) = \max_j t_j - \min_j (t_j - h_j).$$

Параллельной формой алгоритма называется разбиение вида

$$V = \bigcup_{i=1}^k V_i,$$

где $V_1, V_2, \dots, V_k$ – непересекающиеся подмножества, которые называются ярусами параллельной формы. Число k называется высотой.

Обычно алгоритм начинает реализовываться в нулевой момент времени $t = 0$ и заканчивается в $t = T$. В промежутке $0 < t < T$ выполняется хотя бы одна операция. Исследование графа алгоритма удобнее проводить по временным разверткам. Из рисунка 6 видно, что координаты описываются следующими соотношениями [8]:

$$\begin{aligned} t_j &\geq \max_{l \in g_j} t_l + h_j, \text{ если } g_j \neq \emptyset; \\ t_j &\geq S_j, \text{ если } g_j = \emptyset, \end{aligned} \quad (3)$$

где g_j – множество номеров вершин, из которых идут дуги в вершину с номером j ; $\emptyset$ – пустое множество.

Координаты $t_j(3)$ разбиваются на две группы. Одну группу составляют координаты, для которых $g_j \neq \emptyset$. Координаты второй группы задают моменты ввода исходной информации. Координаты первой группы определяются однозначно после задания координат второй группы. $\max_{l \in g_j} t_l$ означает

момент окончания подачи в вершину последнего данного. Таким образом, выполняется условие готовности любого оператора к реализации. Нестрогое равенство ($\geq$) означает, что промежуточный результат должен оставаться в памяти, если же промежуточный результат непосредственно подается к другой вершине, то неравенство ($\geq$) переходит в равенство ($=$).

Зная моменты включения–выключения операторов, граф алгоритма можно преобразовать в параллельную форму и определить время реализации алгоритма и другие его характеристики [8].

На рисунке 7 изображено логическое представление пространственно-временной развертки графа алгоритма.

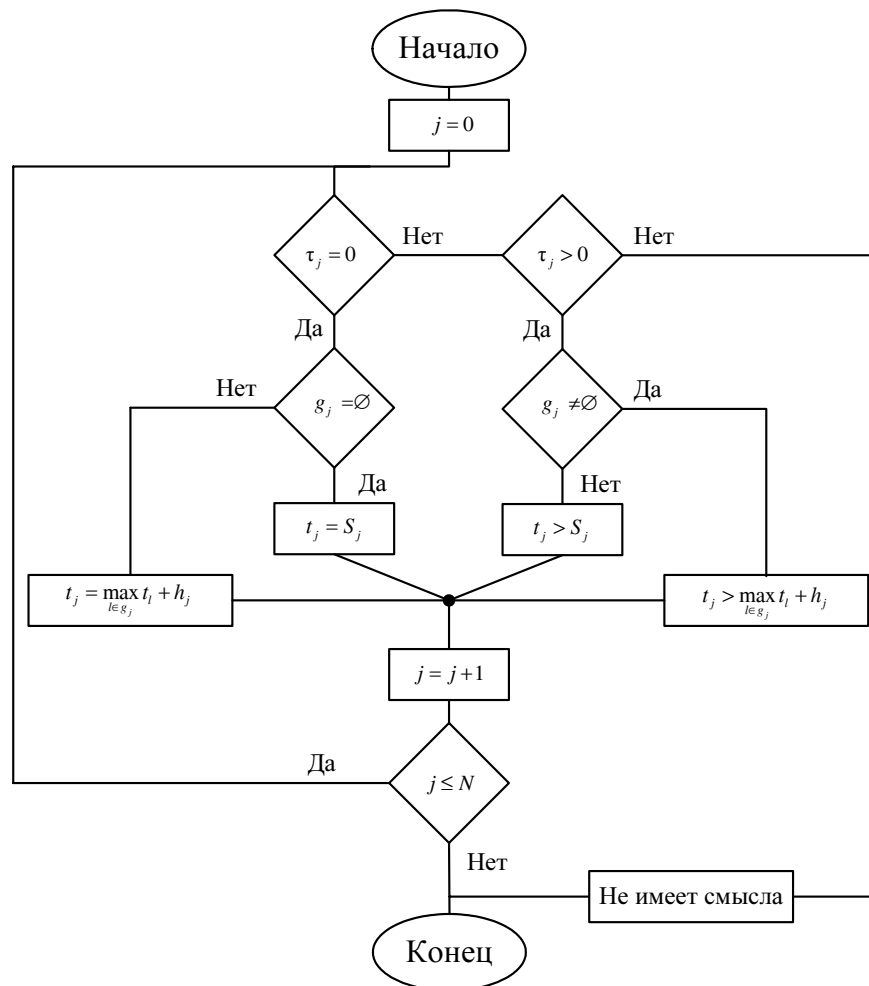


Рис. 7 Логическое представление пространственно-временной развертки графа алгоритма

На рисунке 8 представлен фрагмент графа алгоритма из двух вершин.

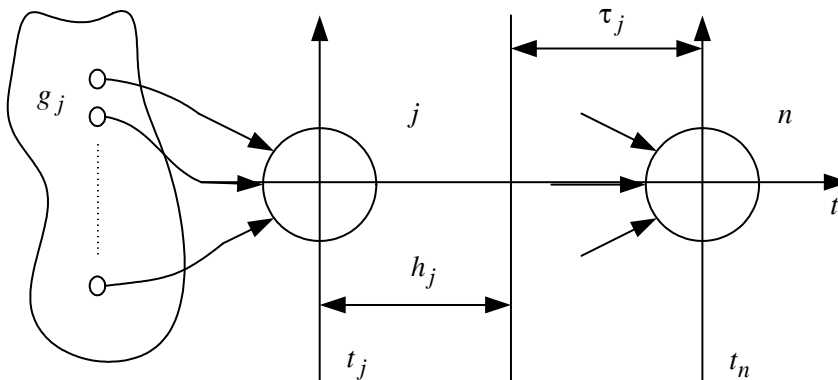


Рис. 8 Фрагмент графа алгоритма из двух вершин

Длина дуги из вершины j в вершину n означает [10] длину интервала времени, равную сумме h_j и τ_j . Если результат оператора j остается в памяти на время τ_j , то t_j больше правой части следующего выражения:

$$t_j \geq \max_{l \in g_j} t_l + h_j.$$

Если же результат не остается в памяти, то $\tau_j = 0$, и

$$t_j = \max_{l \in g_j} t_l + h_j.$$

Под структурной моделью НДВС понимается представление системы в виде совокупностей преобразователей информации, связанных в пространстве и времени.

Пример 2. Использование модели ПНМ для безусловного конвейерного вычислителя (БКВ). Граф БКВ представлен на рисунке 9.

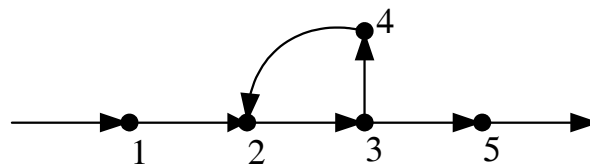


Рис. 9 Граф безусловного конвейерного вычислителя

На рисунке 10 дана развертка графа БКВ. В этом примере $\tau = 3$ и, начиная с этого момента времени, развертка графа становится периодической, и, если осуществлять сдвиг развертки влево на начало координат, то вторая часть полностью покрывает первую часть ($0 < t \leq \tau$).

Как показывают примеры 1, 2, функция, вычисляемая ПНМ, является периодической.

Ранее отмечалось, что новые архитектуры будут выглядеть как гиперкубы и решетки, которые обладают симметрией (параллельные переносы). В

связи с этим модель ПНМ, (Z, Q) -машины, $(\mathbb{Z}, \mathbb{Q})$ -системы можно использовать при проектировании гибридных и цифровых систем, а также обрабатывающей компоненты нейросети.

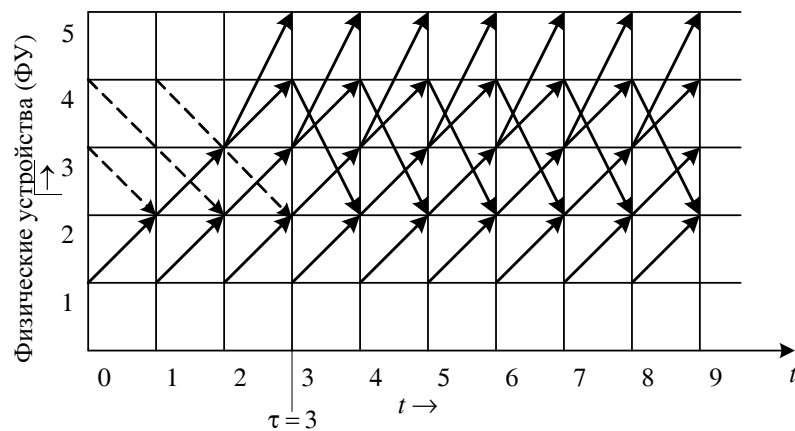


Рис. 10 Развертка графа безусловного конвейерного вычислителя

Заключение

Основным результатом статьи является создание научных основ современных аналого-цифровых технологий обработки информации, разработка математических моделей и построения структуры и алгоритмов работы непрерывно-дискретной вычислительной системы.

В результате теоретических исследований можно сделать следующий вывод. Вычислимые функции, генерируемые простой непрерывной машиной $(\tau - ВФ)$, (Z, Q) -машиной $(Z, Q - ВФ)$, $(\mathbb{Z}, \mathbb{Q})$ -системой $(\mathbb{Z}, \mathbb{Q} - ВФ)$, можно использовать при разработке методики проектирования гибридного процессора, обрабатывающей компоненты нейросети для аппроксимации непрерывной функции (универсальный аппроксиматор). Учитывая многозначный и неточный характер значений функций на интервалах $[0, \tau)$, $[a, a + \tau)$, $[0, \infty)$, $[a, \infty)$, где $\tau \geq 0$, $a \geq 0$, можно обобщить множества, используемые в статье, и применять нечеткие множества [9].

Список литературы

1. Пальченков, Ю. Д. Об одном подходе к аналоговой, цифровой и аналого-цифровой технологии разработки / Ю. Д. Пальченков // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2007. – № 3. – С. 257–271.
2. Пальченков, Ю. Д. Об одном подходе к проектированию многопроцессорных непрерывно-дискретных вычислительных систем / Ю. Д. Пальченков // Цифровые модели в проектировании и производстве РЭС : межвуз. сборник научных трудов. – Вып. 7. – Пенза : Изд-во Пенз. гос. техн. ун-та, 1995. – С. 64–74.
3. Шеннон, К. Математическая теория дифференциального анализатора / К. Шеннон // Работы по теории информации и кибернетике : пер. с англ. – М. : Иностранная литература, 1963. – С. 709–728.
4. Moor, C. Dynamical recognizers real – time language recognition by analog computers / C. Moor // Theoretical Computer Science. – 1998. – № 201. P. 99–136.

5. **Konicowska, B.** Formalization of the Notion of an Analog Computer Described by Linear Differential Equation with Constant Coefficients / B. Konicowska // Bull. Acad. Polon. Sci., Ser. Sci/ Math. Astronom. Phys. – 1972. – V. 20. – № 12. – P. 1015–1020.
6. **Rubel, L. A.** A survey of transcendently transcendental functions / L. A. Rubel // Amer. Math. Monthly. – 1989. – № 96 (9). P. 777–788.
7. **Крылов, С. М.** Модели универсальных дискретно-аналоговых вычислительных машин на основе машины Тьюринга / С. М. Крылов // Электронное моделирование. – 1982. – № 3. – С. 6–10.
8. **Воеводин, В. В.** Теория параллельных алгоритмов и программ / В. В. Воеводин. – М. : ОВМ АН СССР, 1987. – 127 с.
9. **Рутковская, Д.** Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы / Д. Рутковская, М. Пилиньский, Л. Рутковский ; пер. с польск. И. Д. Рудинского. – М. : Горячая линия – Телеком, 2006. – 452 с.
10. **Bournez, O.** On the computational power and super-Turing capabilities of dynamical systems / O. Bournez, M. Cosnard // Ecole Normale Supérieure de Lyon, France. Research Report. – 1995. – № 95-30. – 38 p.
11. **Stankiewicz, E.** Some basic properties of the $(\mathbb{Z}, \mathbb{Q})$ -systems / E. Stankiewicz, W. Zakowski // Bull. Acad. Polon. Sci, Ser. Sci. Math. Astronom. Phys. – 1978. – V. 26. – № 6. – P. 537–561.

МЕТОД СИНТЕЗА ЦИФРОВЫХ ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ С ПОМОЩЬЮ БАЗИСНЫХ ЧАСТОТНЫХ ФУНКЦИЙ

Рассмотрены представления полиномиальных фильтров во временной и частотной областях. Предложен метод синтеза двухмерных изотропных фильтров, основанный на представлении частотных характеристик полиномиального фильтра с помощью базисных частотных функций, соответствующих отдельным классам эквивалентности. С помощью данного метода синтезирован квадратичный дифференцирующий оператор, обладающий свойством круговой симметрии, рассмотрены его свойства и использование для повышения четкости изображения.

Введение

В настоящее время для обработки сигналов и изображений широкое распространение получили методы линейной фильтрации, что связано, в первую очередь, с простотой и наглядностью расчета линейных фильтров. В то же время имеется значительное количество практических приложений, в которых применение методов линейной фильтрации является явно недостаточным.

Традиционным подходом к изучению нелинейных систем является рассмотрение одного или нескольких классов таких систем и разработка методов для их анализа и проектирования. Одним из таких классов нелинейных систем являются полиномиальные фильтры [1, 2], основанные на представлении выходного сигнала в виде функционального полинома Вольтерра. Для синтеза полиномиальных фильтров оказывается полезным их представление в частотной области, что позволяет рассматривать нелинейную фильтрацию как процесс преобразования гармонических составляющих входного сигнала во множество комбинационных составляющих выходного сигнала, определяемых частотными свойствами и степенью нелинейности фильтра.

1. Цифровая полиномиальная фильтрация

Цифровой полиномиальный фильтр порядка M определяется дискретным функциональным полиномом Вольтерра вида

$$y(n) = \sum_{m=0}^M H_m[x(n)] = \sum_{m=0}^M \sum_{n_1=-\infty}^{\infty} \dots \sum_{n_m=-\infty}^{\infty} h_m(n_1, \dots, n_m) \prod_{i=1}^m x(n - n_i), \quad (1)$$

который определяет дискретную во времени нелинейную систему с входной последовательностью $x(n)$ и выходной $y(n)$ соответственно. $H_m(x)$ – однородный оператор степени m , т.е.

$$H_m(\alpha x) = \alpha^m H_m[x]. \quad (2)$$

Отдельные составляющие фильтра (1), определяемые сверткой вида

$$y_m(n) = H_m[x(n)] = \sum_{n_1=-\infty}^{\infty} \dots \sum_{n_m=-\infty}^{\infty} h_m(n_1, \dots, n_m) \prod_{i=1}^m x(n - n_i), \quad (3)$$

называются однородными полиномиальными фильтрами порядка m .

При $m=1$ выражение (3) представляет собой обычную линейную свертку, определяющую линейный дискретный фильтр с импульсной характеристикой $h_1(n)$. При $m>1$ нелинейная свертка определяет однородный фильтр m -го порядка с ядром $h_m(n_1, \dots, n_m)$.

Многие понятия линейной фильтрации легко переносятся на случай полиномиальной фильтрации. Для физической реализуемости однородного фильтра порядка m и его устойчивости необходимо выполнение следующих условий:

$$h_m(n_1, \dots, n_m) = 0, \text{ при } n_i < 0, i = 1, \dots, m, \quad (4)$$

$$\sum_{n_1=-\infty}^{\infty} \dots \sum_{n_m=-\infty}^{\infty} |h_m(n_1, \dots, n_m)| < \infty. \quad (5)$$

Последнее условие выполняется, если длительность нелинейной импульсной характеристики ограничена некоторой величиной N .

Таким образом, физически реализуемый устойчивый полиномиальный фильтр порядка M можно представить в виде

$$y(n) = \sum_{m=0}^M \sum_{n_1=0}^{N-1} \dots \sum_{n_m=0}^{N-1} h_m(n_1, \dots, n_m) \prod_{i=1}^m x(n - n_i). \quad (6)$$

Многомерный полиномиальный фильтр определяется следующим функциональным полиномом:

$$y(\mathbf{n}) = \sum_{m=0}^M H_m[x(\mathbf{n})], \quad (7)$$

где $x(\mathbf{n})$ и $y(\mathbf{n})$ обозначают r -мерные входной и выходной сигналы, $\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_r]$; $H_m[x(\mathbf{n})]$ – однородный r -мерный дискретный функционал m -го порядка, определяющий выходной сигнал $y_m(\mathbf{n})$ однородного нелинейного фильтра m -го порядка

$$y_m(\mathbf{n}) = H_m[x(\mathbf{n})] = \sum_{\mathbf{n}_1} \dots \sum_{\mathbf{n}_m} h_m(\mathbf{n}_1, \dots, \mathbf{n}_m) \prod_{i=1}^m x(\mathbf{n} - \mathbf{n}_i), \quad (8)$$

где $\sum_{\mathbf{n}}$ обозначает r -кратное суммирование по всем элементам вектора $\mathbf{n}$.

В дальнейшем однородный фильтр вида (8) будем называть rm -фильтром.

Следует отметить, что имеет место тесная взаимосвязь между многомерной линейной и полиномиальной фильтрацией [2]. Как известно [3, 4], линейная многомерная фильтрация сигнала $u(n_1, \dots, n_s)$ описывается многомерной линейной сверткой вида

$$y(n_1, \dots, n_s) = \sum_{i_1=0}^{\infty} \dots \sum_{i_s=0}^{\infty} h(i_1, \dots, i_s) u(n_1 - i_1, \dots, n_s - i_s). \quad (9)$$

Допустим, что s -мерный входной сигнал является сепарабельной функцией, т.е. представим его в виде произведения m сигналов меньшей размерности $r = s/m$. Используя векторные аргументы, запишем

$$u(\mathbf{n}_1, \dots, \mathbf{n}_m) = \prod_{j=1}^m x(\mathbf{n}_j). \quad (10)$$

Для данного воздействия выражение (9) принимает вид

$$y(\mathbf{n}_1, \dots, \mathbf{n}_m) = \sum_{\mathbf{i}_1} \dots \sum_{\mathbf{i}_m} h(\mathbf{i}_1, \dots, \mathbf{i}_m) \prod_{j=1}^m x(\mathbf{n}_j - \mathbf{i}_j). \quad (11)$$

Выделяя из выходного сигнала лишь диагональные блоки размерности r , т.е. полагая $\mathbf{n}_1 = \mathbf{n}_2 = \dots = \mathbf{n}_m = \mathbf{n}$, получим

$$y_m(\mathbf{n}) = \sum_{\mathbf{i}_1} \dots \sum_{\mathbf{i}_m} h(\mathbf{i}_1, \dots, \mathbf{i}_m) \prod_{j=1}^m x(\mathbf{n} - \mathbf{i}_j). \quad (12)$$

Данное выражение есть не что иное, как нелинейная свертка, характеризующая mt -фильтр.

Таким образом, имеет место тесная взаимосвязь между многомерной линейной и полиномиальной фильтрацией, состоящая в следующем. Выходной сигнал нелинейного фильтра порядка m и размерности r может быть получен из реакции многомерного линейного фильтра (прототипа) размерности mt при сепарабельном воздействии вида (10) путем выделения из выходного сигнала данного фильтра лишь диагональных блоков размерности r .

2. Описание многомерных полиномиальных фильтров в частотной области

Выходной сигнал mt -фильтра связан с выходом s -мерного линейного фильтра-прототипа соотношением

$$y_m(\mathbf{n}) = y(n_1, \dots, n_r) = y(\underbrace{n_{11}, \dots, n_{1r}}_{\mathbf{n}_1}, \dots, \underbrace{n_{m1}, \dots, n_{mr}}_{\mathbf{n}_m}) \Big|_{\mathbf{n}=\mathbf{n}_1=\dots=\mathbf{n}_m}, \quad (13)$$

а входной сигнал представляет собой произведение вида

$$u(n_{11}, \dots, n_{1r}, \dots, n_{m1}, \dots, n_{mr}) = \prod_{j=1}^m x(n_{j1}, \dots, n_{jr}). \quad (14)$$

Зависимость между входом и выходом s -мерной линейной системы определяется известным соотношением

$$Y(\omega_1, \dots, \omega_s) = H(\omega_1, \dots, \omega_s)U(\omega_1, \dots, \omega_s), \quad (15)$$

где $U(\omega_1, \dots, \omega_s)$ и $Y(\omega_1, \dots, \omega_s)$ представляют собой многомерные преобразования Фурье входного и выходного сигнала; $H(\omega_1, \dots, \omega_s)$ – частотная

характеристика линейной системы, представляющая собой преобразование Фурье импульсного отклика $h(i_1, \dots, i_s)$.

Для воздействия вида (14) соотношение (15) принимает вид

$$Y(\omega_{11}, \dots, \omega_{1r}, \dots, \omega_{m1}, \dots, \omega_{mr}) = \\ = H(\omega_{11}, \dots, \omega_{1r}, \dots, \omega_{m1}, \dots, \omega_{mr}) \times \prod_{j=1}^m X(\omega_{j1}, \dots, \omega_{jr}). \quad (16)$$

Используя векторные обозначения $\mathbf{\omega}_j = [\omega_{j1}, \dots, \omega_{jr}]^T$, можно записать

$$Y(\mathbf{\omega}_1, \dots, \mathbf{\omega}_m) = H(\mathbf{\omega}_1, \dots, \mathbf{\omega}_m) \prod_{j=1}^m X(\mathbf{\omega}_j). \quad (17)$$

Таким образом, для получения преобразования Фурье выходного сигнала нелинейного фильтра достаточно рассмотреть трансформацию спектра (17) выходного сигнала линейного фильтра, соответствующую временному преобразованию (13). С этой целью выразим выходной сигнал (13) нелинейного m -фильтра через преобразование Фурье $Y(\mathbf{\omega}_1, \dots, \mathbf{\omega}_m)$ s -мерного линейного фильтра

$$y_m(\mathbf{n}) = \frac{1}{(2\pi)^{rm}} \int_{-\pi}^{\pi} \dots \int_{-\pi}^{\pi} Y(\mathbf{\omega}_1, \dots, \mathbf{\omega}_m) e^{j\mathbf{n}^T(\mathbf{\omega}_1 + \dots + \mathbf{\omega}_m)} d\mathbf{\omega}_1 \dots d\mathbf{\omega}_m. \quad (18)$$

Преобразование Фурье $Y(\mathbf{\omega}_1, \dots, \mathbf{\omega}_m)$ сигнала $y_m(\mathbf{n})$ имеет вид

$$Y_m(\mathbf{\omega}) = \frac{1}{(2\pi)^{rm}} \sum_{\mathbf{n}} \int_{-\pi}^{\pi} \dots \int_{-\pi}^{\pi} Y(\mathbf{\omega}_1, \dots, \mathbf{\omega}_m) e^{-j\mathbf{n}^T(\mathbf{\omega} - \mathbf{\omega}_1 - \dots - \mathbf{\omega}_m)} d\mathbf{\omega}_1 \dots d\mathbf{\omega}_m, \quad (19)$$

где вектор $\mathbf{\omega} = [\omega_1, \dots, \omega_r]^T$. Используя свойство $\sum e^{-j\mathbf{n}^T\mathbf{\omega}} = (2\pi)^r \delta(\mathbf{\omega})$, получаем

$$Y_m(\mathbf{\omega}) = \frac{1}{(2\pi)^{rm}} \int_{-\pi}^{\pi} \dots \int_{-\pi}^{\pi} Y(\mathbf{\omega}_1, \dots, \mathbf{\omega}_m) \delta(\mathbf{\omega} - \mathbf{\omega}_1 - \dots - \mathbf{\omega}_m) d\mathbf{\omega}_1 \dots d\mathbf{\omega}_m = \\ = \frac{1}{(2\pi)^{r(m-1)}} \int_{-\pi}^{\pi} \dots \int_{-\pi}^{\pi} Y(\mathbf{\omega}_1, \dots, \mathbf{\omega}_{m-1}, \mathbf{\omega} - \mathbf{\omega}_1 - \dots - \mathbf{\omega}_{m-1}) d\mathbf{\omega}_1 \dots d\mathbf{\omega}_{m-1}. \quad (20)$$

Подставляя в данное выражение формулу (17), определяющую частотный отклик многомерного линейного фильтра, получаем

$$Y_m(\mathbf{\omega}) = \frac{1}{(2\pi)^{r(m-1)}} \int_{-\pi}^{\pi} \dots \int_{-\pi}^{\pi} H_m(\mathbf{\omega}_1, \dots, \mathbf{\omega}_{m-1}, \mathbf{\omega} - \mathbf{\omega}_1 - \dots - \mathbf{\omega}_{m-1}) \times \\ \times X(\mathbf{\omega}_1) \dots X(\mathbf{\omega}_{m-1}) X(\mathbf{\omega} - \mathbf{\omega}_1 - \dots - \mathbf{\omega}_{m-1}) d\mathbf{\omega}_1 \dots d\mathbf{\omega}_{m-1}, \quad (21)$$

или в эквивалентной форме

$$Y_m(\omega) = \frac{1}{(2\pi)^{r(m-1)}} \int_{-\pi}^{\pi} \dots \int_{-\pi}^{\pi} H_m(\omega_1, \dots, \omega_m) \delta\left(\omega - \sum_{i=1}^m \omega_i\right) \prod_{i=1}^m X(\omega_i) d\omega_i, \quad (22)$$

где функция $H_m(\omega_1, \dots, \omega_m)$ связана с ядром $h_m(\mathbf{n}_1, \dots, \mathbf{n}_m)$ во временной области следующим преобразованием Фурье:

$$H_m(\omega_1, \dots, \omega_m) = \sum_{\mathbf{n}_1} \dots \sum_{\mathbf{n}_m} h_m(\mathbf{n}_1, \dots, \mathbf{n}_m) e^{-j(\mathbf{n}_1^T \omega_1 + \dots + \mathbf{n}_m^T \omega_m)}. \quad (23)$$

Частотный отклик $Y(\omega)$ многомерного полиномиального фильтра M -го порядка в частотной области при воздействии $X(\omega)$ принимает вид

$$Y(\omega) = \sum_{m=1}^M Y_m(\omega) = H_1(\omega) X(\omega) + \sum_{m=2}^M \frac{1}{(2\pi)^{r(m-1)}} \int_{-\pi}^{\pi} \dots \int_{-\pi}^{\pi} H_m(\omega_1, \dots, \omega_m) \delta\left(\omega - \sum_{i=1}^m \omega_i\right) \prod_{i=1}^m X(\omega_i) d\omega_i, \quad (24)$$

где первое слагаемое характеризует линейную составляющую фильтра.

В зависимости от задачи фильтрации к проектируемому фильтру могут предъявляться различные требования, связанные с усилением или подавлением отдельных гармонических составляющих. Данные требования выражаются через сечения ядер в частотной области и являются основой для выбора адекватной структуры фильтра, обеспечивающей их выполнение при минимуме затрат.

3. Симметрия двумерных изотропных фильтров

При синтезе цифровых фильтров для обработки изображений очень часто требуется обеспечить условие изотропности оператора F фильтрации, состоящее в том, чтобы его реакция была инвариантна к ориентации входного изображения [5].

Условие изотропности оператора F можно записать в виде

$$F[\Theta[\mathbf{P}]] = T[\Theta[\mathbf{P}]], \quad (25)$$

где $\Theta[\mathbf{P}]$ – оператор изменения ориентации изображения $\mathbf{P}$.

В задачах фильтрации изображений условие изотропности, как правило, сводится к инвариантности результата относительно вращения изображения на углы, кратные 90° , и его зеркального отражения относительно вертикальной оси. Обозначим данные преобразования соответственно через rot_α и ref , где α обозначает угол поворота. Заметим, что отражение относительно горизонтальной оси может быть получено последовательным применением операторов rot_{90} и ref . Повороты на углы $90^\circ i$, $i = 2, 3$ могут быть получены последовательным i -кратным применением оператора rot_{90} . Определим также обратные операторы rot_{90}^{-1} и ref^{-1} . Нетрудно видеть, что $ref^{-1} = ref$ и $rot_\alpha^{-1} = rot_{360-\alpha} = rot_{-\alpha}$.

Преобразования вращения и отражения обладают следующими очевидными свойствами:

$$\begin{aligned} \text{rot}_\alpha(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}) &= \text{rot}_\alpha(\mathbf{A}) \otimes \text{rot}_\alpha(\mathbf{B}); \text{rot}_\alpha(\mathbf{A} \circ \mathbf{B}) = \text{rot}_\alpha(\mathbf{A}) \circ \text{rot}_\alpha(\mathbf{B}); \\ \text{ref}(\mathbf{A} \circ \mathbf{B}) &= \text{ref}(\mathbf{A}) \circ \text{ref}(\mathbf{B}), \end{aligned} \quad (26)$$

где через $\circ$ обозначено произведение Адамара (поэлементное произведение матриц).

Как следствие (26), имеют место равенства:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} \circ \text{ref}(\mathbf{B}) &= \text{ref}(\text{ref}^{-1}(\mathbf{A}) \circ \mathbf{B}) = \text{ref}(\text{ref}(\mathbf{A}) \circ \mathbf{B}); \\ \mathbf{A} \circ \text{rot}_\alpha(\mathbf{B}) &= \text{rot}_\alpha(\text{rot}_\alpha^{-1}(\mathbf{A}) \circ \mathbf{B}) = \text{rot}_\alpha(\text{rot}_{360-\alpha}(\mathbf{A}) \circ \mathbf{B}). \end{aligned} \quad (27)$$

Воспользуемся данными свойствами для определения условий, обеспечивающих инвариантность полиномиальных фильтров в задачах обработки изображений. Используя матричное представление полиномиальных фильтров [2], двумерный $2m$ -фильтр можно представить в виде

$$y_m(\mathbf{n}) = \sum \{\mathbf{H}_m \circ \mathbf{X}_n^{(m)}\}, \quad (28)$$

где $\mathbf{X}^{(m)}$ – кронекеровская степень m вектора $\mathbf{X}$; $\sum \{A\}$ – сумма всех элементов матрицы A .

Опорная область фильтра (28) на практике обычно выбирается квадратной и определяется в виде

$$\mathfrak{R}_2 = \{(n_1, n_2): 0 \leq n_j \leq N-1; \quad j=1, 2\}. \quad (29)$$

Матрица $\mathbf{H}_m$ фильтра обладает свойством восьмиугольной симметрии вида

$$\mathbf{H}_m = \text{rot}_{90}(\mathbf{H}_m) = \text{rot}_{180}(\mathbf{H}_m) = \text{rot}_{270}(\mathbf{H}_m) = \text{ref}(\mathbf{H}_m). \quad (30)$$

Вследствие такого рода симметрии матрица $\mathbf{H}_m$ полностью определяется одним из своих восьми сегментов.

Для определения групп равных элементов в матрице $\mathbf{H}_m$ рассмотрим характер преобразования индексов опорной области (29) rm -фильтра при операциях вращения и отражения на примере опорной области фильтра размерности 3×3

$$\mathfrak{R}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 \\ 3 & 4 & 5 \\ 6 & 7 & 8 \end{bmatrix}. \quad (31)$$

Преобразования rot и ref могут быть определены с помощью групп подстановок со следующими образующими элементами:

$$Q_{\text{rot}} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 \\ 2 & 5 & 8 & 1 & 4 & 7 & 0 & 3 & 6 \end{pmatrix}; \quad Q_{\text{ref}} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 \\ 2 & 1 & 0 & 5 & 4 & 3 & 8 & 7 & 6 \end{pmatrix}. \quad (32)$$

Каждая подстановка характеризуется порядком, представляющим собой наименьшую степень, возведение в которую приводит ее к тождественной подстановке, играющей роль единицы в данных группах. Порядок подстановки $|Q_{rot}|$ равен 4, порядок $|Q_{ref}|$ равен 2. Введенные подстановки допускают разложения на следующие независимые циклы:

$$|Q_{rot}| = (0\ 2\ 8\ 6)(1\ 5\ 3\ 7)(4); \quad Q_{ref} = (0\ 2)(3\ 5)(6\ 7)(1)(4)(7). \quad (33)$$

Под циклами подразумеваются подстановки, в которых каждый элемент замещается следующим по порядку, а последний переходит в первый [6].

Пусть $D_m = \mathfrak{X}_2 \times \mathfrak{X}_2 \times \dots \times \mathfrak{X}_2$ – декартова степень порядка m опорной области $\mathfrak{X}_2$ фильтра (маска фильтра). Назовем две точки $(i_1, i_2, \dots, i_m) \in D_m$ и $(j_1, j_2, \dots, j_m) \in D_m$ эквивалентными: $(i_1, i_2, \dots, i_m) \sim (j_1, j_2, \dots, j_m)$, если они могут быть преобразованы одна в другую путем перестановки индексов и выполнения перестановок Q_{rot} и Q_{ref} . Например, точка (1,2) эквивалентна точке (2,3), т.к. имеют место следующие преобразования:

$$\begin{array}{ccccccc} & Q_{rot} & & Q_{ref} & & Q_{rot} & Per \\ (1,2) & \rightarrow & (3,6) & \rightarrow & (1,4) & \rightarrow & (3,2) \rightarrow (2,3), \end{array}$$

где Per обозначает операцию перестановки индексов.

Очевидно, что введенное бинарное отношение $\sim$ обладает всеми свойствами отношения эквивалентности: рефлексивностью, симметричностью и транзитивностью [7]. Поэтому множество D_m допускает разбиение на непесекающиеся классы эквивалентности

$$D_m = D_{m,1} \cup D_{m,2} \cup \dots \cup D_{m,q}. \quad (34)$$

Множество классов эквивалентности $D_{m,i}$, $i = 1, \dots, q$ образует так называемое фактор-множество относительно отношения $\sim$ и обозначается $D_m / \sim$. Каждый класс $D_{m,i}$ в формуле (34) полностью определяется одним из своих элементов a_0 , называемым представителем. Другие элементы класса, эквивалентные представителю, могут быть образованы путем применения следующей цепочки подстановок:

$$a_0 = (i_1, \dots, i_m) \Rightarrow \begin{array}{l} \begin{array}{ccccccc} Q_{rot} & & Q_{rot} & & Q_{rot} & & \\ \rightarrow & a_1 & \rightarrow & a_2 & \rightarrow & a_3; \\ Q_{ref} & & Q_{rot} & & Q_{rot} & & Q_{rot} \\ \rightarrow & a_4 & \rightarrow & a_5 & \rightarrow & a_6 & \rightarrow a_7. \end{array} \end{array} \quad (35)$$

Выбирая, например, $m = 2$, а в качестве представителя элемент (0,1), в результате выполнения подстановок (35) получаем следующие восемь элементов:

$$(0, 1) \Rightarrow \begin{array}{l} \begin{array}{ccccccc} Q_{rot} & & Q_{rot} & & Q_{rot} & & \\ \rightarrow & (2,5) & \rightarrow & (8,7) & \rightarrow & (6,3); \\ Q_{ref} & & Q_{rot} & & Q_{rot} & & Q_{rot} \\ \rightarrow & (2,1) & \rightarrow & (5,8) & \rightarrow & (7,6) & \rightarrow (0,3). \end{array} \end{array}$$

Если среди индексов элемента-представителя $(i_1, i_2, \dots, i_m)$ имеется s групп, содержащих по m_k , $k=1, \dots, s$, равных между собой индексов, то с учетом всех возможных перестановок $C_m^{i_1 \dots i_m}$ максимальное число элементов в классе составит

$$|Q_{rot} \parallel Q_{ref}| C_m^{i_1 \dots i_m} = 8C_m^{i_1 \dots i_m}. \quad (36)$$

Таким образом, количество классов эквивалентности определяется числом возможных расположений m точек в опорной области $\mathfrak{R}_2$ таких, что ни одно из них не может быть преобразовано в другое путем применения операций rot и ref к $\mathfrak{R}_2$. Такие комбинации точек являются представителями классов. Количество элементов в каждом классе будет равно $s!K$, где K – число возможных расположений s точек на $\mathfrak{R}_2$.

Элементы классов эквивалентности для фильтра второго порядка ($m=2$) сведены в таблицу 1, где подчеркнутые элементы – представители классов.

Таблица 1

Разбиение коэффициентов квадратичного фильтра
на классы эквивалентности

Номер класса	Элементы класса эквивалентности $D_{2,i}$
1	<u>(0,0)</u> (2,2) (8,8) (6,6)
2	<u>(0,1)</u> (2,5) (7,8) (3,6) (1,2) (5,8) (6,7) (0,3)
3	<u>(0,2)</u> (2,8) (6,8) (0,6)
4	<u>(1,1)</u> (5,5) (7,7) (3,3)
5	<u>(0,4)</u> (2,4) (4,8) (4,6)
6	<u>(0,5)</u> (2,7) (3,8) (1,6) (2,3) (1,8) (5,6) (0,7)
7	<u>(1,3)</u> (1,5) (5,7) (3,7)
8	<u>(1,4)</u> (4,5) (4,7) (3,4)
9	<u>(0,8)</u> (2,6)
10	<u>(1,7)</u> (3,5)
11	<u>(4,4)</u>

Таким образом, из таблицы видно, что для описания изотропного фильтра второго порядка потребуется лишь 11 коэффициентов, вместо 45.

4. Синтез двумерных изотропных фильтров в частотной области

Рассмотренные свойства симметрии изотропных фильтров во временной области имеют соответствующие аналоги в частотной области, где опорную область $\mathfrak{R}_2$ удобно определить в виде

$$\mathfrak{R}_2 = \left\{ (n_1, n_2) : -\frac{N-1}{2} \leq n_j \leq \frac{N-1}{2}; j=1,2 \right\}. \quad (37)$$

Рассмотрим свойства нелинейной частотной характеристики двумерного фильтра, определяемой выражением

$$\begin{aligned}
 H_m(\omega_{11}, \omega_{12}, \dots, \omega_{m1}, \omega_{m2}) = \\
 = \sum_{(n_{11}, n_{12}) \in \mathfrak{R}_2} \dots \sum_{(n_{m1}, n_{m2}) \in \mathfrak{R}_2} h_m(n_{11}, n_{12}, \dots, n_{m1}, n_{m2}) \times \\
 \times e^{-j(n_{11}\omega_{11} + n_{12}\omega_{12} + \dots + n_{m1}\omega_{m1} + n_{m2}\omega_{m2})}.
 \end{aligned} \quad (38)$$

Учитывая свойства симметрии многомерной импульсной характеристики $h_m(n_{11}, n_{12}, \dots, n_{m1}, n_{m2})$ и используя векторные обозначения для аргументов $\mathbf{n}_j = [n_{j1}, n_{j2}]^T$, $\boldsymbol{\omega}_j = [\omega_{j1}, \omega_{j2}]^T$, выражение (38) может быть записано в виде

$$H_m(\boldsymbol{\omega}_1, \dots, \boldsymbol{\omega}_m) = \sum_{(\mathbf{n}_1, \dots, \mathbf{n}_m)_i \in D_m / \sim} \dots \sum h_m(\mathbf{n}_1, \dots, \mathbf{n}_m)_i \psi_{m,i}(\boldsymbol{\omega}_1, \dots, \boldsymbol{\omega}_m), \quad (39)$$

где $(\mathbf{n}_1, \dots, \mathbf{n}_m)_i$ обозначает элемент-представитель i -го класса $D_{m,i}$ эквивалентности, а $h_m(\mathbf{n}_1, \dots, \mathbf{n}_m)_i$ – соответствующее ему значение импульсной характеристики.

Суммирование в (39) выполняется по всем представителям $(\mathbf{n}_1, \dots, \mathbf{n}_m)_i$ классов эквивалентности, принадлежащим фактор-множеству $D_m / \sim$. Частотные функции $\psi_{m,i}(\boldsymbol{\omega}_1, \dots, \boldsymbol{\omega}_m)$ определяются для каждого класса $D_{m,i}$ эквивалентности в виде

$$\begin{aligned}
 \psi_{m,i}(\boldsymbol{\omega}_1, \dots, \boldsymbol{\omega}_m) = \frac{|D_{m,i}|}{2} \{ \cos(n_{11}\omega_{11} + \dots + n_{m1}\omega_{m1}) \cos(n_{12}\omega_{11} + \dots + n_{m2}\omega_{m2}) + \\
 + \cos(n_{12}\omega_{11} + \dots + n_{m2}\omega_{m1}) \cos(n_{11}\omega_{11} + \dots + n_{m1}\omega_{m2}) \}_{sym},
 \end{aligned} \quad (40)$$

где $(n_{11}, n_{12}, \dots, n_{m1}, n_{m2}) \equiv (\mathbf{n}_1, \dots, \mathbf{n}_m)_i$ и обозначает представителя i -го класса $D_{m,i}$; $\{\bullet\}_{sym}$ – операция симметризации относительно перестановки пространственных частот $\boldsymbol{\omega}_1, \dots, \boldsymbol{\omega}_m$.

Для квадратичного фильтра частотные функции (40) будут выглядеть следующим образом:

$$\begin{aligned}
 \psi_{2,i}(\boldsymbol{\omega}_1, \boldsymbol{\omega}_2) = \frac{|D_{2,i}|}{2 \cdot 2!} [\cos(n_{11}\omega_{11} + n_{21}\omega_{21}) \cos(n_{12}\omega_{12} + \dots + n_{22}\omega_{22}) + \\
 + \cos(n_{12}\omega_{11} + n_{22}\omega_{21}) \cos(n_{11}\omega_{12} + \dots + n_{21}\omega_{22}) + \\
 + \cos(n_{21}\omega_{11} + n_{11}\omega_{21}) \cos(n_{22}\omega_{12} + \dots + n_{12}\omega_{22}) + \\
 + \cos(n_{22}\omega_{11} + n_{12}\omega_{21}) \cos(n_{21}\omega_{12} + \dots + n_{11}\omega_{22})].
 \end{aligned} \quad (41)$$

Таким образом, каждому классу эквивалентности $D_{m,i}$ может быть поставлена в соответствие базисная частотная функция $\psi_{m,i}(\boldsymbol{\omega}_1, \dots, \boldsymbol{\omega}_m)$. Эти функции, подобно группам коэффициентов во временной области (таблица 1), характеризуют классы эквивалентности в частотной области. Используя особенности функций $\psi_{m,i}(\boldsymbol{\omega}_1, \dots, \boldsymbol{\omega}_m)$, можно синтезировать изотропные

фильтры с заданными частотными свойствами. При этом для заданной опорной области целесообразно предварительно определить наборы базисных функций для нелинейных фильтров различного порядка.

В качестве примера рассмотрим квадратичный фильтр с маской 3×3 . Лексикографическое упорядочивание элементов данной маски показано на рисунке 1.

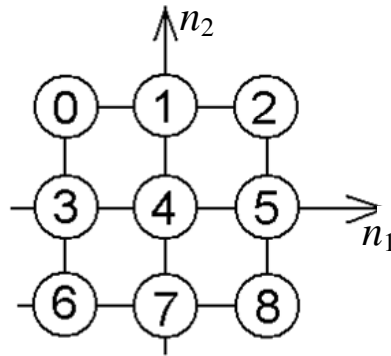


Рис. 1 Нумерация элементов опорной области $\mathfrak{R}_2$ размером 3×3

Найдем, например, базисную частотную функцию $\psi_{2,7}(\omega_1, \omega_m)$ для седьмого класса эквивалентности. Согласно данным таблицы 1 и нумерации на рисунке 1, представителем данного класса является элемент $h_2(1, 3) = h_2(0, 1, -1, 0)$. Подставляя в выражение (41) значения $n_{11} = 0$, $n_{12} = 1$, $n_{21} = -1$, $n_{22} = 0$, $|D_{2,7}| = 8$, получаем

$$\psi_{2,7}(\omega_1, \omega_2) = 4(\cos \omega_{11} \cos \omega_{22} + \cos \omega_{12} \cos \omega_{21}). \quad (42)$$

Приближенное представление о частотных свойствах нелинейного фильтра можно получить на основе исследования его интегральной частотной характеристики для синусоидального воздействия. Для двухмерного случая синусоидальный сигнал с пространственной частотой $\mathbf{\lambda} = [\lambda_1, \lambda_2]$ определяется выражением

$$x(\mathbf{n}) = A \sin \mathbf{\lambda}^T \mathbf{n} = A \sin(\lambda_1 n_1 + \lambda_2 n_2). \quad (43)$$

Такая пространственная синусоида, изображенная на рисунке 2, может быть охарактеризована углом α , задающим направление ее распространения, и частотой λ вдоль данного направления:

$$x(\mathbf{n}) = A \sin \lambda (\sin(\alpha) n_1 + \cos(\alpha) n_2), \quad (44)$$

где $\lambda = \sqrt{\lambda_1^2 + \lambda_2^2}$, $\alpha = \arctg(\lambda_1 / \lambda_2)$.

Реакция двухмерного изотропного фильтра на синусоиду вида (44) остается неизменной для углов $\alpha \pm k90^\circ$, $k = 1, 2, \dots$. Поэтому при анализе частотных свойств фильтра достаточно исследовать его реакцию в диапазонах $0 \leq \alpha \leq \pi/2$ и $0 \leq \lambda \leq \sqrt{2}\pi$.

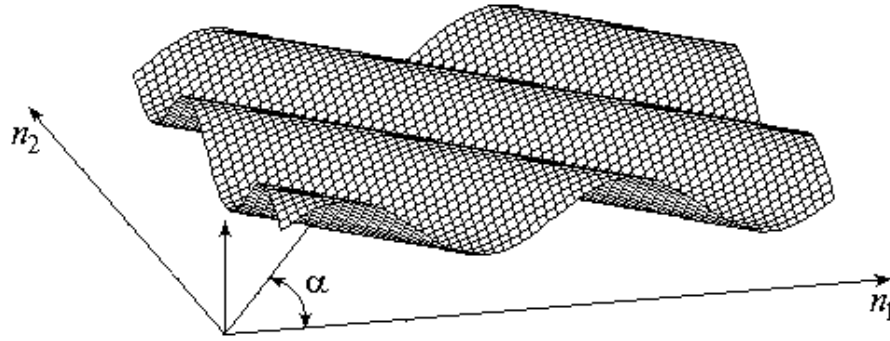


Рис. 2 Пространственная синусоида

5. Синтез нелинейного оператора для повышения четкости изображения

Рассмотрим синтез изотропного нелинейного фильтра, обладающего свойством круговой симметрии, в классе квадратичных фильтров с маской (3×3) , имеющих вид

$$\begin{aligned} y(n_1, n_2) = & h_2(4, 4)x^2(n_1, n_2) + \\ & + h_2(0, 8)[x(n_1 - 1, n_2 - 1)x(n_1 + 1, n_2 + 1) + x(n_1 - 1, n_2 + 1)x(n_1 + 1, n_2 - 1)] + \\ & + h_2(1, 7)[x(n_1, n_2 - 1)x(n_1, n_2 + 1) + x(n_1 - 1, n_2)x(n_1 + 1, n_2)]. \end{aligned} \quad (45)$$

Используя формулы (39)–(41) и нумерацию на рисунке 1, частотное ядро можно определить в виде трех базисных функций:

$$\begin{aligned} H_2(\omega_1, \omega_2) = & \frac{1}{2}h_2(0, 8)\psi_{2,9}(\omega_1, \omega_2) + \\ & + \frac{1}{2}h_2(1, 7)\psi_{2,10}(\omega_1, \omega_2) + h_2(4, 4)\psi_{2,11}(\omega_1, \omega_2). \end{aligned} \quad (46)$$

Пусть фильтр должен обеспечивать высокочастотные свойства по отношению к постоянной составляющей и основной гармонике, полностью подавляя вторую гармонику. Так как коэффициент передачи по второй гармонике определяется сечением $H_2(\lambda, \lambda)$, необходимо, чтобы $H_2(\lambda, \lambda) = 0$. На основании (46) это условие во временной области будет выглядеть следующим образом:

$$2h_2(0, 8) + 2h_2(1, 7) + h_2(4, 4) = 0. \quad (47)$$

Заметим, что из (47) также следует $H_2(0, 0) = 0$. Поэтому частотный отклик фильтра $Y(\omega)$ будет включать в себя постоянную составляющую

$$Y_0 = 2A_1^2 H_2(-\lambda, \lambda)\delta(\omega) = 2A_1^2 [4h_2(0, 8)\varphi_1(2\lambda, \alpha) + 2h_2(1, 7)\varphi_2(2\lambda, \alpha)]\delta(\omega), \quad (48)$$

и первую гармонику

$$\begin{aligned} Y_1(\omega) = & 2A_0 A_1 H_2(0, \lambda)\delta(\omega - \lambda) = \\ = & 2A_0 A_1 [4h_2(0, 8)\varphi_1(\lambda, \alpha) + 2h_2(1, 7)\varphi_2(2\lambda, \alpha)]\delta(\omega - \lambda), \end{aligned} \quad (49)$$

где функции $\varphi_i(\lambda, \alpha)$, $i = 1, 2$ определяются выражениями

$$\varphi_1(\lambda, \alpha) = \cos(\lambda \sin \alpha) \cos(\lambda \sin \alpha) - 1; \varphi_2(\lambda, \alpha) = \cos(\lambda \sin \alpha) + \cos(\lambda \sin \alpha) - 2. \quad (50)$$

Коэффициенты фильтра можно определить путем минимизации среднеквадратической ошибки в частотной области, характеризующей отклонение интегральной частотной характеристики фильтра от некоторой заданной функции $R(\lambda)$, обладающей свойством круговой симметрии. В частности среднеквадратичная ошибка по постоянной составляющей Y_0 определяется следующим выражением:

$$E = \int_0^{\bar{\Omega}} \int_0^{\pi/2} [H_2(-\lambda, \lambda) - R(\lambda)]^2 d\lambda d\alpha, \quad (51)$$

где $\bar{\Omega}$ – верхняя граничная частота рабочего диапазона фильтра.

Подставляя в (51) выражение для $H_2(-\lambda, \lambda)$ из (48) и приравнивая нулю частные производные по коэффициентам фильтра, получаем

$$\begin{aligned} h_2(0, 8) &= \frac{\int_0^{\bar{\Omega}} \int_0^{\pi/2} \varphi_1(2\lambda, \alpha) R(\lambda) d\lambda d\alpha}{2 \int_0^{\bar{\Omega}} \int_0^{\pi/2} \varphi_1^2(2\lambda, \alpha) d\lambda d\alpha}; \\ h_2(1, 7) &= \frac{\int_0^{\bar{\Omega}} \int_0^{\pi/2} \varphi_2(2\lambda, \alpha) R(\lambda) d\lambda d\alpha}{2 \int_0^{\bar{\Omega}} \int_0^{\pi/2} \varphi_2^2(2\lambda, \alpha) d\lambda d\alpha}. \end{aligned} \quad (52)$$

Для обеспечения дифференцирующих свойств фильтра в диапазоне частот $[0, \pi/2]$ положим $R(\lambda) = |\lambda|$ и $\bar{\Omega} = \pi/2$. В результате численного интегрирования по формулам (52) были получены следующие коэффициенты фильтра: $h_2(4, 4) = 2, 3$; $h_2(0, 8) = -1, 9$; $h_2(1, 7) = -0, 4$. На рисунке 3 приведен пример улучшения изображения за счет повышения четкости.

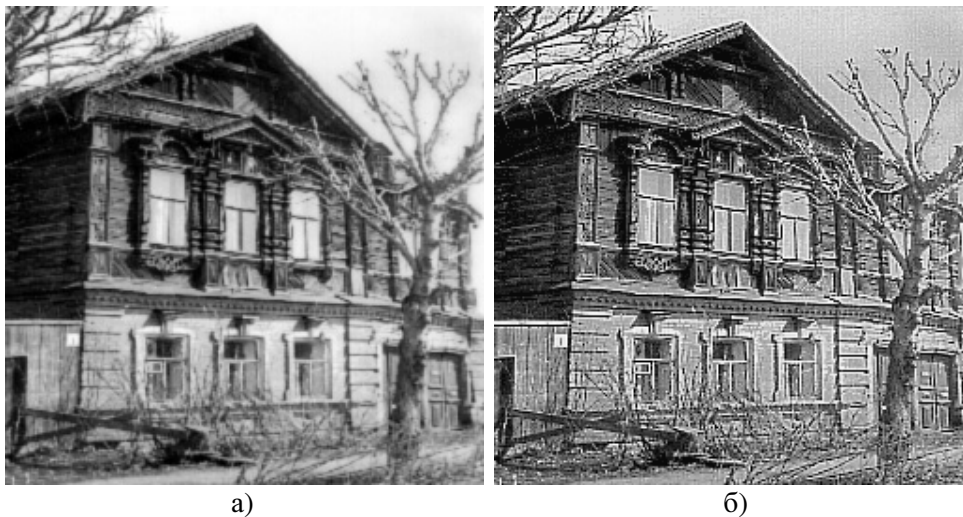


Рис. 3 Улучшение качества изображения с помощью нелинейного фильтра:
а – исходное изображение; б – результат фильтрации

На рисунке 3,а представлено исходное изображение. Результат фильтрации с помощью нелинейного дифференцирующего фильтра (45) представлен на рисунке 3,б. Итоговое изображение на рисунке 3,б является более контрастным (различается, например, номер дома) и субъективно воспринимается лучше, чем первоначальное.

Выводы

Рассмотренный метод синтеза двухмерных изотропных фильтров, основанный на представлении частотных характеристик полиномиального фильтра с помощью базисных функций, позволяет эффективно решать задачи обработки изображений путем задания требуемых частотных характеристик, что в конечном итоге приводит к желаемым свойствам результирующего оператора. В частности при решении задачи повышения четкости изображения в результате применения полиномиальной фильтрации достигается уменьшение уровня шума и повышение качества изображения по сравнению с методами линейной обработки. Стоит также отметить, что из-за малого размера маски, используемой, как правило, для обработки изображений, применение полиномиальной фильтрации требует лишь незначительного увеличения вычислительных затрат, существенно расширяя при этом возможности традиционной линейной фильтрации.

Список литературы

1. **Mathews, V. J.** Polynomial signal processing / V. J. Mathews, G. L. Sicuranza. – A Wiley-Interscience Publication, 2000. – 445 p.
2. **Щербаков, М. А.** Теория цифровой полиномиальной фильтрации и ее приложения : дисс. ... д-ра тех. наук / М. А. Щербаков. – Пенза, 1998. – 408 с.
3. **Даджион, Д.** Цифровая обработка многомерных сигналов / Д. Даджион, Р. Мерсеро. – М. : Мир, 1988. – 488 с.
4. **Рабинер, Л.** Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Гоулд – М. : Мир, 1978. – 848 с.
5. **Рампони, Дж.** Расчет изотропных характеристик квадратичных фильтров методом двухимпульсной характеристики / Дж. Рампони // ТИИЭР. – 1990. – Т. 78. – № 4. – С. 96–108.
6. **Фрид, Э.** Элементарное введение в абстрактную алгебру / Э. Фрид. – М. : Мир, 1979. – 260 с.
7. **Кострикин, А. И.** Введение в алгебру. Основы алгебры : учебник для вузов / А. И. Кострикин. – М. : Физматлит, 1994. – 320 с.

ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ МЕТОДАМИ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОРФОЛОГИИ В АССОЦИАТИВНОЙ ОСЦИЛЛЯТОРНОЙ СРЕДЕ

Проведен анализ ассоциативной осцилляторной среды, изучены особенности этого нового класса ассоциативных сред [1]. Разработаны способы и аппаратная реализация системы обработки изображений в ассоциативной осцилляторной среде с помощью методов математической морфологии; приведены оценки аппаратных и временных затрат. Исследовано использование механизма ассоциации при хранении и обработке изображений.

Введение

В настоящее время ЭВМ обеспечивает решение самых сложных и разнообразных задач, требующих значительного расхода вычислительных и коммуникационных ресурсов на информационный обмен между элементами системы. Вместе с тем возможности совершенствования вычислительной техники и систем обработки информации, базирующиеся во многом на основополагающих принципах Дж. Фон Неймана, практически исчерпаны.

Востребованными оказываются подходы, альтернативные традиционному экстенсивному наращиванию производительности за счет увеличения объема оперативной памяти, размера кэш-памяти, скорости обмена, частоты работы процессора, числа процессоров в многопроцессорных системах. Поиск и исследование новых методов и алгоритмов обработки информации, а также новых идей в области аппаратных и программных средств приобретают все большую актуальность.

Одним из перспективных направлений в настоящее время являются ассоциативные устройства, совмещающие функции хранения и обработки данных непосредственно в логико-запоминающей среде и обеспечивающие параллельную обработку информации [1, 2]. Разработка новых ассоциативных осцилляторных сред (АОС) [1, 3, 4], успехи электронных технологий открыли принципиально новые возможности для создания разнообразных систем обработки данных. Такие системы на базе ассоциативной осцилляторной среды способны осуществлять потоковую обработку данных без изъятия их из памяти.

Имеется обширный класс задач, эффективное решение которых возможно с использованием ассоциативных устройств хранения и обработки информации. Среди них можно выделить цифровую обработку изображений как одну из важных и активно развивающихся областей. Эта область характеризуется необходимостью обрабатывать большие объемы данных. В универсальных ЭВМ время обработки этих данных растет с ростом их объема и зависит от числа обращений к памяти. Зачастую универсальные ЭВМ не способны обеспечивать обработку изображений в реальном масштабе времени.

Устройства, обладающие свойствами: ассоциативным способом доступа к данным, возможностью обработки информации без изъятия ее из памяти,

одновременным и параллельным доступом ко всем хранящимся данным, – позволяют преодолеть описанные выше трудности. Такими свойствами обладает ассоциативная осцилляторная среда.

1. Морфологические методы обработки изображений

Словом «морфология» обычно обозначают ту область, которая занимается формой и строением. Здесь это слово используется в контексте математической морфологии – инструмента для извлечения некоторых компонент изображения, полезных для его представления и описания, например контуров, остовов, выпуклых оболочек. Математическую морфологию начали разрабатывать Дж. Матерон и Дж. Сера в 1970-е гг. [5]. Интерес также представляют морфологические методы, применяемые на этапах предварительной и заключительной обработки, например морфологическая фильтрация, утончение (утолщение).

В математической морфологии используется язык теории множеств. Множествами в математической морфологии представляются объекты на изображении. Например, множество всех черных пикселей бинарного (двоичного, двухградационного, т.е. содержащего только элементы со значениями 0 и 1) изображения является одним из вариантов его полного морфологического описания. В двоичных изображениях обсуждаемые множества являются подмножествами двумерного целочисленного пространства Z^2 с элементами в виде пар чисел, т.е. двумерных векторов (x, y) , координаты которых указывают на черный (или белый, в зависимости от соглашения) пиксель изображения. Полутоновые цифровые изображения могут быть описаны множествами, состоящими из элементов пространства Z^3 . В этом случае две координаты элемента множества указывают координаты пикселя, а третья соответствует дискретному значению яркости.

Морфологические операции выполняются над двумя изображениями: обрабатываемым и специальным, зависящим от вида операции и решаемой задачи. Такое специальное изображение в математической морфологии называется структурным элементом или примитивом. Размер структурного элемента, как правило, равен 3×3 , 4×4 , 5×5 пикселей, т.к. много меньше обрабатываемого изображения. Это обусловлено самой идеей морфологической обработки, в процессе которой отыскиваются характерные детали изображения. Искомая деталь описывается примитивом и в результате морфологической обработки можно подчеркнуть или удалить такие детали на всем обрабатываемом изображении.

В математической морфологии используются теоретико-множественные операции объединения, пересечения, дополнения, разности, центрального отражения множеств, а также понятие параллельного переноса или сдвига множеств.

Основные морфологические операции:

1. *Дилатация*. Пусть A и B – множества из пространства Z^2 . Дилатация множества A по множеству B обозначается $A \oplus B$ и определяется как

$$A \oplus B = \left\{ z \mid \bigcap_z (B)_z^{\wedge} \cap A \neq \emptyset \right\}. \quad (1)$$

В основе этого соотношения лежит получение центрального отражения множества B относительно его центра и затем сдвиг полученного множества в точку z из пространства изображения A . При этом дилатация множества A по B – это множество всех таких смещений z , при которых множества A и B совпадают по меньшей мере в одном элементе.

2. *Эрозия*. Для множеств A и B из пространства Z^2 эрозия A по B , обозначаемая $A \ominus B$, определяется как

$$A \ominus B = \{z | (B)_z \subseteq A\}. \quad (2)$$

Иначе говоря, эрозия множества A по примитиву B – это множество всех таких точек z , при сдвиге которых множество B целиком содержится в A .

3. *Размыкание*. Размыкание множества A по примитиву B обозначается $A \circ B$ и определяется равенством

$$A \circ B = (A \ominus B) \oplus B.$$

Таким образом, размыкание множества A по примитиву B строится как эрозия A по B , результат которой затем подвергается дилатации по тому же примитиву B . В общем случае размыкание сглаживает контуры объекта, обрывает узкие перешейки и ликвидирует выступы небольшой ширины.

4. *Замыкание*. Замыкание множества A по примитиву B обозначается $A \bullet B$ и определяется как

$$A \bullet B = (A \oplus B) \ominus B,$$

т.е. как дилатация множества A по B , за которой следует эрозия по тому же примитиву B . Замыкание также проявляет тенденцию к сглаживанию участков контуров, но, в отличие от размыкания, в общем случае заполняет узкие разрывы и длинные углубления малой ширины, а также ликвидирует небольшие отверстия и заполняет промежутки контура.

5. *Преобразование «Успех/Неудача»*. Морфологическое преобразование «Успех/Неудача» является основным инструментом для обнаружения объектов определенных размеров и формы. Искомый объект задается с помощью структурного элемента (примитива). Преобразование «Успех/Неудача» обозначается $A \otimes B$ и определяется как

$$A \otimes B = (A \ominus B_1) \cap (A^C \ominus B_2).$$

Таким образом, множество $A \otimes B$ содержит все точки (положения центра), в которых одновременно для B_1 имеется эквивалент в A , а для B_2 – эквивалент в A^C (т.е. имеет место «Успех»). Совместное использование примитива B_1 , представляющего интересующий объект, и примитива B_2 , представляющего фон, базируется на том соображении, что два или более объектов различимы только в том случае, если они образованы непересекающимися множествами. Это гарантируется, если потребовать, чтобы вокруг каждого объекта на изображении присутствовала область фона, шириной как минимум один пиксель.

2. Ассоциативная осцилляторная среда

Одной из последних разработок в области АС является ассоциативная осцилляторная среда (АОС) [1]. В основу разработки ассоциативной осцилляторной среды легла идея потоковой обработки данных. В то же время АОС наследует многие перспективные особенности ранее спроектированных ассоциативных сред: командное управление, возможность конвейеризации обработки; в продолжение клеточной логики применяется принцип неоднородных клеточных автоматов.

Важной особенностью ассоциативных сред хранения и обработки информации является ассоциативный способ доступа к данным. Этот способ основан на установлении некоторого соответствия, ассоциации между хранимой в запоминающем устройстве информацией и поисковыми аргументами. Ассоциативный способ доступа к информации обеспечивает:

- практически одновременный доступ ко всей хранящейся в памяти информации;
- относительную независимость времени поиска информации от емкости памяти;
- внесение элементов обработки информации непосредственно в процесс самого доступа;
- обработку информации непосредственно в среде ее хранения.

Эти, а также ряд других отличительных особенностей ассоциативного способа доступа к информации делают его чрезвычайно перспективным в системах обработки данных [2].

В основе ассоциативной осцилляторной среды лежит принцип неоднородных клеточных автоматов – динамических систем с дискретным временем и пространством, каждый клеточный ансамбль которого может иметь свой закон функционирования.

Ассоциативная осцилляторная среда составляется из клеточных ансамблей – функциональных групп клеток, связанных между собой и совместно реализующих определенный алгоритм обработки спайков. Спайк – информационное воздействие, передающееся между соседними клетками по связям.

Базовые клеточные ансамбли АОС «Проводник», «Узел», «Инвертор», «Блок», «Сумматор», «Умножитель», «Дифференциальный блок» подробно описаны в работе [4].

3. Ассоциативная осцилляторная среда для морфологической обработки изображений

В основе методов математической морфологии лежит сравнение элементов изображения с элементами примитива. Участок обрабатываемого цифрового изображения может вызвать ассоциации с примитивом: похожи (частичное совпадение), совпадают. В случае, если участок изображения ассоциируется с примитивом, его центральный пиксель включается в результат морфологической операции.

Таким образом, в реализации методов математической морфологии в ассоциативной осцилляторной среде будет задействован механизм ассоциативного сравнения. В АОС осуществляется одновременное параллельное по-

компонентное сравнение элементов примитива с пикселями изображения с последующим отбором и обработкой результатов. В контексте математической морфологии требуется сопоставить множество-примитив B с подмножествами обрабатываемого изображения A . При этом в множество B включены те пиксели, значения которых отличны от фона. Пиксели примитива B , окрашенные в цвет фона, как бы «маскируют» сравнение.

На рисунке 1 представлена функциональная схема универсального элемента (УЭ) – участка среды, обрабатывающего один пиксель изображения. Термин «универсальный» используется здесь в том смысле, что этот участок среды может выполнять любые морфологические и элементарные теоретико-множественные операции.

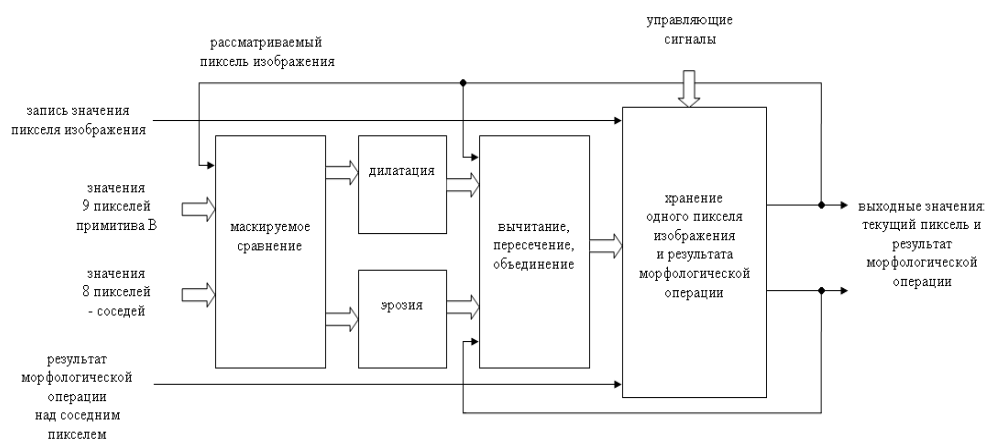


Рис. 1 Функциональная схема универсального элемента для обработки одного пикселя изображения

Такой универсальный элемент может работать в следующих режимах: запись значений пикселей изображения; обработка (объединение, пересечение, вычитание, дилатация, эрозия, пересечение с дилатацией, вычитание дилатации, оконтуривание); вывод результатов обработки. Более сложные морфологические операции (замыкание, размыкание, преобразование «успех/неудача») и алгоритмы (заполнение областей, выделение связных компонент, утончение, утолщение и др.) выполняются с помощью комбинации следующих друг за другом операций обработки, перечисленных выше.

На рисунках 2, 3 представлена схема универсального элемента ассоциативной осцилляторной среды, состоящая из клеточных ансамблей.

В качестве входных данных при морфологической обработке одного пикселя используются: значения 9 пикселей примитива (обозначены $B(1)...B(9)$), значения 8 соседей данного пикселя (обозначены $A(1)...A(8)$), значение обрабатываемого пикселя (обозначено $A(9)$, записывается через вход D). Значение обрабатываемого пикселя ($A(9)$) хранится в замкнутом накапливающем осцилляторе.

Таким образом, в АОС осуществляется одновременное параллельное покомпонентное сравнение элементов примитива с пикселями изображения, с последующим отбором и обработкой результатов. Блоки

«Дилатация» и «Эрозия» (рис. 1–3) выполняют операции, заданные выражениями (1) и (2), с помощью клеточных ансамблей АОС типа «Сумматор» и «Умножитель».

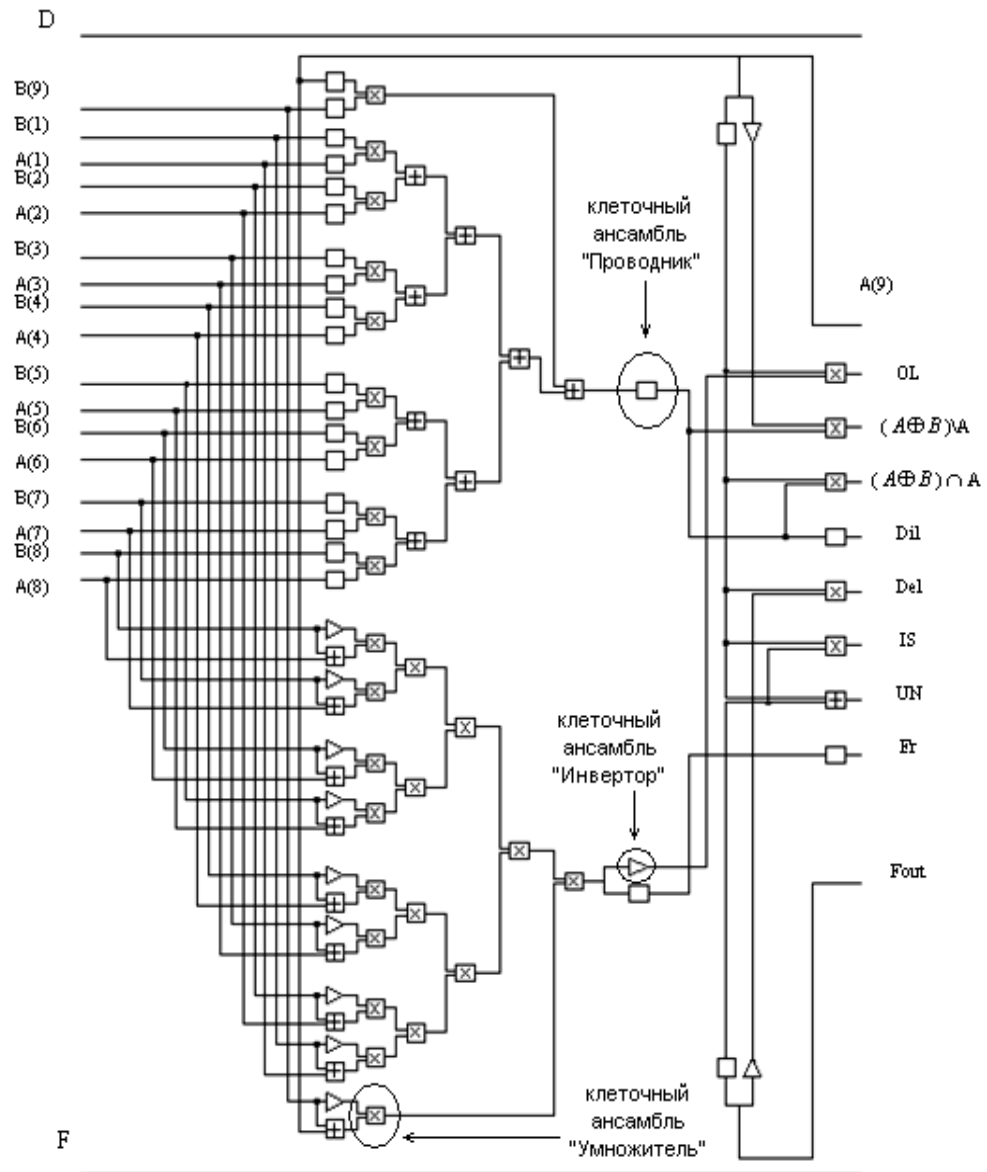


Рис. 2 Схема реализации универсального элемента в АОС

Операции записи изображения и чтения результата обработки выполняются одновременно, независимо друг от друга. Это дает очевидные преимущества при конвейерной обработке поступающих друг за другом изображений (кадров). Для обработки изображения размерностью $N \times M$ пикселей, необходимо $N \times M$ универсальных элементов.

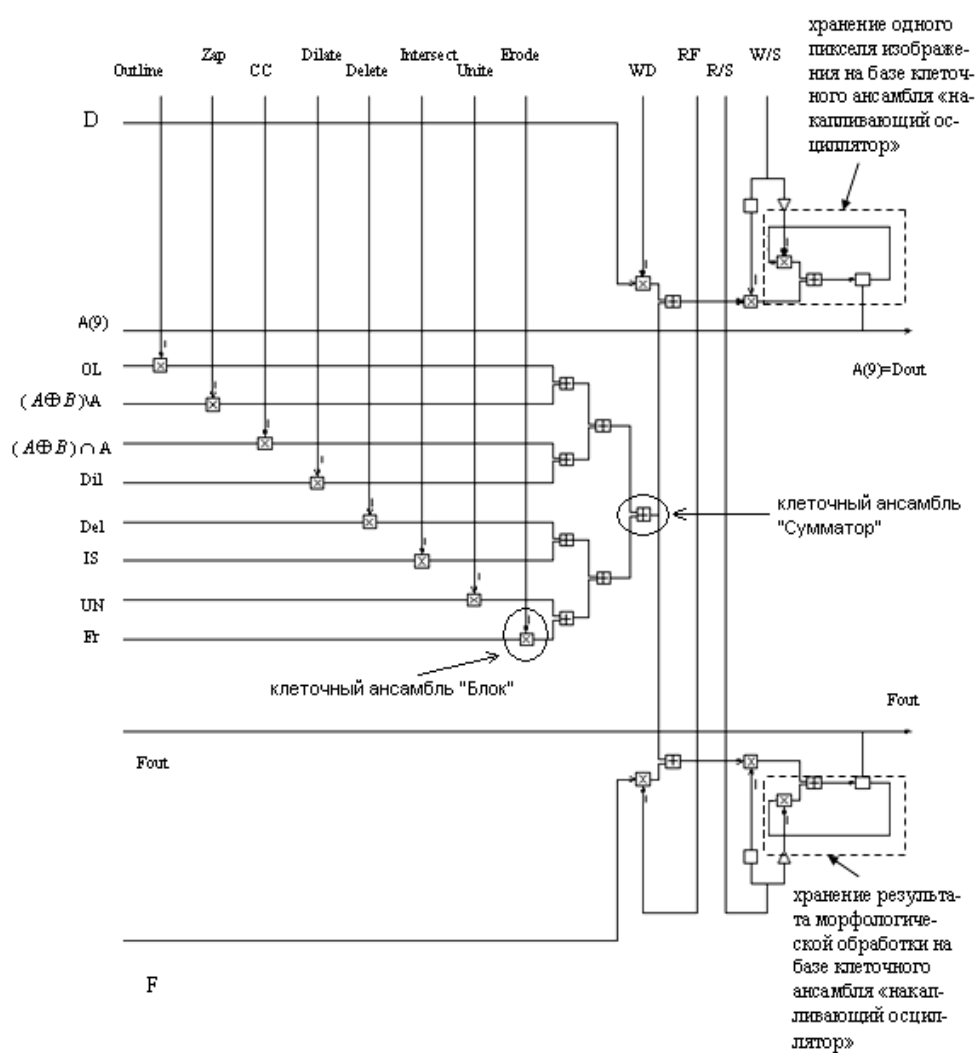


Рис. 3 Схема реализации универсального элемента в АОС (продолжение)

4. Результаты моделирования

В данной работе поставлена задача исследования возможностей использования ассоциативной осцилляторной среды на примере задач обработки цифровых изображений методами математической морфологии. Для решения этой задачи на базе АОС разработан универсальный элемент, выполняющий морфологические операции над одним пикселем изображения. Моделирование универсального элемента осуществлялось с помощью САПР Quartus II 6.0 Web Edition фирмы ALTERA. Для каждого клеточного ансамбля АОС, из предложенных в работе [1], составлено описание на языке VHDL. Также на языке VHDL описана конфигурация универсального элемента, состоящая из ячеек АОС. Результаты моделирования для разных типов ПЛИС фирмы ALTERA представлены в таблице 1.

По результатам моделирования наиболее эффективными по соотношению емкость/быстродействие/стоимость являются ПЛИС серий MAX II, Су-

clone, Cyclone II. Реализации универсальных элементов на ПЛИС серий Startix, Startix II имеют наилучшие результаты по быстродействию и емкости, однако их использование на порядок дороже, чем ПЛИС других серий.

Таблица 1
Результаты моделирования реализации морфологических методов
в АОС для различных ПЛИС фирмы ALTERA

Архитектура ПЛИС	Серия	Наименование	Логическая емкость, логические элементы (LE)	Кол-во УЭ АОС	Кол-во занятых линий ввода-вывода	Время ввода-вывода изображения, нс	Время обработки изображения, нс	Частота работы, МГц	Стоимость, \$
CPLD	MAX II	EPM2210 F256C3	2210	5x5	89/204	16,5	52,8	305	71,66
FPGA	FLEX 6000	EPF6024 AFC2563	1960	5x5	89/218	47,5	152	105	52,68
FPGA	FLEX 10K	EPF10K7 0RC2404	3744	6x6	115/189	64	204,8	78	283,49
FPGA	FLEX 10KA	EPF10K1 00ARI24 03	4992	8x8	179/189	40	128	125	304,82
FPGA	FLEX 10KE	EPF10K2 00SRC24 03	9984	11x11	182/182	83	132,8	120	291,65
FPGA	ACEX 1K	EP1K100 QI2082	4992	8x8	115/147	58,8	94,08	170	70,72
FPGA	Cyclone	EP1C20F 400I7	20060	15x15	298/301	31,2	50	320	116,03
FPGA	Cyclone II	EP2C70	68416	29x29	557/622	29	46,4	340	361,27
FPGA	Startix	EP1S80	79040	32x32	1171/1203	23,8	38,1	420	4434,30
FPGA	Startix II	EP2S180	179400	47x47	1091/1173	50	32	500	5292,00

Рисунок 4 иллюстрирует морфологический метод выделения границы. Изображение (рис. 4,б) получено с помощью ассоциативной осцилляторной среды, где были выполнены команды *запись*, *контур*, *считывание*. Нахождение контура изображения размером 221×269 пикселей (рис. 4,а) осуществляется в ассоциативной осцилляторной среде за 2264 нс.



Рис. 4 Оконтуривание:
а – исходное изображение 221×269 пикселей; б – найденный в АОС контур

Для оконтуривания именно черно-белых изображений математическая морфология является наиболее простым и эффективным методом. Градиентные методы (Собеля, Превитта и т.п.), как правило, приводят к вынужденному переходу от черно-белого изображения к изображению в тонах серого и затем снова к черно-белому.

Рисунок 5 иллюстрирует аналогичные действия, сделанные над полутоновым изображением. Приведены также примеры результатов оконтуривания черно-белого изображения с помощью методов Собеля, Превитта, Робертса, лапласиана, пересечения по нулям, Канни. Для получения результатов оконтуривания перечисленных выше методов использовалась MATLAB 7.4.1 (R2007a), расширение Image Processing Toolbox, содержащее морфологические операции, а также функции выделения границ различными методами.

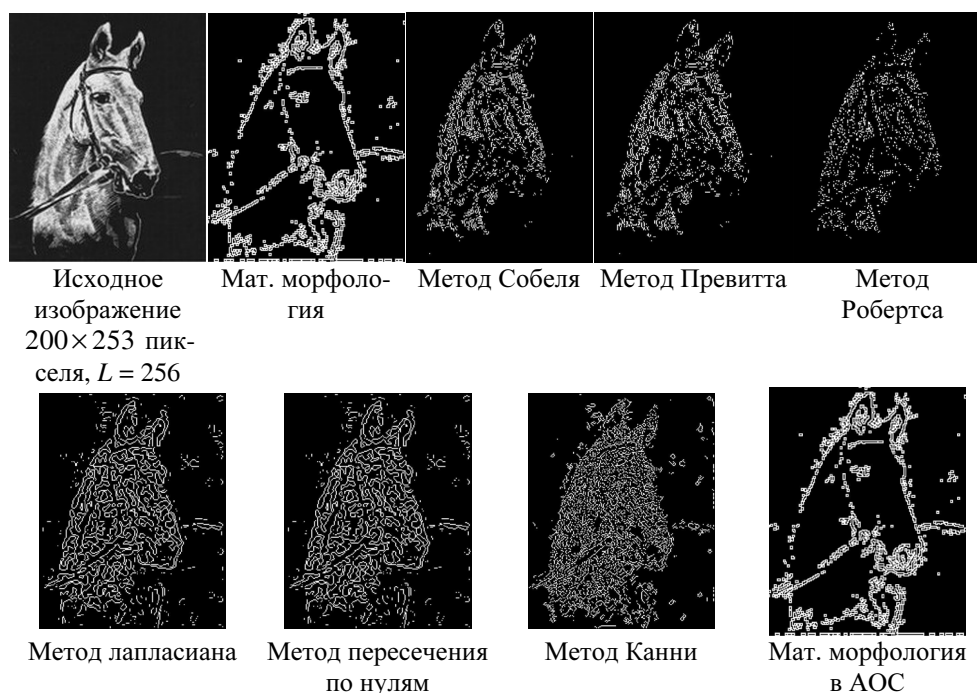


Рис. 5 Примеры оконтуривания полутоновых изображений различными методами

На основе результатов моделирования можно сделать следующий вывод: как в случае черно-белого, так и полутонового изображения морфологическая обработка в АОС проявляет себя как наиболее быстрая и точная.

Морфологические операции можно использовать для построения фильтров, похожих по своему принципу на пространственные фильтры.

На рисунке 6,а приведено двоичное изображение фрагмента отпечатка пальца, искаженное шумом, который проявляется в виде присутствующих на темном фоне светлых элементов, равно как и темных элементов на светлых полосах, составляющих отпечаток. Задача состоит в устранении шума при минимальном искажении формы отпечатка. Для решения этой задачи можно применить морфологический фильтр, выполняющий вначале операцию замыкания, а затем замыкания.

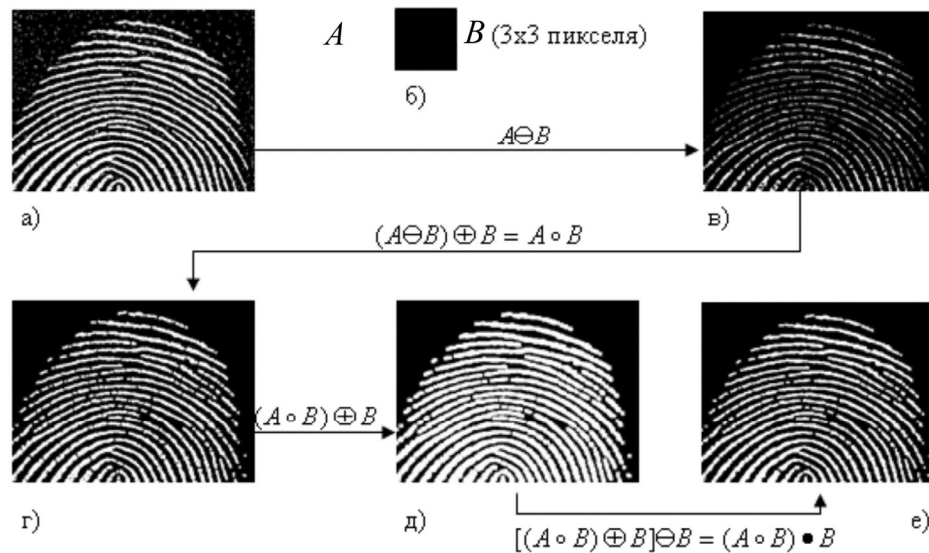


Рис. 6 Морфологическая фильтрация: а – зашумленное изображение 315×238 пикселей; б – примитив B ; в – эрозия A по B ; г – размыкание исходного изображения; д – дилатация размыкания; е – замыкания размыкания

Выполнение примера (рис. 6) в ассоциативной осцилляторной среде в зависимости от количества задействованных ПЛИС может занимать от 228 нс (34 ПЛИС фирмы ALTERA серии Startix II) до 6102 нс (1 ПЛИС фирмы ALTERA серии Startix II).

Заключение

Данная статья посвящена исследованию и реализации методов предварительной обработки изображений в ассоциативной осцилляторной среде с использованием математической морфологии. Приведены конфигурации клеточных ансамблей ассоциативной осцилляторной среды, реализующие все морфологические операции. Предложен универсальный элемент – участок ассоциативной осцилляторной среды, обрабатывающий один пиксель изображения.

Предложенный авторами [1] набор базовых клеточных ансамблей ассоциативной осцилляторной среды является универсальным и позволяет синтезировать устройства для решения широкого круга задач – обработки и распознавания изображений, логического вывода, реализации генетических алгоритмов [3].

Ассоциативная осцилляторная среда обладает большим вычислительным потенциалом и достаточно простой аппаратной реализацией. Потокосцилляторный метод открыл новые возможности для обработки информации. Появились перспективы создания вычислительных систем и систем обработки данных, структура которых представляет собой гомогенный массив ячеек, содержащий как данные, так и алгоритм их обработки, совмещающий в себе функции хранения и обработки данных. Эти системы коренным образом отличаются от классических, построенных на основе архитектуры Фон Неймана.

Эффективная реализация таких систем обработки данных требует дальнейших исследований их возможностей для решения различных классов задач.

Список литературы

1. **Комаров, А. Н.** Исследование и разработка ассоциативных сред и методов обработки информации : дис. ... канд. техн. наук : 05.13.05 / Комаров А. Н. – М. : МЭИ(ТУ), 2002. – 194 с.
2. **Огнев, И. В.** Ассоциативные среды / И. В. Огнев, В. В. Борисов. – М. : Радио и связь, 2000. – 312 с.
3. **Огнев, И. В.** Реализация генетического алгоритма формирования нечетких логических правил в ассоциативной осцилляторной среде / И. В. Огнев, Н. А. Сидорова // Информационные средства и технологии : труды Международной научно-технической конференции (18–20 октября 2005 г.) : в 3 т. – М. : Янус-К, 2005. – 1 т. – С. 55–58.
4. **Огнев, И. В.** Распознавание символов в ассоциативной осцилляторной среде / И. В. Огнев, П. Б. Подолин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. – 2006. – № 6. – С. 55–66. – (Технические науки).
5. **Гонсалес, Р.** Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс ; пер. с англ. – М. : Техносфера, 2005. – 1072 с.

**ФОРМАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ АЛГОРИТМА
УПРАВЛЕНИЯ ВЗАИМОДЕЙСТВУЮЩИМИ
ПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ ПРОЦЕССАМИ В ЗАДАЧЕ
ПРОИЗВОДИТЕЛИ–ПОТРЕБИТЕЛИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ
СОГЛАСУЮЩЕГО КОЛЬЦЕВОГО БУФЕРА**

В статье рассматриваются вопросы формального описания алгоритма управления синхронизацией параллельных асинхронных процессов при обмене сообщениями в задаче *производители–потребители* с использованием согласующего кольцевого буфера. Рассматривается простой базовый вариант задачи, когда имеет место один производитель и один потребитель. Формальное описание алгоритма управления процессами базируется на использовании логики недетерминированных автоматов.

Введение

Задача *производители–потребители* является одной из классических задач синхронизации процессов. Процессы взаимодействуют через некоторую обобщенную область памяти – согласующий буфер сообщений. В данной работе, в отличие от [1], будем использовать согласующий кольцевой буфер сообщений, в который информация записывается и считывается по очереди.

Производитель передает сообщение потребителю, помещая его в конец очереди. Потребитель получает сообщение, извлекая его из начала очереди. Чтобы сообщение нельзя было извлечь из пустой очереди или поместить в заполненный буфер, нужна синхронизация.

Для формального описания алгоритма управления взаимодействующими процессами в рассматриваемой задаче используется язык логики недетерминированных автоматов (НДА), с помощью которого описываются все реализуемые в алгоритме частные события [1].

В работе рассматривается алгоритм функционирования кольцевого согласующего буфера при обмене сообщениями между производителем и потребителем, позволивший определить условия, для которых буфер будет полон, пуст или займет промежуточное состояние.

На основании этих условий, общих требований к алгоритму управления межпроцессного взаимодействия и методики формализации функций взаимoisключения критических участков [1] строится граф НДА, представляющий этот алгоритм, с описанием всех основных событий, реализуемых в алгоритме.

1. Функционирование кольцевого согласующего буфера при обмене сообщениями между производителем и потребителем

Производитель помещает сообщения в разделяемый кольцевой буфер [2], потребитель извлекает их оттуда. Буфер содержит очередь уже помещенных, но еще не извлеченных сообщений. Эта очередь может быть представлена связным списком или массивом.

Для представления очереди сообщений используются две целочисленные переменные, которые указывают соответственно на первую заполненную

и первую пустую ячейку буфера. Эти переменные организуются с помощью счетчиков буфера записи СчБз и счетчика буфера чтения СчБчт. Показания счетчика СчБз будут определять номер первой незаполненной (пустой) ячейки, а счетчика СчБчт – номер первой заполненной ячейки. Для этой цели при инициализации системы управления в указанные счетчики записываются единицы, т.е. при $t = 0$ СчБз = 1; СчБчт = 1.

Если принять количество n ячеек в кольцевом буфере, например, равным 8, то счетчики буфера будут работать по модулю 8. Тогда при переполнении счетчиков может быть образован сигнал переполнения, который может быть использован для определения состояний буфера, в которых буфер будет полон или пуст.

Для нашего варианта кольцевого буфера событие «буфер полон» ($S_{БП} = 1$) будет иметь место при равенстве значений счетчиков буфера (СчБз = СчБчт > 1) и переносе из счетчика буфера записи (СчБз = 0).

Событие «буфер пуст» ($S_{БО} = 1$) будет иметь место также при равенстве значений счетчиков буфера (СчБз = СчБчт) и если не было сигнала переноса из СчБчт или при условии, когда в процессе работы счетчики буфера приняли исходное состояние (СчБз = СчБчт = 1) и был перенос из СчБчт.

Рассмотрим некоторые варианты записи и чтения в кольцевой буфер.

Представим буфер массивом, в котором имеется $n = 8$ ячеек (рис. 1), и в каждую ячейку записывается одно сообщение.

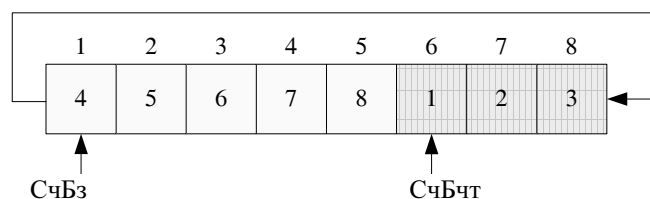


Рис. 1 Произвольное положение массива в буфере

Будем считать, что номер ячейки буфера совпадает с номером сообщения. Тогда верхний ряд цифр (рис. 1) указывает на исходное состояние буфера перед началом работы системы, когда все ячейки пусты.

Кольцевой буфер при записи информации работает следующим образом. Такт записи в одну ячейку буфера состоит из двух частей: в первой части осуществляется запись в ячейку, номер которой указывает счетчик СчБз, во второй части производится кольцевой сдвиг содержимого буфера влево. На рисунке 1 показаны результаты записи трех сообщений, когда положение счетчика СчБз стало равным 4, тогда как в исходном состоянии СчБз было равно единице. Таким образом, ячейка буфера под номером 4 будет первой пустой ячейкой после сообщений в конце очереди.

Пусть после трех тактов записи выполняется чтение из буфера до полной его очистки. Тогда состояние счетчиков буфера записи и чтения будет одинаковыми СчБз = СчБчт = 4. Это свидетельствует о том, что буфер пуст, т.к. не было сигнала переполнения из СчБчт.

Допустим, что после этого было выполнено 5 тактов записи в буфер. Тогда состояние буфера будет иметь вид (рис. 2), а состояние счетчика записи после пяти тактов определится сложением по модулю 8, т.е. $СчБз = 4 \oplus 5 = 1$, а состояние счетчика чтения не изменится – СчБчт = 4.

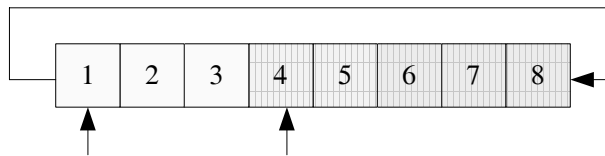


Рис. 2 Состояние буфера

Пусть в следующем такте выполняется запись в буфер трех порций информации, тогда состояние буфера примет вид (рис. 3).

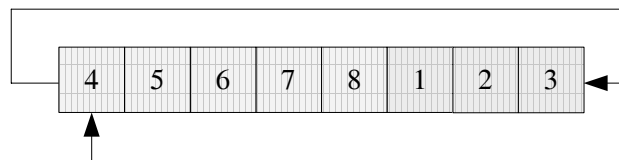


Рис. 3 Состояние буфера

Для этого состояния буфер будет полон, т.к. состояния счетчиков после операции записи имеют вид $СчБз = 1 + 3 = 4$, $СчБчт = 4$, и был перенос из счетчика записи (в предыдущем такте записи).

В следующем такте возможна лишь операция чтения, т.к. буфер полон. Пусть считывается пять порций информации. Тогда состояние буфера будет иметь вид (рис. 4).

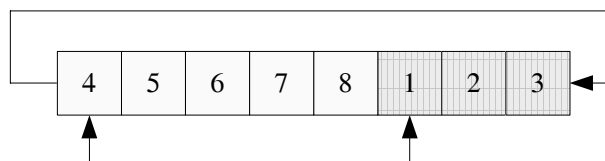


Рис. 4 Состояние буфера

Показания счетчиков буфера после операции чтения имеют следующие значения: $СчБз = 4$; $СчБчт = 4 \oplus 5 = 1$.

2. Представление алгоритма управления взаимодействующими параллельными процессами в задаче *производители–потребители* в виде графа НДА и системы канонических уравнений

Для обеспечения бесконфликтного взаимодействия процессов в задаче *производители–потребители* с использованием согласующего буфера сообщений к алгоритму управления процессами предъявляются следующие требования:

а) выполнение условий взаимного исключения по отношению к критическому ресурсу – буферу сообщений;

б) учет состояния буфера сообщений, характеризующего возможность и невозможность отправки (принятия) очередного сообщения, а именно процесс-производитель при попытке поместить очередное сообщение в полностью заполненный буфер должен быть полностью заблокирован; попытка процесса-потребителя чтения из пустого буфера также должна быть заблокирована.

Как было рассмотрено в предыдущем разделе, для определения состояния согласующего кольцевого буфера сообщений используются два основ-

ных счетчика буфера: СчБз и СчБчт, в которые при инициализации ($t = 0$) записываются единицы. По показаниям этих счетчиков определяются события: $S_{BP} = 1$ – буфер полон и $S_{BO} = 1$ – буфер пуст.

Введение двух событий S_{BP} и S_{BO} позволяет охарактеризовать промежуточное состояние буфера сообщений, когда он может быть и не полон, и не пуст ($S_{BP} = S_{BO} = 1$). Это может иметь место, когда при очередной записи буфер был заполнен не полностью или когда после очередного чтения буфер не пуст. Для этого варианта использования буфера сообщений используются два дополнительных счетчика: Сч*з и Сч*чт, в которые перед операциями с буфером сообщений заносится число порций информации, записываемой или считываемой из буфера за один раз. По показаниям этих счетчиков определяются события $S_{kз}$ и $S_{kч}$, свидетельствующие о том, что должны быть прекращены операции записи или чтения соответственно.

Учитывая рассмотренные выше требования к алгоритму управления межпроцессного взаимодействия для параллельных процессов через согласующий кольцевой буфер, а также методику формализации функций взаимного исключения критических областей (участков) в [1], граф НДА, представляющий рассматриваемый алгоритм управления, можно представить в следующем виде (рис. 5).

Граф НДА (рис. 5) совместно с системой канонических уравнений, описывающих все реализуемые в алгоритме события, дает полное представление о структуре алгоритма управления взаимодействующими процессами в задаче производителя–потребителя, когда имеется один производитель и один потребитель.

Опишем назначение событий, представленных на графе (рис. 5):

S_3^1 и S_3^2 – события, свидетельствующие о поступлении заявок на обслуживание производителя (сервера) и потребителя (клиента) на запись и чтение из согласующего буфера соответственно.

S_1 и S_2 – события, определяющие прием заявок на обслуживание производителя и потребителя на запись и чтение из согласующего буфера соответственно.

S_k^1 и S_k^2 – события, определяющие входы производителя и потребителя в свои критические участки, эти события при их истинности свидетельствуют также о том, что соответствующие процессы (производитель и потребитель) находятся внутри своих критических участков (областей).

S_{pz}^1 и $S_{pч}^2$ – события, определяющие непересекающиеся операции записи и чтения из согласующего буфера соответственно.

S_n^1 и S_n^2 – события, свидетельствующие об окончании одноразовых операций записи и чтения из согласующего буфера соответственно, эти события при их истинности обеспечивают также выход взаимодействующих процессов из соответствующих критических участков.

$S_ч^1$ и $S_ч^2$ – события, символизирующие ожидание взаимодействующими процессами окончания процедуры записи и чтения из согласующего буфера, чтобы продолжить свою работу, прерванную обращением к согласующему буферу соответственно.

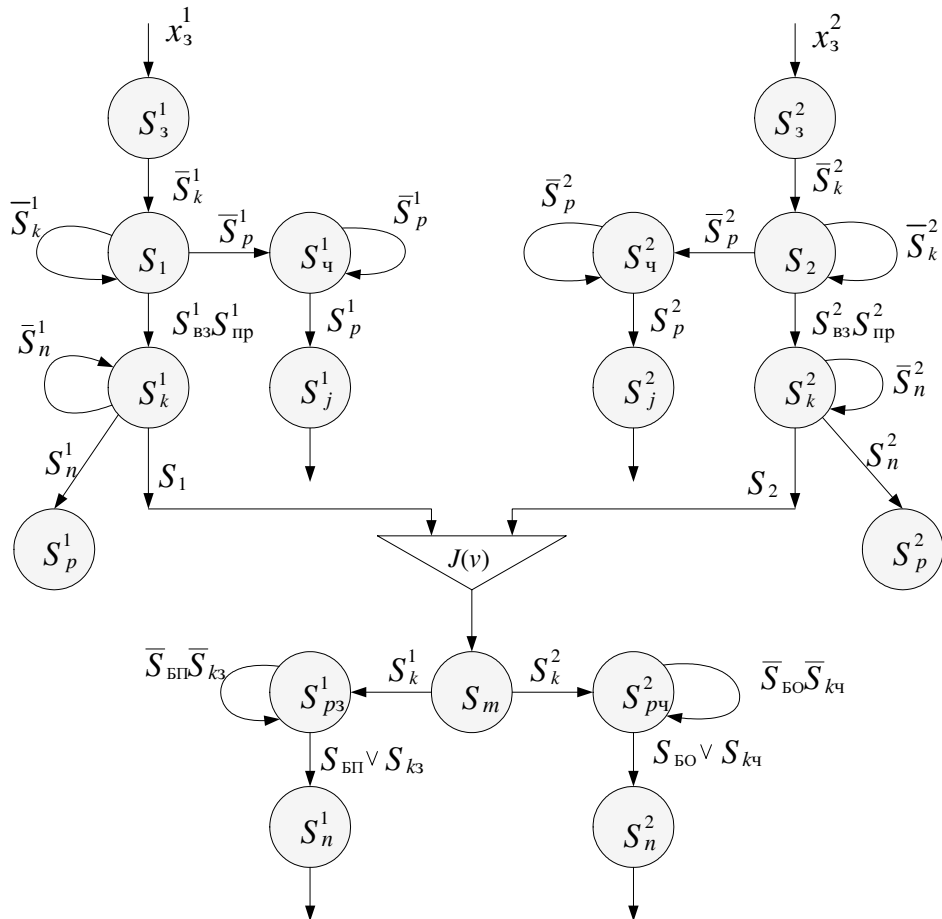


Рис. 5 Граф НДА алгоритма управления межпроцессного взаимодействия в задаче *производитель–потребитель* с согласующим кольцевым буфером сообщений (для двух процессов: клиент–сервер)

S_j^1 и S_j^2 – события, обеспечивающие начало выполнения своих программ производителем и потребителем после выхода из критических участков соответственно.

S_m – событие, определяющее обращение к согласующему буферу и обеспечивающее начало процедуры реализации обращения к согласующему буферу при записи и чтении.

$S_{БП}$ и $S_{БО}$ – события, свидетельствующие о том, что согласующий буфер полон и пуст соответственно.

$S_{kз}$ и $S_{кч}$ – события, свидетельствующие о том, что должна быть прекращена запись и чтение из согласующего буфера соответственно. В этом случае буфер может находиться в промежуточном состоянии – не пуст и не полон.

S_p^1 и S_p^2 – события, обеспечивающие окончание ожидания процессами выхода из своих критических участков соответственно.

$S_{пр}^1$ и $S_{пр}^2$ – события, определяющие приоритет записи и чтения из согласующего буфера соответственно.

$S_{вз}^1$ и $S_{вз}^2$ – события, обеспечивающие взаимоисключение критических участков (интервалов) производителя и потребителя соответственно.

$J(v)$ – дизъюнктивный соединитель.

Основными событиями, определяющими бесконфликтные взаимодействия в любых задачах, когда имеет место использование разделяемых ресурсов (данных), в том числе и в задаче *производители–потребители*, являются события, определяющие прием (восприятие) заявок на обслуживание (в нашем случае это события S_1 и S_2), и события, определяющие входы процессов в свои критические интервалы (в нашем случае это события S_k^1 и S_k^2).

Отмеченные события формализуют исходя из основных трех требований к критическим интервалам, обеспечивающих отсутствие конфликтных ситуаций при взаимодействии параллельных процессов во время организации доступа к разделяемым данным (ресурсу). Эти требования были определены Деккером и Дейкстра [3, 4] и формулируются таким образом:

1. В любой момент времени только один процесс может находиться внутри критического интервала.

2. Ни один процесс не может оставаться внутри критического интервала бесконечно долго.

3. Ни один процесс не должен бесконечно долго ждать входа в критический интервал.

Анализируя указанные требования к критическим интервалам, можно сформировать условия их выполнения, используя логику НДА.

Первое требование должно обеспечиваться таким описанием условий зарождения события S_k^i , определяющих вход в свой критический интервал i -го процесса, которые учитывают наличие воспринятой заявки на обслуживание, взаимоисключение (несовместимость) критических интервалов и приоритетность процессов.

Второе требование должно обеспечиваться таким описанием условий сохранения событий S_k^i , для которого событие S_k^i будет существовать только до окончания одноразовой процедуры обращения к разделяемым данным.

Третье требование должно обеспечиваться таким описанием события S_i , определяющего прием заявки процесса на обслуживание, когда заявка воспринимается и сохраняется воспринятой лишь в том случае, когда данный процесс не находится в своем критическом интервале.

Учитывая сформулированные условия, обеспечивающие выполнение требований к критическим интервалам, события S_k^i и S_i можно описать в следующем виде:

$$S_k^i(t+1) = S_i S_{вз}^i S_{пр}^i \vee S_k^i \bar{S}_n^i; \quad (1)$$

$$S_i(t+1) = (S_{i,3} \vee S_i) \bar{S}_k^i. \quad (2)$$

В уравнении (1) $S_{вз}^i$ – комбинационное событие, обеспечивающее взаимоисключение критических интервалов на основе несовместимости событий S_k^i с другими событиями из их общего числа, равного n ,

$$S_{вз}^i = \bigwedge_{(\forall \alpha)[\alpha \neq i]} \bar{S}_k^\alpha, i = \overline{1, n}.$$

Для нашего примера, когда $n = 2$, имеем:

$$S_{вз}^1 = \bar{S}_k^2, S_{вз}^2 = \bar{S}_k^1. \quad (3)$$

$S_{пр}^i$ – комбинационное событие, обеспечивающее заданное приоритетное обслуживание i -го процесса. Например, для дисциплины обслуживания с относительным приоритетом $S_{пр}^i$ может быть представлено следующим выражением:

$$S_{пр}^i = S_3^i \bigwedge_{(\forall \alpha)[\alpha < i]} \bar{S}_3^\alpha, i = \overline{1, n}.$$

В нашем конкретном случае для $n = 2$ имеем два события:

$S_{пр}^1$ – событие, определяющее приоритет записи в согласующий буфер;

$S_{пр}^2$ – событие, определяющее приоритет чтения из согласующего буфера.

Описания событий $S_{пр}^1$ и $S_{пр}^2$ могут быть составлены исходя из анализа состояния согласующего буфера и наличия воспринятых заявок на обслуживание (запись и чтение). Так как состояния буфера характеризуются двумя событиями $S_{БП}$ и $S_{БО}$, то возможны следующие четыре комбинации значений этих событий:

1. Для $S_{БП} = S_{БО} = 0$ буфер не пуст и не полон – возможна или запись, или чтение из буфера: при $S_1 = 1$ будет запись, а при $S_1 = 0$ и $S_2 = 1$ будет чтение.

2. Для $S_{БП} = 1$ и $S_{БО} = 0$ при $S_1 = S_2 = 1$ возможно только чтение.

3. Для $S_{БП} = 0$ и $S_{БО} = 1$ при $S_1 = S_2 = 1$ возможна только запись.

4. Для $S_{БП} = S_{БО} = 1$ имеем невозможную комбинацию, когда для любых значений событий S_1 и S_2 значение операции в буфере будет неопределенным (т.е. булева функция $S_{пр}^2$ будет не полностью определенной).

При рассмотренных возможных комбинациях событий, характеризующих состояние буфера и наличие воспринятых заявок на запись и чтение из буфера, события $S_{пр}^1$ и $S_{пр}^2$ будут иметь вид

$$S_{пр}^1 = \bar{S}_{БП}, S_{пр}^2 = \bar{S}_{БО} \bar{S}_1 \vee S_{БП}. \quad (4)$$

Учитывая полученные соотношения (3) и (4), уравнения (1) и (2) запишем в следующем виде:

$$\begin{aligned} S_k^1(t+1) &= S_1 \bar{S}_k^2 \bar{S}_{БП} \vee S_k^1 \bar{S}_n^1, \\ S_k^2(t+1) &= S_2 \bar{S}_k^1 (S_{БП} \vee \bar{S}_{БО} \bar{S}_1) \vee S_k^2 \bar{S}_n^2, \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} S_1(t+1) &= (S_{1,3} \vee S_1) \bar{S}_k^1, \\ S_2(t+1) &= (S_{2,3} \vee S_2) \bar{S}_k^2. \end{aligned} \quad (6)$$

Представление событий S_1 и S_2 в виде формул (6) свидетельствует о том, что заявки процессов на операции записи или чтения могут быть приняты только в том случае, если процессы не находятся в своих критических интервалах.

События $S_{\text{ч}}^1$ и $S_{\text{ч}}^2$, символизирующие ожидание взаимодействующими процессами окончания процедуры записи и чтения из буфера, чтобы продолжить свою работу, прерванную обращением к согласующему буферу, формализуются так:

$$\begin{aligned} S_{\text{ч}}^1(t+1) &= (S_1 \vee S_{\text{ч}}^1) \bar{S}_p^1, \\ S_{\text{ч}}^2(t+1) &= (S_2 \vee S_{\text{ч}}^2) \bar{S}_p^2. \end{aligned} \quad (7)$$

Остальные события, реализуемые алгоритмом межпроцессного взаимодействия в задаче *производители–потребители*, представленные на графе НДА (рис. 5), формализуются таким образом:

$$\begin{aligned} S_m(t+1) &= S_k^1 S_1 \vee S_k^2 S_2, \\ S_{p3}^1(t+1) &= S_m S_k^1 \vee S_{p3}^1 (\bar{S}_{\text{БП}} \bar{S}_{k3}), \\ S_{pч}^2(t+1) &= S_m S_k^2 \vee S_{pч}^2 (\bar{S}_{\text{БО}} \bar{S}_{kч}), \\ S_n^1(t+1) &= S_{p3}^1 (S_{\text{БП}} \vee S_{k3}), \\ S_n^2(t+1) &= S_{pч}^2 (S_{\text{БО}} \vee S_{kч}), \\ S_p^1(t+1) &= S_k^1 S_n^1, \\ S_p^2(t+1) &= S_k^2 S_n^2, \\ S_j^1(t+1) &= S_{\text{ч}}^1 S_p^1, \\ S_j^2(t+1) &= S_{\text{ч}}^2 S_p^2. \end{aligned} \quad (8)$$

Заключение

Полученная система канонических уравнений (5)–(8) отвечает требованиям описания алгоритмов управления параллельными взаимодействующими процессами в формальной стандартной форме, когда функции переходов представлены в явном виде, что позволяет в дальнейшем просто решать задачи структурной реализации алгоритмов управления. В частности в качестве примера такая структурная реализация представлена в [5], где рассматривается аппаратная реализация модуля синхронизации асинхронных процессов с использованием ПЛИС.

Рассмотренная в данной работе методика формализации алгоритма управления межпроцессным взаимодействием для простейшего варианта за-

дачи *производители–потребители* является основой для решения более сложных вариантов решения этой задачи, когда имеет место несколько производителей и несколько потребителей.

Список литературы

1. **Вашкевич, Н. П.** Недетерминированные автоматы в проектировании систем параллельной обработки: учебное пособие / Н. П. Вашкевич. – Пенза : Изд-во Пенз.гос.ун-та, 2004. – 280 с.
2. **Эндрюс, Г. Р.** Основы многопоточного параллельного и распределенного программирования : пер. с англ. / Г. Р. Эндрюс. – М. : Вильямс, 2003. – 512 с.
3. **Дейтел, Г.** Введение в операционные системы : в 2-х т. : пер. с англ. / Г. Дейтел. – М. : Мир, 1987. – 1 т. – 359 с.
4. **Кейлингерт, П.** Элементы операционных систем : пер. с англ. / П. Кейлингерт. – М. : Мир, 1985. – 295 с.
5. **Вашкевич, Н. П.** Аппаратная реализация функций синхронизации параллельных процессов при обращении к разделяемому ресурсу на основе ПЛИС / Н. П. Вашкевич, Р. А. Бикташев, Е. И. Гурин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2007. – № 2. – С. 3–12.

ИНФОРМАЦИОННО-МЕТОДОЛОГИЧЕСКАЯ ПОДДЕРЖКА УПРАВЛЕНИЯ ЭКСПЛУАТАЦИЕЙ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ

Рассмотрена проблема разработки методологических основ информационного обеспечения управления эксплуатацией сложных восстанавливаемых технических систем с учетом стадий их жизненного цикла. Описаны концепция и методы информационной поддержки принятия эксплуатационно-технических решений.

Введение

В различных областях практической деятельности человек управляет эксплуатацией сложных технических систем (ТС), стремясь обеспечить их высокую готовность к использованию путем принятия управленческих решений. В связи с этим возникает проблема информационно-методологической поддержки подготовки принятия эксплуатационно-технических решений (ЭТР). Основным направлением ее решения в современных условиях является разработка и реализация совокупности взаимосвязанных методов, моделей и алгоритмов, повышающих качество принимаемых ЭТР [1, 2].

Сущность принятой нами гипотезы состоит в следующем: человек выполняет управленческие действия не на основе непосредственного наблюдения за объектом управления, а в соответствии с воспринятой информационной моделью объекта через средства информационного обеспечения (СИО) подготовки принятия ЭТР.

В цепочке связей: управляемый объект – СИО – принятие ЭТР, – СИО занимает промежуточное положение. Такой взгляд способствует преодолению противоречия между сложностью ЭТР и неразвитостью имеющихся в распоряжении человека методов и способов подготовки решений, снижению неблагоприятного влияния субъективного фактора за счет оптимального проектирования СИО. Отсутствие в настоящее время фундаментальной теории принятия ЭТР не означает, что процесс разработки и применения СИО нельзя спланировать, упорядочить и контролировать на стадиях жизненного цикла (ЖЦ) ТС.

Можно дать следующее определение СИО управления эксплуатацией сложных ТС: интерактивные автоматизированные средства, использующие модели выработки ЭТР, обеспечивающие пользователю эффективный доступ к распределенной базе данных и предоставляющие ему разнообразные возможности по получению информации в диалоговом режиме.

В таком понимании СИО управления эксплуатацией сложных ТС представляет собой совокупность следующих средств: комплекса информационных и математических моделей, методик анализа состояний системы управления эксплуатацией (СУЭ), объектов эксплуатации и выработки ЭТР, баз данных, систем управления моделями, удобных для пользователя языков моделирования, средств обработки и отображения информации. Разработка такой совокупности средств возможна при реализации специальной программы интегрированной логистической поддержки управления эксплуатацией как составной части программ обеспечения надежности, технологичности и эр-

гономичности промышленных изделий. Для этого требуется решение ряда научных задач:

- разработка методологии анализа функций управления эксплуатацией сложных ТС для строгой формулировки концепции и методов их дальнейшего совершенствования;
- обоснование совокупности формализованных требований к синтезу описательных моделей структуры и свойств ТС, моделей их поведения в режимах эксплуатации, используемых для решения частных задач информационной поддержки управления эксплуатацией;
- разработка методов решения основных прикладных задач информационного обеспечения СУЭ, учитывающих ее многорежимность и многофункциональность;
- формирование инженерных методик решения основных задач информационной поддержки ЭТР, подтверждающих корректность и работоспособность предложенных методов.

1. Концепция информационно-методической поддержки управления эксплуатацией сложных технических систем

В СУЭ сложными ТС целенаправленно решаются задачи по обеспечению своевременного и успешного их применения по назначению. Цели функционирования реализуются принятием ЭТР, конкретный состав которых определяется функциями управления эксплуатацией ТС. Ввиду отсутствия в настоящее время единства во мнениях о трактовке и содержании функций управления эксплуатацией под ними будем понимать однородные виды деятельности, объективно необходимые для реализации целей функционирования СУЭ и выделяемые по определенному признаку – масштабу процессов, их специфике, формам организации.

При рассмотрении сущности объектно-ориентированного подхода: цель – функции – решения, – выделяются общие и специфические функции управления. К общим функциям управления эксплуатацией относятся: планирование эксплуатации, оперативное управление эксплуатационно-техническими процессами (ЭТП), контроль за эксплуатацией, учет показателей функционирования ТС и их анализ. Специфическими функциями управления являются функции подсистем СУЭ по обеспечению: поставок необходимого количества образцов и их исправности; установленного запаса технического ресурса образцов; определенного запаса материально-технических средств (МТС); требуемого уровня обученности исполнителей эксплуатации. Совокупность специфических и общих функций управления эксплуатацией ТС непосредственно формирует набор ЭТР.

Последовательность формирования состава ЭТР включает:

- 1) формирование системного образа функционирования ТС;
- 2) построение процессной модели управления эксплуатацией;
- 3) формирование набора специфических функций управления эксплуатацией;
- 4) выбор конкретной специфической функции управления для ее оценки;
- 5) исследование необходимости применения общих функций управления эксплуатацией в пределах выбранной специфической функции;
- 6) формирование конкретных функций в терминах управленческих ЭТР.

Принятие ЭТР характерно для каждого из типовых режимов эксплуатации ТС: освоения A_0 , ожидания или хранения A_1 , контроля технического состояния A_2 , технического обслуживания A_3 , ремонта A_4 , транспортирования A_5 , применения по прямому назначению A_6 . ЭТР принимаются для управления состоянием ТС в режимах эксплуатации и управления самими режимами эксплуатации. В обоих случаях технология принятия ЭТР представляет собой совокупность методов, способов и процедур информационного анализа ситуации, постановки гипотез, выработки решений, организации и контроля их выполнения.

Главный принцип функционирования описанной модели управления эксплуатацией ТС основывается на разделении процессов принятия управленческих решений и их специального информационного обеспечения. Полнота информационной поддержки принятия ЭТР зависит от стадий существования ТС, т.к. она связана с получением, обработкой и обслуживанием различных информационных потоков – данных о структуре, эксплуатационных свойствах, поведении ТС в различных режимах, надежности элементов, технологичности, восстанавливаемости, освоенности, безопасности и др. Это достигается информационной интеграцией в процессах разработки, производства и эксплуатации ТС.

Сформированная концепция интегрированной информационной поддержки функций управления эксплуатацией ТС имеет два уровня формализации предметной области:

- на первом уровне – описательное моделирование структуры и свойств ТС как объекта эксплуатации и моделирование поведения ТС в режимах эксплуатации;
- на втором уровне – формализация представления и визуализации данных о конструкции и эксплуатации ТС.

Концепция представляет собой систему совместного проектирования ТС и их интегрированной информационной поддержки на протяжении всего ЖЦ.

2. Единый методологический подход к описательному моделированию структуры и свойств технической системы

Для реализации сформулированной концепции необходимо выработать единый методологический подход к описательному моделированию структуры и свойств ТС. Анализ и оценка тенденций описательного моделирования позволяют сделать вывод о том, что из-за отсутствия системного подхода к формализации представления данных о конструкции при разработке ТС ряд их особенностей, таких как диагностическая структура, технологическая приспособленность к обслуживанию и восстановлению, необходимых для управления эксплуатацией, оказывается неучтенной при описании. Этому способствует и отсутствие единства в методических подходах к информационному моделированию структуры и свойств образцов.

Интеграция результатов взаимодействия разнородных систем проектирования, подготовки и управления производством, поддержки эксплуатации достигается при использовании интегрированных интерактивных электронных технических руководств (ИЭТР). Задачи ИЭТР соответствуют общим и отличительным свойствам описательных моделей (ОМ). ОМ может быть рассмотрена как совокупность изображений системы, отдельные символы или сочетания символов которой находятся в некотором соответствии с опреде-

ленными элементами и состояниями системы $S = \langle N, K, O, P \rangle$, где N – множество элементов системы; K – множество отношений между элементами; O – множество реализуемых состояний элементов; P – множество реализуемых состояний системы. Исходя из вида пространства, порождающего модель, ОМ классифицируются по двум основным группам признаков, отражающих сущность предназначения ИЭТР как моделей систем, – по форме представления и степени подробности информации о моделируемой системе. Различаются трехмерные (объемные) и двухмерные (плоские) модели. Условия их оптимальности выражаются в виде отношений биективности отображения множеств N, K, O, P системы в соответствующих состояниях ОМ, минимизирующих количество информации в моделях (количество позиций и символов на каждой позиции).

В соответствии с принципами классификации и условиями оптимальности моделей методика разработки описательных моделей систем включает этапы формирования теоретической концепции, выбора вида ОМ и интеграции отображаемых элементов (ОЭ). В процессе построения ОМ установление уровня подобия модели и системы осуществляется выявлением числа и вида квалификационных категорий специалистов, взаимодействующих с объектом вооружения (ОВ) в процессе эксплуатации, ОЭ моделируемой системы определяются для каждой категории специалистов. В зависимости от целей и задач разработки ИЭТР отображаемыми элементами могут быть не только конструктивные элементы образца, но и процессы, отдельные технологические операции при контроле, обслуживании, восстановлении или учебные элементы (УЭ) при освоении. Детализированное представление формализуется при помощи графов, а их интеграция – методом обхода графа в глубину и последовательной декомпозицией ОЭ по уровням представления с отслеживанием связей от элементов верхнего уровня до терминальных узлов.

Методология оценки качества ИЭТР как ОМ систем должна быть основана на атрибутивном принципе концепции информации (информация – атрибут объективной действительности), категориях разнообразия и отражения, принципах снятия неопределенности, новизны, а также возможности в знаковой форме описывать реальный объект. На базе этого проведение сравнительной оценки различных вариантов средств представления информации о структуре и свойствах ОВ в ИЭТР возможно с использованием следующих аналитических зависимостей: если в качестве ИЭТР рассматривается идеографическая модель, то

$$I_{\Sigma} = |S_n| \sum_{i=1}^n \log_2 m_i + 2 \sum_{j=1}^{|S_n|} I_{ИЭ_j} + \sum_{\epsilon=1}^E I_{\epsilon} + I_B B_{ТО}; \quad (1)$$

если естественная модель, то:

$$I_{\Sigma} = |S_n| \sum_{i=1}^n \log_2 m_i + 2 \sum_{j=1}^{|S_n|} I_{ИЭ_j} + \sum_{\epsilon=1}^E I_{\epsilon} + I_B (B_{ТО} + B_{ИЭТР}), \quad (2)$$

где I_{Σ} – общее количество информации в ИЭТР; $I_{ИЭ}$ – количество информации в инструкциях ИЭТР; I_{ϵ} – количество информации в ϵ -м информацион-

ном элементе; E – количество информационных элементов в техническом описании; $B_{ТО}$ – количество букв в техническом описании; $B_{ИЭТР}$ – количество букв в инструкции ИЭТР; m – число символов в алфавите i -го элемента; S_n – количество программных состояний системы.

Использование зависимостей (1), (2) обеспечивает выбор рационального варианта ИЭТР для различных целей – повышения качества освоения, восстановления и уровня готовности ТС.

3. Информационно-методическое обеспечение оперативного управления эксплуатацией технических систем

Единый методологический подход к описательному моделированию структуры и свойств ТС позволяет решить частные задачи поддержки информационно насыщенных и продолжительных процессов при принятии ЭТР: технического диагностирования, восстановления, освоения исполнителями эксплуатации. Для этого требуется проведение декомпозиции описания структуры и свойств ТС по функциональному, конструкторскому, диагностическому, технологическому и обучающему аспектам и информационно-логическое моделирование процессов.

Информационное обеспечение диагностирования основывается на формализованных методах построения области нахождения неисправностей, определения истинного и наиболее вероятного характера восстановительных работ по статистической информации с использованием центральной базы данных (рис. 1).



Рис. 1 Схема процесса принятия решения на проведение ТО и Р

Для формализации описания диагностический процесс целесообразно рассмотреть как процесс последовательного разрешения неопределенностей на основе сужденческой теории Е. К. Войшвилло, что отображает информационную сущность диалогового процесса выработки ЭТР.

Необходимые и достаточные условия для оценки технического состояния отказавшей ТС имеют вид

$$\sum_{z=1}^k \sum_{i=1}^m p(c_i) \sum_{j=1}^{m_k} p(\Delta y_j / c_i) \log \frac{p(\Delta y_i)}{p(c_i)} = - \sum_{i=1}^N p(c_i) \log p(c_i), \quad (3)$$

где N – число возможных состояний ТС; k – количество информационных точек; m, m_k – число диагностических интервалов параметров; $p(c_i)$ – априорная вероятность появления c_i -го состояния ($i = \overline{1, N}$); $p(\Delta y_j / c_i)$ – вероятность появления значения параметра y в Δy_j -м интервале при условии, что объект в c_i -м состоянии.

Исходя из выражения (3), процесс разрешения неопределенностей представляется в виде двух соподчиненных этапов:

– этап I – информационное взаимодействие между объектом и средствами диагностирования с целью локализации в структуре объекта минимальной совокупности элементов, отказ которых может создать зафиксированные диагностические признаки;

– этап II – информационное взаимодействие средств диагностирования с локализованной на первом этапе совокупностью элементов с целью выделения среди них отказавших.

Информационная поддержка I этапа диагностического процесса основывается на функционально-логическом моделировании конструкции ОБ с использованием граф-моделей и матричной фиксации структуры и взаимосвязей элементов. Проведенные алгоритмизация и автоматизация образования области поиска отказов для случаев моно- и полиотказов в диалоговом режиме работы специалиста с ЭВМ показали, что формализация действий на I этапе позволяет сократить время диагностирования до 1,5 раз, при этом вероятность выделения области за заданное время существенно возрастает. Анимационно-изометрический способ представления диагностической информации (ДИ) и ввод исходной ДИ в процессе диалога с помощью мнемокода обеспечивают минимальные временные характеристики и число совершаемых ошибок.

Информационное обеспечение II этапа диагностического процесса наиболее эффективно реализуется с использованием метода минимального среднего времени поиска отказов и информационно-логической модели построения условной программы поиска по критерию

$$\min T_j^k = T_j(\alpha_1) + \sum_{S=2}^n Q_{1S}(\overline{\alpha, \alpha_S}) T_{1S}(\alpha_S) + \sum_{S=2}^n Q_{2S}(\overline{\alpha_S + 1, \beta_S}) T_{2S}(\beta_S), \quad (4)$$

где n – число испытаний, которые требуется выполнить, чтобы обнаружить k -й условно отказавший элемент в j -м варианте поиска; S – текущий номер испытания; $T_j(\alpha_1)$ – продолжительность первого (α_1) испытания в j -м до-

пустимом варианте поиска; Q_{1s} , Q_{2s} – вероятности положительного исхода последующих испытаний вслед за первым; α_s , β_s – номера элементов, проверяемых в последующих испытаниях.

Оптимизация процесса поиска производится методом динамического программирования. При этом условная программа строится не только в предположении об исходах испытаний, но и заранее помечается каждый элемент области поиска как отказавший, тем самым предопределяются состояния сигналов. Это позволяет вместо построения одной трудоемкой оптимальной программы построить сначала множество менее трудоемких программ поиска каждого из элементов, а затем «смонтировать» оптимальную программу для всех элементов. Эффективность такого подхода заключается в снижении трудоемкости вычислительных операций до 2 раз по сравнению с методом полного перебора.

Информационная поддержка управления восстановлением ОВ в условиях жестких временных ограничений, исключающих возможность организации диагностического процесса, достигается использованием информационно-справочной базы (ИСБ) для определения наиболее вероятного характера восстановительных работ [3]. Проведение пассивного эксперимента путем сбора и обработки статистической информации по случаям ремонта представительных образцов ТС показывает, что ИСБ с достаточной степенью достоверности может быть разработана на этапе испытаний опытных образцов и ранней стадии эксплуатации. По мере накопления данные в ИСБ уточняются по эмпирической байесовской процедуре. Оценка характера восстановительных работ при помощи ИСБ производится по исходной ДИ и критерию

$\max \frac{P^*(S_i)}{\tau_i}$, где $P^*(S_i)$ – статистическая вероятность S_i -го состояния ОВ,

τ_i – трудоемкость i -й восстановительной работы.

Формализация описания технологического процесса восстановления ТС осуществляется эвристическим методом формирования восстановительных операций, предусматривающим:

- 1) разбиение конструкции образца ТС на разборочные группы и подгруппы;
- 2) расчленение технологического процесса разборки выделенных групп (подгрупп) на технологически неделимые элементы (переходы);
- 3) определение содержания технологических приемов и переходов и установление последовательности их выполнения;
- 4) построение ориентированного графа процесса восстановления (ГПВ) на основе предшествования технологических переходов;
- 5) определение времени выполнения элементов восстановительных работ;
- 6) составление таблиц предшествования элементов восстановительных операций с учетом действующих производственных ограничений;
- 7) формирование операций восстановления с использованием эвристических правил образования допустимых множеств технологических приемов и переходов, удовлетворяющих условию

$$t_i \leq t_{\text{доп}} - r_k^{(t-1)},$$

где $t_{\text{доп}}$ – допустимое время восстановления (при организации работ методом универсальных постов) или такт (при методе специализированных постов); $r_k^{(t-1)}$ – суммарное время выполнения элементов операций, уже назначенных в допустимое множество к моменту t .

Проектирование описательной модели технологического процесса восстановления ТС с использованием указанного метода обеспечивает достижение минимальной трудоемкости выполняемых работ, учет действующих в условиях ремонта временных и производственных ограничений и ее адаптацию для использования при подготовке ЭТР.

Задача информационной поддержки процесса освоения ТС решается путем информационно-логического моделирования содержания и последовательности освоения, создания на этой основе средств освоения в ИЭТР. При этом в качестве отображаемых элементов ОМ рассматриваются учебные элементы и их логические взаимосвязи, представляемые в виде графа. Таким образом устанавливается четкая преемственность различных информационных блоков. Проведенная экспериментальная оценка экономической эффективности преобразования комплекта эксплуатационной документации ТС в электронный вид показывает, что данные о конструкции и эксплуатации ТС в виде текстовых и графических документов, размещаемые в 72 книгах на 6022 листах бумажного носителя в электронных публикациях ИЭТР, занимают объем в 2177,5 Мб и размещаются на трех CD-носителях, а при сжатии информации – на одном.

4. Информационно-методическое обеспечение управления многорежимной эксплуатацией технических систем

Информационно-методическая поддержка управления многорежимной эксплуатацией ТС при разработке ИЭТР вновь создаваемых ТС связана с обоснованием их программ эксплуатации (ПЭ). Для этого требуется оценка различных стратегий управления, формализация описания многорежимной эксплуатации с использованием единого подхода и обобщенного критерия оценки эффективности типа «стоимость–готовность». Традиционная система информационно-методического обеспечения разработки ПЭ этого не предусматривает, что является одной из причин существования противоречивых тенденций в сфере практической организации эксплуатации сложных ТС.

Для обоснования рациональных управляющих воздействий целесообразно моделирование поведения ТС в режимах эксплуатации $A_0 \dots A_6$. Этот процесс можно представить схемой блуждающей точки на ориентированном графе $G = (A, V)$, где множеству вершин $A = \{A_0, A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, A_6\}$ соответствует множество режимов эксплуатации, а множеству дуг V – множество направленных переходов при смене режимов (рис. 2). Наиболее типично для ТС чередование с определенной периодичностью двух фаз эксплуатации: кратковременного хранения (ожидания) и применения по прямому назначению. Базисными вариантами управления на граф-модели являются: $G_1 = (A_1, A_2, A_0)$; $G_2 = (A_1, A_2, A_1)$; $G_3 = (A_1, A_2, A_3, A_1)$; $G_4 = (A_1, A_2, A_4, A_1)$; $G_5 = (A_1, A_5, A_6, A_1)$; $G_6 = (A_1, A_2, A_5, A_6, A_1)$; $G_7 = (A_6, A_2, A_5, A_6)$; $G_8 = (A_6, A_2, A_3, A_5, A_6)$; $G_9 = (A_6, A_2, A_4, A_5, A_6)$; $G_{10} = (A_6, A_6)$. Они позволяют син-

тезировать 1023 различных сочетания вариантов $\left(\sum_{n=1}^{10} C_{10}^n = 2^{10} - 1 \right)$, являющихся альтернативными при формировании ПЭ.

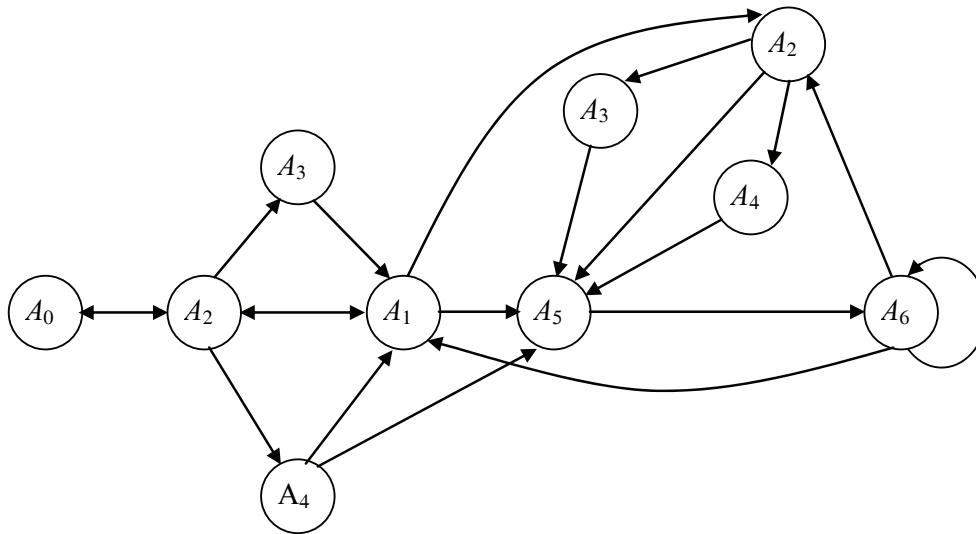


Рис. 2 Граф многорежимной эксплуатации образцов ТС

Так как направления переходов на граф-модели зависят главным образом от состояния образца ТС в данном режиме, а время пребывания в каждом режиме может быть как детерминированным, так и случайным, то для описания его поведения применим аппарат управляемых случайных ветвящихся процессов (УСВП).

Это двумерный дискретно-непрерывный скачкообразный процесс

$$z(t) = \{v(t), x(t)\} = \left\{ v(t), x(t) : t \in [\xi_n, \xi_{n+1}], \xi_n = \sum_{k=1}^n x_k, n = 0, 1, \dots \right\}$$

с фазовым пространством $H = I \times [0, \infty]$, $I = \{1, 2, \dots, m\}$, первая компонента которого $v_n = v(\xi_n) \in I$ характеризует номер состояния процесса после n -го скачка, а вторая компонента $x_n = x(\xi_n) \in [0, \infty]$ – время его пребывания в состоянии v_n до перехода в следующее состояние v_{n+1} .

По условным функциям распределения времени реализации событий $F_{ij}(t)$ и безусловной функции распределения времени пребывания УСВП в i -м состоянии получаются выражения для числовых характеристик – математического ожидания условного времени пребывания в состоянии i относительно перехода в состояние j τ_{ij} и математического ожидания безусловного времени пребывания ТС в состоянии i τ_i . Это позволяет определить комплексные показатели надежности через предельные вероятности состояний P_i . Для этого на граф-модели выделены два подграфа: $G^{(1)}$ с множеством

узлов $A^{(1)} = \{A_0, A_1, A_2, A_3, A_4\}$ и $G^{(2)}$ с множеством узлов $A^{(2)} = \{A_2, A_3, A_4, A_5, A_6\}$, моделирующие соответственно эксплуатацию ТС при содержании их в готовности к применению и при применении по прямому назначению. Тогда для стационарного процесса эксплуатации сумма вероятностей пребывания ТС в состояниях фазы ожидания дает коэффициент простоя $K_{\text{п}}$, а вероятностей пребывания в состояниях фазы применения – коэффициент технического использования $K_{\text{ти}}$.

С использованием стационарного распределения вероятностей коэффициент готовности определяется для фазы ожидания как отношение $K_1 / \sum_{i \in I_A^{(1)}} P_i$, для фазы применения – $K_6 / \sum_{i \in I_A^{(2)}} P_i$, где $I_A^{(1)} = \{1, 2, 3, 4\}$, $I_A^{(2)} = \{0, 2, 3, 4, 5, 6\}$ – соответственно множество номеров режимов для фаз ожидания и применения. На основании этого вектор предельных вероятностей P_i рассматривается как вектор выходных показателей СУЭ.

Для оценки суммарных затрат на эксплуатацию ТС в течение определенного времени C_{Σ} используется подход, основанный на представлении процесса потребления ресурсов как стохастического стационарного процесса с постоянной интенсивностью потребления в каждом режиме и определении удельных суммарных стационарных затрат определенного ресурса на эксплуатацию.

На основе сформированной общей модели поведения ТС в многорежимной эксплуатации предлагаемый метод обоснования ПЭ обеспечивает учет возможных стратегий управления техническим состоянием: по ресурсу, по состоянию, по уровню надежности, по затратам. Формирование различных вариантов программ в зависимости от используемого принципа управления показано на рисунке 3.

Любая из синтезированных программ характеризуется вектором управляемых параметров X : периодом планового контроля, моментом проведения и полнотой непланового (инспекционного) контроля, видом и полнотой восстановления ресурса. Суть метода состоит в построении такой последовательности $X^0 \dots X^{\ell}(R_j)$, где R_j – индекс варианта реализации j -й компоненты вектора X ; $X^0(R_j)$ – вариант стратегии управления, при которой обеспечивается монотонно возрастающая (убывающая) последовательность значений системы показателей $\Xi(t) = \{K_{\Gamma}(t), C_{\Sigma}(t)\}$, характеризующих технико-экономическую эффективность ПЭ. Выбор оптимального варианта ПЭ из множества оцениваемых осуществляется по критерию минимума эксплуатационных затрат при выполнении целевых требований к коэффициенту готовности.

Обоснование управляемых показателей периодического контроля (ПК) с охватом всей совокупности мероприятий планового и непланового контроля проводится с учетом показателей инспекционного контроля должностными лицами различных уровней управления. Для этого синтез модели поведения ТС в режиме контроля A_2 осуществляется конкретизацией общесис-

темной модели и декомпозицией исходной модели на подмодели поведения ТС в фазах применения и ожидания. Обоснование выбора вида законов распределения вероятностей переходов в различные состояния позволяет получить расчетные соотношения для оценки показателей ПК в фазах применения и ожидания. Эти соотношения обеспечивают определение средней наработки до отказа контролируемой и неконтролируемой частей ТС как в режиме «работы», так и в режиме «отдыха» в течение межпроверочного интервала и системное обоснование допустимых вариантов и показателей ПК с учетом инспекционного контроля ДЛ различных уровней управления.

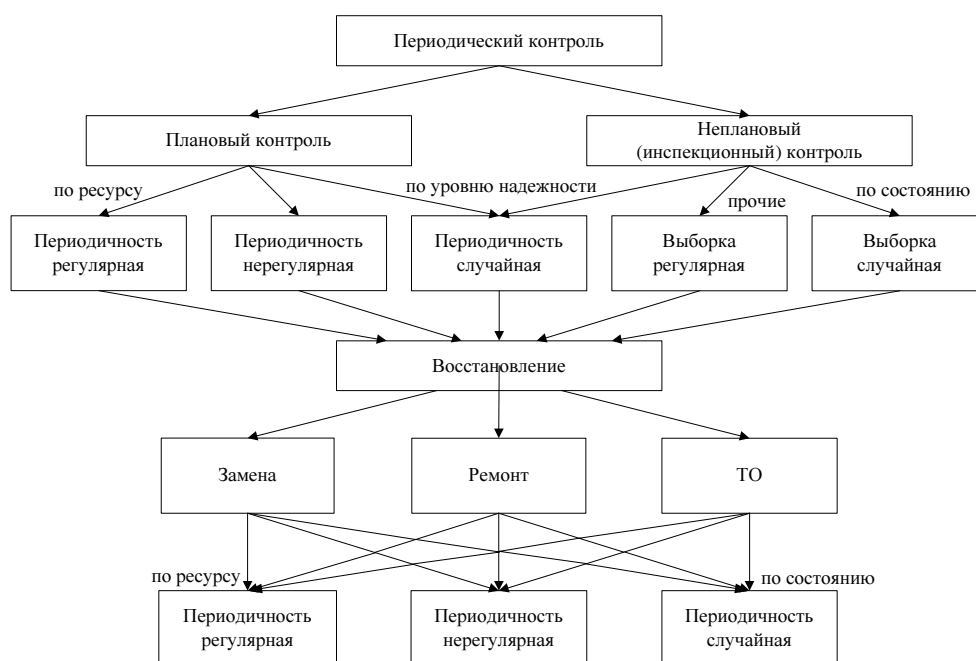


Рис. 3 Схема формирования программ управления ТО и Р

Практическая реализация описанных методов обоснования ПЭ, показателей ПК, моделей и алгоритмов управления восстановлением связана с имитационным моделированием эксплуатации ТС. Структурная схема имитационной модели (ИМ) представлена на рисунке 4.

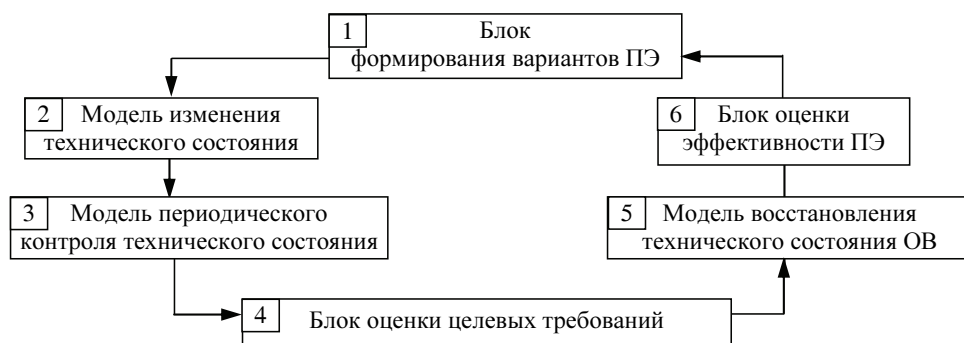


Рис. 4 Структурная схема имитационной модели управления

При моделировании эксплуатации ТС генерируются базовые варианты ПЭ, представленные в виде графа на рисунке 5. Он описывает практически все известные варианты управления техническим состоянием ТС. Имитационным моделированием получают результирующие показатели вариантов ПЭ в виде графических зависимостей $K_{\Gamma}(t)$ и $C_{\Sigma}(t)$.

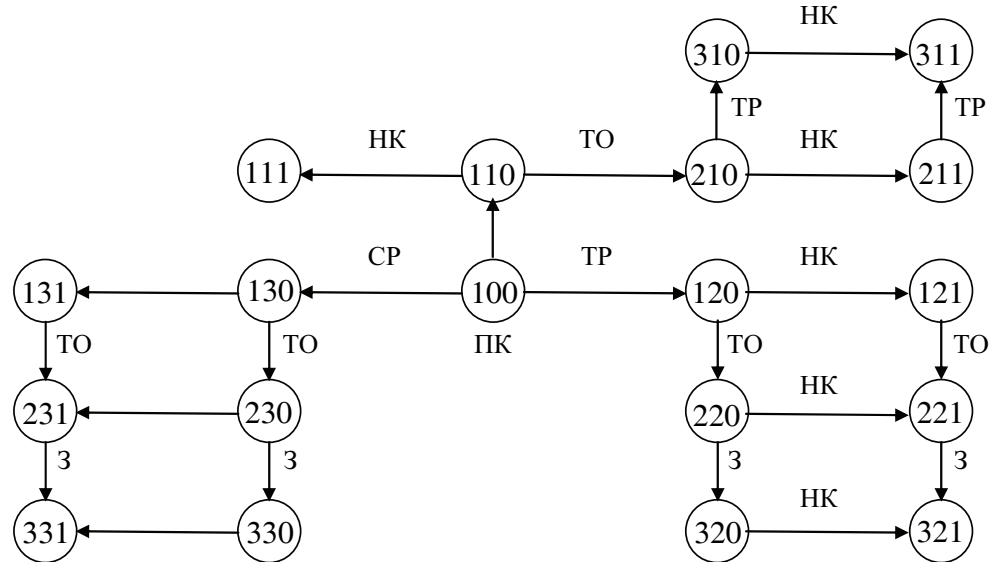


Рис. 5 Граф формирования базовых программ управления ТО и Р: ПК – плановый контроль; НК – неплановый контроль; ТО – техническое обслуживание; ТР – текущий ремонт; СР – средний ремонт; З – замена

Прикладная методика обоснования ПЭ вновь создаваемых ТС обеспечивает сравнение показателей эффективности вариантов программ (рис. 6).

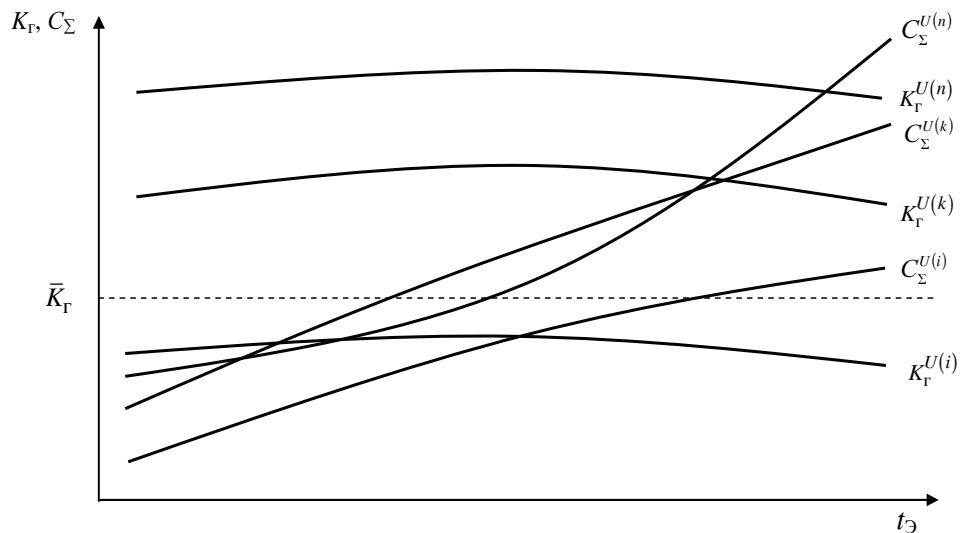


Рис. 6 Типовые зависимости результирующих показателей вариантов программ эксплуатации

Взаимным сравнением зависимостей определяется предпочтительный вариант. Это информационно поддерживает выбор обоснованных решений при разработке эксплуатационной документации в составе ИЭТР.

5. Система поддержки принятия эксплуатационно-технических решений

Практическая реализация рассматриваемой концепции информационной поддержки управления эксплуатацией сложных ТС связывается с разработкой системы поддержки принятия ЭТР (СППЭТР), являющейся ее материальной основой. Для этого полученные результаты целесообразно интегрировать по двум основным направлениям. Первое связано с применением экспертных систем, проблемно ориентированных на решение информационно-расчетных задач (ИРЗ) управления эксплуатацией ТС. Второе направление связано с использованием оперативного математического моделирования поведения параметров СУЭ и ее компонент в реальном масштабе времени или в опережающем темпе с целью представления ЛПР оценки складывающейся ситуации и обоснования рациональных ЭТР. СППЭТР рассматривается как интерактивная экспертно-аналитическая система с развитыми базами данных и знаний, базами математических моделей решения информационных, расчетных и имитационных задач должностными лицами (ДЛ) СУЭ.

Проектирование СППЭТР включает обоснование организационной и функциональной структур системы. Для обоснования организационной структуры СППЭТР используется метод организационного моделирования, который обеспечивает избыточность и оперативность выполнения требований объекта управления. При этом в качестве теоретической модели структуры СУЭ рассматривается матрично-штабная структура, позволяющая управлять всей системой как единым объектом, сохраняя различную целевую направленность структурных звеньев. Метод реализуется последовательным выполнением этапов, представленных на рисунке 7. Для обоснования численности автоматизированных рабочих мест (АРМ) используется методика распределения ЭТР по уровням управления, основывающаяся на исследовании загрузки ДЛ СУЭ при решении основных информационных и информационно-расчетных задач различных уровней управления.

Функциональный базис СППЭТР строится для решения комплексной триединой задачи: «оценка–диагностика» – «прогноз–имитация» – «принятие решения–управление». Для этого задачи, обеспечивающие принятие ЭТР, группируются на классы детерминированных и динамических моделей, а в состав функциональной схемы включаются модули автоматизации решения ИРЗ и имитационных задач.

Состав задач модулей функциональной структуры СППЭТР определяется исходя из глобальной цели, целей функционирования СУЭ и состава функций управления на уровне ЭТР с учетом специфики работы ДЛ (функций планирования, отчетности, оперативного управления).

Прикладное программное обеспечение модуля ИРЗ включает 19 информационных и 11 расчетных задач, позволяющих автоматизировать наиболее трудоемкие задачи органов управления эксплуатацией ТС по учету наличия образцов и МТС, по организации снабжения и восстановления.

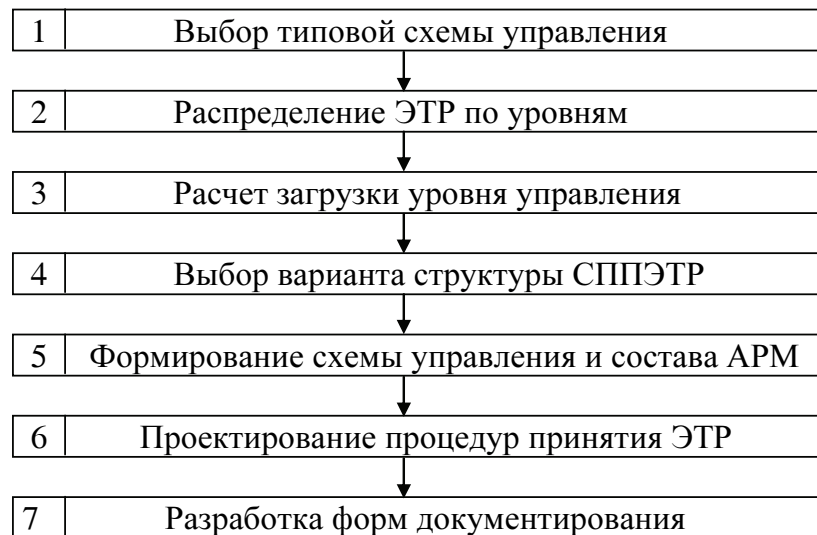


Рис. 7 Этапы обоснования СППЭТР методом организационного моделирования

Модуль автоматизации решения имитационных задач обеспечивает оперативное динамическое моделирование ЭТП при восстановлении ТС и обеспечении МТС, проведение статистических экспериментов и определение параметров функционирования СУЭ с учетом вероятностного протекания процессов. Это позволяет осуществлять обоснованный выбор рациональных решений в сложившихся условиях, разработку практических рекомендаций по организации эксплуатации ТС. В модуле реализуется процесс конструирования модели СУЭ в условиях действия ресурсных ограничений, исследования и оценки различных стратегий поведения системы.

Принятая система ограничений упрощает моделирование, уменьшает затраты ресурсов при разработке имитационных моделей (ИМ). Проверка ИМ на адекватность и точность проводится с применением формальных и неформальных методов верификации моделей. Заданная точность моделирования достигается при выполнении 20...25 прогонов моделей.

Оценка эффективности СППЭТР включает оценки оперативной и военно-экономической эффективности начального варианта системы. Такой метод позволяет учитывать этапы развития СППЭТР и определять приращение показателей эффективности, что обеспечивает выбор рационального варианта развития на каждом этапе. Его использование для оценки эффективности начального варианта системы показало, что с применением СППЭТР время цикла управления сокращается в 3...4 раза, а коэффициент снижения трудоемкости работ составляет 3,5.

Заключение

Разработанное информационно-методическое обеспечение повышает эффективность управления эксплуатацией сложных ТС. Основным научный результат проведенных исследований заключается в достижении конечной цели – в разработке совокупности взаимосвязанных методов создания и применения средств информационного обеспечения ЭТР при управлении эксплуатацией сложных восстанавливаемых ТС.

Список литературы

1. **Катулев, А. Н.** Математические методы в системах поддержки принятия решений / А. Н. Катулев, Н. А. Северцев. – М. : Высшая школа, 2005. – 312 с.
2. **Ярославцев, Ю.** Информационная поддержка эксплуатации военной техники как средство «захвата и удержания» заказчика / Ю. Ярославцев // Военный парад. 2004. – № 5 (65). – С. 72–73.
3. **Алчинов, В. И.** Управление техническим обслуживанием и ремонтом ракетно-артиллерийского вооружения : монография / В. И. Алчинов. – Пенза : ПАИИ, 2000. – 222 с.

РАЗВЕРТЫВАНИЕ ФУНКЦИИ КАЧЕСТВА В ПРОЦЕССАХ СИСТЕМЫ МЕНЕДЖМЕНТА КАЧЕСТВА УНИВЕРСИТЕТА

Поставлена и решена задача развертывания функций качества, содержание которых отражает требования разделов стандарта ГОСТ Р ИСО 9000–2001, в процессах системы менеджмента качества университета. Разработана методика анализа информации при принятии управленческого решения о назначении координаторов и исполнителей работ по реализации функций качества.

Введение

Университетская система менеджмента качества (СМК) обеспечивает постоянный контроль качества обучения и управления им со стороны администрации университета, руководства факультетов и учебных институтов, ведущих кафедрами в целях совершенствования содержания образования, улучшения организации обучения, повышения результативности всех процессов передачи и восприятия знаний.

Вопрос управления СМК университета носит комплексный характер. Многообразие компонентов, влияющих на функционирование СМК, обуславливает сложность разработки методологии и научных основ управления СМК, обеспечивающих результативное функционирование СМК в университете, а также неоднозначность выбора подходов к реальному управлению СМК.

В настоящее время мощным инструментом принятия эффективных управленческих решений является методология QFD – Quality Function Deployment – развертывание функции качества. В России эту методологию чаще называют структурированием функции качества.

Различают развертывание функции качества в узком понимании и всестороннее развертывание качества [1]. Развертывание функции качества в узком понимании – ориентация на процессы, на развертывание качества по видам деятельности в функциональной организации. С этих позиций концепция QFD, хотя и без упоминания названия и реализации всего своего потенциала, в некоторой мере отражена в ГОСТ Р ИСО 9001–2001 [2].

Развертывание функции качества является научным подходом, включающим на всех этапах жизненного цикла образовательных услуг соблюдение требований законодательства, Государственных образовательных стандартов, учет и анализ требований потребителей. Развертывание функции качества представляет законченную концепцию, которая обеспечивает способы перевода требований потребителей в соответствующие требования к образовательным программам университета.

1. Развертывание функции качества на верхних уровнях

Как показывает практика, на начальных этапах проекта по разработке и внедрению СМК в университете наибольшее внимание уделяется обеспечению результативности СМК. Это объяснимо и связано с тем, что требования к обеспечению результативности СМК в явном виде выражены в достаточном числе пунктов ГОСТ Р ИСО 9001–2001. Поэтому в предлагаемом подходе

де к разворачиванию функции качества, привязанному к реализации требований ГОСТ Р ИСО 9001–2001, в качестве самого общего первого уровня выбрано обеспечение результативности СМК университета (рис. 1).

Обратим внимание на особенности рисунков в настоящей работе:

1) они имеют сквозные ссылки, т.е. вытекают один из другого, связаны друг с другом;

2) содержат ссылки на коды общеуниверситетских процессов (таблица 1).

Коды процессов, используемых в настоящей работе, состоят из двух элементов:

– буквенного обозначения принадлежности процесса к одной из четырех групп: У – процессы управленческой деятельности; ОУ – процессы жизненного цикла образовательных услуг; Р – процессы обеспечения ресурсами; М – процессы мониторинга и улучшения;

– номера процесса по порядку в пределах группы.



Рис. 1

Таблица 1

Код процесса	Название процесса	Пункты ГОСТ Р ИСО 9001–2001
1	2	3
Процессы управленческой деятельности		
У-01	Формирование политики и целей	5.1–5.5 (кроме 5.5.2), 6.1
У-02	Управление СМК	4, 5.5.2, 8.1, 8.4
У-03	Анализ со стороны руководства	5.6
У-04	Управление образовательным процессом	7.1в, 7.5.1а,д

1	2	3
Процессы жизненного цикла предоставления образовательных услуг университета		
ОУ-01	Маркетинг образовательных услуг	7.2
ОУ-02	Довузовская подготовка	7.4.1, 7.4.2
ОУ-03	Прием и зачисление в университет	7.4.3
ОУ-04	Проектирование образовательных программ	7.1 (кроме в), 7.3
ОУ-05	Реализация основных образовательных программ	7.5.3–7.5.5, 8.2.4, 8.3
ОУ-06	Аттестация выпускника	7.5.2
ОУ-07	Трудоустройство и послевузовское обслуживание	7.5.1e
Процессы обеспечения ресурсами		
Р-01	Управление персоналом	6.2
Р-02	Поддержание и развитие инфраструктуры	6.3
Р-03	Поддержание и развитие производственной среды	6.4
Процессы мониторинга и улучшения		
М-01	Мониторинг удовлетворенности потребителей и заинтересованных сторон	8.2.1
М-02	Внутренние аудиты	8.2.2
М-03	Мониторинг процессов СМК	8.2.3
М-04	Улучшения	8.5

2. Дальнейшее развертывание функции качества

На рисунках 2–5 показаны процессы в соответствии с требованиями ГОСТ Р ИСО 9001–2001 и дальнейшее развертывание функции качества с переходом к общеуниверситетским процессам с учетом требований типовой модели системы качества образовательного учреждения [3].

На рисунке 2 представлено развертывание функции качества в рамках реализации требований п. 5 ГОСТ Р ИСО 9001–2001 «Ответственность руководства».

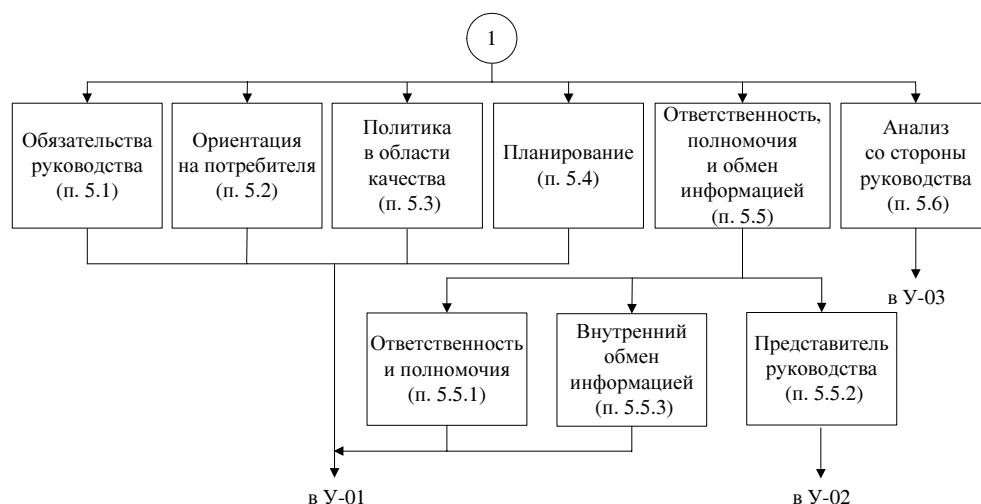


Рис. 2

Как видно из рисунка 2, реализация требований п. 5 ГОСТ Р ИСО 9001–2001 осуществляется в рамках следующих процессов управленческой деятельности:

- У-01 «Формирование политики и целей»;
- У-02 «Управление СМК»;
- У-03 «Анализ со стороны руководства».

Реализация требований п. 6 ГОСТ Р ИСО 9001–2001 обеспечивается развертыванием функций, показанным на рисунке 3.

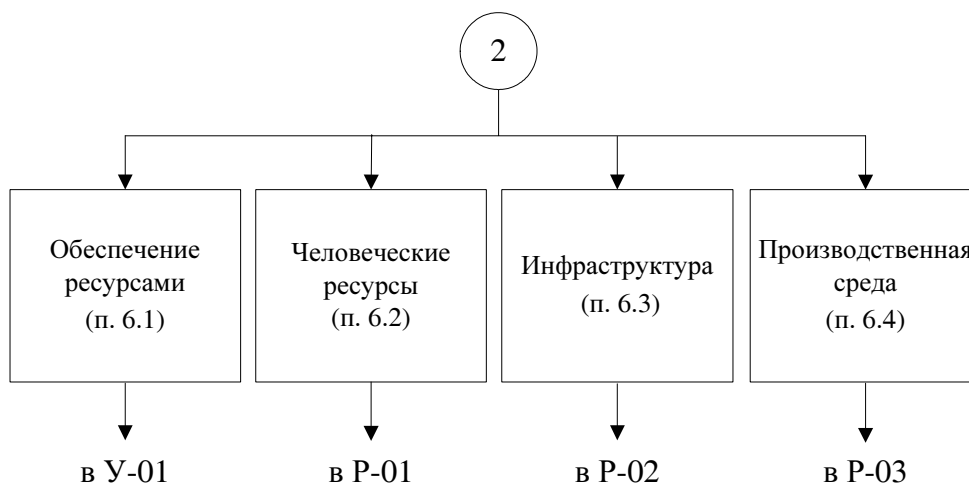


Рис. 3

Как видно из рисунка 3, данные требования реализуются в следующих процессах:

- У-01 «Формирование политики и целей»: здесь осуществляется планирование общего обеспечения ресурсами;
- Р-01 «Управление персоналом»;
- Р-02 «Поддержание и развитие инфраструктуры»;
- Р-03 «Поддержание и развитие производственной среды».

Типовая модель системы качества образовательного учреждения рекомендует выделить и ряд других процессов обеспечения ресурсами, например процесс «Управление финансовыми ресурсами» [3]. Их рассмотрение выходит за рамки настоящей статьи. Отметим, что требования к данным процессам целесообразно отразить в Руководстве по качеству университета.

Особый интерес представляет собой развертывание функции качества в процессах жизненного цикла предоставления образовательных услуг университета (рис. 4).

Здесь рассматриваются аспекты, связанные с основными образовательными программами высшего профессионального образования. Большинство процессов предоставления образовательных услуг в университете сформировались практически с момента его возникновения. Именно они создают ценность для потребителей, хотя на этом аспекте не всегда делается соответствующий акцент.

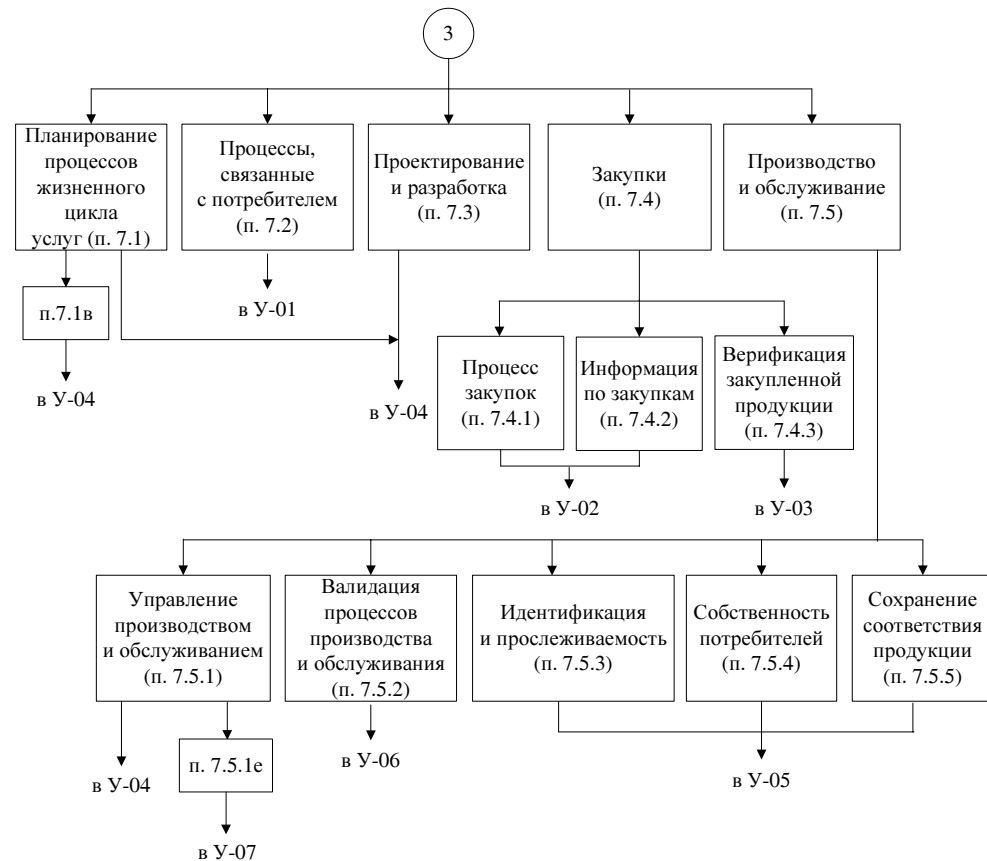


Рис. 4

Как видно из рисунка 4, требования п. 7 ГОСТ Р ИСО 9001–2001 реализуются в следующих процессах:

- У-04 «Управление образовательной деятельностью»: включает процессы управления учебной деятельностью университета и управление воспитательной работой;
- ОУ-01 «Маркетинг образовательных услуг»: новый для вузов процесс, способствующий достижению более высокого уровня работы по всем аспектам, связанным с потребителями;
- ОУ-02 «Довузовская подготовка»;
- ОУ-03 «Прием и зачисление в университет»;
- ОУ-04 «Проектирование образовательных программ»;
- ОУ-05 «Реализация основных образовательных программ»;
- ОУ-06 «Аттестация выпускника»;
- ОУ-07 «Трудоустройство и послевузовское обслуживание».

Требования п. 8 ГОСТ Р ИСО 9001–2001 разворачиваются в процессах университета так, как показано на рисунке 5. Эти требования реализуются в следующих процессах университета:

- У-02 «Управление СМК»;
- ОУ-05 «Реализация основных образовательных программ»: здесь среди прочего реализуются концепции мониторинга образовательных услуг в рамках процедур их верификации (оценка соответствия услуг в ходе зачет-

ных и экзаменационных сессий) и концепции работы с несоответствующей продукцией (работы с неуспевающими студентами);

– М-01 «Мониторинг удовлетворенности потребителей и заинтересованных сторон»;

– М-02 «Внутренние аудиты»;

– М-03 «Мониторинг процессов СМК»;

– М-04 «Улучшения»: в первую очередь аспекты деятельности, связанные с корректирующими и предупреждающими действиями.

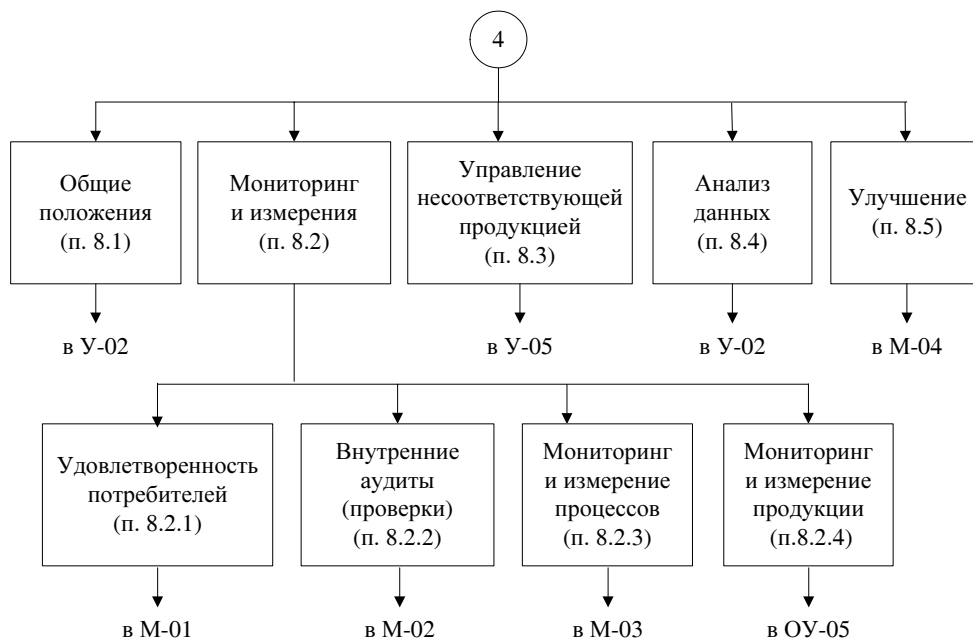


Рис. 5

3. Особенности и преимущества разработанного механизма развертывания функции качества в процессах университета

В результате развертывания функции качества образовательных услуг университета получена итоговая таблица распределения пунктов ГОСТ Р ИСО 9001–2001 по общеуниверситетским процессам (таблица 1).

Отметим, что рассмотренный вариант развертывания функции качества не является единственно возможным и ориентирован на современное состояние дел в сфере образовательных услуг в части развития уровня качества за счет совершенствования СМК. Так, п. 7.4 ГОСТ Р ИСО 9001–2001 в настоящей работе реализован только в части работы с абитуриентами. Ни к одному из рассматриваемых процессов не привязан п. 7.6 ГОСТ Р ИСО 9001–2001, т.к. учебное лабораторное оборудование не охватывается требованиями этого пункта. В СМК университета данные требования реализуются в части метрологического обеспечения научных разработок университета.

Важное преимущество представленного развертывания функции качества заключается в отсутствии дублирования пунктов ИСО в разных процессах, что нередко встречается в разработках, посвященных СМК университета. Это делает возможным автоматизацию обработки результатов аудитов системы и ее процессов.

Процессам СМК университета наряду с рассмотренными своего рода внешними требованиями могут быть поставлены в соответствие и внутренние требования, которые отражаются в нормативных документах университета.

Если процессу в таблице 1 поставлены в соответствие несколько пунктов ГОСТ Р ИСО 9001–2001, то реализация каждого из них привязана к отдельному подпроцессу, который также будет иметь статус общеуниверситетского. Представляет интерес проблема обоснованного выбора координаторов и исполнителей работ по реализации каждой функции качества (по каждому пункту ГОСТ Р ИСО 9001–2001).

4. Методика определения оптимального состава функций качества для конкретного исполнителя

Задача состоит в определении исполнителя, способного в течение времени T (это плановое время в плане работ по качеству университета), осуществить координацию максимально большого объема работ по реализации до n -функций качества с оптимальными затратами на их выполнение. Плановое время выполнения работ $t_i, i = 1, \dots, n$ определено в плане работ по качеству университета и является Парето-оптимальным [4], т.е. его улучшение приведет к ухудшению временных параметров, привязанных к другим процессам университета. При принятии управленческого решения учитывается рейтинг исполнителя $R_i, i = 1, \dots, n$, привязанный к функции качества (конкретному пункту ГОСТ Р ИСО 9001–2001) и определенный, исходя из уровня компетентности исполнителя в соответствующих областях менеджмента качества. Кроме этого, на принятие управленческого решения влияют предполагаемые приведенные затраты исполнителя $S_i, i = 1, \dots, n$ по реализации каждой функции качества.

Задача заключается в определении значения компонентов вектора $y_i, i = 1, \dots, n$ с элементами или 0, или 1, максимизирующих целевую функцию:

$$Q = \sum_{i=1}^n y_i (R_i - x S_i) \quad (1)$$

при ограничении

$$\sum_{i=1}^n y_i t_i \leq T, \quad (2)$$

где x – некоторый искомый коэффициент.

Если в результате решения задачи получено, что $y_i = 1$, то в этом случае данному исполнителю поручают координацию работ по реализации i -й функции качества, в противном случае – $y_i = 0$. Значение величины x тоже предстоит найти в ходе решения задачи.

Для решения задачи целесообразно использовать метод динамического программирования [4, 5].

Рассмотрим суть предлагаемого подхода на примере подпроцесса «Анализ данных» процесса У-02 «Управление СМК». В рамках данного подпроцесса реализуются требования п. 8.4 ГОСТ Р ИСО 9001–2001 (см. рис. 5).

Считаем, что исходная информация для анализа данных собрана в полном объеме, определенном в соответствующих нормативных документах университета, например, в руководстве по качеству. Рейтинг исполнителя, привязанный к конкретному пункту ИСО, определен, исходя из уровня компетентности в соответствующих областях менеджмента качества и анализа данных. Необходимая информация по конкретному исполнителю приведена в таблице 2. Приведенные в последней строке таблицы 2 планируемые временные рамки на выполнение каждого требования согласованы с предполагаемыми затратами исполнителя.

Таблица 2

$T = 30$ дней	п. 8.4а	п. 8.4б	п. 8.4в	п. 8.4г
Рейтинг исполнителя $R_i, i = 1, \dots, 4$	40	30	10	50
Предполагаемые приведенные затраты исполнителя, $S_i, i = 1, \dots, 4$	30	15	10	20
Плановое время выполнения работ $t_i, i = 1, \dots, 4$, дни	15	10	10	10

Для применения метода динамического программирования построим на плоскости систему координат, ось абсцисс которой соответствует функциям качества, а ось ординат – суммарному времени выполнения работ (рис. 6).

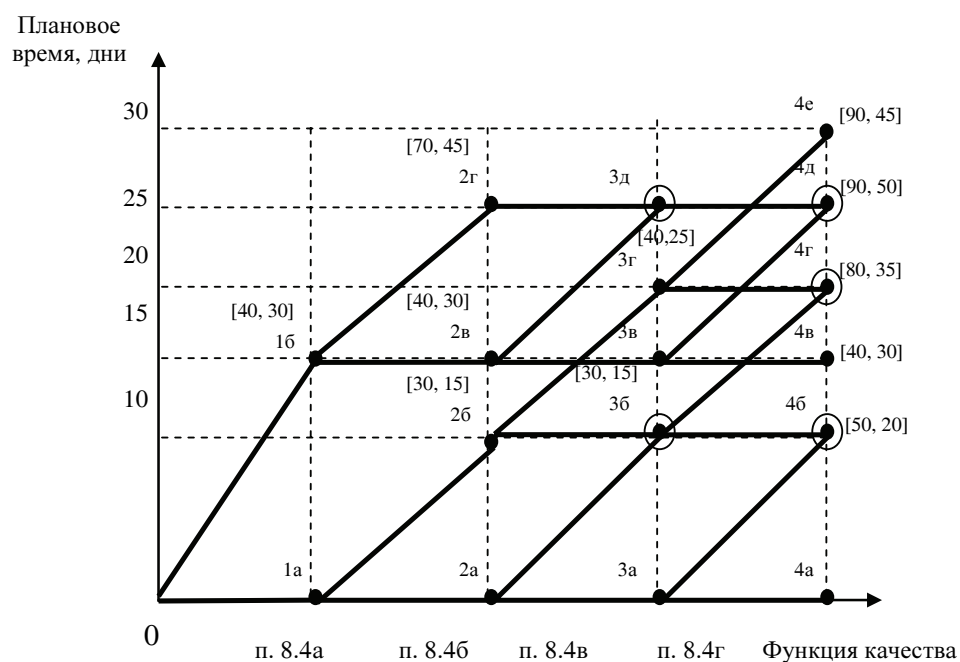


Рис. 6

Длины наклонных дуг соответствуют величинам $R_i - \lambda S_i$ соответствующих функций, длины горизонтальных дуг равны нулю. В квадратных скобках указаны совокупные рейтинг и затраты соответственно.

Определим интервал возможных значений переменной величины x . Для этого на рисунке найдем точки, в которые входят более чем одна дуга. Две дуги входят в следующие точки:

1) т. 3б: $30 - 15x_1 = 0 \Rightarrow x_1 = 2$;

2) т. 3д: $70 - 45x_2 = 40 - 30x_2 \Rightarrow x_2 = 2$;

3) т. 4б: $30 - 15x_3 = 0 \Rightarrow x_3 = 2$;

4) т. 4д: $30 - 15x_4 = 70 - 45x_4 \Rightarrow x_4 = \frac{4}{3} = 1\frac{1}{3}$.

Построение на интервале $0 \leq x \leq 2$ графиков прямых: $T = 30 \Rightarrow f_1 = 90 - 45x$; $T = 20 \Rightarrow f_2 = 80 - 35x$; $T = 15 \Rightarrow f_3 = 40 - 30x$; $T = 10 \Rightarrow f_4 = 50 - 20x$ показало, что для данного исполнителя оптимальная целевая функция имеет вид

$$Q(x) = \begin{cases} 90 - 45x, & \text{при } 0 \leq x \leq 1; \\ 80 - 35x, & \text{при } 1 < x \leq 2,29. \end{cases} \quad (3)$$

То есть имеются два оптимальных решения (выбор конкретного решения определяется в зависимости от величины x по формуле (3)). Первое решение $(0, 1, 1, 1)$ соответствует пути 1а–2б–3г–4е – данному исполнителю поручают координацию работ по реализации функций качества, определенных п. 8.4б, 8.4в и 8.4г ГОСТ Р ИСО 9001–2001. Второе решение $(0, 0, 1, 1)$ соответствует пути 2а–3б–4г – данному исполнителю поручают координацию работ по реализации функций качества, определенных п. 8.4в и 8.4г ГОСТ Р ИСО 9001–2001. Оба решения являются Парето-оптимальными, т.к. не существует набора функций, которому соответствовал бы больший совокупный рейтинг данного исполнителя при небольших затратах или меньшие затраты при наименьшем совокупном рейтинге исполнителя.

Заключение

Применение методологии QFD в практике управления современным университетом, внедряющим или внедрившем СМК в систему менеджмента, обеспечивает принятие результативных управленческих решений за счет рационального распределения функций качества между процессами и конкретными исполнителями.

Список литературы

1. **Кузьмин, А. М.** История возникновения, развития и использования метода развертывания функции качества / А. М. Кузьмин // Методы менеджмента качества. – 2002. – № 1.
2. ГОСТ Р ИСО 9001–2001 Системы менеджмента качества. Требования. М. : Изд-во стандартов, 2001.
3. **Пузанков, Д. В.** Типовая модель системы качества образовательного учреждения / Д. В. Пузанков, С. А. Степанов, В. В. Азарьева [и др.]. – Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ», СПб. : – 2005.
4. **Бабкин, В. Ф.** Разработка и реализация оптимальных моделей и механизмов управления высшим учебным заведением : дис. ... д-ра техн. наук : 05.13.10 / В. Ф. Бабкин. – Воронеж, 2001.
5. **Беллман, Р.** Динамическое программирование / Р. Беллман. – М. : Изд-во иностр. лит., 1960. – 400 с.

ФОРМАЛИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ОТВЕТСТВЕННОСТИ И ПОЛНОМОЧИЙ МЕЖДУ ПОДРАЗДЕЛЕНИЯМИ И СОТРУДНИКАМИ УНИВЕРСИТЕТА

Осуществлена формализация процесса распределения ответственности и полномочий между подразделениями и сотрудниками университета в рамках системы менеджмента качества (СМК), на основе которой решается задача отыскания оптимального управления с привлечением математического аппарата метода динамического программирования.

Введение

При управлении системой менеджмента качества (СМК) университета для результативного принятия управленческих решений необходимо формализовать процесс распределения ответственности и полномочий между подразделениями и сотрудниками университета. При этом необходимо, во-первых, чтобы все требования, предъявляемые к СМК, были выполнены оптимальным образом, т.е. с привлечением минимальных ресурсов (человеческих, материальных, финансовых, информационных и др.), и, в то же время, результативно; во-вторых, сформулировать критерии оценки оптимальности управления и рассмотреть различные подходы к их формулировке.

Формализация задачи управления в СМК

Представим требования к СМК (например, по ГОСТ Р ИСО 9001–2001) в виде

$$x_i(r_{i,1}, r_{i,2}, \dots, r_{i,l}), \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (1)$$

где координаты $r_{i,1}, r_{i,2}, \dots, r_{i,l}$ представляют собой требуемые ресурсы для выполнения требований (1).

Для каждого из заданных требований на каждом из уровней подчиненности находим оптимального исполнителя из ряда

$$y_j^k(R_{j,1}^k, R_{j,2}^k, \dots, R_{j,l}^k), \quad j = 1, 2, \dots, n, \quad (2)$$

где координаты $R_{j,1}^k, R_{j,2}^k, \dots, R_{j,l}^k$ определяют ресурсы, которыми располагает j – исполнитель подчиненности уровня k ($k = 1, 2, \dots, K$).

В государственном образовательном учреждении (университете) под уровнями подчиненности понимаются:

- общеуниверситетский уровень;
- уровень института/факультета/управления;
- уровень кафедры/структурного подразделения.

Данная задача является задачей отыскания оптимального управления – обратной задачей динамики дискретного типа, которая рассмотрена в [1]. Она носит дискретный характер, является обратной стационарной задачей дина-

мики, т.е. предполагается, что ее решение не зависит от времени. Поставленную задачу будем рассматривать как линейную задачу управления.

Обобщенная математическая модель процедуры оптимального управления СМК будет описываться уравнением

$$x = f(x, u). \quad (3)$$

В качестве функции управления рассматривается ее дискретный аналог – трехмерная матрица соответствий:

$$U = \{u_{i,j}^k\}, \quad (4)$$

где ее элементы есть экспертные оценки предпочтений: для каждого исполнителя $(y_j^k - k)$ -го уровня и каждого требования $x_i(r_{i,1}, r_{i,2}, \dots, r_{i,l})$ ставится в соответствие элемент данной матрицы.

Для решения данной задачи введем ограничения.

Ограничение 1 – по искомым ресурсам:

$$\begin{cases} R_{j,s}^k \geq 0, \\ r_{i,s} \geq 0, \\ R_{j,s}^k - r_{i,s} \geq 0, \\ k = 1, 2, \dots, K, i = 1, 2, \dots, m, \\ j = 1, 2, \dots, n, s = 1, 2, \dots, l. \end{cases} \quad (5)$$

Ограничение 2 – по исполнителям:

а) на каждом уровне должен быть единственный исполнитель:

$$\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n h_{i,j}^k u_{i,j}^k = 1, \quad (6)$$

где $H = \{h_{i,j}^k\} = \{0, 1\}$ – множество значений трехмерной матрицы – либо ноль, либо единица;

б) для каждого требования должно быть K исполнителей:

$$\sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^K h_{i,j}^k u_{i,j}^k = K. \quad (7)$$

Введем критерии оптимальности.

Критерий 1 – оптимальность по качеству используемых ресурсов:

$$\begin{cases} R_{j,s}^k \geq 0, \\ r_{i,s} \geq 0, \\ R_{j,s}^k - r_{i,s} \rightarrow \min, \\ k = 1, 2, \dots, K, i = 1, 2, \dots, m, \\ j = 1, 2, \dots, n, s = 1, 2, \dots, l. \end{cases} \quad (8)$$

Данное условие требует при одном и том же управлении как можно большей прилежности данного исполнителя на исполнение своих обязанностей.

Критерий 2 – оптимальность по экономии ресурсов:

$$\begin{cases} R_{j,s}^k \geq 0, \\ r_{i,s} \geq 0, \\ R_{j,s}^k - r_{i,s} \rightarrow \max, \\ k = 1, 2, \dots, K, i = 1, 2, \dots, m, \\ j = 1, 2, \dots, n, s = 1, 2, \dots, l. \end{cases} \quad (9)$$

Данное условие требует при одном и том же управлении как можно больше сэкономить ресурсы, например материальные.

Критерий 3 – оптимальность по чувствительности требования x_i к ресурсу $r_{i,p}$:

$$\frac{\partial x_i}{\partial r_{i,p}} \rightarrow \max \text{ или } \frac{\partial x_i}{\partial r_{i,p}} \rightarrow \min. \quad (10)$$

Критерий 4 – для заданного требования и найденных исполнителей проверяется условие

$$\frac{\sum_{k=1}^K x_i \cdot y_k^k}{\sqrt{\sum_i x_i^2} \sqrt{\sum_k y_k^k}} = \frac{\sum_{k=1}^K (r_{i,1} R_{k,1}^k + r_{i,2} R_{k,2}^k + \dots + r_{i,s} R_{k,s}^k)}{\sqrt{\sum_i x_i^2} \sqrt{\sum_k y_k^k}} \approx K. \quad (11)$$

Данное условие означает, что вектора $x_i(r_{i,1}, r_{i,2}, \dots, r_{i,l})$, $y_j^k(R_{j,1}^k, R_{j,2}^k, \dots, R_{j,l}^k)$ «почти» коллинеарные, и, следовательно, есть большая вероятность, что интересы в рассматриваемом требовании совпадают с возможностями данного исполнителя. Этот критерий позволяет также пропорционально расходовать ресурсы данного исполнителя по требованию, что с большой вероятностью эффективно скажется на его работе.

При этом данный критерий используется при формировании матрицы (4):

$$u_{i,j}^k = x_i y_j^k = (r_{i,1} R_{j,1}^k + r_{i,2} R_{j,2}^k + \dots + r_{i,s} R_{j,s}^k).$$

Отметим, что скалярный критерий оптимальности наиболее эффективен при многошаговом процессе решения, например при применении динамического программирования. Он позволяет найти опорный план и сделать шаг к последующему решению от предыдущего, где на каждом шаге проверяют один из критериев оптимальности или их совокупности [2].

Определение оптимального управленческого решения распределения полномочий и ответственности между исполнителями в СМК

Используем метод динамического программирования, который излагается согласно [2].

Будем считать, что состояние рассматриваемой системы S на k -м шаге $(k = \overline{1, n})$ определяется совокупностью чисел $X^{(k)} = (x_1^{(k)}, x_1^{(k)}, \dots, x_n^{(k)})$, которые получены в результате реализации матрицы управления

$$U^k = \begin{pmatrix} u_{1,1}^k & u_{1,2}^k & \dots & u_{1,n}^k \\ u_{2,1}^k & u_{2,2}^k & \dots & u_{2,n}^k \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ u_{m,1}^k & u_{m,2}^k & \dots & u_{m,n}^k \end{pmatrix} \quad (12)$$

обеспечивающей переход системы S из состояния $X^{(k-1)}$ в состояние $X^{(k)}$. При этом будем предполагать, что состояние $X^{(k)}$, в которое перешла система S , зависит от данного состояния $X^{(k-1)}$ и выбранного управления u_k и не зависит от того, каким образом система S пришла в состояние $X^{(k-1)}$.

Далее будем считать, что если в результате реализации k -го шага обеспечена требуемая результативность процесса, также зависящая от исходного состояния системы $X^{(k-1)}$, выбранного управления u_k и равная $W_k(X^{(k-1)}, u_k)$, то общая результативность за n шагов составляет:

$$F = \sum_{k=1}^n W_k(X^{(k-1)}, u_k). \quad (13)$$

Таким образом, мы сформулировали два условия, которым должна удовлетворять рассматриваемая задача динамического программирования. Первое условие обычно называют условием отсутствия последствия, а второе – условием аддитивности целевой функции задачи.

Выполнение для задачи динамического программирования первого условия позволяет сформулировать для нее принцип оптимальности Беллмана. Прежде чем сделать это, дадим определение оптимальной стратегии управления. Под такой стратегией будем понимать совокупность управлений $U^* = (u_1^*, u_2^*, \dots, u_n^*)$, в результате реализации которых система S за n шагов

переходит из начального состояния $X^{(0)}$ в конечное $X^{(n)}$ и при этом функция (13) принимает наибольшее значение.

Каково бы ни было состояние системы перед очередным шагом, надо выбрать управление на этом шаге так, чтобы результативность на данном шаге плюс оптимальная результативность на всех последующих шагах была максимальной.

Отсюда следует, что оптимальную стратегию управления можно получить, если сначала найти оптимальную стратегию управления на m -м шаге, затем на двух последних шагах, затем на трех последних шагах и т.д., вплоть до первого шага. Таким образом, решение рассматриваемой задачи динамического программирования целесообразно начинать с определения оптимального решения на последнем, m -м шаге. Для того чтобы найти это реше-

ние, очевидно, нужно сделать различные предположения о том, как мог закончиться предпоследний шаг, и с учетом этого выбрать управление u_n^0 , обеспечивающее максимальное значение функции $W_n(X^{(n-1)}, u_n)$. Такое управление u_n^0 , выбранное при определенных предположениях о том, как закончился предыдущий шаг, называется условно оптимальным управлением. Следовательно, требуется находить на каждом шаге условно оптимальное управление для любого из возможных исходов предшествующего шага.

Чтобы это можно было осуществить практически, необходимо математически сформулировать принцип оптимальности. Для этого введем некоторые дополнительные обозначения. Обозначим через $F_n(X^{(0)})$ максимальную результативность, получаемую за n шагов при переходе системы S из начального состояния X^0 в конечное состояние $X^{(n)}$ при реализации оптимальной стратегии управления $U^* = (u_1^*, u_2^*, \dots, u_n^*)$, а через $F_{n-k}(X^{(k)})$ – максимальную результативность, получаемую при переходе из любого состояния $X^{(k)}$ в конечное состояние $X^{(n)}$ при оптимальной стратегии управления на оставшихся $n-k$ шагах. Тогда

$$F_n(X^{(0)}) = \max_{u_{k+1}} \left[W_1(X^{(0)}, u_1) + \dots + W_n(X^{(n-1)}, u_n) \right]; \quad (14)$$

$$F_{n-k}(X^{(k)}) = \max_{u_{k+1}} \left[W_{k+1}(X^{(k)}, u_{k+1}) + \dots + F_{n-k-1}(X^{(k+1)}) \right], \quad (15)$$

$$k = \overline{0, n-1}.$$

Последнее выражение представляет собой математическую запись принципа оптимальности и носит название основного функционального уравнения Беллмана или рекуррентного соотношения. Используя данное уравнение, находим решение рассматриваемой задачи динамического программирования. Остановимся на этом более подробно.

Полагая $k = n-1$ в рекуррентном соотношении (15), получаем следующее функциональное уравнение:

$$F_1(X^{(n-1)}) = \max_{u_n} \left[W_n(X^{(n-1)}, u_n) + F_0(X^{(n)}) \right]. \quad (16)$$

В этом уравнении $F_0(X^{(n)})$ будем считать известным. Используя теперь уравнение (16) и рассматривая всевозможные допустимые состояния системы S на $(n-1)$ -м шаге $X_1^{(n-1)}, X_2^{(n-1)}, \dots, X_m^{(n-1)}, \dots$, находим условные оптимальные решения:

$$u_n^0(x_1^{(n-1)}), u_n^0(x_2^{(n-1)}), \dots, u_n^0(x_m^{(n-1)}), \dots$$

и соответствующие значения функции (16):

$$F_1^0\left(x_1^{(n-1)}\right), F_1^0\left(x_2^{(n-1)}\right), \dots, F_1^0\left(x_m^{(n-1)}\right), \dots$$

Таким образом, на n -м шаге находим условно оптимальное управление при любом допустимом состоянии системы S после $(n-1)$ -го шага. Иными словами, в каком бы состоянии система ни оказалась после $(n-1)$ -го шага, нам уже известно, какое следует принять решение на n -м шаге. Известно также и соответствующее значение функции (16).

Переходим теперь к рассмотрению функционального уравнения при $k = n-2$:

$$F_2\left(X^{(n-2)}\right) = \max_{u_{n-1}} \left[W_{n-1}\left(X^{(n-2)}, u_{n-1}\right) + F_1\left(X^{(n-1)}\right) \right]. \quad (17)$$

Для того чтобы найти значения F_2 для всех допустимых значений $X^{(n-2)}$, очевидно, необходимо знать $W_{n-1}\left(X^{(n-2)}, u_{n-1}\right)$ и $F_1\left(X^{(n-1)}\right)$. Что касается значений $F_1\left(X^{(n-1)}\right)$, то мы их уже определили. Поэтому нужно произвести вычисления для $W_{n-1}\left(X^{(n-2)}, u_{n-1}\right)$ при некотором наборе допустимых значений $X^{(n-2)}$ и соответствующих управлениях u_{n-1} . Эти вычисления позволяют определить условно оптимальное управление u_{n-1}^0 для каждого $X^{(n-2)}$. Каждое из таких управлений совместно с уже выбранным управлением на последнем шаге обеспечивает максимальную результативность на двух последних шагах.

Последовательно осуществляя описанный выше итерационный процесс, дойдем, наконец, до первого шага. На этом шаге нам известно, в каком состоянии может находиться система. Поэтому уже не требуется делать предположений о допустимых состояниях системы, а остается лишь только выбрать управление, которое является наилучшим с учетом условно оптимальных управлений, уже принятых на всех последующих шагах.

Таким образом, в результате последовательного прохождения всех этапов от конца к началу определяем максимальное значение результативности за n шагов и для каждого из них находим условно оптимальное управление.

Чтобы найти оптимальную стратегию управления, т.е. определить искомое решение задачи, нужно теперь пройти всю последовательность шагов, только на этот раз от начала к концу. А именно: на первом шаге в качестве оптимального управления u_1^* возьмем найденное условно оптимальное управление u_1^0 . На втором шаге найдем состояние X_1^* , в которое переводит систему управление u_1^* . Это состояние определяет найденное условно оптимальное управление u_2^0 , которое теперь будем считать оптимальным. Зная u_2^* , находим X_2^* , а значит, определяем u_3^* и т.д. В результате этого находим решение задачи, т.е. максимально возможную результативность и оптимальную стратегию управления U^* , включающую оптимальные управления на отдельных шагах: $U^*\left(u_1^*, u_2^*, \dots, u_n^*\right)$.

По найденной матрице (12) строится матрица H , которая, в конечном счете, и будет выражать соответствие между данным требованием и найденными исполнителями. Условие, по которому строится матрица H -соответствий, может быть одним из следующих:

– для каждого уровня k матрицы U находится максимальный ее элемент:

$$h_{i,j}^k = \begin{cases} 1, \max_{i,j} u_{i,j}^k, \\ 0, \text{ в противном случае;} \end{cases}$$

– определяется по скалярному критерию (11):

$$h_{i,j}^k = \begin{cases} 1, x_i \cdot y_j^k = (r_{i,1}R_{j,1}^k + r_{i,2}R_{j,2}^k + \dots + r_{i,s}R_{j,s}^k) \approx 1, \\ 0, \text{ в противном случае.} \end{cases}$$

Матрица H^k для k -го уровня может быть, например, такой:

$$H^k = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{pmatrix}.$$

Например, на k -м уровне за исполнение первого требования отвечает второй исполнитель и т.д.

Заключение

На основе введенных: ограничений по искомым ресурсам и исполнителям; критериев оптимальности по качеству, экономии используемых ресурсов, чувствительности требования к ресурсу, скалярному критерию, – определена матрица H -соответствий между конкретным требованием и найденными исполнителями.

Список литературы

1. **Акулич, И. Л.** Математическое программирование в примерах и задачах : учебное пособие / И. Л. Акулич. – 2-е изд., испр. и доп. – М. : Высш. шк., 1993. – 336 с.
2. **Беллман, Р.** Динамическое программирование / Р. Беллман. – М. : Изд-во иностр. лит., 1960. – 400 с.

ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И РАДИОТЕХНИКА

УДК 534.2

О. А. Голованов, Г. С. Макеева, А. И. Грачев

ПРОГРАММНО-МОДЕЛИРУЮЩИЙ КОМПЛЕКС МАТЕМАТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ЗВУКООБРАЗОВАНИЯ ОТ ГЛУШИТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ МЕТОДА АВТОНОМНЫХ БЛОКОВ С КАНАЛАМИ ФЛОКЕ*

Разработан программно-моделирующий комплекс математического расчета звукообразования от глушителей реактивного типа для стрелкового оружия. С помощью пакета прикладных программ, разработанного на основе декомпозиционного подхода к решению краевых задач акустики методом автономных блоков с каналами Флоке, проведен вычислительный эксперимент для широкого класса неоднородностей в полости многокамерных глушителей реактивного типа для стрелкового оружия.

Целью работы является проведение с помощью программно-моделирующего комплекса, разработанного на основе декомпозиционного метода автономных блоков с каналами Флоке, вычислительного эксперимента по расчету влияния стальных диафрагм на процессы звукообразования в глушителях реактивного типа для стрелкового оружия и сравнение полученных результатов математического моделирования с натурным экспериментом.

1. Математическая модель глушителя, содержащего неоднородности

Ранее авторами на основе декомпозиционного подхода [1] разработана матричная математическая модель акустического устройства (глушителя), содержащего неоднородности, с учетом источника акустического поля и звукообразования в полупространстве [2]:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{B} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{L}^{-1}\mathbf{T}^{11} & \mathbf{L}^{-1}\mathbf{T}^{12} \\ \mathbf{M}^{-1}\mathbf{N}\mathbf{T}^{21} & \mathbf{M}^{-1}\mathbf{N}\mathbf{T}^{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{a}_1 \\ \mathbf{b}_1 \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$ – векторы, компонентами которых являются коэффициенты рядов разложения акустического поля по собственным функциям шарового акустического волновода; $\mathbf{T}$ – матрица передачи; $\mathbf{L}$, $\mathbf{M}$, $\mathbf{N}$ – матрицы с элементами:

$$L_{kn} = \int_{S_2} P_n(r, \frac{\pi}{2}, \alpha) \vec{v}_{k(2)}^{z*}(r, \alpha) d\vec{S}_2, \quad (2)$$

* Работа поддержана Российским фондом фундаментальных исследований, грант № 05-08-33503.

$$M_{kn} = \int_{S_2} \bar{v}_n^{\theta*}(r, \frac{\pi}{2}, \alpha) P_{k(1)}(r, \alpha) d\vec{S}_1,$$

$$N_{kn} = \int_{S_2} \bar{v}_n^{z*}(r, \alpha) P_{k(1)}(r, \alpha) d\vec{S}_2, \quad (2)$$

где P – избыточное давление; r, θ, α – сферические координаты; S_2 – входное сечение глушителя; S_1 – входное сечение полусферы; $\bar{v}$ – вектор скорости частиц газа; $\mathbf{a}_1, \mathbf{b}_1$ – векторы, компонентами которых являются коэффициенты рядов Фурье разложения акустического поля на входном сечении S_2 по собственным функциям круглого акустического волновода (ствола глушителя):

$$a_{k(1)}(n\omega) = iA_{0m} \frac{2\pi\Gamma_{0m}(n\omega)RJ_1(\chi_{0m}R)}{\omega\rho_0\tau(\alpha + in\omega)\chi_{0m}} (1 - \exp(-(\alpha + in\omega)\tau))P_1,$$

$$b_{k(1)}(n\omega) = A_{0m} \frac{2\pi RJ_1(\chi_{0m}R)}{\tau(\beta - in\omega)\chi_{0m}} (1 - \exp(-(\beta - in\omega)\tau))v_1^z, \quad (3)$$

$$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots; \quad k = 1, 2, \dots,$$

где $k = \{0, m\}$; $J_1(\chi_{0m}R)$ – функция Бесселя первого порядка; $\chi_{0m} = a_{0m}/R$, a_{0m} – корни уравнения $J_1'(x) = 0$; Γ_{0m} – постоянные распространения собственных волн в круглом акустическом волноводе; R – радиус акустического волновода (ствола); $A_{0m} = \sqrt{\frac{2\omega\rho_0}{i\Gamma_{0m}(n\omega)R^2(J_0^2(\chi_{0m}R) + J_1^2(\chi_{0m}R))}}$ – коэффициенты нормировки.

Входными параметрами для математической модели являются: давление P_1 и скорость частиц газа v_1^z в стволе (на бесконечно малом расстоянии от сечения S_1); длительности τ_α, τ_β импульсов P_1 и v_1^z . Параметры α и β на уровне 0,25, длительность импульсов τ_α и τ_β определяем следующим образом: $\alpha = -\frac{1}{\tau_\alpha} \ln 0,25, \quad \beta = -\frac{1}{\tau_\beta} \ln 0,25$.

На рисунке 1 показана конструкция интегрированного глушителя бесшумной снайперской винтовки «Винторез». Ствол в передней части имеет несколько рядов отверстий, выводящих из глушителя часть пороховых газов со дна нарезов. В передней части, перед дульным срезом ствола, глушитель имеет ряд стальных диафрагм с отверстием для пули, тормозящих пороховые газы внутри глушителя.

2. Результаты математического моделирования штатного глушителя и глушителя оптимальной конструкции

На рисунке 2 показаны результаты математического расчета зависимости интенсивности звука от угла наклона стальных диафрагм в глушителе.

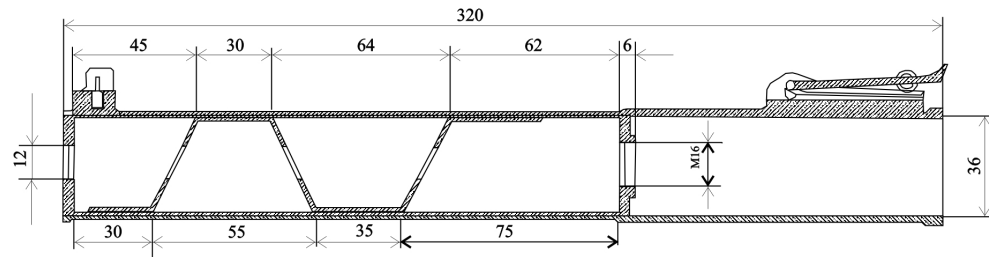


Рис. 1 Конструкция глушителя снайперской винтовки «Винторез»

Результаты математического моделирования получены для 150 временных гармоник и 100 пространственных гармоник. Геометрия поверхности стальных диафрагм глушителя аппроксимировалась ступенчатой моделью, число ступенек – 45. Дальнейшее расширение базиса временных и пространственных гармоник и увеличение числа ступеней практически не изменяло результатов математического моделирования.

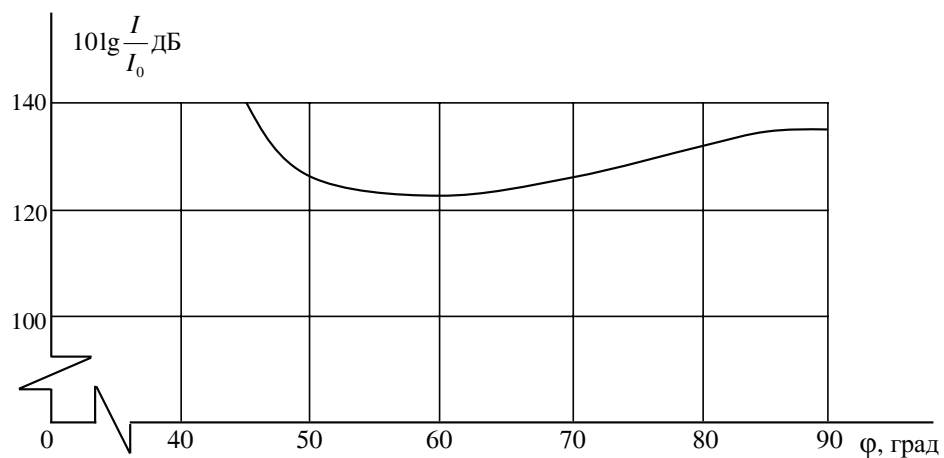


Рис. 2 Результаты математического расчета зависимости интенсивности звука от угла φ наклона стальных диафрагм в глушителе «Винтореза»:

$$v_1^z = 280 \text{ м/с}; P_1 = 13,7 \cdot 10^6 \text{ Н/м}^2; \tau_\alpha = \tau_\beta = 50 \text{ мкс}; T = 900 \text{ мкс};$$

$$r_0 = 1,2 \text{ м}; \alpha_0 = 0; \theta_0 = 15^\circ; r_0 = 0; \theta_0 = 20^\circ; I_0 = 10^{-12} \text{ Вт/м}^2$$

Из графика (рис. 2) следует, что оптимальные значения угла φ наклона диафрагмы составляют $54\text{--}65^\circ$. При этих углах интенсивность звука в точке наблюдения M наименьшая. Заметим, что в штатном глушителе снайперской винтовки «Винторез» угол наклона стальных диафрагм составляет $61,4^\circ$.

На рисунке 3 проведено сравнение результатов математического моделирования с натурным экспериментом. Как видно из графика (рис. 3), совпадение результатов математического моделирования с экспериментом вполне удовлетворительное. Результаты математического моделирования глушителя показали, что его конструкция оптимальна с точки зрения звукообразования по углу наклона стальных диафрагм. Совпадение результатов математического моделирования с экспериментом, а также оптимизация конструкции глушителя по звукообразованию свидетельствует о достоверности результатов, полученных с помощью разработанной математической модели.

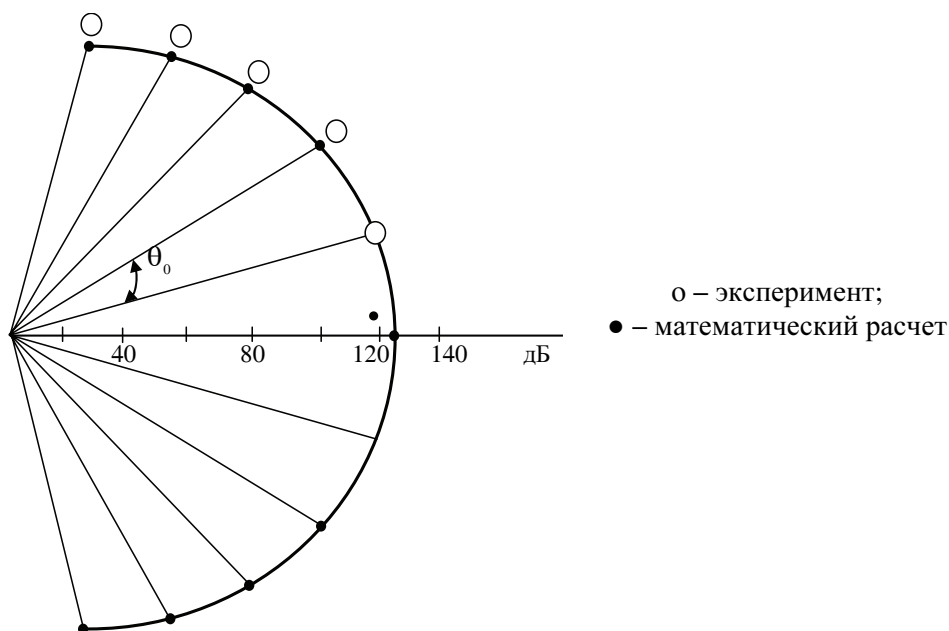


Рис. 3 Диаграмма направленности интенсивности звука от штатного глушителя к снайперской винтовке «Винторез»: $v_1^z = 280$ м/с; $P_1 = 13,7$ Н/м²; $\tau_\alpha = \tau_\beta = 50$ мкс; $T = 900$ мкс; $r_0 = 1,2$ м; $\theta_0 = 15^\circ$; $\alpha_0 = 0$

Пакет прикладных программ, разработанный на основе декомпозиционного подхода к решению краевых задач акустики, позволяет проводить вычислительный эксперимент для широкого класса структур неоднородностей в полости глушителя. Авторами была проведена большая работа по поиску новых конструкций неоднородностей для глушителя к снайперской винтовке «Винторез» и их оптимизации для снижения уровня звукообразования.

На рисунке 4 показана оптимальная конструкция глушителя с неоднородностями, разработанная авторами на основе вычислительных экспериментов. Разработанная конструкция глушителя состоит из двух камер. Завихритель представляет собой «винтообразную лестницу» с отверстиями в виде кольцевых секторальных областей (рис. 5).

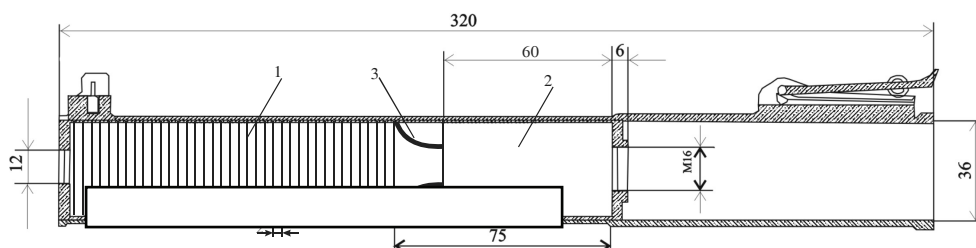


Рис. 4 Двухкамерный глушитель: 1 – камера с завихрителем; 2 – пустотелая камера; 3 – криволинейная диафрагма

На рисунке 6 показаны результаты математического расчета интенсивности звука в точке наблюдения $M(r_0, \theta_0, \alpha_0)$ в зависимости от угла перфо-

рации (при этом число оборотов «винтообразной лестницы» постоянно и равно 4π). Это условие выполняется, если толщину ступеньки брать равной $d = \frac{\alpha_p + 90}{12}$. Наименьшая интенсивность звука наблюдается при углах перфорации $\alpha_p = 2 - 4^\circ$ и составляет 112 дБ.

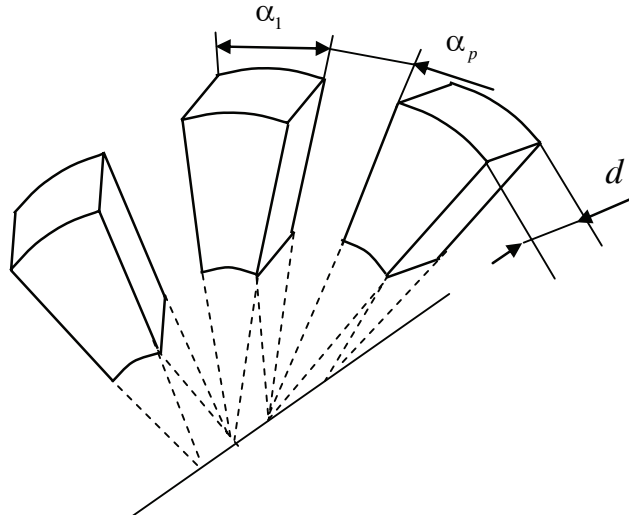


Рис. 5 Фрагмент разработанной конструкции завихрителя:
 α_1, d – размеры ступени; α_p – угол перфорации

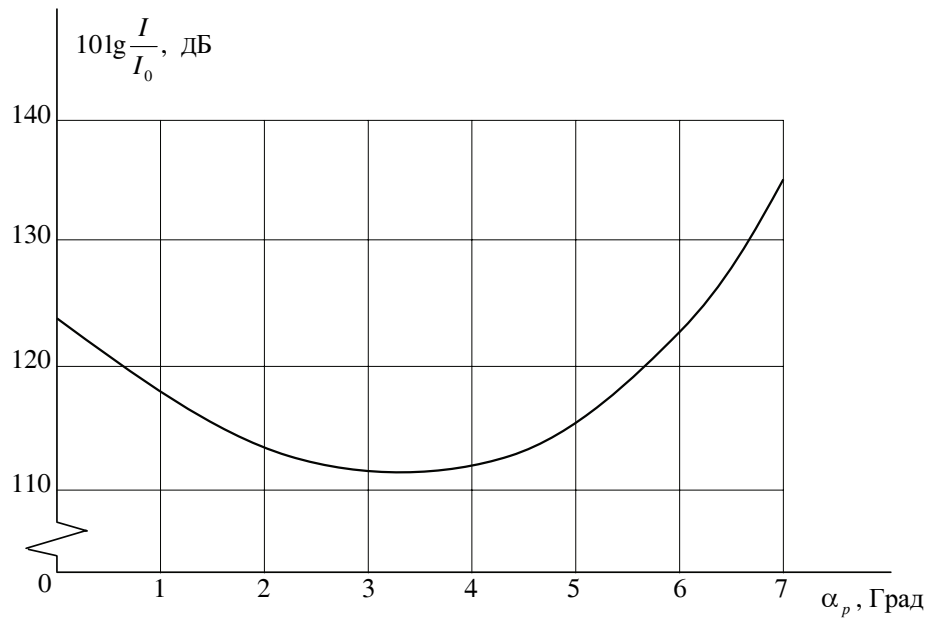


Рис. 6 Зависимость интенсивности звука от угла перфорации в двухкамерном глушителе: $v_1^z = 280$ м/с, $P_1 = 13,7 \cdot 10^6$ Н/м², $\tau_\beta = \tau_\gamma = 50$ мкс, $T = 900$ мкс, $r_0 = 1,2$ м, $\alpha_0 = 0$, $\theta_0 = 15^\circ$, $\alpha_1 = 9^\circ$, $d = (\alpha_p + 90)/12$

Результаты численных исследований на разработанной математической модели показали, что интенсивность звука от двухкамерного глушителя (рис. 4) на 10–14 дБ ниже, чем от штатного глушителя снайперской винтовки «Винторез» (рис. 1). Результаты экспериментальных измерений интенсивности звука от изготовленного образца двухкамерного глушителя показали, что интенсивность звука на расстоянии $r_0 = 1,2$ м, $\alpha_0 = 0$, $\theta_0 = 15^\circ$ составляла 112 дБ, от штатного глушителя – 124 дБ.

Заключение

Разработанный программно-моделирующий комплекс математического расчета звукообразования от глушителей с различной внутренней структурой позволяет дать рекомендации по внесению изменений в конструкции существующих глушителей с целью снижения уровня звукообразования от них в свободном пространстве и формировать облик принципиально новых конструкций глушителей реактивного типа для стрелкового оружия.

Список литературы

1. **Голованов, О. А.** Математическое моделирование акустических устройств декомпозиционным методом автономных блоков с каналами Флоке / О. А. Голованов, Г. С. Макеева, А. И. Грачев // Известия вузов. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2007. – № 4.
2. **Голованов, О. А.** Решение трехмерных задач дифракции акустических волн на неоднородностях декомпозиционным методом автономных блоков с каналами Флоке / О. А. Голованов, Г. С. Макеева, А. И. Грачев // Известия вузов. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2007. – № 4.

Н. В. Мясникова, М. П. Берестень, В. А. Дудкин

ЭКСПРЕСС-АНАЛИЗ СЕЙСМИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ*

Изложены теоретические основы экспресс-анализа и его приложения к задачам обработки случайных процессов в системах охранной сигнализации. Рассмотрена возможность использования способа экспресс-оценивания спектральных характеристик на основе экстремальной фильтрации для анализа сейсмических сигналов.

Системы сейсмического наблюдения являются типичными системами, для которых необходимо использовать экспресс-анализ, т.к. в них в реальном времени необходимо проводить сложную обработку по обнаружению и классификации источника сейсмозмущения. На основе таких систем строятся, например, периметровые системы для охраны важных промышленных объектов, системы контроля локальных рубежей.

В задачах обнаружения и распознавания необходимо сформировать диагностические признаки, обладающие следующими свойствами:

- признаки должны иметь физическую интерпретацию, описывать определенные свойства сигнала;
- признаки должны быть устойчивыми (не должны сильно изменяться при незначительном изменении свойств сигнала);
- признаки должны быть легко вычисляемыми, допускающими оценивание в темпе эксперимента.

Первым двум требованиям, безусловно, отвечают спектральные характеристики сигнала – амплитудный спектр или, гораздо чаще применяемый, спектр мощности. В спектре, как правило, выделяются устойчивые узкополосные резонансы. Количество этих резонансов, их частоты и мощности позволяют сформировать первичные диагностические признаки. Разные распознаваемые объекты будут иметь разные спектры, а следовательно, и разные диагностические признаки. Для одного и того же объекта возможно смещение частот резонансов, изменение их мощности и количества в процессе его перемещения относительно сейсмического приемника.

В этой классической процедуре диагностики кроме высокой трудоемкости спектрального анализа существует еще и трудность выделения истинных резонансов, маскируемых боковыми частотами, обусловленными «утечкой» в спектральной полосе. Избежать этого позволяет применение параметрических способов, четко выделяющих колебательные составляющие. Но их точность очень зависит от достаточно субъективного выбора порядка модели, а трудоемкость еще выше, чем в классических алгоритмах.

Выход из создавшейся ситуации – экспресс-оценивание спектральных характеристик на основе экстремальной фильтрации. Хотя в этом методе выделяются субполосные составляющие (т.е. не разделяются близкие гармоники), он является достаточно эффективным, простым, нетрудоемким способом спектрального оценивания, а параметры выделенных знакопеременных составляющих позволяют сформировать диагностические признаки, отвечающие всем сформулированным требованиям. Количество знакопеременных

* Работа выполняется при поддержке гранта РФФИ а06-08-00698.

составляющих p , их параметры – амплитуды A_i , частоты f_i могут быть положены в основу формирования диагностических признаков.

Рассмотрим предложенный подход к экспресс-анализу сейсмических сигналов в системах охранной сигнализации. Основные принципы экспресс-анализа изложены в работах [1–4].

На рисунке 1,а показан выходной сигнал сейсмоприемника при проезде автомобиля, а на рисунке 1,б – выделенные знакопеременные составляющие, представленные своими экстремумами для одного из анализируемых участков. На рисунке 2 показано обнаружение автомобиля с помощью предложенной системы признаков с использованием факта, что в условиях поля наблюдается высокочастотный сейсмический фон. Анализ проводился скользящим окном длительностью 3 с, а сигнал тревоги (обнаружения) формировался через каждую секунду.

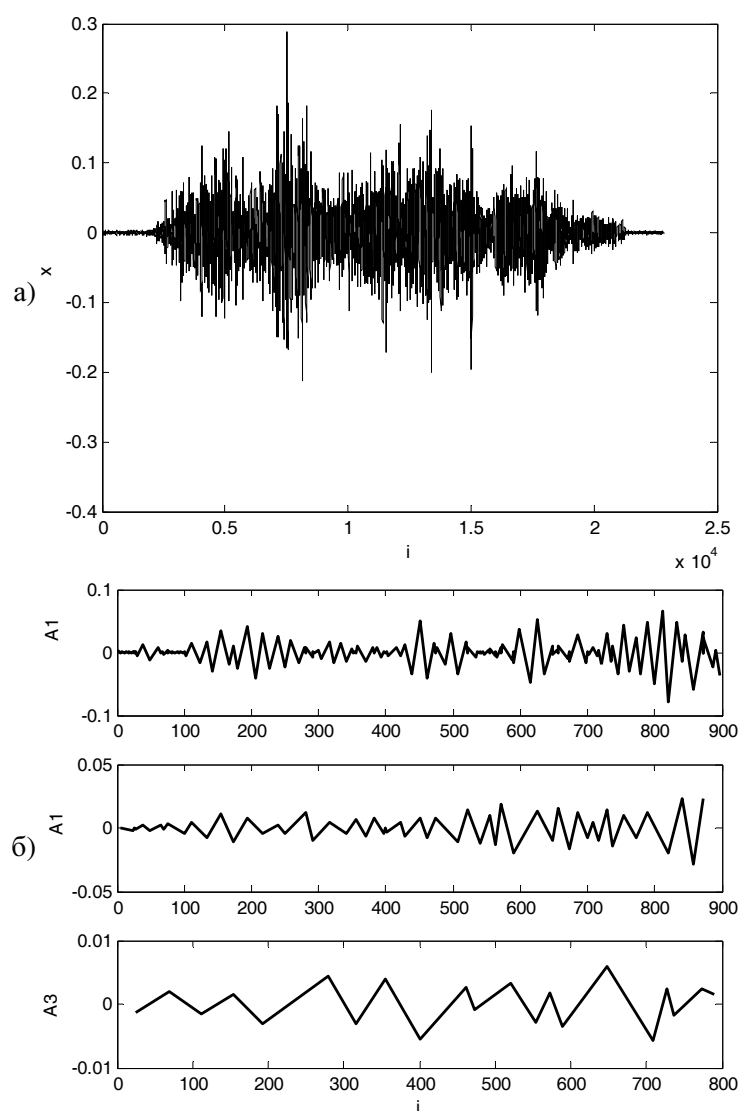


Рис. 1 Сигнал с датчика (а) и знакопеременные составляющие одного из участков анализа (б)

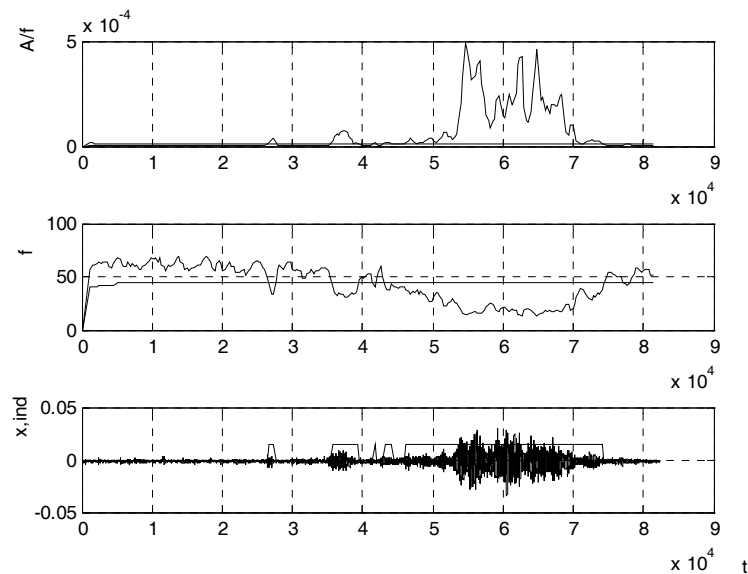


Рис. 2 Диагностические признаки A_i/f_i , f , сейсмосигнал x и сигнал тревоги ind

При приближении объекта к датчику увеличивается отношение сигнал/шум и частотные свойства регистрируемого сигнала будут определяться сейсмозвущением – амплитуда выделяемых составляющих возрастает, а частота, наоборот, уменьшается. Можно установить разделяющую границу частот шум–сигнал.

Вероятно, возможна и обратная ситуация, когда сейсмозуму будет соответствовать низкочастотная область. В этом случае сигналу будут соответствовать более высокочастотные сигналы с большими амплитудами.

Сама по себе амплитуда не очень четкий признак, т.к. она сильно зависит от расстояния до объекта. Поэтому предложено сформировать диагностический признак для разделения сейсмозум–сигнал в виде отношения A_i/f_i . Этот диагностический признак более контрастно разделяет классы.

Итак, параметры A_i , f_i , $i = 1...p$ формируют узкополосные составляющие спектра. Главное преимущество экстремального фильтра – адаптивность к свойствам исследуемого сигнала.

Проиллюстрируем, насколько правильно они характеризуют частотные свойства сигнала. На рисунке 3 показаны амплитуды выделенных скользящим окном знакопеременных составляющих при проезде грузовой машины и спектр нескольких реализаций. Как видно из рисунка 3, получено не только правильное качественное описание спектральных свойств, но и хорошее количественное совпадение.

В настоящее время очень широко применяется вейвлет-анализ. Покажем, что совокупность полученных знакопеременных составляющих может быть интерпретирована как время-частотная характеристика [1, 2]. Эта характеристика представлена на рисунке 4. Из рисунка хорошо видно изменение частотного состава при въезде автомобиля в зону ответственности – частотный диапазон сигнала очень быстро меняется от 0–80 Гц до 0–35 Гц. Анало-

гично при выезде из зоны, наоборот, частотный диапазон сигнала очень быстро меняется от 0–35 Гц до 0–80 Гц.

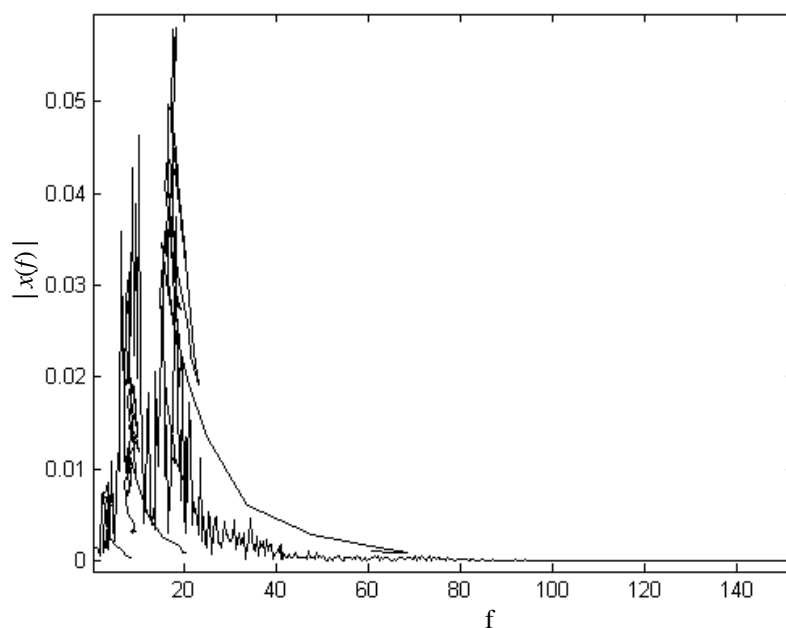


Рис. 3 Спектральные характеристики сигнала: экспресс-оценка по знакопеременным составляющим и спектр сигнала

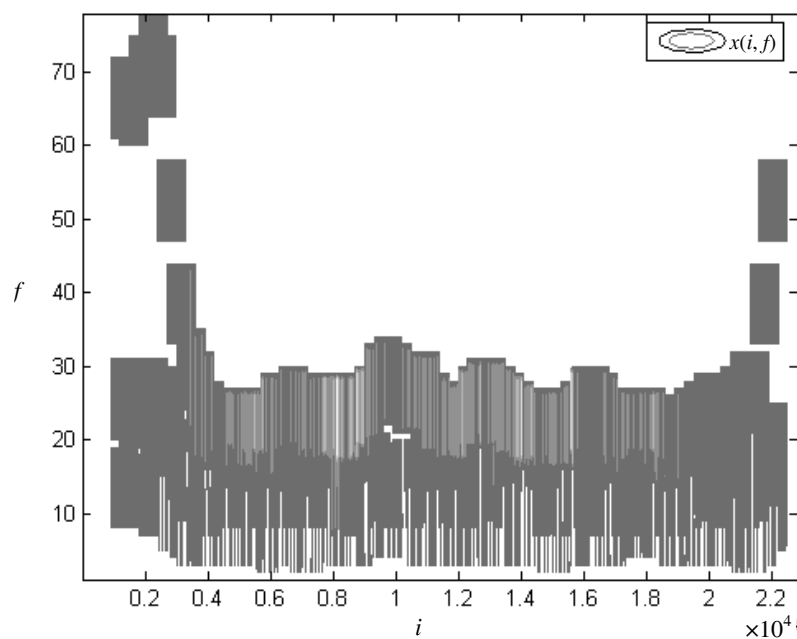


Рис. 4 Экспресс-оценка время-частотной характеристики

Эту же характеристику можно представить в виде вейвлет-скалограммы (рис. 5,а), а на рисунке 5,б для сравнения приведена «настоящая»

вейвлет-скалограмма. Видно сходство этих характеристик. Рисунок 5,а отличается от рисунка 4 только тем, что первая характеристика построена в привычных для спектрального анализа координатах время (в отсчетах) – частота (Гц), а на рисунке 5,а, как это принято в вейвлет-анализе в координатах: время – период (в отсчетах).

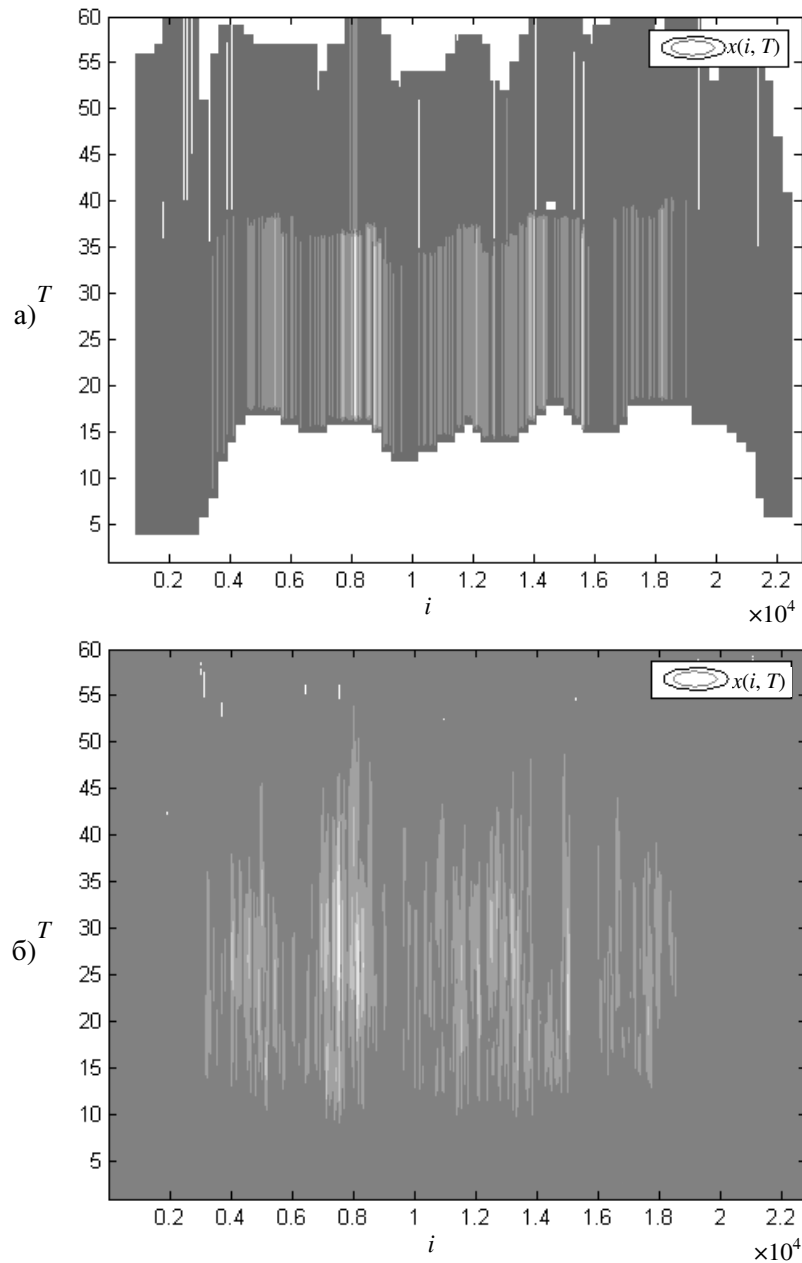


Рис. 5 Вейвлет-характеристика: а – экспресс-оценка; б – преобразование Морлета

Таким образом, используя простое разложение на знакопеременные составляющие в темпе эксперимента можно не только решать задачи спектрального анализа сигналов, но и получать оценку вейвлет-характеристики.

А это говорит о полноте признаков, образованных параметрами A_i , f_i , $i = 1...p$. Выбирая или, наоборот, отбрасывая составляющие определенного диапазона, легко решить и задачу фильтрации [3].

После формирования системы признаков остается решить еще одну задачу – классификации. Ее решение основано на предположении, что параметры A_i , f_i , $i = 1...p$ будут различаться не только для разных объектов, но и для разных расстояний от объекта сейсмоземлетрясения до приемника.

Автоматизация интерпретации полученных характеристик является достаточно сложной задачей. Неоднозначность трактовки приводит к необходимости разработки комплекса адаптивных критериев и решающих правил. Выбор конкретного критерия определяется характером задачи исследования.

Интерпретация зачастую сводится к возможности сравнивать значение характеристик сигнала в разные моменты времени между собой или с эталоном. При этом характеристики (или отдельные их компоненты) выступают в качестве признаков сигнала.

Выбор используемого решающего правила зависит, главным образом, от сформированной системы признаков и имеющейся априорной информации. Простота вычислительной реализации решающего правила для задач экспресс-анализа имеет особое значение по двум причинам: 1) необходимость минимизировать временные затраты; 2) отсутствие обширных обучающих выборок, которые требуются для сложных методов классификации.

Для сравнения двух экспресс-оценок спектра можно адаптировать традиционные решающие правила (например, применяемые при сравнении спектров) или сформировать новые, учитывающие специфику (как положительную, так и отрицательную) используемых признаков.

Рассмотрим зависимость процедуры интерпретации характеристик случайного процесса от размерности вектора признаков.

Если исследуемый процесс в данный момент времени характеризуется одним признаком, то применяются различные модификации допускового контроля, причем считается, что свойства сигнала не изменились, если различие не превысило порога.

В этом случае на основе экспресс-оценки спектра формируется вторичный признак, в достаточной мере характеризующий свойства анализируемого процесса. В качестве вторичного признака можно использовать моменты спектра мощности, характеризующие его форму.

По мере усложнения задачи экспресс-анализа (расширение числа искоемых изменений свойств сигнала, увеличение типов исследуемых сигналов и т.п.) возрастает необходимое число признаков сигнала, а это приводит к тому, что закономерность распадается на множество зачастую малозначущих связей. Если каждый из сравниваемых объектов характеризуется системой из L признаков (U) фиксированного состава, то для количественного описания различия между ними используется понятие расстояния. Наибольшее распространение в задачах классификации получило Евклидово (среднеквадратичное) расстояние:

$$d = \sum_{k=1}^L (u_{1k} - u_{2k})^2.$$

Евклидово расстояние удобно в расчетах и имеет физический смысл: это мера энергии разности двух сигналов.

В этом случае определение расстояния между спектрами мощности можно интерпретировать как сравнение мощностей соответствующих L компонент сигнала. Совпадение сеток частот является обязательным условием возможности применения приведенного способа сопоставления спектров. Однако при этом остаются нерешенными проблемы, связанные с оцениванием смещения по частоте отдельных гармоник.

При разработке способа вычисления расстояния между двумя экспресс-оценками будем также следовать требованиям, которым должны отвечать любые меры типа *расстояние*: а) положительность расстояния; б) расстояние равно нулю только для случая совпадения признаков; в) расстояние от первого объекта до второго равно расстоянию от второго до первого; г) расстояние между двумя объектами не превышает суммы расстояний между ними и некоторым третьим объектом.

При равном числе компонент в базовом и исследуемом сигналах расстояние может быть определено из соотношения, подобного правилу Евклида:

$$d(S_1, S_2) = \sum_{i=1}^K \sqrt{(\bar{f}_{1i} - \bar{f}_{2i})^2 + (\sigma_{1i}^2 - \sigma_{2i}^2)^2}, \quad (1)$$

где $\bar{f}_{1i}$ – значения центральной частоты i -й компоненты; σ_{1i}^2 – значения мощности i -й компоненты; K – количество компонент.

Приведенное соотношение позволяет выявлять изменения и центральных частот, и мощностей компонент, но для исключения влияния разных размерностей признаков необходимо их нормирование. В качестве нормирующих множителей целесообразно использовать величины, обратные частотному диапазону, и полной мощности базового сигнала соответственно для центральной частоты и мощности компонент. В дальнейшем будем полагать, что используются нормированные признаки.

Если число компонент в сравниваемых сигналах различно, то непосредственное использование соотношения (1) становится невозможным. В этом случае при классификации можно было бы избежать вычисления расстояния, полагая, что сам факт изменения числа компонент является признаком появления некоторых изменений. Однако при сравнении сигналов найдется не абсолютное совпадение, поэтому появление дополнительной мало-мощной составляющей может оказаться несущественным.

Одним из возможных способов решения этой задачи является введение «штрафа» за изменение числа компонент. Тогда получим следующее соотношение:

$$d = \frac{1}{2} \left[\sum_{i=1}^{K_1} \sqrt{(\Delta f_i)^2 + (\Delta \sigma_i^2)^2} + \sum_{i=1}^{K_2} \sqrt{(\Delta f_i)^2 + (\Delta \sigma_i^2)^2} \right],$$

где Δf_i , $\Delta \sigma_i^2$ – разности между оценками частот и мощностей i -й компоненты сигнала и ближайшей к ней (по частоте) компоненты второго сигнала. Второе слагаемое введено для того, чтобы выполнялось требование равенства расстояния от первого объекта до второго расстоянию от второго объекта до первого.

Отметим, что изложенные подходы могут быть распространены и на случаи сравнения поверхностей (например, время-частотных распределений, вейвлет-скалограмм и т.п.).

Принятие решения можно возложить на нейронную сеть, используя сформированные признаки, как ее входы. Таким образом, предложенный подход к экспресс-анализу перспективен и для применения в современных интеллектуальных системах.

Список литературы

1. **Мясникова, Н. В.** Аппроксимативный способ вейвлет-анализа / Н. В. Мясникова, М. П. Берестень // Датчики и системы. – 2003. – № 1. – С. 17–20.
2. **Мясникова, Н. В.** Подход к экспресс-wavelet-анализу на основе адаптивной фильтрации / Н. В. Мясникова, М. П. Берестень // Датчики и системы. – 2004. – № 2. – С. 16–21.
3. **Мясникова, Н. В.** Экстремальная фильтрация и ее приложения / Н. В. Мясникова, М. П. Берестень // Датчики и системы. – 2004. – № 4. – С. 8–11.
4. **Мясникова, Н. В.** Теоретические основы экспресс-анализа / Н. В. Мясникова, М. П. Берестень // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2006. – № 6. – С. 117–123.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ СОБСТВЕННЫХ ШУМОВ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ КОРРЕКТИРУЮЩЕГО КАНАЛА НА ВЫХОДНОЙ СИГНАЛ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В статье предлагается математическая модель и методика анализа влияния собственных шумов элементов схемы корректирующего канала с периодической коррекцией погрешности нуля УПТ на выходной сигнал измерительных преобразователей с целью минимизации порога чувствительности.

Усилители постоянного тока (УПТ) во многих устройствах преобразования сигналов малого уровня в частотно-временные сигналы являются одним из основных элементов схемы и служат как для усиления непосредственно информативного сигнала с выхода датчика измерительной цепи [1], так и для коррекции различных паразитных шумовых составляющих сигнала, связанных с действием дестабилизирующих факторов (температуры, вибраций, нестабильности напряжения питания и др.) [2, 3]. При этом существует проблема минимизации порога чувствительности преобразователей и уменьшения влияния собственных шумов элементов схемы. В данной работе предлагается математическая модель и методика анализа влияния собственных шумов элементов схемы корректирующего канала с периодической коррекцией погрешности нуля УПТ на выходной сигнал измерительных преобразователей.

Функциональная схема усилителя постоянного тока с коррекцией собственных шумов элементов схемы на базе одного операционного усилителя приведена на рисунке 1,а [4]. На рисунке 1,б представлены временные диаграммы, поясняющие работу схемы.

Работу схемы УПТ будем рассматривать, полагая коэффициент передачи ОУ $K = \infty$, $U_{вх1} = 0$ и $U_{вх2} = U_x$, где U_x – потенциал относительно «земли».

В течение интервала времени T_1 ключ Кл1 замкнут, а ключ Кл2 разомкнут. При этом выходное напряжение будет представлять собой усиленную сумму входного напряжения и дрейфа

$$U_{вых1} = (U_x + E_{др}) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = (U_x + E_{др}) K_{ос}, \quad (1)$$

где $K_{ос}$ – коэффициент передачи УПТ с учетом звена обратной связи. В это же время конденсатор C через резистор R будет заряжаться до напряжения, равного $E_{др}$, поскольку, как известно [5], разность потенциалов между точками «а» и «б» (см. рис. 1,а) будет равна $E_{др}$.

В течение интервала времени T_2 ключ Кл2 замкнут, а Кл1 разомкнут, и усилитель будет усиливать только входное напряжение U_x , т.к. $E_{др}$ скомпенсируется напряжением на емкости C , т.е.

$$U_{вых2} = K_{ос} U_x. \quad (2)$$

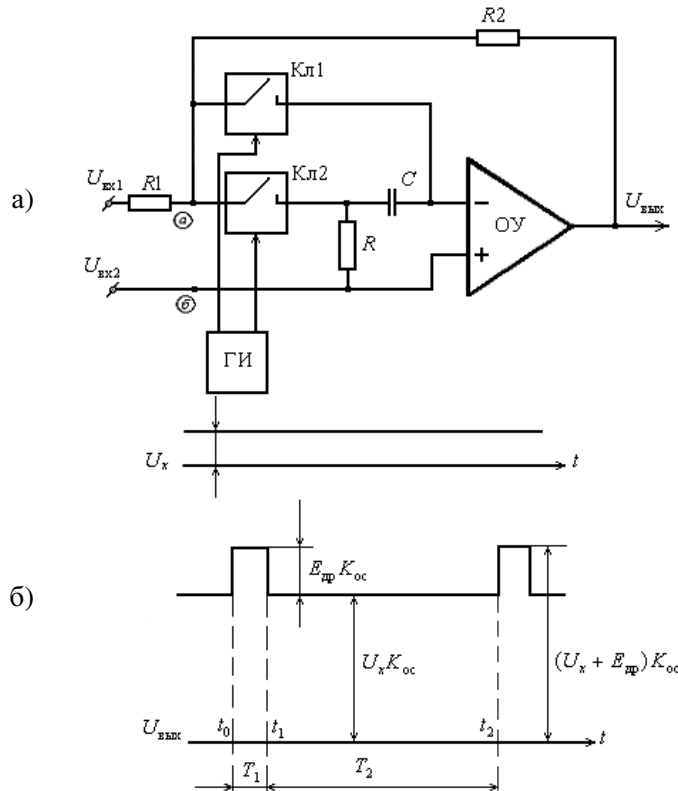


Рис. 1

В ИРП информативная составляющая входной величины подвергается операции интегрирования и интегральное значение выходного напряжения равно

$$\bar{U}_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых1}} T_1}{T_1 + T_2} + \frac{U_{\text{вых2}} T_2}{T_1 + T_2}, \quad (3)$$

или, обозначив $(T_1 + T_2)/T_1 = Q$, где Q – скважность управляющих импульсов генератора импульсов (ГИ), имеем

$$\bar{U}_{\text{вых}} = K_{\text{ос}} U_x + K_{\text{ос}} \frac{E_{\text{др}}}{Q}. \quad (4)$$

Как следует из выражения (4), влияние дрейфа операционного усилителя можно уменьшать в Q раз. По сравнению с известной схемой Принца [6, 7] в рассматриваемом УПТ отсутствует мультипликативная погрешность, равная $1/Q$ и обусловленная тем, что в схеме Принца в режиме запоминания значения $E_{\text{др}}$ входная величина отключается.

Приведенное выше описание работы схемы позволяет интерпретировать лишь процесс коррекции дрейфа и непригодно для анализа условий достижения минимума порога чувствительности, поскольку не учитывается, что дрейф ОУ – изменяющаяся во времени величина и обусловлена как дрейфом по напряжению, так и дрейфом входных токов [8, 9]. Для исследования условий минимизации порога чувствительности УПТ необходим более тщательный анализ, учитывающий динамику происходящих процессов.

Рассмотрим работу схемы в режиме запоминания дрейфа, при этом будем пользоваться схемой замещения, приведенной на рисунке 2.

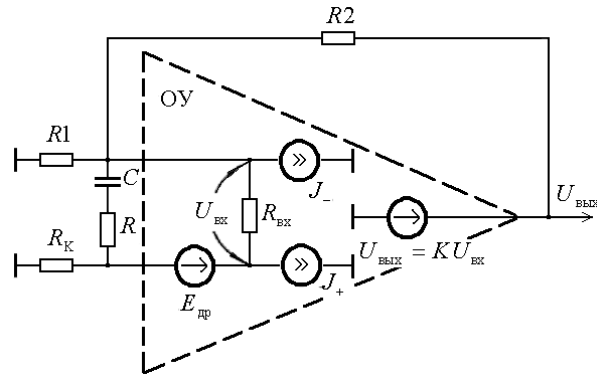


Рис. 2

В данном случае полагаем, что $U_{вх1} = 0$, $U_{вх2} = 0$ и ключи Кл1 и Кл2 имеют соответственно $r_0 = 0$ и $R_3 = \infty$. Дрейф по напряжению учитывается в виде источника напряжения $E_{др}$; входные токи учитываются источниками тока J_+ и J_- соответственно по неинвертирующему и инвертирующему входам. Резистор $R_{вх}$ учитывает конечное входное сопротивление ОУ, а резистор R_k применяется в схемах УПТ для уменьшения влияния входных токов [8, 9].

Потенциально-токовый граф [10] схемы (рис. 2) имеет вид (рис. 3), где токовой ветви с комплексным сопротивлением $Z = R + \frac{1}{Cp}$ соответствует конденсатор C и резистор R . Для потенциально-токового графа строим ОСГ, приведенный на рисунке 4, определитель которого равен

$$\text{Det}_1 = Y_{вх} Z (Y_1 R_2 R_k + R_2 + R_k) + (Y_1 R_2 R_k + R_2 + R_k) + Z (Y R_2 + 1) - KZ, \quad (5)$$

или, с учетом $Y_{вх} = 0$,

$$\text{Det}_1 = Y_1 R_2 R_k + R_2 + R_k + Z (Y R_2 + 1) - KZ. \quad (6)$$

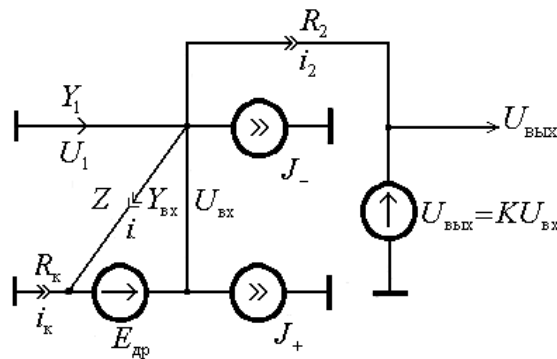


Рис. 3

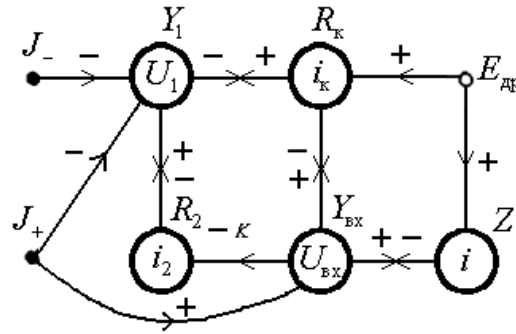


Рис. 4

Выходное напряжение УПТ включает в себя, как указывалось выше, три слагаемых:

$$U_{\text{ВЫХ1}} = U_{E_{\text{др1}}} + U_{J_{+1}} + U_{J_{-1}}. \quad (7)$$

Составляющая $U_{\text{ВЫХ1}}$, обусловленная наличием $E_{\text{др}}$, может быть определена по формуле

$$U_{E_{\text{др1}}} = \frac{KU_{\text{ВХ}}E_{\text{др}}}{E_{\text{др}}} = \frac{-KE_{\text{др}}[Z(1+Y_1R_2) + Y_1R_kR_2 + R_2 + R_k]}{\text{Det}_1}. \quad (8)$$

Выражение (8) с учетом $Z = R + \frac{1}{Cp}$ и формулы (6), а также при условии $K \rightarrow \infty$ может быть преобразовано к виду

$$U_{E_{\text{др1}}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left[\frac{1 + \left(R + \frac{R_kR_2 + R_2R_1 + R_1^2}{R_1 + R_2}Cp\right)}{1 + RCp} \right] E_{\text{др}}, \quad (9)$$

где p – оператор Лапласа.

Как следует из выражения (9), выходное напряжение представляет собой результат прохождения шумового напряжения через фильтр с передаточной функцией

$$H_{E_{\text{др}}}(p) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1 + \left(R + \frac{R_kR_2 + R_2R_1 + R_1^2}{R_1 + R_2}Cp\right)}{1 + RCp}, \quad (10)$$

или

$$H_{E_{\text{др}}}(p) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \hat{H}_{E_{\text{др}}}(p). \quad (11)$$

Амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) фильтра с передаточной функцией $\hat{H}_{E_{др}}(p)$ соответствуют сопряженные частоты, равные

$$\omega_1 = \frac{1}{RC}, \quad \omega_2 = \frac{1}{\left(R + \frac{R_k R_2 + R_2 R_1 + R_1^2}{R_1 + R_2}\right)C}, \quad (12)$$

причем всегда выполняется условие $\omega_1 > \omega_2$. Отсюда следует, что указанный фильтр будет являться фильтром верхних частот для $E_{др}$, причем на частотах, больших ω_1 , шумовое напряжение «усиливается» в α раз, где

$$\alpha = 1 + \frac{R_1}{R} \left[1 + \frac{R_k R_2}{R_1 (R_1 + R_2)} \right]. \quad (13)$$

Аналогичным образом определим составляющую выходного напряжения УПТ, обусловленную наличием входных токов J_+ и J_- ,

$$U_{J_+} = \frac{KU_{вх} J_+}{J_+} = KJ_+ \frac{Z(Y_1 R_k R_2 + R_2 + R_k) - ZR_2}{\text{Det}_1}; \quad (14)$$

$$U_{J_-} = \frac{KU_{вх} J_-}{J_-} = -KJ_- \frac{ZR_2}{\text{Det}_1}. \quad (15)$$

С учетом формулы (6) и при условии $K \rightarrow \infty$ выражения (14), (15) принимают вид

$$U_{J_+} = -R_k \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) J_+; \quad (16)$$

$$U_{J_-} = R_2 J_-. \quad (17)$$

Из условия равенства систематических составляющих входных токов следует известное соотношение для выбора компенсирующего сопротивления R_k [9]:

$$R_k = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (18)$$

Для определения условий заряда конденсатора C рассмотрим следующие передаточные функции: $H_{1E}(p)$ – определяющую заряд конденсатора C от источника $E_{др}$; $H_{1J_+}(p)$ – определяющую заряд конденсатора C от входного тока по неинвертирующему входу; $H_{1J_-}(p)$ – определяющую заряд конденсатора C от входного тока по инвертирующему входу;

$$H_{1E}(p) = \frac{U_C(p)}{E_{др}(p)} = \frac{Z[Y_{вх}(Y_1 R_k R_2 + R_k + R_2) - K]}{(1 + RCp)\text{Det}_1}; \quad (19)$$

$$H_{1J_+}(p) = \frac{U_C(p)}{J_+(p)} = \frac{Z(-R_2 + Y_1 R_K R_2 + R_K + R_2)}{(1 + RCp) \text{Det}_1}; \quad (20)$$

$$H_{1J_-}(p) = \frac{U_C(p)}{J_-(p)} = \frac{-ZR_2}{(1 + RCp) \text{Det}_1}. \quad (21)$$

При подстановке формулы (6) в (19) и с учетом $K \rightarrow \infty$ имеем

$$H_{1E}(p) \approx \frac{1}{1 + RCp}, \quad (22)$$

т.е. в первом приближении можно считать, что конденсатор C заряжается от источника $E_{\text{др}}$ через резистор R .

Аналогичным образом, полагая, что коэффициент передачи ОУ имеет достаточно большое значение и с учетом (18), имеем

$$H_{1J_+}(p) = \frac{R_2}{(1 + RCp)K}; \quad (23)$$

$$H_{1J_-}(p) = \frac{-R_2}{(1 + RCp)K}. \quad (24)$$

Как следует из выражений (23) и (24), при больших значениях K конденсатор C практически не будет заряжаться от входных токов, а следовательно, при дальнейшем анализе эффектом заряда конденсатора C от входных токов можно пренебречь, т.е. схема будет эффективно корректировать лишь дрейф по напряжению.

Рассмотрим далее работу схемы в режиме коррекции дрейфа, при этом будем пользоваться схемой замещения, приведенной на рисунке 5, в которой начальное напряжение на конденсаторе C учтено в виде источника постоянного напряжения U_{C_0} .

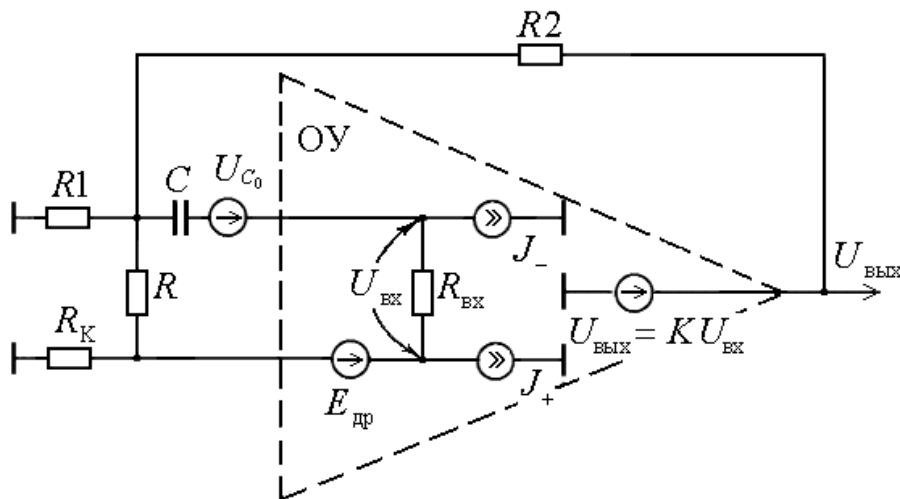


Рис. 5

Соответствующие данной схеме потенциально-токовый граф и ОСГ приведены на рисунках 6 и 7.

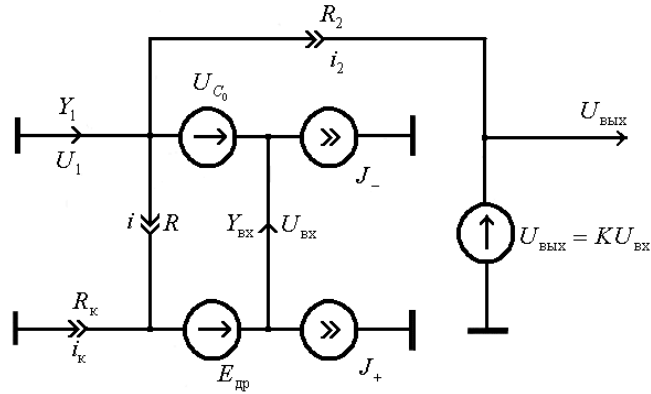


Рис. 6

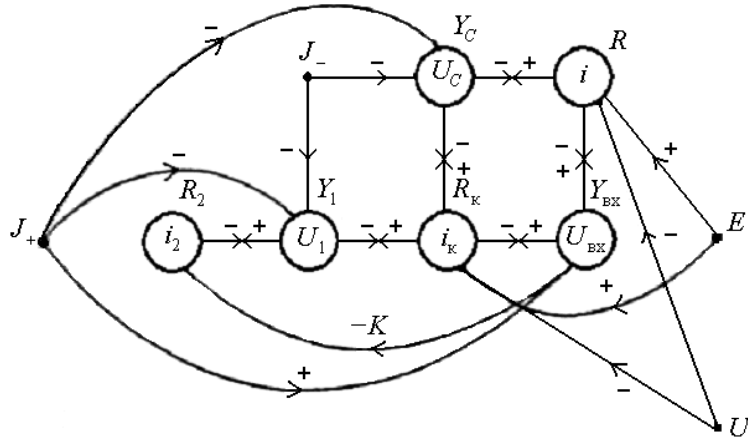


Рис. 7

Определитель ОСГ (рис. 7) описывается формулой

$$\text{Det}_2 = Y_{\text{вых}} \left[R_k (1 + Y_C R) (1 + Y R_2) + R_2 (1 + Y_C R) + R (1 + Y_1 R_2) \right] + \\ + R_k Y_C (1 + Y_1 R_2) + Y_C R_2 + (1 + Y_1 R_2) (1 + Y_C R) - (1 + Y_1 R_2) - K (1 + Y_1 R) + K, \quad (25)$$

или, с учетом $Y_{\text{вых}} = 0$,

$$\text{Det}_2 = Y_C (1 + Y_1 R_2) (R + R_k) + Y_C R_2 - K Y_C R. \quad (26)$$

Как и в рассмотренном выше случае, выходное напряжение УПТ включает в себя три слагаемых, обусловленных наличием источников $E_{\text{др}}$, J_+ и J_- , а также составляющую, обусловленную начальным зарядом конденсатора C

$$U_{\text{вых}2} = U_{E_{\text{др}2}} + U_{J_+2} + U_{J_-2} + U_{C_02}. \quad (27)$$

Составляющая $U_{\text{вых}2}$, обусловленная наличием $E_{\text{др}}$, может быть определена по формуле

$$U_{E_{\text{др}}2} = \frac{-(1+Y_1R_2)Y_C R - R_K Y_C (1+Y_1R_2) - Y_C R_2}{\text{Det}_2} K E_{\text{др}}, \quad (28)$$

которая с учетом $K \rightarrow \infty$ преобразуется к виду

$$U_{E_{\text{др}}2} = \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{R_K + R}{R} \right) + \frac{R_2}{R} \right] E_{\text{др}} = K'_K E_{\text{др}}. \quad (29)$$

Аналогичным образом получаем

$$U_{C_02} = - \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{R_K}{R} + 1 \right) + \frac{R_2}{R} \right] U_{C_0} = -K_K U_{C_0}. \quad (30)$$

Как следует из выражений (29) и (30), напряжение $E_{\text{др}}$ будет компенсироваться напряжением U_{C_0} и разность будет усиливаться в некоторое число раз – K_K , большее, чем коэффициент передачи УПТ (K_{oc}) с учетом обратной связи.

Для составляющих выходного напряжения, обусловленных наличием источников тока, при $K \rightarrow \infty$ имеем следующие выражения:

$$U_{J_+2} = -R_2 J_+ = -R_K \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) J_+; \quad (31)$$

$$U_{J_-2} = \left[R_2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_K}{R} + \frac{R_2}{R} + \frac{R_K R_2}{R_1 R} \right) \frac{1}{Cp} \right] J_-. \quad (32)$$

Таким образом, составляющая, обусловленная наличием источника J_+ , как и в режиме запоминания (16), представляет собой результат прохождения тока J_+ через резистор R_2 . Составляющая $U_{\text{вых}2}$ от источника тока J_- по инвертирующему входу в режиме компенсации дрейфа представляет собой сумму токового шума $R_2 J_-$ и интеграла от тока J_- с весом

$$A = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_K}{R} + \frac{R_2}{R} + \frac{R_K R_2}{R_1 R} \right) \frac{1}{C}. \quad (33)$$

Рассмотрим далее процесс перезаряда конденсатора C в режиме компенсации. Для этого определим следующие передаточные функции (при $Y_{\text{вх}} \rightarrow 0$):

$$H_{2E}(p) = \frac{U_C(p)}{E_{\text{др}}(p)} = -\frac{1}{KRCp}; \quad (34)$$

$$H_{2J_+}(p) = \frac{U_C(p)}{J_+(p)} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) R_K}{KU_{\text{вх}} Cp}; \quad (35)$$

$$H_{2J_-}(p) = \frac{U_C(p)}{J_-(p)} = -\frac{1}{Cp}. \quad (36)$$

Как следует из выражений (34), (35), при достаточно больших значениях коэффициента передачи K_{OU} заряд конденсатора C от воздействия источников J_+ и $E_{др}$ практически происходить не будет. В то же время конденсатор C будет заряжаться током J_- . Это естественно, поскольку при больших значениях $R_{вх}$ ток J_- протекает непосредственно через конденсатор C , что является косвенной проверкой правильности полученных выше формул.

Приведенные выше результаты позволяют составить математическую модель коррекции собственных шумов элементов схемы ОУ, но не отвечают на вопрос «Каким образом в реальной схеме параметры ключевых элементов влияют на точностные характеристики УПТ?» Для ответа на поставленный вопрос, а также с целью оценки адекватности полученных результатов реально происходящим процессам рассмотрим в режиме компенсации схему УПТ, учитывающую конечные значения сопротивлений замкнутого r_0 и разомкнутого R_3 ключей (рис. 8). Сопротивление R_k в данной схеме отсутствует, поскольку не учитывается влияние входных токов.

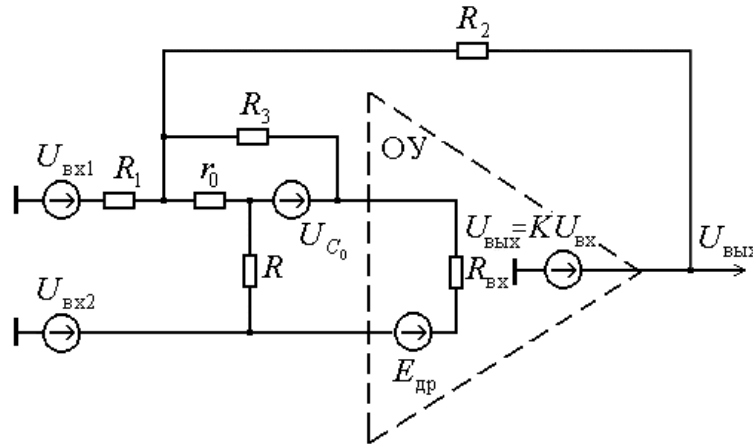


Рис. 8

Схеме (рис. 8) соответствует определитель

$$\begin{aligned} \text{Det}_3 = & (1 + RY_{\text{вх}})(Y_3 R_1 r_0 R_2 + R_1 r_0 + R_2 r_0 + R_1 R_2) + \\ & + (1 - K)R(Y_3 r_0 R_1 + R_1 + r_0) + R(Y_3 R_2 r_0 + r_0 + R_2). \end{aligned} \quad (37)$$

С учетом $Y_{\text{вх}} \rightarrow 0$ и $Y_3 \rightarrow 0$ имеем

$$\text{Det}_3 \approx R_1 r_0 + R_2 r_0 + R_1 R_2 + (1 - K)R(R_1 + r_0) + R(R_2 + r_0); \quad (38)$$

и при достаточно больших K

$$\text{Det}_3 \approx (1 - K)R(R_1 + r_0). \quad (39)$$

Выходное напряжение УПТ, очевидно, будет состоять из четырех слагаемых, обусловленных соответствующими источниками напряжений,

$$U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх}} = \frac{KR_2R}{(1-K)(R_1R+r_0R)}U_{\text{вх1}} + \frac{KR(R_1+R_2)}{(K-1)R(R_1+r_0)}U_{\text{вх2}} - \frac{K(RR_2+Rr_0+RR_1+r_0R_1+R_1R_2+r_0R_2)}{(1-K)(R_1R+r_0R)}E_{\text{др}} + \frac{K(r_0R_1+R_1R_2+r_0R_2+R_1R_2+RR_2)}{(1-K)(R_1R+r_0R)}U_{C_0}. \quad (40)$$

С учетом $K \rightarrow \infty$ выражение (40) можно упростить и привести к виду

$$U_{\text{вых}} = -\frac{R_2}{R_1+r_0}U_{\text{вх1}} + \frac{R_1+R_2}{R_1+r_0}U_{\text{вх2}} + \frac{r_0R_1+R_1R_2+r_0R_2+RR_1+RR_2}{R(R_1+r_0)} \left[-U_{C_0} + E_{\text{др}} \left(1 + \frac{r_0}{R_1+r_0} \right) \right]. \quad (41)$$

Как следует из выражения (41), коэффициенты передачи для полезных сигналов $U_{\text{вх1}}$ и $U_{\text{вх2}}$ зависят от размера сопротивления открытого ключа r_0 . Следовательно, на практике необходимо стремиться выбирать резисторы R_1 и R_2 по возможности с большими сопротивлениями. В данной схеме не происходит полной компенсации $E_{\text{др}}$ напряжением на конденсаторе U_{C_0} подобно тому, как это имеет место в схеме Принца.

Однако погрешность недокомпенсации

$$\delta = \frac{r_0}{R_1+r_0} \quad (42)$$

может быть уменьшена путем выбора размера параметров R_1 и r_0 из условия

$$R_1 \gg r_0, \quad (43)$$

что не противоречит приведенной выше рекомендации относительно увеличения стабильности коэффициента передачи УПТ. Таким образом, с учетом выполнения условия (43) в первом приближении можно считать

$$U_{\text{вых}} = -\frac{R_2}{R_1}U_{\text{вх1}} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) U_{\text{вх2}} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R} \right) (E_{\text{др}} - U_{C_0}). \quad (44)$$

Итак, математическую модель схемы, учитывающую коррекцию шумов в рассматриваемом УПТ, можно проиллюстрировать схемой, представленной на рисунке 9, где условно изображено формирование выходного напряжения с учетом входного напряжения $U_{\text{вх}}$, усиленного в $\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$ раз, и влияния соответствующих источников шума. Для дисперсионной оценки

влияния соответствующих источников шума на выходе усилителя можно воспользоваться следующей методикой.

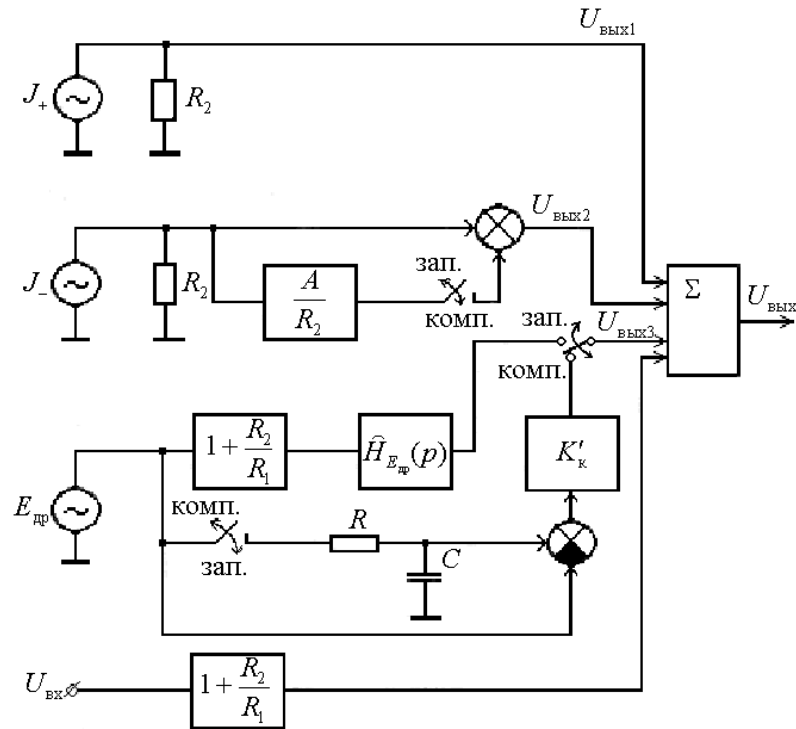


Рис. 9

Как следует из выражений (16), (18) и (31), составляющая выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ1}}$, обусловленная воздействием источника тока J_+ , независимо от режима работы усилителя, представляет собой результат прохождения тока J_+ через резистор R_2 , т.е.

$$U_{\text{ВЫХ1}}(t) = J_+(t)R_2. \quad (45)$$

Таким образом, если известна спектральная плотность тока J_+ , например $G_{J_+}(\omega)$, то дисперсия соответствующей составляющей шума может быть определена по известной зависимости [11]:

$$D\{J_+\} = \frac{R_2^2}{\pi} \int_0^\infty G_{J_+}(\omega) d\omega. \quad (46)$$

Для тока же J_- , согласно выражениям (17) и (32), составляющая выходного напряжения формируется из напряжения J_-R_2 и напряжения, пропорционального приращению интеграла от этого напряжения. Причем в соответствии с алгоритмом работы усилителя указанный интеграл всякий раз в начале каждого цикла коррекции равен нулю, поскольку емкость C в режиме запоминания (23), (24) от входных токов практически не заряжается. Для произвольного интервала времен $[t_0, t_2]$ выражение для соответ-

вующей составляющей выходного напряжения может быть представлено в следующем виде:

$$U_{\text{вых}2}(t) = \begin{cases} J_{-}(t)R_2 & t \in [t_0, t_1] \\ J_{-}(t)R_2 + A \int_{t_1}^{t-t_1} J_{-}(\tau) d\tau & \text{при} \\ & t \in [t_1, t_2]. \end{cases} \quad (47)$$

Таким образом, дисперсия рассматриваемой составляющей напряжения будет складываться из двух составляющих:

$$D_1\{J_{-}\} = \frac{R_2^2}{\pi} \int_0^{\infty} G_{J_{-}}(\omega) d\omega; \quad (48)$$

$$D_2\{J_{-}\} = \frac{A^2 C^2}{\pi} \int_0^{\infty} \int_0^{T_2} G_{J_{-}}(\omega) |H_J(j\omega, \tilde{t})|^2 d\omega d\tilde{t}, \quad (49)$$

где A определяется выражением (33); $H_J(j\omega, t)$ – амплитудно-фазовая характеристика фильтра, с помощью которого учитывается явление интегрирования тока J_{-} в режиме коррекции; $\tilde{t}$ – текущее время внутри интервала $[0, T_2]$.

Исходя из алгоритма работы УПТ, передаточную функцию указанного фильтра логично представить в виде произведения передаточных функций фильтра, осуществляющего интегрирование, и фильтра, определяющего конечную разность первого порядка [12], т.е.

$$H_J(p) = \frac{1 - e^{-p\tilde{t}}}{Cp}. \quad (50)$$

Соответствующий модуль АФХ будет описываться выражением

$$|H_J(j\omega)| = \frac{2 \left| \sin \frac{\omega \tilde{t}}{2} \right|}{C\omega}. \quad (51)$$

Как видно из рисунка 9, составляющая выходного напряжения $U_{\text{вых}3}$, обусловленная наличием напряжения смещения $E_{\text{др}}$, во временной области может быть представлена в виде двух составляющих. Дисперсия первой составляющей может быть найдена из выражения

$$D_1\{E_{\text{др}}\} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 T_1^2}{\pi(T_1 + T_2)^2} \int_0^{\infty} |\hat{H}_{E_{\text{др}}}(j\omega)|^2 G_{E_{\text{др}}}(\omega) d\omega, \quad (52)$$

где $G_{E_{\text{др}}}(\omega)$ – спектральная плотность дрейфа нуля ОУ. Она обусловлена тем, что в момент запоминания, как следует из выражения (11), сигнал дрейфа, усиленный в $\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$ раз и прошедший через фильтр с передаточной

функцией $\hat{H}_{E_{др}}(p)$, полностью проходит на выход усилителя. Умножение на сомножитель $T_1^2 / (T_1 + T_2)^2$ учитывает то, что в течение интервалов времени T_2 значения соответствующей составляющей равны нулю.

Вторая составляющая выходного напряжения, обусловленная недокомпенсацией напряжения $E_{др}$ вследствие его флуктуаций, изображена с учетом предположения, что конденсатор C заряжается до напряжения $E_{др}$ в течение интервала времени T_1 , т.е. $T_1 \gg RC$. Очевидно, что текущий размер напряжения недокомпенсации U_i представляет собой первую конечную разность напряжения $E_{др}$, усиленного в K_k раз (29), (30). Дисперсия напряжения U_i может быть определена как дисперсия шума со спектральной плотностью $G_{E_{др}}(\omega)$, прошедшего через фильтр, определяющий конечную разность первого порядка, и усиленного в K_k раз. Передаточная функция указанного фильтра равна

$$H_{\Phi}(p) = 1 - e^{-pT}. \quad (53)$$

Таким образом, имеем

$$D\{U_i\} = \frac{K_k'^2}{\pi} \int_0^{\infty} G_{E_{др}}(\omega) |H_{\Phi}(j\omega)|^2 d\omega = \frac{K_k'^2}{\pi} \int_0^{\infty} G_{E_{др}}(\omega) \sin^2 \omega \hat{t} d\omega. \quad (54)$$

Как следует из этого выражения, дисперсия $D\{U_i\}$ является функцией времени $\hat{t} \in [0, T_2]$. Следовательно, дисперсия рассматриваемой составляющей $U_{вых3}$, обусловленная наличием недокомпенсации напряжения $E_{др}$, может быть определена как среднее значение дисперсий $D\{U_i\}$ при изменении параметра $\hat{t}$ от 0 до T_2 . Математически это записывается следующим образом:

$$D_2\{E_{др}\} = \frac{4K_k'^2}{\pi T_2} \int_0^{\infty} G_{E_{др}}(\omega) \int_0^{T_2} \sin^2 \frac{\omega \hat{t}}{2} d\hat{t} d\omega. \quad (55)$$

или, взяв интеграл по переменной $\hat{t}$, имеем

$$D_2\{E_{др}\} = \frac{2K_k'^2}{\pi} \int_0^{\infty} G_{E_{др}}(\omega) d\omega - \frac{2K_k'^2}{\pi} \int_0^{\infty} G_{E_{др}}(\omega) \frac{\sin \omega T_2}{\omega T_2} d\omega. \quad (56)$$

Выражение (56) имеет ясный физический смысл, заключающийся в том, что первое слагаемое с точностью до постоянного коэффициента равно дисперсии собственно шума $E_{др}$ ОУ без коррекции, а второе слагаемое представляет собой дисперсию той части шума, которая компенсируется.

Используя данную математическую модель (рис. 10) и методику анализа влияния собственных шумов корректирующего канала в виде усилителя постоянного тока с периодической коррекцией погрешности нуля, можно минимизировать порог чувствительности УПТ данного типа и снизить его примерно в 100 раз.

Список литературы

1. **Громков, Н. В.** Преобразователи параметров резистивных датчиков в частотные сигналы / Н. В. Громков // Проблемы автоматизации и управления в технических системах. – ПензГУ, 2007. – С. 128–129.
2. **Мокров, Е. А.** Применение элементов системологии для минимизации влияния дестабилизирующих факторов на тонкопленочные тензорезисторные датчики давления / Е. А. Мокров, В. А. Васильев, Е. М. Белозубов // Датчики и системы. – 2005. – № 3. – С. 10–12.
3. **Васильев, В. А.** Уменьшение влияния дестабилизирующих факторов на информативный сигнал датчиков / В. А. Васильев // Датчики и системы. – 2002. – № 4. – С. 12–15.
4. Усилитель постоянного тока с автокомпенсацией дрейфа : заявка СССР / Андреев В. И., Громков Н. В., Шахов С. Б. Шахов Э. К., Шляндин В. М. – № 2934395/09 ; 03.06.1980.
5. **Шахов, Э. К.** О возможности аддитивной коррекции низкочастотной случайной составляющей погрешности в структурах интегрирующих развертывающих преобразователей / Э. К. Шахов, В. М.Благодарумов, В. Г.Овчинников, В. М. Фролов // Структурные методы повышения точности, чувствительности и быстродействия измерительных устройств : тезисы докладов II республиканской научно-технической конференции. – Вып. 1. – Умань, 1975.
6. **Гельман, М. М.** Автоматическая коррекция систематических погрешностей в преобразователях «напряжение–код» / М. М. Гельман, Г. Г. Шаповал. – М. : Энергия, 1974. – 88 с.
7. **Гальперин, М. В.** Усилители постоянного тока / М. В. Гальперин, Ю. П. Злобин, В. А. Павленко. – М. : Энергия, 1978. – 248 с.
8. **Марше, Ж.** Операционные усилители и их применение / Ж. Марше. – Л. : Энергия, 1974. – 216 с.
9. Проектирование и применение операционных усилителей / под ред. Дж. Грэма, Дж. Тоби, Л. Хьюлсмана. – М. : Мир, 1974. – 510 с.
10. **Анисимов, В. И.** Топологический расчет электронных схем / В. И. Анисимов. – Л. : Энергия, 1977. – 240 с.
11. **Орнатский, П. П.** Теоретические основы информационно-измерительной техники / П. П. Орнатский. – Киев : Вища школа, 1976. – 432 с.

РАЗРАБОТКА МЕТОДА И УСТРОЙСТВА ТРЕХТАКТНОГО ИНТЕГРИРОВАНИЯ ДЛЯ КОНТРОЛЯ РАЗМЕРОВ ДЕТАЛЕЙ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ И АНАЛИЗ ЕГО ПОГРЕШНОСТЕЙ

Рассмотрена структурная схема алгоритма измерений устройства многотактного интегрирования, позволившая повысить точность активного контроля износа инструмента. На основе применения графов Мэсона предложена новая инженерная методика анализа погрешностей, позволяющая учесть влияние нестабильностей значений параметров узлов и блоков устройства на общую погрешность измерения.

Активный контроль размеров деталей путем контроля износа режущего инструмента непосредственно в процессе резания получил широкое распространение в приборостроении [1, 2]. Высокая точность активного контроля износа инструмента обеспечивается разработанными авторами устройствами, основанными на сочетании виброакустического метода контроля и интегрирующего метода измерения [3]. Так как виброакустический датчик воспринимает вибрацию не только режущего инструмента, но и станка в целом, то проблема контроля размеров деталей в процессе резания связана с измерением значения полезного сигнала от процесса резания на фоне большого уровня виброакустических помех, и, в первую очередь, напряжения помехи от вращения шпинделя станка. Универсальный станок имеет до 40 скоростей вращения от максимальной скорости, близкой к скорости электромагнитного поля двигателя, до минимальной скорости, соответствующей нарезанию резьбовых соединений.

Упрощенная структурная схема устройства приведена на рисунке 1. Она содержит два датчика: датчик числа полуоборотов шпинделя станка ДЧПО и виброакустический датчик ДВ, схему синхронизации (в состав которой входят две схемы совпадения И1 и И2, схема собирания ИЛИ, триггеры Т1, Т2 и инвертор Инв), детектор Дт, два ключа Кл1 и Кл2, генератор опорной частоты ГОЧ, счетчик импульсов Сч, дешифратор Дш, интегратор Инт, источник опорного напряжения ИОН, устройство сравнения УС, блок цифрового отсчета БЦО и устройство управления УУ.

В качестве датчика числа полуоборотов шпинделя станка используется оптический датчик. Оптический датчик содержит закрепленные на неподвижной скобе светодиод и фотодиод, а между ними находится диск с двумя диаметрально расположенными прорезями, закрепленный в торце шпинделя станка. Поэтому за каждый оборот вращения шпинделя станка в момент нахождения прорезей диска между свето- и фотодиодами появляется два синхроимпульса с выхода оптического датчика.

Устройство управления вырабатывает сигналы φ_1 , φ_2 и φ_3 , соответствующие тактам трехтактного интегрирования. Напряжение с выхода датчика вибраций, состоящее из полезного сигнала процесса резания U_x и помех от напряжений промышленной сети $\omega_{п1}$ и от вращения заготовки $\omega_{п2}$, подается через детектор и ключ Кл1 на вход интегратора. Интегрирование напряжения производится за два равных первых такта, вырабатываемых устройством управления.

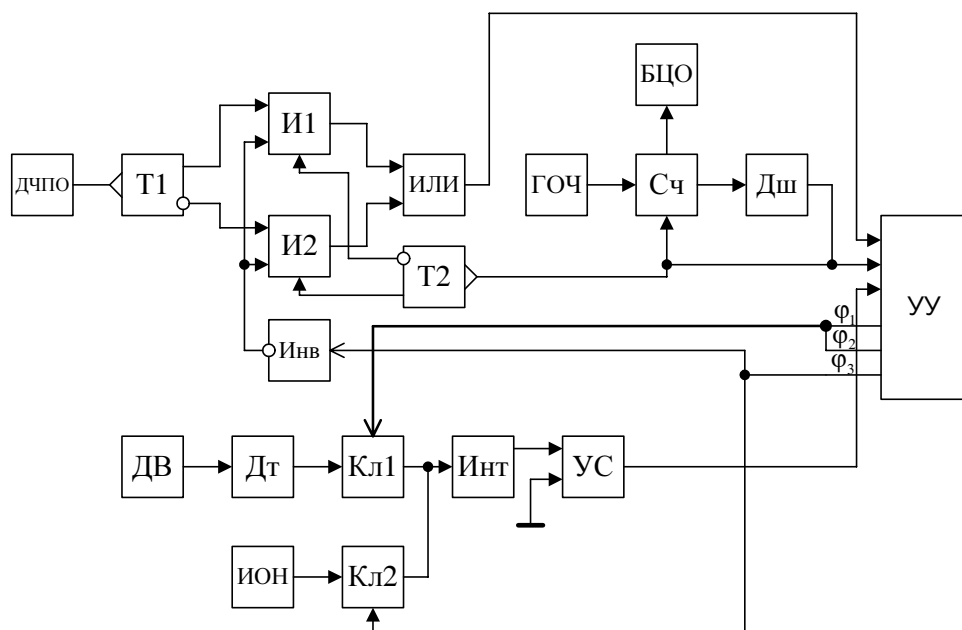


Рис. 1

Длительность интервалов времени первых двух равных тактов интегрирования кратна периоду первой помехи с частотой $\omega_{п1}$. Начало первого и второго тактов интегрирования задается схемой синхронизации. При включении источника напряжения с помощью импульса общего сброса устройства триггеры Т1, Т2 и все триггеры устройства управления устанавливаются в состояние «0». При этом на два входа трехходовой схемы совпадения И1 будут поданы сигналы «1», подготавливающие ее к срабатыванию. С приходом первого импульса с выхода датчика числа полуоборотов триггер Т1 переходит в состояние «1», и сигнал с его прямого выхода проходит через схему совпадения И1 и схему собирания ИЛИ на первый вход устройства управления, которое вырабатывает сигнал ϕ_1 первого такта интегрирования. По сигналу ϕ_1 замыкается ключ Кл1, и напряжение с выхода детектора проходит на вход интегратора, где интегрируется. Одновременно импульсы генератора опорной частоты проходят на вход счетчика импульсов до тех пор, пока не сработает дешифратор. Импульс с его выхода подается на второй вход устройства управления, которое вырабатывает сигнал окончания первого такта интегрирования ϕ_1 , сбрасывает счетчик импульсов в нулевое состояние, а триггер Т2 – в состояние «1». Поэтому сигналы состояния «1» с прямого выхода триггера Т2 и с выхода инвертора подаются на два входа трехходовой схемы совпадения И2.

Второй такт интегрирования начинается при появлении первого четного импульса с выхода датчика числа полуоборотов на входе триггера Т1, который сбрасывается в состояние «0». Сигнал «1» с его инверсного выхода пройдет через схему совпадений на три входа И2 и схему собирания ИЛИ на вход устройства управления, которое вырабатывает сигнал второго такта интегрирования ϕ_2 . По сигналу ϕ_2 устройством управления снова замыкается ключ Кл1, и напряжение с выхода детектора интегрируется интегратором, а импульсы генератора опорной частоты проходят на вход счетчика импульсов Сч.

Первые два такта равны по длительности, но начало первого такта будет соответствовать появлению первого нечетного импульса и интегрированию первой положительной полуволны напряжения второй помехи $U_{п2}$, а начало второго такта – появлению первого четного импульса после окончания первого такта. Равенство длительности этих тактов и разнесение их начал импульсами с разных выходов датчика полуоборотов вращения шпинделя станка (нечетной и четной полуволн помехи) приводит к тому, что влияние каждой положительной полуволны напряжения помехи $U_{п2}$ первого такта интегрирования будет скомпенсировано влиянием соответствующих отрицательных полуволн второй помехи второго такта интегрирования. Соответственно, наоборот, каждая отрицательная полуволна напряжения помехи $U_{п2}$ первого такта интегрирования будет скомпенсирована влиянием соответствующих положительных полуволн этой помехи во время второго такта интегрирования. Недокомпенсированный остаток от некратности длительности тактов интегрирования периоду частоты второй помехи в первом такте интегрирования будет скомпенсирован остатком помехи $U_{п2}$ второго такта интегрирования. Все это приводит к полной компенсации напряжения второй помехи $U_{п2}$ за длительность первых двух тактов интегрирования.

К моменту окончания второго такта интегрирования, задаваемого кодом дешифратора напряжения частот $\omega_{п1}$ и $\omega_{п2}$, будут подавлены. Действительно, напряжение на входе интегратора:

$$U_{вх} = U_x + U_{п1} \sin \omega_{п1} t + U_{п2} \sin \omega_{п2} t, \quad (1)$$

а напряжение на его выходе будет равно

$$U_{вых\ интегр} = \frac{1}{\tau_{вх}} \int_0^{T_1} (U_x + U_{п1} \sin \omega_{п1} t + U_{п2} \sin \omega_{п2} t) dt + \\ + \frac{1}{\tau_{вх}} \int_{T_1}^{T_1 + \Delta t} [U_x + U_{п1} \sin \omega_{п1} t - U_{п2} \sin \omega_{п2} t] dt = \frac{2U_x T_1}{\tau_{вх}}, \quad (2)$$

где $\tau_{вх}$ – постоянная времени входной цепи интегратора; Δt – интервал времени между окончанием первого такта интегрирования и началом второго такта.

Напряжение сетевой помехи $\omega_{п1}$ частотой 50 Гц в каждом из первых тактов к моменту их окончания подавляется, т.к. длительность тактов T_1 кратна периоду частоты сети (20 мс). Окончание второго такта интегрирования ϕ_2 произойдет при наборе кода дешифратора, когда сигнал с его выхода повторно сбросит счетчик импульсов в нулевое состояние и переведет устройство управления в состояние ϕ_3 , соответствующее третьему такту интегрирования. По сигналу ϕ_3 отключается устройство синхронизации, размыкается ключ Кл1 и замыкается ключ Кл2. Он подсоединит к входу интегратора источник опорного напряжения ($-U_0$), который разряжает интегратор до момента срабатывания устройства сравнения УС, когда

$$\frac{2U_x T_1}{\tau_{вх}} - \frac{1}{\tau_{вх}} \int_0^{T_x} (U_0) dt = 0, \quad (3)$$

Откуда

$$T_x = \frac{2U_x T_1}{U_0} \quad (4)$$

Заполняя интервал времени T_x импульсами T_0 генератора опорной частоты, получим цифровой эквивалент N_x измеряемого напряжения:

$$N_x = \frac{T_x}{T_0} = \frac{2T_1}{U_0 T_0} U_x \quad (5)$$

На этом измерение заканчивается. Информация счетчика импульсов N_x является значением напряжения U_x , соответствующим износу режущего инструмента при полном подавлении напряжений помех, и это значение выводится на блок цифрового отсчета.

Для упрощения анализа погрешностей устройств многотактного интегрирования весь процесс анализа необходимо рассматривать как результат одновременных сравнений отдельных тактов.

При таком подходе каждый из тактов интегрирования можно анализировать на основе метода временного преобразования. Общая погрешность измерения цифровых вольтметров временного преобразования определяется нестабильностью параметров его основных функциональных узлов. Структурная схема цифрового вольтметра представлена на рисунке 2.

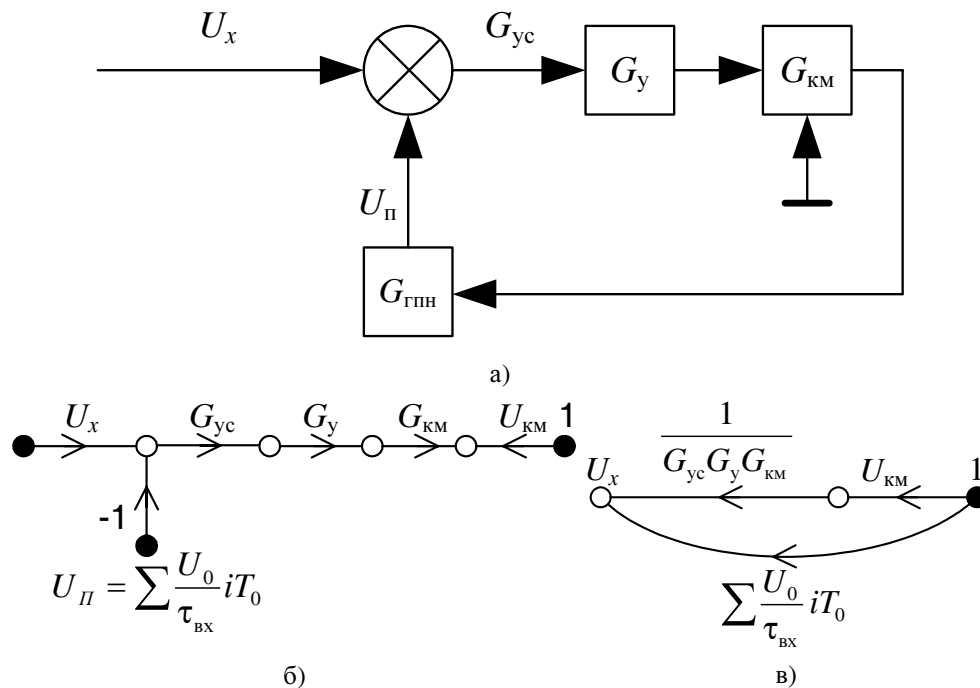


Рис. 2

На рисунке 2 $G_{ус}$, $G_{км}$, G_y , $G_{гпн}$ – соответственно коэффициенты передачи устройства сравнения, компаратора, усилителя и генератора пилообразного напряжения. В структурную схему цифрового вольтметра временного

преобразования входит коэффициент передачи генератора пилообразного напряжения $G_{ГПН}$. Он, исходя из структурной схемы (рис. 2,а), равен

$$G_{ГПН} = \frac{U_0}{\tau_{ВХ}} T_0, \text{ а пилообразное напряжение ГПН с учетом работы счетчика}$$

импульсов равно $U_{П} = \frac{U_0}{\tau_{ВХ}} iT_0$. Здесь U_0 , T_0 , $\tau_{ВХ}$, i – соответственно образцовое

напряжение на входе интегратора ГПН, период генератора опорной частоты, постоянная времени входной цепи интегратора и текущий код счетчика импульсов.

Сигнальный граф, соответствующий структурной схеме ЦВ временно-го преобразования, представлен на рисунке 2,б. Так как интересующей величиной является измеряемое напряжение U_x , то введем единичный узел, размер которого равен 1 В, и заменим узлы (независимые источники напряжения U_0 и порог срабатывания компаратора $U_{КМ}$) ветвями с передачей, равной безразмерным значениям этих напряжений. Тогда, используя операции инверсии и переноса начала ветви из одного узла в другой [4], построим расширенный сигнальный граф (рис. 2,в). Он содержит два пути от истока к стоку, алгебраические дополнения которых и общий определитель равны единице, т.к. в графе Мэсона отсутствуют контуры. Из формулы Мэсона получим общее выражение связи параметров вольтметра:

$$U_x = \frac{U_0 iT_0}{\tau_{ВХ}} + \frac{U_{КМ}}{G_{УС} G_y G_{КМ}} = \frac{U_0 iT_0 G_{УС} G_y G_{КМ} + \tau_{ВХ} U_{КМ}}{\tau_{ВХ} G_{УС} G_y G_{КМ}}. \quad (6)$$

Из данного выражения видно, что оно представляет собой дробно-линейную функцию семи параметров, и общая погрешность измерения является суммой частных составляющих нестабильностей этих параметров:

$$\begin{aligned} \delta U_x &= \delta U_x \delta T_0 + \delta U_x \delta \tau_{ВХ} + \delta U_x \delta U_{КМ} + \delta U_0 \delta U_0 + \\ &+ \delta U_x \delta G_{УС} + \delta U_x \delta G_y + \delta U_x \delta G_{КМ} = \\ &= S_{T_0} \delta T_0 + S_{\tau_{ВХ}} \delta \tau_{ВХ} + S_{U_{КМ}} \delta U_{КМ} + S_{U_0} U_0 + \\ &+ S_{G_{УС}} \delta U_x \delta G_{УС} + S_{G_y} \delta U_x \delta G_y + S_{G_{КМ}} \delta U_x \delta G_{КМ}. \end{aligned} \quad (7)$$

Здесь $\delta U_x \delta T_0$, $\delta U_x \delta \tau_{ВХ}$, $\delta U_x \delta U_{КМ}$, $\delta U_x \delta U_0$, $\delta U_x \delta G_{УС}$, $\delta U_x \delta G_y$, $\delta U_x \delta G_{КМ}$ – соответственно относительные погрешности измеряемого напряжения от нестабильностей генератора опорной частоты, постоянной времени входной цепи интегратора, компаратора, опорного напряжения, коэффициентов передачи устройства сравнения, усилителя и компаратора; S_{T_0} и δT_0 , $S_{\tau_{ВХ}}$ и $\delta \tau_{ВХ}$, $U_{КМ}$ и $\delta U_{КМ}$, S_{U_0} и δU_0 , $S_{G_{УС}}$ и $\delta G_{УС}$, S_{G_y} и δG_y , $S_{G_{КМ}}$ и $\delta G_{КМ}$ – соответственно весовые коэффициенты погрешностей и относительные погрешности от нестабильностей частоты опорного генератора, постоянной времени входной цепи интегратора, напряжения срабатывания компаратора и напряжения опорного источника, коэффициентов передачи устройства сравнения, усилителя и компаратора.

В обобщенном виде коэффициент передачи дробно-линейной функции через передачу текущей ветви графа g_i имеет вид

$$G = \frac{ag_i + b}{cg_i + d}, \quad (8)$$

где a и c – коэффициенты передачи ветви g_i ; b и d – свободные члены.

Определим влияние нестабильностей параметров g_i на нестабильность функции передачи графа G :

$$\delta G_{\delta g_i} = \frac{\partial G}{\partial g_i} \frac{\Delta g_i}{G} = \frac{\partial G}{\partial g_i} \frac{g_i \delta g_i}{G g_i} = S_{g_i} \delta g_i, \quad (9)$$

где относительная погрешность коэффициента передачи параметра $\delta g_i = \Delta g_i (g_i)^{-1}$; $S_{g_i} = \frac{\partial G}{\partial g_i} \frac{g_i}{G}$ – весовой коэффициент параметра g_i , значение которого показывает, с каким весом учитывается его относительная погрешность δg_i в общей относительной погрешности передачи графа δG (значение измеренного напряжения U_x).

Из выражения (9) видно, что весовой коэффициент погрешности ветви графа g_i равен

$$S_{g_i} = \frac{\partial G}{\partial g_i} \frac{g_i}{G}. \quad (10)$$

Определение значений весовых коэффициентов частных составляющих погрешностей средств измерений представляет собой сложную задачу по нахождению частных производных функции связи параметров устройств по выбранным параметрам, деления их на значение функции связи параметров и умножения на искомый параметр. Проведя эти операции над обобщенным графом Мэсона, соответствующим обобщенной функции связи параметров СИ, можно получить простую и удобную для инженерных расчетов методику определения значений весовых коэффициентов. Так как для широкого класса цифровых приборов обобщенная функция связи параметров имеет вид дробно-линейной функции передачи G графа, то подставим ее значение (8) в (10) и получим

$$S_{g_i} = \frac{(ad - bc)g_i}{(ag_i + b)(cg_i + d)}. \quad (11)$$

Из данного общего случая определения весового коэффициента передачи ветви g_i сигнального графа Мэсона получим значения частных случаев, когда равен нулю один или два из коэффициентов функции G передачи графа:

$$\text{если } a = 0, \text{ то } G = \frac{b}{cg_i + d}; S_{g_i} = -\left(1 + \frac{d}{cg_i}\right)^{-1}; \quad (12)$$

$$\text{если } b = 0, \text{ то } G = \frac{ag_i}{cg_i + d}; S_{g_i} = \left(1 + \frac{cg_i}{d}\right)^{-1}; \quad (13)$$

$$\text{если } c = 0, \text{ то } G = \frac{ag_i + b}{d}; S_{gi} = \left(1 + \frac{b}{ag_i}\right)^{-1}; \quad (14)$$

$$\text{если } d = 0, \text{ то } G = \frac{ag_i + b}{cg_i}; S_{gi} = -\left(1 + \frac{ag_i}{b}\right)^{-1}; \quad (15)$$

$$\text{если } b = 0 \text{ и } c = 0, \text{ то } G = \frac{ag_i}{d}; S_{gi} = 1; \quad (16)$$

$$\text{если } a = 0 \text{ и } d = 0, \text{ то } G = \frac{b}{cg_i}; S_{gi} = -1. \quad (17)$$

Применим данную методику для анализа погрешностей цифрового вольтметра временного преобразования. Из анализа выражения (6) видно, что оно является частным случаем дробно-линейной функции (8), когда один из параметров ее знаменателя равен нулю. Так, для параметров $g_i = \tau_{\text{вх}}, G_{\text{ус}}, G_y, G_{\text{км}}$ коэффициент $d = 0$ и весовые коэффициенты передачи ветви g_i будут определяться выражением (15), аналогично для параметров $g_i = U_0, T_0, U_{\text{км}}$ коэффициент $c = 0$ и весовые коэффициенты передачи ветви g_i будут определяться выражением (14). Тогда получим

$$\delta U_x = \frac{\delta T_0 + \delta U_0 - \delta \tau_{\text{вх}}}{1 + \frac{U_{\text{км}} \tau_{\text{вх}}}{G_{\text{ус}} G_y G_{\text{км}} U_0 T_0 i}} + \frac{\delta U_{\text{ус}} - \delta U_{\text{км}} + \delta U_y}{1 + \frac{U_0 i T_0 G_{\text{ус}} G_y G_{\text{км}}}{U_{\text{км}} \tau_{\text{вх}}}}. \quad (18)$$

Анализ выражения (18) позволяет определить требования к коэффициентам передачи основных функциональных узлов цифрового вольтметра временного преобразования. Учитывая, что значения коэффициента усиления операционного усилителя $G_y = 10^3 - 10^6$, а для компаратора $G_{\text{км}} = 10^3$, то в зависимости от положения этих параметров в числителе или знаменателе выражения весовых коэффициентов S_{g_i} передач ветвей g_i могут иметь очень маленькие значения или значения, близкие к единице. В последнем случае требования к стабильности данных параметров будут очень жесткие, как к образцовым мерам. Так, для параметров T_0, U_0 и $\tau_{\text{вх}}$ значение $S_{g_i} \approx 1$, а для параметров $U_{\text{ус}}, U_{\text{км}}, U_y$ значение $S_{g_i} \ll 1$.

Результатом третьего такта интегрирования является получение цифрового эквивалента измеряемого напряжения, пропорционального значению износа режущего инструмента. Выражение функции связи параметров (6) показывает, что, пренебрегая нестабильностью порога срабатывания компаратора $U_{\text{км}} = 0$ в виду его малости, его можно привести к выражению (3). Действительно, использование одного и то же интегратора во всех трех тактах измерения приводит к тому, что результат измерения не зависит от напряжений частот помех $\omega_{\text{п1}}$ и $\omega_{\text{п2}}$, от нестабильностей постоянной времени интегратора $\tau_{\text{вх}}$, коэффициента передачи интегратора k и периода генератора опорной частоты T_0 , т.к. $T_1 = i_{\text{max}} T_0$ (i_{max} – значение кода дешифратора). Таким образом, погрешность измерения определяется только нестабильностью источника опорного напряжения U_0 .

Кроме разработки структурной схемы устройства трехтактного интегрирования и анализа его погрешностей большое значение имеет разработка его структурной схемы алгоритма (ССА) измерения, которая является математической моделью средства измерения. Использование ССА измерений позволяет при помощи персональной ЭВМ оценить на ранней стадии проектирования метрологические характеристики проектируемых устройств [5].

Структурная схема алгоритма измерений устройства трехтактного интегрирования приведена на рисунке 3.

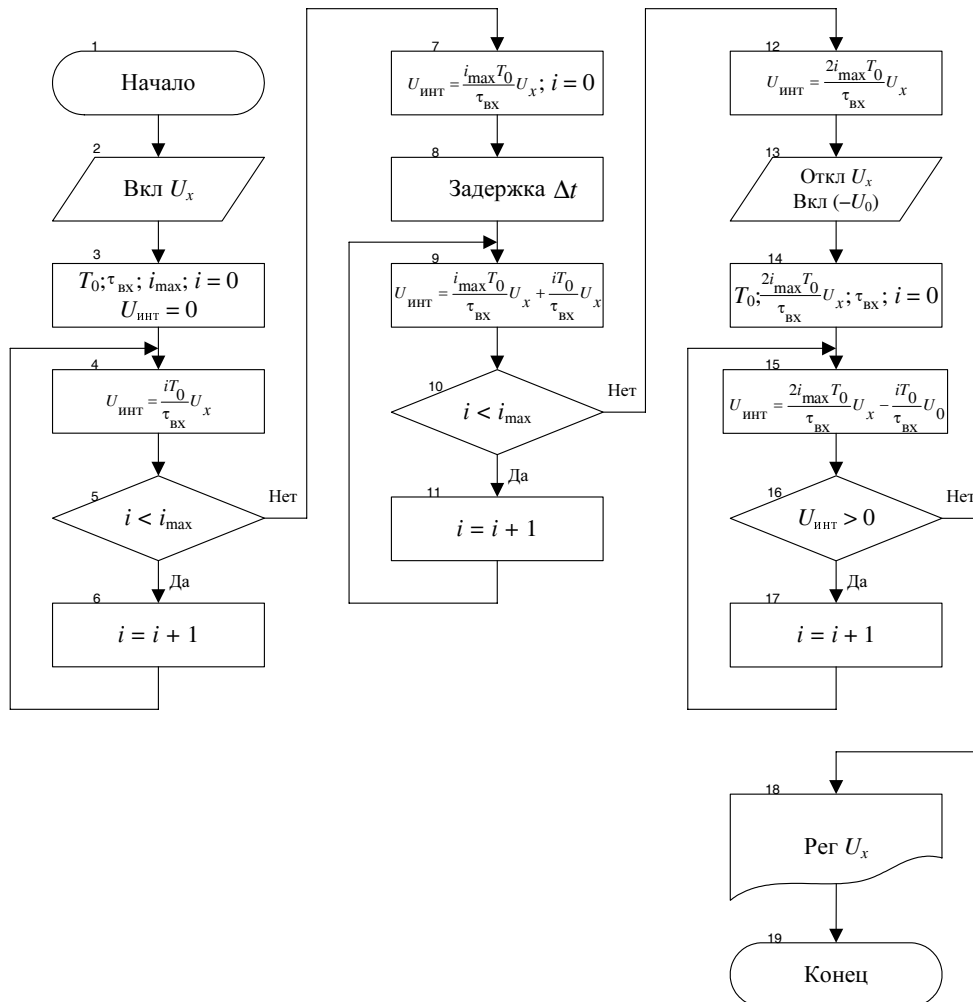


Рис. 3

Из рисунка 3 видно, что весь процесс измерений состоит из трех последовательных тактов. Здесь операторы 2, 8 и 13 – операторы действия. Операторы 3, 7, 12 соответствуют вводу исходных данных. Так, оператор 3 отображает наличие в устройстве следующих основных узлов: генератора опорной частоты, период которого равен T_0 , счетчика импульсов, емкость которого равна $i_{\max}$, и интегратора с постоянной времени входной цепи $\tau_{\text{вх}} = RC$. Кроме этого, операторы 3, 7, 12 отображают значения начальных условий. Так, счетчик импульсов перед началом любого из трех тактов интегрирования

ния обнуляется, а напряжение на выходе интегратора обнуляется только перед началом первого такта интегрирования (оператор 3). Операторы 7, 12 отображают хранение интегратором значений напряжений окончания соответственно первого и второго тактов интегрирования. Операторы 4, 9 отражают процесс заряда интегратора от входного напряжения в первом и втором тактах интегрирования. Работа оператора 15 в третьем такте интегрирования указывает на процесс разряда интегратора опорным напряжением, а логические операторы 5 и 10 соответствуют работе дешифратора. Логический оператор 16 отображает работу устройства сравнения, а операторы 6, 11 и 17 – работу счетчика соответственно в первом, втором и третьем тактах интегрирования. И, наконец, оператор 18 регистрирует значение износа режущего инструмента в конце третьего такта интегрирования.

Временная диаграмма работы устройства трехтактного интегрирования входного сигнала представлена на рисунке 4.

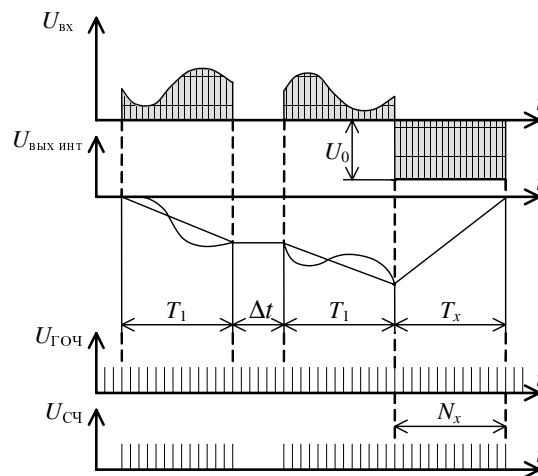


Рис. 4

Первые два графика диаграммы показывают работу аналоговой части устройства (напряжение на входе и выходе интегратора), а два последующих графика отражают работу цифровой части устройства (генератор опорной частоты и счетчик импульсов).

Как видно из временной диаграммы, за время двух тактов интегрирования общей длительности $2T_1$ будут полностью подавлены напряжения частот $\omega_{п1}$ и $\omega_{п2}$, а вольт-секундные площади равны $U_0 T_x = 2U_x T_1$.

Применение метода активного косвенного контроля на основе устройства трехтактного интегрирования позволило получить высокую точность измерения степени износа инструмента и соответствующего размера детали приборостроения. Производственные испытания устройства на универсальном станке 16K20 показали, что погрешность измерения износа не превышает 15–20 мкм.

Список литературы

1. Белолопотков, Д. А. Повышение точности активного контроля размеров деталей в процессе изготовления / Д. А. Белолопотков, И. Р. Добровинский, Ю. Т. Медведик // Мир измерений. – 2007. – № 7. – С. 43–46.

2. **Добровинский, И. Р.** Проектирование ИИС для измерения параметров электрических цепей / И. Р. Добровинский, Е. А. Ломтев. – М. : Энергоатомиздат, 1997. – 120 с.
3. Пат. 2263300 Российская Федерация. Устройство для измерения износа режущего инструмента. // Белолапотков Д. А., Добровинский И. Р., Медведик Ю. Т., Чувькин Б. В. – 2004, БИ. № 30.
4. **Мэзон, С.** Электронные цепи, сигналы и системы / С. Мэзон, Г. Циммерман. – М. : Из-во ИЛ, 1963. – 619 с.
5. **Добровинский, И. Р.** Проектирование цифровых вольтметров параллельно-последовательного уравнивания / И. Р. Добровинский, Е. А. Ломтев. – Саратов : Изд-во Саратов. гос. ун-та, 1990. – 140 с.

ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ РАДИОВЫСОТОМЕРОВ С УЧЕТОМ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Рассмотрена возможность использования априорной информации при оценке надежности радиовысотомеров. В качестве априорной информации предлагается использовать расчетные значения показателей надежности, результаты конструкторских и других видов испытаний. Предлагаемые методы позволяют повысить достоверность оценок количественных показателей надежности радиовысотомеров при малом объеме испытаний.

Известные и широко используемые на практике классические методы определения показателей надежности [1, 2] требуют больших объемов испытаний для принятия решения о соответствии или несоответствии показателей надежности заданным требованиям, а следовательно, и значительных расходов на проведение испытаний как на этапах разработки, так и серийного изготовления радиовысотомеров (РВ). При этом достоверность такой оценки невысока, а в некоторых случаях неприемлема для окончательного принятия решения о достигнутом уровне надежности. Вместе с тем на практике отсутствуют методы, позволяющие производить совместную обработку различного рода информации с целью повышения точности и достоверности определения надежностных характеристик РВ.

Обычно к концу контрольных (предварительных) испытаний опытных образцов имеется информация о надежности, полученная расчетом по проектным материалам, по результатам контрольных испытаний, по результатам испытаний опытных образцов на надежность, по результатам эксплуатации аналогичных образцов. Вместе с тем классические методы не позволяют производить ее совместную обработку.

Другими словами, данных по надежности много, но они получены различными путями и поэтому не позволяют составить определенного с требуемой точностью единого количественного суждения о надежности. В силу того, что имеющаяся информация в этом случае носит статистически разнородный характер, в настоящее время наиболее приемлемый метод решения этой задачи может быть основан на использовании теоремы Байеса.

В основе информации о надежности РВ лежат ограниченные количественно опытные данные. В результате обработки этих данных получаемые оценки характеризуют определенный интервал возможных значений показателя надежности, которые можно рассматривать как гипотезы о действительном уровне надежности РВ. Каждой из этих гипотез может быть поставлено в соответствие определенное значение вероятности, задаваемое плотностью распределения $g(H)$.

Исходными данными по оценке показателей безотказности являются результаты отработки и испытаний изделий и их составных частей, а также расчеты, проводимые на стадиях эскизного и технического проектирования.

Расчеты показателей безотказности изделий и их составных частей, выполняемые на ранних стадиях разработки изделий, используются в качестве априорной информации на всех последующих стадиях.

Для расчета безотказности изделия находится аналитическая зависимость

$$H = f(H_i, K_j), \quad (1)$$

где H – искомый показатель безотказности изделия; K_j – поправочный коэффициент, учитывающий режим эксплуатации изделия; H_i – показатель безотказности i -й составной части изделия.

При использовании в качестве аргументов функции f средних значений $\bar{H}_i$ и $\bar{K}_j$ определяется среднее значение искомого показателя безотказности. Метод расчетной оценки показателя безотказности РВ средней наработки на отказ приведен в [3].

Среднеквадратическая ошибка расчета показателя безотказности в общем случае определяется из выражения

$$\sigma_H = \sqrt{\sum_{i=1}^N \left(\frac{\partial H}{\partial H_i} \right)^2 \sigma_{H_i}^2 + \sum_{j=1}^L \left(\frac{\partial H}{\partial K_j} \right)^2 \sigma_{K_j}^2 + 2 \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^L \frac{\partial H}{\partial H_i} \frac{\partial H}{\partial K_j} R_{ij}}, \quad (2)$$

где $\frac{\partial H}{\partial H_i}$ – частные производные при $H_i = \bar{H}_i$; $\frac{\partial H}{\partial K_j}$ – частные производные

при $K_j = \bar{K}_j$; N – количество составных частей изделия; L – количество поправочных коэффициентов, учитывающих режим эксплуатации изделия; σ_{H_i} – среднеквадратическое отклонение, характеризующее разброс показателя безотказности (H_i) i -й составной части изделия; σ_{K_j} – среднеквадратическое отклонение величины поправочного коэффициента K_j ; R_{ij} – корреляционный момент величин H_i и K_j .

После проведения испытаний расчетные значения показателей безотказности могут быть уточнены по методу Байеса [4] результатами эксперимента

$$\psi(H | Z_n) = g(H) \phi(Z_n | H) \left(\int_0^C g(H) \phi(Z_n | H) dH \right)^{-1}, \quad (3)$$

где $g(H)$ – априорная (расчетная) плотность распределения показателя безотказности H ; $\phi(Z_n | H)$ – условная плотность распределения значений Z_n показателя безотказности H на основе эксперимента; $\psi(H | Z_n)$ – апостериорная плотность распределения показателя безотказности H ; C – верхний предел интегрирования.

Уточненное по результатам испытаний среднее значение показателя безотказности определяется при решении уравнения правдоподобия [4]

$$\frac{\partial}{\partial H} \ln \psi(H | Z_n) = 0. \quad (4)$$

Среднеквадратичное отклонение $\sigma_{H_{yt}}$, учитывающее точность эксперимента и расчетных данных, определяется из соотношения

$$\sigma_{H_{yt}} = \sqrt{-\left[\frac{\partial^2}{\partial H^2} \ln \psi(H | Z_n) \right]^{-1} \Big|_{H=\bar{H}_{yt}}}, \quad (5)$$

где $\bar{H}_{yt}$ – среднее значение уточненной оценки показателя безотказности изделия.

Выбор вида функций $g(H)$ и $\varphi(Z_n | H)$ определяется характером решаемой задачи.

Доверительные нижняя и верхняя границы показателя H определяются при решении интегральных уравнений

$$\int_0^{H_l} \psi(H | m) dH = \frac{\gamma}{2}, \quad (6)$$

$$\int_{H_h}^{\infty} \psi(H | m) dH = \frac{\gamma}{2}, \quad (7)$$

где H_l и H_h – нижняя и верхняя границы, определяющие $100(1-\gamma)\%$ двустороннюю нижнюю и верхнюю байесовские доверительные границы для H .

Оценка средней наработки на отказ

Для изделий, показателем безотказности которых является среднее время наработки на отказ, в качестве априорной плотности распределения возможных значений интенсивности отказов используется гамма-распределение [5, 6]

$$g(\lambda) = b^{a+1} \lambda^a (\Gamma(a+1))^{-1} \exp(-b\lambda), \quad (8)$$

где a и b – параметры гамма-распределения:

$$b = \sum t_{i3} = \frac{\bar{\lambda}}{\sigma_{\lambda}^2},$$

$$a = m_{\text{э}} = \left\{ \left(\frac{\bar{\lambda}}{\sigma_{\lambda}} \right)^2 \right\};$$

$\sum t_{i3}$ – эквивалентный расчету объем испытаний; $m_{\text{э}}$ – число отказов, эквивалентное расчету; $\bar{\lambda}$ – среднее расчетное значение интенсивности отказов;

σ_λ – среднее квадратичное отклонение расчетной оценки; $\Gamma(\dots)$ – гамма-функция; $\{\dots\}$ – округление до целого.

Вместе с тем в качестве апостериорной условной плотности распределения значений Z_n показателя безотказности λ на основе эксперимента используется пуассоновское распределение отказов:

$$P(m|\lambda) = \frac{\exp(-\sum t_j \lambda)}{m!} (\sum t_j \lambda)^m, \quad (9)$$

где $\sum t_j$ – суммарное время наработки изделия при испытаниях; m – число отказов изделия во время испытаний.

Величина интенсивности отказов, уточненная результатами эксперимента согласно (3)–(5) при $C = \infty$ находится из выражения

$$\lambda_{\text{ут}} = \frac{a + m}{b + \sum t_j}, \quad (10)$$

а среднее квадратичное отклонение

$$\sigma_{\lambda_{\text{ут}}} = \frac{\sqrt{a + m}}{b + \sum t_j}. \quad (11)$$

Учитывая, что наработка на отказ имеет экспоненциальное распределение, получаем ее уточненное среднее значение

$$T_{\text{ут.ср}} = \frac{b + \sum t_j}{a + m}. \quad (12)$$

В результате решения уравнений (6), (7) получаем

$$\frac{x_{1-\frac{\gamma}{2}}^2(2r)}{2} \leq \lambda \leq \frac{x_{\frac{\gamma}{2}}^2(2r)}{2}, \quad (13)$$

где x^2 – квантиль хи-квадрат распределения; $2r$ – число степеней свободы, равное двукратному числу суммы отказов, произошедших при испытаниях, и отказов, эквивалентных расчету:

$$r = m + m_3,$$

τ – время, равное сумме времени наработки изделия при испытаниях и времени наработки, эквивалентной расчету:

$$\tau = \sum t_{i3} + \sum t_j.$$

При оценке наработки на отказ формула для доверительных границ примет следующий вид

$$\frac{2(\sum t_{i3} + \sum t_j)}{x_{\frac{\gamma}{2}}^2(2(m + m_3))} \leq T \leq \frac{2(\sum t_{i3} + \sum t_j)}{x_{1-\frac{\gamma}{2}}^2(2(m + m_3))}. \quad (14)$$

Оценка вероятности безотказной работы

Подобным образом для изделий, показателем безотказности которых является вероятность безотказной работы (ВБР), в качестве априорной плотности распределения возможных значений используется бета-распределение [6]

$$g(p) = p^{\varepsilon-1}(1-p)^{\delta-1}\Gamma(\varepsilon+\delta) \cdot (\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta))^{-1}, \quad (15)$$

где ε и δ – параметры бета-распределения:

$$\varepsilon = n_3 - m_3 = \left\{ \frac{\bar{p}^2 - \bar{p}^3}{\sigma_p^2} - \bar{p} \right\},$$

$$\delta = m_3 = \left\{ \frac{\bar{p} - \bar{p}^2}{\sigma_p^2} - 1 \right\} - \left\{ \frac{\bar{p}^2 - \bar{p}^3}{\sigma_p^2} - \bar{p} \right\};$$

n_3 – эквивалентное расчету количество циклов испытаний; m_3 – число отказов, эквивалентное расчету; $\bar{p}$ – среднее расчетное значение ВБР; σ_p – среднеквадратичное отклонение расчетной оценки.

В качестве апостериорной условной плотности распределения значений Z_n ВБР на основе эксперимента используется биномиальное распределение отказов:

$$P(m|p) = \frac{n!}{m!(n-m)!} p^m (1-p)^{n-m}, \quad (16)$$

где m – число отказов изделия во время испытаний; n – количество циклов испытаний.

Величина ВБР, уточненная результатами эксперимента согласно формулам (3)–(5) при $C = 1$ находится из выражения

$$p_{\text{ут}} = \frac{\varepsilon + n - m}{\varepsilon + \delta + n}, \quad (17)$$

а среднеквадратичное отклонение

$$\sigma_{\lambda_{\text{ут}}} = \sqrt{\frac{(\varepsilon + n - m)(\delta + m)}{(\varepsilon + \delta + n)^2(\varepsilon + \delta + n + 1)}}. \quad (18)$$

Доверительные нижняя и верхняя границы ВБР определяются из уравнений (6), (7), в которых подынтегральное выражение представляет собой F -распределение с $\nu_1 = 2r_1$ и $\nu_2 = 2r_2$ степенями свободы. В результате решения этих уравнений получаем

$$1 - \frac{r_1 F_{\frac{1}{2}}(\nu_1, \nu_2)}{r_2 + r_1 F_{\frac{1}{2}}(\nu_1, \nu_2)} \leq p \leq 1 - \frac{r_1^*}{r_2^* + r_1^* F_{\frac{1}{2}}(\nu_1^*, \nu_2^*)}, \quad (19)$$

где $F_{\frac{\gamma}{2}}(v_1, v_2)$ – F -распределение с $v_1 = 2r_1$ и $v_2 = 2r_2$ степенями свободы;

$F_{\frac{\gamma}{2}}(v_1^*, v_2^*)$ – F -распределение с $v_1^* = 2r_1^*$ и $v_2^* = 2r_2^*$ степенями свободы;

$$\begin{aligned} r_1 &= m + m_3 + 1, \\ r_2 &= n_3 + n - m_3 - m, \\ r_1^* &= n_3 + n - m_3 - m + 1, \\ r_2^* &= m_3 + m. \end{aligned}$$

Учитывая, что для современных РВ справедливо требование к ВБР $p > 0,99$, возможно аппроксимировать формулу (19):

$$1 - \frac{x_{\frac{\gamma}{2}}^2(2(m + m_3))}{2(n_3 + n)} \leq p \leq 1 - \frac{x_{1-\frac{\gamma}{2}}^2(2(m + m_3))}{2(n_3 + n)}. \quad (20)$$

Пример 1: использование априорной расчетной информации о надежности РВ А-052 для подтверждения величины средней наработки на отказ при проведении испытаний на надежность.

Исходные и априорные данные:

- средняя наработка на отказ, заданная в ТЗ – 7200 ч;
- расчетная величина средней наработки на отказ – 11400 ч;
- расчетная величина среднеквадратичного отклонения средней наработки на отказ – $43,86 \cdot 10^{-6}$;
- номинальное значение риска поставщика – $\alpha = 0,1$;
- номинальное значение риска заказчика – $\beta = 0,1$;
- разрешающий коэффициент, равный отношению приемочного уровня к браковочному – $D = 3,0$.

Определяем число отказов, эквивалентное расчету:

$$m_3 = \left\{ \left(\frac{\bar{\lambda}}{\sigma_{\lambda}} \right)^2 \right\} = 4;$$

и эквивалентный объем испытаний:

$$\sum t_{i3} = \frac{m_3}{\lambda} = 45600 \text{ ч.}$$

В соответствии с планом 2 из [7], приведенным на рисунке 1, время проведения испытаний составит 1713,3 ч, или $0,125 T_{\alpha}$ (T_{α} – приемочное значение средней наработки, определяется из [8]), при количестве допустимых отказов m не более 2, в то время как минимальное время проведения испытаний (без учета отказов) составит 20557 ч.

При $m = 0$: $T_{\text{ут.ср}} = 11828$ ч; при $m = 2$: $T_{\text{ут.ср}} = 7885$ ч.

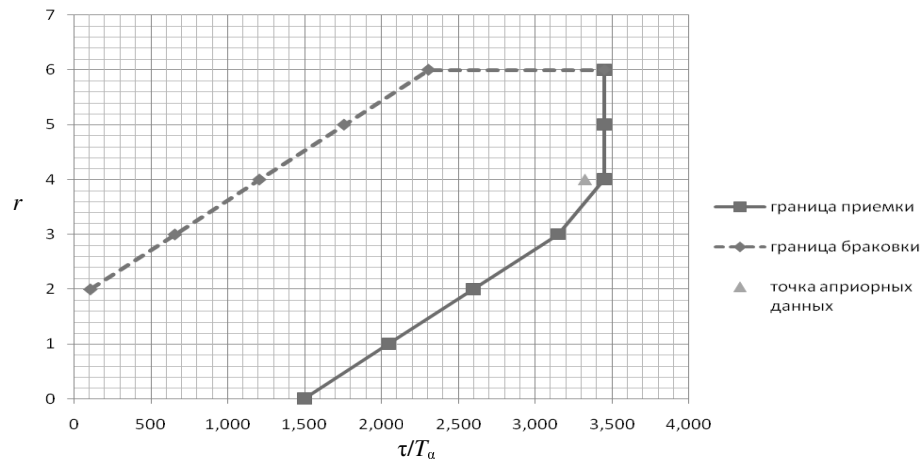


Рис. 1 План испытаний для контроля средней наработки на отказ

Использование байесовского подхода при проведении последовательных контрольных испытаний на надежность

Для более достоверной оценки при проведении последовательных контрольных испытаний на надежность возможно применение байесовского подхода. В этом случае используется апостериорная вероятность, которая последовательно уточняется по мере появления новых результатов в процессе испытаний. Критерий принятия или непринятия решения о приемке изделия основывается на апостериорной вероятности $P(H < H_{\text{ТР}})$:

1. Изделие принимается, если $P(H < H_{\text{ТР}}) \leq \beta$.
2. Изделие бракуется, если $P(H < H_{\text{ТР}}) \geq 1 - \alpha$.
3. Испытания продолжаются, если $\beta < P(H < H_{\text{ТР}}) < 1 - \alpha$.

При таких условиях проведения испытаний требуемая вероятность имеет вид

$$P(H < H_{\text{ТР}}) = \int_0^{H_{\text{ТР}}} \psi(H | m) dH, \quad (21)$$

где $H_{\text{ТР}}$ – заданный показатель безотказности изделия (средняя наработка на отказ или ВБР).

Недостатком вышеизложенного метода является большая область продолжения испытаний, требующая для проведения значительных временных затрат. Для усечения последовательных испытаний требуется выбор двух значений H_α и H_β – приемочного и браковочного значений показателя H . В этом случае критерий принятия или непринятия решения о приемке изделия будет основываться на критериях:

1. Изделие принимается, если $P(H < H_\beta) \leq \beta$.
2. Изделие бракуется, если $P(H < H_\alpha) \leq \alpha$.
3. Испытания продолжаются, если одновременно $P(H < H_\beta) > \beta$ и $P(H < H_\alpha) > \alpha$.

В этом случае требуемые вероятности имеют вид

$$P(H > H_{\alpha}) = \int_{H_{\alpha}}^{\infty} \psi(H | m) dH ; \quad (22)$$

$$P(H < H_{\beta}) = \int_0^{H_{\beta}} \psi(H | m) dH .$$

Для изделий, показателем безотказности которых является среднее время наработки на отказ,

$$T_{\alpha} = \frac{2(\sum t_j + T')}{x_{1-\alpha}^2 (2(m + m'))} ; \quad (24)$$

$$T_{\beta} = \frac{2(\sum t_j + T')}{x_{\beta}^2 (2(m + m'))} , \quad (25)$$

где m – число отказов, полученных в результате последнего цикла испытаний; m' – число отказов, полученных в результате предыдущих циклов испытаний; $\sum t_j$ – суммарная наработка изделия в последнем цикле испытаний; T' – суммарная наработка изделия в предыдущих циклах испытаний; T_{α} – приемочное значение средней наработки; T_{β} – браковочное значение средней наработки.

В этом случае область продолжения испытаний определится в виде

$$0,5T_{\alpha} \cdot x_{1-\alpha}^2 (2(m + m')) < \sum t_j + T' < 0,5T_{\alpha} \cdot x_{\beta}^2 (2(m + m')) / D , \quad (26)$$

где D – разрешающий коэффициент, равный отношению приемочного уровня к браковочному,

$$D = T_{\alpha} / T_{\beta} .$$

Максимальное число отказов, необходимое для прекращения испытаний, или, другими словами, точка схождения границ приемки и браковки определится из выражения

$$D x_{1-\alpha}^2 (2(m + m_{\max})) = x_{\beta}^2 (2(m + m_{\max})) , \quad (27)$$

где $m_{\max}$ – максимальное число отказов, полученных в результате последнего цикла испытаний.

Для изделий, показателем безотказности которых является ВБР,

$$p_{\beta} = 1 - \frac{x_{\beta}^2 (2(m + m'))}{2(n + n')} ; \quad (28)$$

$$p_{\alpha} = 1 - \frac{x_{1-\alpha}^2 (2(m + m'))}{2(n + n')} , \quad (29)$$

где m – число отказов, полученных в результате последнего цикла испытаний; m' – число отказов, полученных в результате предыдущих циклов испытаний; n – количество последних циклов испытаний; n' – количество предыдущих циклов испытаний; p_α – приемочное значение ВБР; p_β – браковочное значение ВБР.

В данном случае область продолжения испытаний определится в виде

$$\frac{x_\beta^2(2(m+m'))}{(1-p_\alpha)K} \leq n+n' \leq \frac{x_{1-\alpha}^2(2(m+m'))}{1-p_\alpha}, \quad (30)$$

где K – разрешающий коэффициент,

$$K = \frac{1-p_\beta}{1-p_\alpha}.$$

Точка схождения границ приемки и браковки определится из выражения

$$Kx_{1-\alpha}^2(2(m+m_{\max})) = x_\beta^2(2(m+m_{\max})), \quad (31)$$

где $m_{\max}$ – максимальное число отказов, полученных в результате последнего цикла испытаний.

Пример 2: использование байесовского подхода при проведении последовательных контрольных испытаний на надежность РВ А-052.

Исходные и априорные данные, как в примере 1.

В соответствии с неравенством (26) был определен план последовательных испытаний, приведенный на рисунке 2.

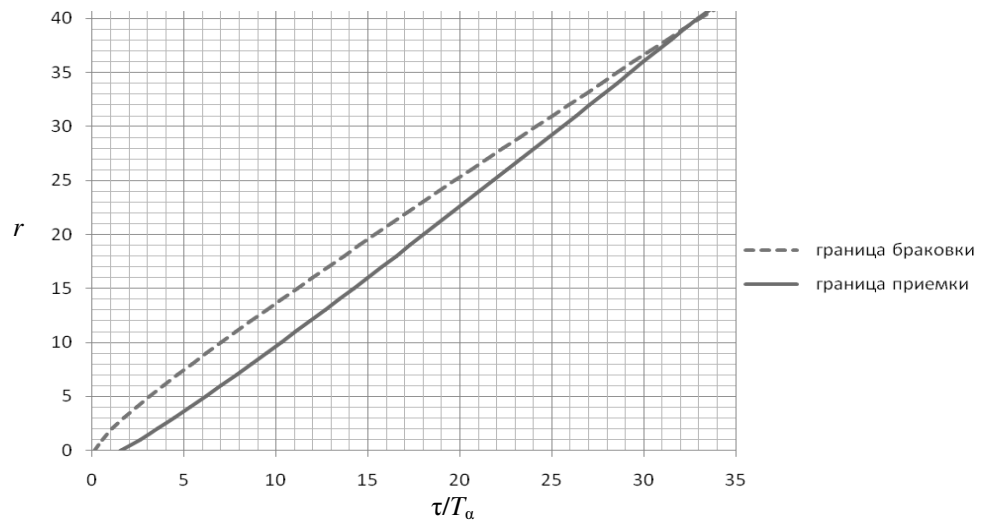


Рис. 2 План испытаний для контроля средней наработки на отказ с учетом априорной информации (байесовский метод)

В отличие от плана, приведенного на рисунке 1, даже при отсутствии отказов время проведения испытаний с учетом априорной расчетной инфор-

мации составит 27433 ч, или $2,004 T_\alpha$, а при количестве отказов $r = 2$ – 50691 ч, или $3,696 T_\alpha$. Без учета априорной информации, как видно из рисунка 3, при отсутствии отказов минимальное время испытаний составит 21052 ч, или $1,535 T_\alpha$, которое близко к времени безотказных испытаний по плану рисунка 1.

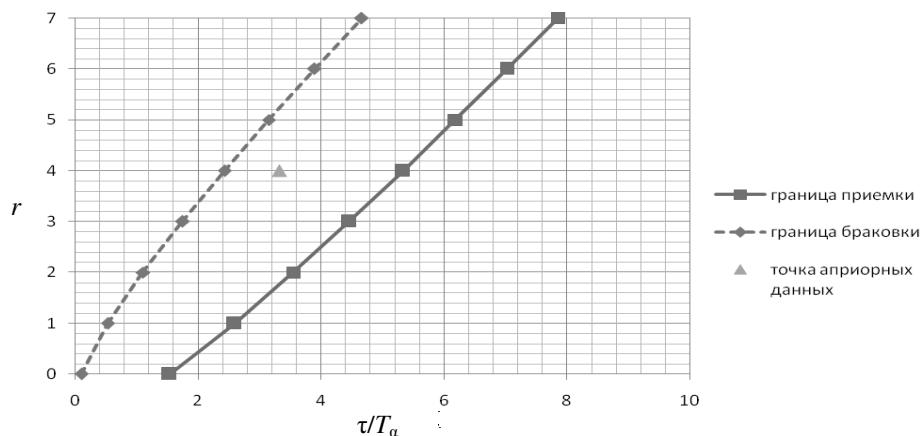


Рис. 3 План испытаний для контроля средней наработки на отказ с учетом априорной информации (байесовский метод) при количестве отказов r не более 7

Заключение

В результате проведенных исследований

- была показана возможность и целесообразность использования методики с учетом предварительной информации при оценке надежности РВ;

- приведены аналитические выражения, позволяющие производить более точную точечную и интервальную оценку времени наработки на отказ и ВБР по сравнению со статистическими методами, не учитывающими предварительную информацию;

- приведено математическое обоснование по определению объема испытаний РВ на безотказность с использованием предварительной информации.

По результатам проведенных исследований было определено, что применение методов оценки надежности, базирующихся на учете предварительной информации, позволяет повысить достоверность оценки на этапе проектирования и изготовления опытных образцов РВ, а также значительно сократить время проведения контрольных испытаний на надежность опытных изделий при использовании стандартных планов [7, 9].

В то же время было установлено, что использование байесовского подхода при составлении «нестандартного» плана последовательных контрольных испытаний на надежность приводит к увеличению их продолжительности и соответственно «удорожанию», однако, по нашему мнению, такие испытания будут более достоверными, т.к. учитывают всю предыдущую «историю» изделия. Планы таких испытаний целесообразно использовать при проведении испытаний на надежность серийной продукции с использованием для сокращения длительности испытаний априорной точки, полученной в результате статистики отказов серийных изделий.

Список литературы

1. Теория надежности радиоэлектронных систем / под ред. Г. В. Дружинина. – М. : Энергия, 1976.
2. **Дзиркал, Э. В.** Задание и проверка требований к надежности сложных изделий / Э. В. Дзиркал. – М. : Радио и связь, 1981.
3. **Бухаров, А. Е.** Оценка надежности при циклической работе радиовысотомеров на различных этапах испытаний, отработки и эксплуатации / А. Е. Бухаров, А. А. Иофин, Г. И. Смирнова // Надежность и качество : труды международного симпозиума. – Пенза, 2001.
4. Справочник по теории вероятностей и математической статистике / под ред. В. С. Королюка. – М. : Наука, 1985.
5. **Гнеденко, Б. В.** Математические методы в теории надежности / Б. В. Гнеденко, Ю. К. Беляев, А. Д. Соловьев. – М. : Наука, 1965.
6. **Капур, К.** Надежность и проектирование систем : пер. с англ. / К. Капур, Л. Ламберсон. – М. : Мир, 1980.
7. ГОСТ 27.402-95. Надежность в технике. Планы испытаний для контроля средней наработки до отказа (на отказ). Часть 1. Экспоненциальное распределение.
8. МУ-150-86. Эквивалентно-циклические контрольные испытания на безотказность авиационного бортового оборудования.
9. ГОСТ 27.403-98. Надежность в технике. Планы испытаний для контроля вероятности безотказной работы.

АННОТАЦИИ

Машиностроение и машиноведение

УДК 658.56:621.824

**ОБЕСПЕЧЕНИЕ КАЧЕСТВА ПОВЕРХНОСТНОГО СЛОЯ
ДЕТАЛЕЙ РЕЗЬБОВЫХ СОЕДИНЕНИЙ.** *Артёмов Н. Е.* –

Известия высших учебных заведений. Поволжский регион.

Технические науки, 2007, № 4, с. 3–8.

Приводятся результаты исследований разрушения поверхностных слоев деталей резьбовых соединений в условиях вибрационного нагружения. Дается теоретическое объяснение природы зарождения микротрещины, ее поведения до момента раскрытия. Установлена зависимость «подрастания» клиновидной полости от параметров дислокации, диффузионной подвижности примесной атмосферы, параметров вибрационного нагружения и материала. Приведены результаты экспериментальных исследований развития дефектов в структуре материала.

УДК 621.755–251

**УПРУГИЕ ЭЛЕМЕНТЫ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ
БАЛАНСИРОВОЧНЫХ УСТРОЙСТВ, РАБОТАЮЩИХ
В ВИБРАЦИОННОМ РЕЖИМЕ.**

Кочкин С. В., Малёв Б. А., Кожевников В. В. –

Известия высших учебных заведений. Поволжский регион.

Технические науки, 2007, № 4, с. 9–18.

В статье рассмотрены различные конструкции упругих элементов колебательных систем балансировочных устройств, работающих в режиме сферического циркуляционного движения, приведены результаты их моделирования в пакете SolidWorks и даны рекомендации по выбору рациональной конструкции.

УДК 629.76/78.002

**ОБЕСПЕЧЕНИЕ КАЧЕСТВА ПРОЕКТИРУЕМЫХ
МНОГОКОМПОНЕНТНЫХ ИЗДЕЛИЙ МАШИНОСТРОЕНИЯ.**

Дьячков Ю. А., Чуфистов Е. А., Черемшанов М. А. –

Известия высших учебных заведений. Поволжский регион.

Технические науки, 2007, № 4, с. 19–27.

В работе рассмотрен подход к оптимизации в режиме виртуального моделирования параметров и характеристик многокомпонентных изделий машиностроения при отсутствии непосредственного доступа к математическим моделям процесса. Приведен пример практической реализации подхода – определение характеристик передней подвески самоходного транспортного средства, моделируемого в САЕ-среде CosmosMotion. Алгоритм может быть реализован в виде отдельного модуля или программного модуля, встроенного в CAD-среду.

УДК 691.3.001

МОДЕЛИРОВАНИЕ СТРУКТУРЫ КОМПОЗИТА. Черкасов В. Д.,

Карташов В. А., Бузулуков В. И., Киселев Е. В., Емельянов А. И. –

Известия высших учебных заведений. Поволжский регион.

Технические науки, 2007, № 4, с. 28–36.

Рассмотрено влияние геометрических и механических факторов на деформативные свойства композитов с дискретными включениями. Общие положения конкретизированы для случая включений, имеющих форму эллипсоидов вращения. Даны формулы приведенных (эффективных) модулей упругости композита.

И н ф о р м а т и к а , в ы ч и с л и т е л ь н а я т е х н и к а и у п р а в л е н и е

УДК 681.324

**СЕТИ АБСТРАКТНЫХ МАШИН ВЫСШИХ ПОРЯДКОВ
В ПРОЕКТИРОВАНИИ СИСТЕМ И СЕТЕЙ ХРАНЕНИЯ
И ОБРАБОТКИ ДАННЫХ (МЕХАНИЗМЫ ИНТЕРПРЕТАЦИИ
И ВАРИАНТЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ).** Зинкин С. А. –

Известия высших учебных заведений. Поволжский регион.

Технические науки, 2007, № 4, с. 37–50.

Предложен логико-алгебраический подход к определению операционной семантики распределенных систем хранения и обработки данных, основанный на описании данных систем сетями абстрактных машин, при определении которых используется логика предикатов высших порядков. Предлагаемые модели и методы преследуют целью создание новой объектно-ориентированной сетевой технологии построения распределенных систем хранения и обработки данных на основе согласованных взаимодействий объектов через общее пространство – коммуникационную среду или общее пространство информационных объектов, а также создание сетевых, в том числе метакомпьютерных приложений для систем хранения и обработки данных на основе непосредственной интерпретации формальных спецификаций.

УДК 004.82

**ПОСТРОЕНИЕ СЕМАНТИЧЕСКОЙ СЕТИ ПРЕДМЕТНОЙ
ОБЛАСТИ НА ОСНОВЕ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ЗНАНИЙ
ИЗ НАУЧНОГО ТЕКСТА.**

Найханова Л. В., Аюшеева Н. Н., Хаптахеева Н. Б. –

Известия высших учебных заведений. Поволжский регион.

Технические науки, 2007, № 4, с. 51–61.

Данная работа посвящена построению семантической сети номенклатуры предметной области, под которой понимается проекция терминосистемы на определенную в научном тексте подобласть знаний или задачу, релевантную предметной области. Семантическая сеть построена в виде сети знаков-фреймов.

УДК 681.3.25: 621.382

**МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ
АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ ТЕХНОЛОГИИ ОБРАБОТКИ
В СОВМЕСТНОМ ИССЛЕДОВАНИИ СТРУКТУРЫ РЕШАЕМЫХ
ЗАДАЧ, АЛГОРИТМОВ И АРХИТЕКТУРЫ НЕПРЕРЫВНО-
ДИСКРЕТНОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ.** Пальченков Ю. Д. –
Известия высших учебных заведений. Поволжский регион.
Технические науки, 2007, № 4, с. 62–73.

Предлагаются подход к совместному исследованию структуры решаемых задач, алгоритмов и архитектуры непрерывно-дискретной вычислительной системы, преобразование простой непрерывной машины в машину фон Неймана и пространственно-временную развертку графа безусловного конвейерного вычислителя.

УДК 681.5.015.52 + 004.932.4

**МЕТОД СИНТЕЗА ЦИФРОВЫХ ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ
ФИЛЬТРОВ С ПОМОЩЬЮ БАЗИСНЫХ
ЧАСТОТНЫХ ФУНКЦИЙ.** Щербаков М. А., Сорокин С. В. –
Известия высших учебных заведений. Поволжский регион.
Технические науки, 2007, № 4, с. 74–86.

Рассмотрены представления полиномиальных фильтров во временной и частотной областях. Предложен метод синтеза двухмерных изотропных фильтров, основанный на представлении частотных характеристик полиномиального фильтра с помощью базисных частотных функций, соответствующих отдельным классам эквивалентности. С помощью данного метода синтезирован квадратичный дифференцирующий оператор, обладающий свойством круговой симметрии, рассмотрены его свойства и использование для повышения четкости изображения.

УДК 681.3

**ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ МЕТОДАМИ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ
МОРФОЛОГИИ В АССОЦИАТИВНОЙ ОСЦИЛЛЯТОРНОЙ СРЕДЕ.**
Огнев И. В., Сидорова Н. А. –
Известия высших учебных заведений. Поволжский регион.
Технические науки, 2007, № 4, с. 87–97.

Проведен анализ ассоциативной осцилляторной среды, изучены особенности этого нового класса ассоциативных сред [1]. Разработаны способы и аппаратная реализация системы обработки изображений в ассоциативной осцилляторной среде с помощью методов математической морфологии; приведены оценки аппаратных и временных затрат. Исследовано использование механизма ассоциации при хранении и обработке изображений.

УДК 681.3.012

**ФОРМАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ
ВЗАИМОДЕЙСТВУЮЩИМИ ПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ ПРОЦЕССАМИ
В ЗАДАЧЕ ПРОИЗВОДИТЕЛИ–ПОТРЕБИТЕЛИ
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СОГЛАСУЮЩЕГО КОЛЬЦЕВОГО БУФЕРА.**

Вашкевич Н. П., Бикташев Р. А., Тараканов А. А. –
Известия высших учебных заведений. Поволжский регион.
Технические науки, 2007, № 4, с. 98–106.

В статье рассматриваются вопросы формального описания алгоритма управления синхронизацией параллельных асинхронных процессов при обмене сообщениями в задаче *производители–потребители* с использованием согласующего кольцевого буфера. Рассматривается простой базовый вариант задачи, когда имеет место один производитель и один потребитель. Формальное описание алгоритма управления процессами базируется на использовании логики недетерминированных автоматов.

УДК 681.5

**ИНФОРМАЦИОННО-МЕТОДОЛОГИЧЕСКАЯ ПОДДЕРЖКА
УПРАВЛЕНИЯ ЭКСПЛУАТАЦИЕЙ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ.**

Алчинов В. И., Волчихин В. И. –
Известия высших учебных заведений. Поволжский регион.
Технические науки, 2007, № 4, с. 107–121.

Рассмотрена проблема разработки методологических основ информационного обеспечения управления эксплуатацией сложных восстанавливаемых технических систем с учетом стадий их жизненного цикла. Описаны концепция и методы информационной поддержки принятия эксплуатационно-технических решений.

УДК 005.6 (075.8)

**РАЗВЕРТЫВАНИЕ ФУНКЦИИ КАЧЕСТВА В ПРОЦЕССАХ
СИСТЕМЫ МЕНЕДЖМЕНТА КАЧЕСТВА УНИВЕРСИТЕТА.**

Мещеряков В. А., Суровицкая Г. В. –
Известия высших учебных заведений. Поволжский регион.
Технические науки, 2007, № 4, с. 122–130.

Поставлена и решена задача развертывания функций качества, содержание которых отражает требования разделов стандарта ГОСТ Р ИСО 9000–2001, в процессах системы менеджмента качества университета. Разработана методика анализа информации при принятии управленческого решения о назначении координаторов и исполнителей работ по реализации функций качества.

УДК 330.1, 65.0

**ФОРМАЛИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ
ОТВЕТСТВЕННОСТИ И ПОЛНОМОЧИЙ МЕЖДУ
ПОДРАЗДЕЛЕНИЯМИ И СОТРУДНИКАМИ УНИВЕРСИТЕТА.**

В. А. Мещеряков В. А. –
Известия высших учебных заведений. Поволжский регион.
Технические науки, 2007, № 4, с. 131–137.

Осуществлена формализация процесса распределения ответственности и полномочий между подразделениями и сотрудниками университета в рамках системы менеджмента качества (СМК), на основе которой решается задача отыскания оптимального управления с привлечением математического аппарата метода динамического программирования.

Электроника, измерительная техника и радиотехника

УДК 534.2

ПРОГРАММНО-МОДЕЛИРУЮЩИЙ КОМПЛЕКС МАТЕМАТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ЗВУКООБРАЗОВАНИЯ ОТ ГЛУШИТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ МЕТОДА АВТОНОМНЫХ БЛОКОВ С КАНАЛАМИ ФЛОКЕ.

Голованов О. А., Макеева Г. С., Грачев А. И. –

Известия высших учебных заведений. Поволжский регион.

Технические науки, 2007, № 4, с. 138–143.

Разработан программно-моделирующий комплекс математического расчета звукообразования от глушителей реактивного типа для стрелкового оружия. С помощью пакета прикладных программ, разработанного на основе декомпозиционного подхода к решению краевых задач акустики методом автономных блоков с каналами Флоке, проведен вычислительный эксперимент для широкого класса неоднородностей в полости многокамерных глушителей реактивного типа для стрелкового оружия.

УДК 681.31

ЭКСПРЕСС-АНАЛИЗ СЕЙСМИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ.

Мясникова Н. В., Берестень М. П., Дудкин В. А. –

Известия высших учебных заведений. Поволжский регион.

Технические науки, 2007, № 4, с. 144–151.

Изложены теоретические основы экспресс-анализа и его приложения к задачам обработки случайных процессов в системах охранной сигнализации. Рассмотрена возможность использования способа экспресс-оценивания спектральных характеристик на основе экстремальной фильтрации для анализа сейсмических сигналов.

УДК 621.317

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ СОБСТВЕННЫХ ШУМОВ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ КОРРЕКТИРУЮЩЕГО КАНАЛА НА ВЫХОДНОЙ СИГНАЛ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ.

Громков Н. В. –

Известия высших учебных заведений. Поволжский регион.

Технические науки, 2007, № 4, с. 152–165.

В статье предлагается математическая модель и методика анализа влияния собственных шумов элементов схемы корректирующего канала с периодической коррекцией погрешности нуля УПТ на выходной сигнал измерительных преобразователей с целью минимизации порога чувствительности.

УДК 681.2.088

РАЗРАБОТКА МЕТОДА И УСТРОЙСТВА ТРЕХТАКТНОГО ИНТЕГРИРОВАНИЯ ДЛЯ КОНТРОЛЯ РАЗМЕРОВ ДЕТАЛЕЙ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ И АНАЛИЗ ЕГО ПОГРЕШНОСТЕЙ.

Белолопотков Д. А., Добровинский И. Р., Такташкин Д. В. –
Известия высших учебных заведений. Поволжский регион.
Технические науки, 2007, № 4, с. 166–175.

Рассмотрена структурная схема алгоритма измерений устройства многотактного интегрирования, позволившая повысить точность активного контроля износа инструмента. На основе применения графов Мэзона предложена новая инженерная методика анализа погрешностей, позволяющая учесть влияние нестабильностей значений параметров узлов и блоков устройства на общую погрешность измерения.

УДК 621.396.6.019.3

**ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ РАДИОВЫСОТОМЕРОВ С УЧЕТОМ
ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ.** Бухаров А. Е., Юрков Н. К. –
Известия высших учебных заведений. Поволжский регион.
Технические науки, 2007, № 4, с. 176–186.

Рассмотрена возможность использования априорной информации при оценке надежности радиовысотомеров. В качестве априорной информации предлагается использовать расчетные значения показателей надежности, результаты конструкторских и других видов испытаний. Предлагаемые методы позволяют повысить достоверность оценок количественных показателей надежности радиовысотомеров при малом объеме испытаний.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Алчинов Виктор Иванович – кандидат технических наук, профессор кафедры реактивных двигателей Пензенского артиллерийского инженерного института.

Артёмова Наталья Евгеньевна – старший преподаватель кафедры начертательной геометрии и графики Пензенского государственного университета.

Аюшеева Наталья Николаевна – кандидат технических наук, доцент кафедры систем информатики Восточно-Сибирского государственного технологического университета.

Белолопотков Денис Андреевич – аспирант кафедры информационно-измерительной техники Пензенского государственного университета.

Берестень Михаил Петрович – кандидат технических наук, доцент кафедры автоматизации и телемеханики Пензенского государственного университета.

Бикташев Равиль Айнулович – кандидат технических наук, доцент, профессор кафедры вычислительных машин и систем Пензенской государственной технологической академии.

Бузулуков Виктор Иванович – доктор технических наук, доцент кафедры физической химии Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева.

Бухаров Алексей Евгеньевич – начальник отдела ОАО «Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь».

Вашкевич Николай Петрович – доктор технических наук, профессор кафедры вычислительной техники Пензенского государственного университета.

Волчихин Владимир Иванович – доктор технических наук, профессор, ректор Пензенского государственного университета.

Голованов Олег Александрович – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой математики и начертательной геометрии Пензенского артиллерийского инженерного института им. Главного маршала артиллерии Н. Н. Воронова.

Грачев Александр Иванович – адъюнкт Пензенского артиллерийского инженерного института.

Громков Николай Валентинович – кандидат технических наук, доцент кафедры нано- и микро-электроники Пензенского государственного университета.

Добровинский Игорь Рувимович – доктор технических наук, профессор кафедры информационно-измерительной техники Пензенского государственного университета.

Дудкин Виктор Александрович – кандидат технических наук, доцент кафедры автономных информационных и управляющих систем Пензенского государственного университета.

Дьячков Юрий Алексеевич – доктор технических наук, профессор кафедры транспортных машин Пензенского государственного университета.

Емельянов Алексей Иванович – кандидат технических наук, доцент кафедры прикладной механики Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева.

Зинкин Сергей Александрович – кандидат технических наук, доцент кафедры вычислительной техники Пензенского государственного университета.

Карташов Валентин Антонинович – кандидат технических наук, доцент кафедры прикладной механики Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева.

Киселев Евгений Викторович – кандидат технических наук, доцент кафедры прикладной механики Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева.

Кожевников Вячеслав Владимирович – ассистент кафедры металлорежущих станков и комплексов Пензенского государственного университета.

Кочкин Сергей Вячеславович – научный сотрудник ООО «НПП «Техника».

Макеева Галина Степановна – доктор физико-математических наук, профессор кафедры радиотехники и радиоэлектронных систем Пензенского государственного университета, действительный член Академии инженерных наук им. А. М. Прохорова.

Малёв Борис Авраамович – кандидат технических наук, доцент кафедры автоматизации и телемеханики Пензенского государственного университета.

Мещеряков Виктор Афанасьевич – кандидат технических наук, профессор, первый проректор, представитель высшего руководства по качеству Пензенского государственного университета.

Мясникова Нина Владимировна – доктор технических наук, профессор кафедры автоматизации и телемеханики Пензенского государственного университета.

Найханова Лариса Владимировна – кандидат технических наук, доцент, заведующая кафедрой систем информатики Восточно-Сибирского государственного технологического университета.

Огнев Иван Васильевич – доктор технических наук, профессор кафедры вычислительной техники Московского энергетического института.

Пальченков Юрий Дмитриевич – кандидат технических наук, профессор кафедры радиотехники и радиоэлектронных систем Пензенского государственного университета.

Сидорова Надежда Андреевна – магистр техники и технологии, аспирант кафедры вычислительной техники Московского энергетического института.

Сорокин Сергей Викторович – аспирант кафедры автоматизации и телемеханики Пензенского государственного университета.

Суровицкая Галина Владимировна – кандидат технических наук, доцент, начальник отдела планирования и анализа УСК Пензенского государственного университета.

Такташкин Денис Витальевич – заведующий лабораторией кафедры транспортно-технологических машин и оборудования Пензенского государственного университета.

Тараканов Алексей Анатольевич – магистрант кафедры вычислительной техники Пензенского государственного университета.

Хаптахеева Наталья Баясхалановна – кандидат технических наук, доцент кафедры систем информатики Восточно-Сибирского государственного технологического университета.

Черемшанов Михаил Александрович – кандидат технических наук, доцент кафедры транспортных машин Пензенского государственного университета.

Черкасов Василий Дмитриевич – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой прикладной механики Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарева, член-корр. РААСН.

Чуфистов Евгений Алексеевич – кандидат технических наук, профессор кафедры транспортных машин Пензенского государственного университета.

Щербаков Михаил Александрович – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой автоматики и телемеханики, проректор по научной работе Пензенского государственного университета.

Юрков Николай Кондратьевич – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой конструирования и производства радиоаппаратуры Пензенского государственного университета.

Уважаемые читатели!

Для гарантированного и своевременного получения журнала **«Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки»** рекомендуем вам оформить подписку.

Журнал выходит 4 раза в год по тематике:

- ***информатика***
- ***вычислительная техника***
- ***управление***
- ***электроника***
- ***измерительная техника***
- ***радиотехника***
- ***машиностроение***
- ***машиноведение***

Стоимость одного номера журнала – 250 руб. 00 коп.

Для оформления подписки через редакцию необходимо заполнить и отправить заявку в редакцию журнала: факс (841-2) 56-34-96, тел.: 36-82-06, 56-47-33; E-mail: VolgaVuz@mail.ru

Подписку на второе полугодие 2008 г. можно также оформить по каталогу агентства «РОСПЕЧАТЬ» «Газеты. Журналы», тематический раздел «Известия высших учебных заведений». Подписной индекс – 36966

ЗАЯВКА

Прошу оформить подписку на журнал «Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки» на 2008 г.

№ 1 – _____ шт., № 2 – _____ шт., № 3 – _____ шт., № 4 – _____ шт.

Наименование организации (полное) _____

ИНН _____ КПП _____

Почтовый индекс _____

Республика, край, область _____

Город (населенный пункт) _____

Улица _____ Дом _____

Корпус _____ Офис _____

ФИО ответственного _____

Должность _____

Тел. _____ Факс _____ E-mail _____

Руководитель предприятия _____

(подпись)

(ФИО)

Дата «____» _____ 2008 г.