

Науковий журнал
Радіоелектроніка
Інформатика
Управління

99/1

Видається двічі на рік

Зареєстрований **27 травня 1998 року**
Міністерством інформації України,
свідоцтво - серія **КВ № 3264**.

Засновник і видавник -
Запорізький державний технічний університет
Передплатний індекс - 22914

З М І С Т

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА	5
МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИАГРАММООБРАЗУЮЩЕЙ СХЕМЫ МНОГОЛУЧЕВОЙ АНТЕННЫ КВАЗИОПТИЧЕСКОГО ТИПА <i>Т. И. Бугрова</i>	5
МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ НИЗКОСКОРОСТНЫХ ЦИФРОВЫХ СОСТАВНЫХ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ РЕЧИ <i>В. Н. Журавлёв, В. Н. Левыкин</i>	8
АЛГОРИТМ РАСЧЕТА ТЕНЗОРОВ ГРИНА ДЛЯ ПОЛОСКОВО-ЩЕЛЕВЫХ СТРУКТУР В СЛОИСТОЙ СРЕДЕ <i>Л. М. Карпуков</i>	11
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ С УЧЕТОМ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИХ ДИАГНОСТИРУЕМОСТИ <i>К. Н. Касьян, Н. Н. Касьян</i>	16
РАСЧЕТ ПОВЕРХНОСТНОГО ИМПЕДАНСА В ВОЛНОВОДЕ С НЕРЕГУЛЯРНОЙ СТЕНКОЙ <i>Л. М. Логачёва, В. П. Бондарев</i>	18
ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ХВИЛІ НА ФРАКТАЛЬНІЙ МЕЖІ РОЗДІЛУ ДВОХ СЕРЕДОВИЩ <i>В. М. Онуфрієнко, І. В. Лисоконь, П. О. Самолчев, Т. І. Слюсарова</i>	20
РОЗРОБКА ПРОГРАМНОГО, ІНФОРМАЦІЙНОГО ТА ЛІНГВІСТИЧНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ПАРАМЕТРІВ МОДЕЛЕЙ ЕЛЕМЕНТНОЇ БАЗИ МЕА <i>А. В. Пархоменко</i>	24
К ВЫБОРУ НОРМИРУЕМЫХ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВОЛЬТМЕТРОВ ДЕЙСТВУЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ <i>А. А. Петрищев</i>	27
АНАЛІЗ ТА ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ТРАНЗИСТОРНИХ ІНВЕРТОРІВ ІНВАРІАНТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ <i>В. С. Смирнов, В. М. Терновий</i>	31
МНОГОКРИТЕРИАЛЬНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПЕЧАТНОГО МОНТАЖА <i>Э. И. Ткачев, С. К. Корниенко</i>	36
ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЖИМУ ЗНИЖЕННЯ НАПРУГИ ОДНОПОЛЯРНОГО ІМПУЛЬСНОГО РЕГУЛЯТОРА <i>В. Д. Флора</i>	40

АЛГОРИТМЫ ОПТИМИЗАЦИИ КОНСТРУКЦИЙ РЭС, ПОДВЕРЖЕННЫХ МЕХАНИЧЕСКИМ ВОЗДЕЙСТВИЯМ <i>А. С. Шалумов</i>	42	КЛАСТЕРИЗАЦИЯ МИКРОДЕФЕКТОВ В КРЕМНИИ ПРИ ТЕРМИЧЕСКОМ ОКИСЛЕНИИ <i>В. П. Шаповалов, В. И. Грядун</i>	46
---	----	--	----

ИНФОРМАТИКА 49

ЧИСЛЕННОЕ ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЕ ФУНКЦИЙ, ЗАДАННЫХ С ПОГРЕШНОСТЬЮ, УЧИТЫВАЮЩЕЕ КАЧЕСТВЕННУЮ АПРИОРНУЮ ИНФОРМАЦИЮ <i>Н. И. Белая, Н. А. Нечипоренко</i>	49	ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ ВЫБОР ЛУЧШЕГО ВАРИАНТА РАЗРАБОТКИ <i>И. Ш. Невлюдов, В. М. Зубков, В. А. Палагин</i>	74
МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ВЫЯВЛЕНИЯ РЕЗЕРВОВ ПРОИЗВОДСТВА И ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВА ИЗДЕЛИЙ <i>Ю. А. Долгов</i>	51	ЦИФРОВЫЕ МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ КВАДРАТУРНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ В СИСТЕМАХ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ <i>Д. М. Пица, Ю. Л. Мейстер</i>	81
МЕТОД ОЦЕНКИ НАДЁЖНОСТИ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ <i>Ю. З. Житников, Б. Ю. Житников</i>	52	ВЫБОР ЭФФЕКТИВНОГО МЕТОДА РАСПОЗНАВАНИЯ РАСТЕНИЙ ПО КОЭФИЦИЕНТАМ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЯРКОСТИ <i>Д. М. Пица, С. В. Морцавка, Ю. В. Скоробогатов</i>	85
КОНВЕЙЕРНЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ПРОЦЕССЫ В МНОГОСЛОЙНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЯХ <i>И. С. Захаров, В. Н. Лопин</i>	56	ПОСТРОЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОГО ГЕОМЕТРИЧЕСКОГО ОБРАЗА НЕОРИЕНТИРОВАННОГО ГРАФА <i>В. П. Пинчук</i>	89
ЗАГАЛЬНИЙ ВИПАДОК ФІЛЬТРА КАЛМАНА <i>А. Г. Кіку, Т. І. Білоус</i>	58	РЕЛЯЦИОННАЯ БАЗА ДАННЫХ ДЛЯ РАСЧЁТОВ ЗА ПОЛЬЗОВАНИЕ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИЕЙ <i>В. М. Порожня, Ю. В. Головки</i>	93
РОЗПІЗНАВАННЯ ОБРАЗІВ НА ОСНОВІ СИСТЕМНОГО ПІДХОДУ ТА ПОПЕРЕДНЬОЇ ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ <i>А. Г. Кіку, Т. І. Білоус</i>	60	ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ И ЛОГИКИ ВЫСШИХ ПОРЯДКОВ <i>С. Ф. Теленик</i>	96
ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ ХРАНЕНИЯ ОЧЕРЕДЕЙ В ОПЕРАТИВНОЙ ПАМЯТИ <i>В. В. Корольков</i>	63	ПОСТРОЕНИЕ МОДЕЛИ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ПАССИВНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА <i>С. Г. Федорченко</i>	106
АНАЛИЗ ИНТЕРВАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ ПРИ РАСЧЕТЕ ДОПУСКОВ <i>В. Н. Кришук, Г. Н. Шило</i>	66		
ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ МНОГОЗАДАЧНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ КРИТИЧНЫХ К РЕЖИМУ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ <i>В. Н. Куваев, И. В. Политов</i>	71		

УПРАВЛІННЯ 109

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ И ПОДГОТОВКА СПЕЦИАЛИСТОВ ПО КОМПЬЮТЕРНОЙ ИНЖЕНЕРИИ И УПРАВЛЕНИЮ В ХТУРЭ <i>Е. В. Бодянский, М. Ф. Бондаренко, Г. Ф. Кривуля</i>	109	РАСЧЕТ ОПТИМАЛЬНЫХ ЦИФРОВЫХ РЕГУЛЯТОРОВ СИСТЕМ ЧАП ПРИ СТУПЕНЧАТЫХ ВХОДНЫХ СИГНАЛАХ <i>В. И. Гостев, В. М. Саленко, А. К. Бондарь</i>	113
		РАСЧЕТ ЦИФРОВЫХ РЕГУЛЯТОРОВ В ДВУХКОНТУРНЫХ СИСТЕМАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ <i>В. И. Гостев, А. Е. Чурилин, В. В. Гостев</i>	117

ОФЛАЙНОВЫЕ МЕТОДЫ УПРАВЛЕНИЯ КАЧЕСТВОМ <i>В. И. Дубровин, Г. В. Табуницк 120</i>	АНАЛИЗ РОБАСТНОСТИ КОМБИНИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛЕММЫ БАРБАЛАТА <i>Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко, Е. В. Васильева ..131</i>
АЛГОРИТМ АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ МНОГОМЕРНЫМ ДИНАМИЧЕСКИМ СТОХАСТИЧЕСКИМ ОБЪЕКТОМ НА ОСНОВЕ МНОГОШАГОВОГО НАСТРАИВАЕМОГО УПРЕДИТЕЛЯ <i>О. В. Запорожец, Ж. Н. Полянская 124</i>	СИНТЕЗ УПРАВЛЕНИЯ ПЕРЕХОДНЫМИ ПРОЦЕССАМИ В НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОПРИВОДА <i>Е. А. Шушлятин, Л. Н. Канов 136</i>
КОНЦЕПТУАЛЬНОЕ И МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ УПРАВЛЕНИЯ В СЛОЖНЫХ СИСТЕМАХ <i>А. А. Малафеева 127</i>	АВТОРЫ НОМЕРА 140 ДЛЯ СВЕДЕНИЯ АВТОРОВ 143

І.РАДІОЕЛЕКТРОНІКА

УДК 621.396.67

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИАГРАММООБРАЗУЮЩЕЙ СХЕМЫ МНОГОЛУЧЕВОЙ АНТЕННЫ КВАЗИОПТИЧЕСКОГО ТИПА

Т. И. Бугрова

Рассматривается функционирование и математическое моделирование диаграммообразующей схемы, предназначенной для облучения оптической системы многолучевой антенны линзового или зеркального типа. Исследована роль распределенной связи в каналах и влияние статических фазовращателей в решетке-облучателе на ее диаграмму направленности. Теоретически показано и экспериментально подтверждено, что при правильном выборе параметров устройства можно одновременно обеспечить высокий уровень пересечения соседних лучей, малые потери и хорошую развязку между каналами. Полученные теоретические результаты инвариантны к типу линии передачи, на основе которой построена диаграммообразующая схема.

Розглядається функціонування і виконано математичне моделювання діаграмоутворюючої схеми, призначеної для опромінення оптичної системи багатопроменевої антени лізового або дзеркального типу. Проаналізовано вплив розподіленого зв'язку каналів і статичних фазозсувачів в решітці опромінювачів на їх діаграми напрямленості. Показано теоретично і підтверджено експериментально, що при правильному виборі параметрів пристрою ймовірно водночас забезпечити високий рівень перетину променів антени, малі втрати і добру розв'язку каналів. Результати, що одержані теоретично, інваріантні до типу лінії передачі, на основі якої побудована діаграмоутворююча схема.

The operation of beam-forming network for optical system illuminator of multibeam lens or reflector antenna is considered. In this study the analytical model is proposed for such network. It is shown mathematically and experimentally that appropriate choice of network parameters gives high aperture efficiencies, low losses and high level of orthogonality between the illuminator channels. The results obtained are invariant for any guiding line which is the basis of beam-forming network.

ВВЕДЕНИЕ

В технике СВЧ известны различные варианты построения диаграммообразующих схем (ДОС) многолучевых антенн (МА). К их числу относятся устройства, использующие одноволновые линии передачи - матрицы Батлера и Бласса [1]. В КВЧ диапазоне их реализация наталкивается на ряд трудностей конструкторско-технологического характера, отмеченных в [2]. Определенные надежды на преодоление этих трудностей связываются с использованием ДОС на основе многомодовых волноводов [3], а также с применением МА квазиоптического типа - линзовых и зеркальных. Последние являются совокупностью оптической системы - линзы, зеркала или

системы линз и зеркал и решетки облучателей, расположенных в окрестности фокальной поверхности (рис.1,а). Точечный источник, расположенный на такой поверхности, обеспечивает минимально возможные искажения фазового распределения в раскрыве МА с заданной оптической системой.

В [2] отмечается основным недостатком квазиоптических МА (апертурных МА): сложность получения системы ортогональных лучей, заполняющих весь сектор обзора при сохранении высокой степени развязки между входными каналами и отсутствии потерь.

В настоящей работе рассматривается один из способов, позволяющих преодолеть указанный недостаток.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

На рис.1,б показана структурная схема анализируемой ДОС. Отличие ее от изображенной на рис.1,а заключается в том, что в нее введены дополнительные элементы: устройство связи (УС) между каналами и блок фазосдвигателей (БФ).



Рисунок 1

Положим для простоты, что оптическая система (ОС) имеет фокальную поверхность или поверхность минимальных фазовых искажений в виде плоскости, совпадающей с выходной апертурой облучающей ее решетки. Если ОС в реальной ситуации имеет фокальную поверхность в виде сферы достаточно большого радиуса, как например, в случае линзы Люнеберга, то решетку в достаточно малой области можно считать локально плоской и последующий анализ будет корректным и в этом случае. Отметим также, что далее будет идти речь о МА с веерными диаграммами направленности и соответ-

ственно о ДОС, имеющих планарную структуру.

УС представляет собой периодическую структуру в виде связанных линий передачи длиной l_c (рис.2,а).

Такая структура характеризуется линейным коэффициентом связи S между каналами и постоянной распространения волны γ (линии считаются однододовыми). При возбуждении одного из каналов в УС происходит перераспределение энергии и формирование амплитудного распределения в раскрыве решетки.



Рисунок 2

БФ представляет собой периодическую структуру с периодом вдвое большим периода УС в виде изолированных линий передачи, в которые через один канал включены статические фазосдвигатели с фазовым сдвигом $\Delta\phi = \pi/2$. БФ формирует фазовое распределение в раскрыве решетки.

В совокупности УС и БФ создают амплитудно-фазовое распределение (АФР), приближающееся к оптимальному, что в свою очередь, улучшает диаграмму направленности решетки, облучающей ОС.

Пусть возбуждается один из каналов ДОС, например, нулевой. Пусть также возбуждающая волна имеет единичную амплитуду. Анализ периодической структуры в виде связанных линий передачи при возбуждении одного из ее элементов приведен в [4], где показано, что в зависимости от длины структуры имеется следующее распределение амплитуд волн в каналах:

$$U_n = J_n(2Cl_c)e^{j\frac{\pi}{2}n - j\gamma l_c}, \tag{1}$$

где $J_n(x)$ - функция Бесселя первого рода. Формула (1) дает решение задачи о прохождении волн через УС. Как уже говорилось, БФ вводит дополнительные фазовые сдвиги в каналы. При этом распределение амплитуд волн на выходе БФ имеет следующий вид:

$$U_n = e^{j\frac{\pi}{2}n - j\gamma l_c} J_n(2Cl_c) \left(\cos \frac{2\pi n}{2} - j \sin \frac{2\pi n}{2} \right). \tag{2}$$

Из (2) видно, что АФР является функцией, зависящей от величины Cl_c . На рис.2,б показана трансформация АФР при изменении длины УС. Видно, что при некоторых значениях Cl_c ($Cl_c \approx 0,5$) АФР в раскрыве

ДОС напоминает функцию типа $(\sin x)/x$. Известно, что диаграмма направленности, порождаяемая таким АФР поля, имеет следующий вид:

$$F(\theta) = \begin{cases} 1, & |\theta| < \theta_n \\ 0, & |\theta| \geq \theta_n \end{cases} \tag{3}$$

в силу свойств преобразования Фурье, которым они связаны. Последнее означает, что диаграмма направленности решетки при возбуждении одного из каналов ДОС описывается (3). При этом выбором Cl_c можно обеспечить оптимальные условия облучения ОС, когда вся ее поверхность равномерно облучается со стопроцентным коэффициентом использования и без переливания энергии через края ОС.

РЕШЕНИЕ

Определим форму диаграммы направленности решетки при возбуждении одного из каналов ДОС. Для этого сначала положим, что диаграмма направленности одного элемента решетки описывается функцией $\Phi(\theta)$, а решетка бесконечна. Тогда искомая диаграмма направленности $F(\theta)$ определится следующим образом:

$$F(\theta) = J_0(2Cl_c) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(2Cl_c) \cos(2kPm \sin \theta) (-1)^m + 2 \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m+1}(2Cl_c) \cos(2kP(2m+1) \sin \theta) (-1)^m \frac{1}{\sqrt{2}} \Phi(\theta), \tag{4}$$

где k - волновое число свободного пространства.

Ряды в (4) могут быть просуммированы аналитически [5]. В результате получаем выражение для $F(\theta)$:

$$F(\theta) = \cos\left(\frac{\pi}{4} - 2Cl_c\right) \cdot \cos(kP \sin \theta) \cdot \Phi(\theta). \tag{5}$$

РЕЗУЛЬТАТЫ

На рис. 3,а показано семейство функций $F(\theta)$, построенных для следующих условий: $\Phi(\theta)=1$, $P/\lambda=0.35$; 0.4 ; 0.45 . Из рис.3,а видно, что действительно существует сочетание параметров, при котором основная доля энергии излучается в ограниченном секторе углов. Определим далее, какая часть энергии, поступившей на вход ДОС, попадает в ОС при условии, что решетка идеально согласована при $|\theta| < \pi/2$, элементы ДОС не имеют диссипативных потерь и потерь на отражение, а ОС видна из центрального облучателя ($n=0$) под углом, равным $\theta_{0,5}$. Если решетка согласована идеально, то диаграмма направленности ее элемента $\Phi(\theta)$ изотропна [5] и нормирована с учетом того, что на вход ДОС поступает волна единичной амплитуды следующим образом:

$$\Phi^2(\theta) = (2\pi)/P. \tag{6}$$



Рисунок 3

Мощность, излученная в секторе углов $\pm\theta_{0,5}$, определяется интегрированием $F^2(\chi)$, где $\chi = k\sin\theta$ от $-\chi_{0,5} = -k\sin\theta_{0,5}$ до $+\chi_{0,5}$. В результате получаем, что отношение излученной мощности P_n к мощности, поступившей на вход ДОС $P_0 = 1$ ($P_n/P_0 = T$) определяется формулой

$$T = \frac{1}{2}(1 + H_0(4Cl_c)), \quad (7)$$

где H_0 - функция Струве. Из зависимости T от Cl_c следует, что максимальное значение коэффициента прохождения при $Cl_c=0,5$ $T_{max}(0,5) \approx 0,9$. Это примерно соответствует потерям в 0,5 дБ. Очевидно, что формула для T (7) справедлива, когда $\theta_{0,5} < \pi/2$.

Проведем оценку ортогональности амплитудно-фазовых распределений, формируемых соседними каналами на выходах БФ, путем определения веса α :

$$\alpha = \frac{\left| \sum_{-\infty}^{\infty} U_n^{(0)} U_n^{(2)} \right|^2}{\sum_{-\infty}^{\infty} |U_n^{(0)}|^2 \sum_{-\infty}^{\infty} |U_n^{(2)}|^2}, \quad (8)$$

где $U_n^{(0)}$, $U_n^{(2)}$ - распределение амплитуд при возбуждении соседних каналов. Числитель (8) представляет собой квадрат скалярного произведения формируемых распределений. В знаменателе стоят их нормы. Если распределения ортогональны, то $\alpha=0$, в противоположном случае ($U_n^{(0)} = U_n^{(2)}$) $\alpha=1$. Из неравенства Коши - Буняковского следует, что $\alpha \leq 1$. Задавая распределение амплитуд в виде (2) и выполнив аналитическое суммирование рядов в (8), приходим к весу α :

$$\alpha = \left| J_0(2Cl_c)J_2(2Cl_c) - Cl_c [J_0(2Cl_c)J_3(2Cl_c) - J_1(2Cl_c)J_2(2Cl_c)] \right|^2. \quad (9)$$

Максимальный коэффициент прохождения через решетку реализуется, когда $Cl_c \approx 0,5$. Тогда $\alpha \approx 0,011$. Это означает, что степень неортогональности соседних лучей

составляет примерно 1,1%. Следовательно, при указанном распределении амплитуд ДН соседних каналов можно считать ортогональными с высокой степенью точности.

Из представленного выше анализа можно сделать вывод о влиянии конечных размеров решетки на функционирование ДОС. Так как при возбуждении каждого канала на выходах БФ существенная амплитуда сигнала возбуждается в ограниченном числе волноводов (около семи), то для уменьшения краевых эффектов достаточно, чтобы последний возбуждаемый волновод отстоял от края решетки на 3 - 4 периода. В этом случае при условии хорошего согласования решетки излучение из конечной решетки будет практически таким же, как из бесконечной апертуры.

Полученные теоретические результаты инвариантны к типу линии передачи. В частности, они качественно совпадают с натурными экспериментальными данными, полученными с облучателем ОС, выполненным на основе диэлектрического щелевого волновода по интегральной тонкопленочной технологии, с параметрами, рассчитанными по теоретической модели. Измерялось пространственное распределение составляющей электрического поля, параллельной подложке интегральной схемы. Результат при возбуждении центрального волновода представлен на рис.3,б. Очевидно, что после УС и БФ на выходе облучателя амплитуда поля близка к равномерно распределенной в ограниченном секторе углов и быстро убывает за пределами этого сектора. Это обеспечивает эффективное облучение оптической системы и уменьшает перетекание энергии через края ОС.

ВЫВОДЫ

Таким образом, электромагнитная энергия, поступившая на вход ДОС, с высокой эффективностью передается на ОС. Легко увидеть, что именно включение УС и БФ в состав ДОС уменьшило общие потери, если полагать каналы развязанными и решетку, облучающую ДОС, согласованной. Получено аналитическое подтверждение высокой степени развязки соседних каналов. Задача согласования решетки с окружающим пространством также поддается решению с практически требуемой точностью. При отсутствии УС и БФ диаграмма направленности $F(\theta)$ совпадает с изотропной диаграммой направленности $\Phi(\theta)$. Очевидно, что при этом потери за счет переливания энергии за пределы ОС неизбежно увеличатся. Нетрудно убедиться, что попытка сузить ДН элемента решетки приводит к необходимости увеличения его размеров и, следовательно, к увеличению периода решетки. Последнее не позволило бы получить высокий уровень пересечения лучей МА. Наоборот, в рассматриваемом случае период решетки составляет доли λ . Однако, за счет перетекания части энергии в соседние каналы размер эффективной апертуры излучения уве-

личивается, а ДН сужается.

Таким образом, введение в состав МА квазиоптического типа сравнительно несложных устройств (более простых, чем матрицы Батлера и Бласса) позволяет разрешить основное противоречие этих антенн между требованиями отсутствия потерь, идеальной развязкой каналов и высоким уровнем пересечения лучей. Отметим, что при этом сохраняются традиционные достоинства квазиоптических устройств: конструктивная простота, частотно-независимое положение лучей, малые потери.

УДК 621.382.82.7

МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ НИЗКОСКОРОСТНЫХ ЦИФРОВЫХ СОСТАВНЫХ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ РЕЧИ

В. Н. Журавлёв, В. Н. Левыкин

Рассматриваются вопросы увеличения информационной эффективности цифровых речевых каналов связи, которые содержат кодеки с командированием и адаптацией. Увеличение эффективности заключается в взаимном согласовании характеристик источника передаваемых сообщений и канала связи. Предлагается формировать испытательный сигнал в виде суммы гармонических составляющих, учитывающих реакцию алгоритмов адаптации на амплитудные и спектральные составляющие речевого сигнала.

Розглядаються питання збільшення інформаційної ефективності цифрових мовних каналів зв'язку, що містять кодеки з командированием і адаптацією. Збільшення ефективності полягає у взаємному узгодженні характеристик джерела передає повідомлень і каналу зв'язку. Пропонується формувати іспитовий сигнал у вигляді суми складових, що враховують реакцію алгоритмів адаптації на амплітудні та спектральні складові мовного сигналу.

The problems of increase of information efficiency of digital speech data links are considered which contain compression algorithms with companding and adaptation. The increase of efficiency consists in the mutual coordination of the characteristics of a source of the transmitted messages and data link. It is offered to form a test signal as a sum harmonic component, algorithms, taking into account response, of adaptation on amplitude and spectral component of a speech signal.

В процессе разработки и эксплуатации низкоскоростных цифровых составных каналов передачи речи необходимо прогнозировать и контролировать качество передачи. Это осуществляется в результате расчета или измерения характеристик и параметров канала связи.

При анализе и разработке современных цифровых систем коммутации, решая вопросы повышения информационной эффективности каналов связи, задача такой оценки усложняется, вследствие использования разнообразных методов преобразования и передачи информации [1]. Эти методы имеют различные параметры

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Сазонов Д.М. Антенны и устояства СВЧ.-М.:Высшая школа,1988.-432 с.
2. Проблемы антенной техники/Под ред. Л.Д. Бахраха и Д.И. Воскресенского.-М.:Радио и связь,1989.-С.146-148.
3. Максимов В.М. Диаграммообразующие схемы на основе многоволновых волноводов // Радиоэлектроника. - 1978. - Т. 81. - 22. - С.42 - 47. (Известия высш. учебн. заведений).
4. Взятыйшев В.Ф., Ермолаев Е.А. Пучки диэлектрических волноводов как среда//Труды Моск.энерг. ин-та.-М.:МЭИ,1977.-Вып.341.-С.67.
5. Прудников А.П., Брычков Ю.А., Маричев О.И. Интегралы и ряды. Элементарные функции.-М.:Наука,1981.-797 с.
6. Амитей Н., Галиндо В., Ву Ч. Теория и анализ фазированных антенных решеток.-М.:Мир,1974.-455 с.

Надійшла 03.08.98
Після доробки 11.01.99

тракта передачи, измерение которых не входит в существующие рекомендации и методики.

В настоящее время преимущественно применяются два подхода к измерению качества канала связи: инструментальный и субъективный [2] Инструментальная оценка качества телефонных каналов ТЧ для ИКМ и ДИКМ разработана достаточно подробно и нашла свое отражение в рекомендациях и нормах МККТТ. Методика измерения качества канала для систем с низкоскоростными кодеками речевых сигналов (алгоритмы CELP, GSM 06.10 RPE-LTP, SELP, GSM и т.п.), авторами не найдена.

В статье предлагается разработанная авторами методика спектрального формирования испытательного сигнала для измерения характеристик низкоскоростных цифровых каналов связи передачи речи, позволяющая перейти к расчету разборчивости.

Ввиду различия способов формирования информационного потока, аналоговые и цифровые каналы связи имеют различные параметры и характеристики. При использовании традиционных методов измерений [2], применяющихся в аналоговых системах связи, могут возникать искажения результатов и существенные погрешности [3]. То же самое можно сказать о цифровых каналах, в которых информационный поток формируется по различным законам (ИКМ, ДИКМ, АДМ, SELP, GSM, CELP и т.п.).

Для эксплуатируемой в системах связи аппаратуры с ИКМ, ДИКМ и АДМ, работающей в полосе тональных частот (ТЧ) на скорости 64 Кбит/с и 32 Кбит/с, соответственно, параметры канала связи и методы их измерения определены в Рекомендациях МККТТ G.700, G.721 и разъяснениям к ним.

В соответствии с рекомендациями, изложенными в [4], можно сделать вывод, что основными, оцениваемыми инструментально параметрами и характеристиками цифрового канала связи, являются следующие:

- отношение сигнал/шум квантования или защищенность канала в определенных динамическом и частотном диапазонах;
- динамический диапазон, ограниченный минимальным значением защищенности;
- неравномерность амплитудно-частотной характеристики в диапазоне частот входного сигнала.

Для инструментальной оценки качества цифрового канала связи, наиболее широко используется параметр отношение сигнал/шум квантования, который отражает соотношение мощности полезного сигнала на выходе канала и мощности искажений. Однако при применении этой оценки необходимо учитывать рекомендацию [3], что при шумах квантования, коррелированных с полезным сигналом (в низкоскоростных кодеках с компрессированием и адаптацией), влияние искажений квантования на качество передачи значительно меньше, чем аддитивных шумов. Это особенно проявляется при уменьшении скорости передачи речи в канале связи с скоростями до 9,6 ... 16 Кбит/с в полосе ТЧ. В этом случае инструментальная оценка не позволяет объективно оценить качество канала, поэтому главным критерием качества связи (вместо защищенности) является разборчивость речи, определяемая экспериментально, в процессе артикуляционных испытаний. Методы определения артикуляционной разборчивости, например, на основе критерия MOS (mean opinion score - усредненной субъективной оценки) разработаны достаточно хорошо, однако они трудоемки, требуют высококвалифицированных специалистов, а в процессе исследований не всегда можно воспользоваться экспертной оценкой качества канала связи.

Для прогнозирования разборчивости низкоскоростных составных каналов связи с элементами компрессирования и адаптации, авторами разработана методика определения АЧХ, основанная на поличастотном формировании испытательного сигнала и формантной теории речеобразования [4].

В настоящее время при определении отношения сигнал/шум и АЧХ тракта, является общепринятым [2] применение двух типов входных измерительных сигналов - гармонического и псевдошумового, состоящего из конечного числа (10 ... 20) гармонических сигналов, частоты которого находятся в узком (100 ... 200) Гц частотном диапазоне. Применение таких испытательных сигналов при измерении характеристик каналов связи с устройствами адаптации к спектру речи, не всегда является оправданным, так как они не адекватны воздействию речевого сигнала на элементы схемы речеобразующих устройств.

Исследование АЧХ цифровых каналов связи, предназначенных для передачи речевых сигналов и содер-

жащих устройство с цепями адаптации, целесообразно, по нашему мнению, осуществлять испытательными сигналами, учитывающими спектральный состав речи и имеющими формантную структуру.

Предлагаемая методика адекватна современным принципам построения алгоритмов кодирования речи (CELP, RPE-LTP), которые заключаются в устранении избыточности речи, путем алгоритмического моделирования речевого сигнала, на основе акустической теории речеобразования. Так в GSV 06.10 RPE-LTP речеобразующий тракт моделируется по схеме: генератора частоты основного тона (колебание голосовых связок), роль носового и голосового трактов человека выполняет фильтр линейного предсказания с малым периодом (linear-predictive short-term filter); функции языка, губ и зубов при произнесении глухих и шипящих звуков берет на себя фильтр линейного предсказания с большим периодом (LTP - long-term predictive) (Рис 1.6)[5].

Известно [3], что сигналы речи можно представить в виде суммы:

- сигнала основного тона, частоты которого лежат в пределах (70 ... 400) Гц для мужских голосов и в пределах (150 ... 500) Гц для женских голосов;
- сигнала звонких звуков, частоты которых лежат в пределах (500 ... 3000) Гц;
- сигнала глухих звуков, которые подразделяются на фрикативные и взрывные, частоты которых находятся в пределах (3000 ... 10000) Гц. (Рис.1.в).

Мощность звонких звуков сосредоточена преимущественно в низкочастотной, а мощность глухих звуков - в высокочастотной части спектра. Звонкие звуки характеризуются формантной структурой, поэтому их мощность концентрируется на частотах, близких к формантным и, таким образом, они имеют большое значение при измерении и расчете разборчивости.

В межформантные области попадает малая часть мощности речевого сигнала. Мощность глухих звуков распределена по спектру более равномерно. Таким образом, модель речевого сигнала приближенно можно представить в виде суммы гармонических сигналов

$$V_{uc}(t) = V_1 \cdot \sin(2\pi f_1 t + \varphi_1) + \sum_{i=c}^d V_i \cdot \sin(2\pi f_i t + \varphi_i), \quad (1)$$

где: $V_{uc}(t)$ - функция испытательного сигнала;

$V_1, 2\pi f_1, \varphi_1$ - напряжение, частота и начальная фаза несущего сигнала основного тона;

φ_i - соответственно напряжение, частота и начальная фаза формантных слагаемых;

$i = c \dots d$ - номер составляющей форманты;

c - число, соответствующее номеру низкочастотной форманты;

d - число, соответствующее высокочастотной форманте.



а) Схематическое изображение функциональных узлов речевого тракта: 1 - голосовые связки, 2 - гортанная трубка, 3 - небная занавеска, 4 - носовая полость, 5 - ротовая полость



б) Функция испытательного сигнала



в) Схема алгоритма кодирования речи GSM 06.10

Рисунок 1

Сигнал $V_i \cdot \sin(2\pi f_i t + \varphi_i)$ моделирует импульсы возбуждения, частоту его f_i , целесообразно выбирать вблизи максимальной частоты сигнала основного тона для мужских голосов, а амплитуду номинальной. Сигналы суммы $\sum_{i=c}^d V_i \cdot \sin(2\pi f_i t + \varphi_i)$ моделируют звонкие и глухие звуки речи, частоты f_i которых лежат в диапазоне $(f_H \dots f_B)$. Для последующего расчета разборчивости, их количество должно соответствовать количеству формант в передаваемой полосе Δf , а их значения f_i - средним формантным частотам.

С целью увеличения информационной эффективности аппаратуры коммутации, заключающейся в взаимном согласовании характеристик источника передаваемых сообщений и канала связи, целесообразно амплитуду V_i сигнала с частотой f_i выбирать, исходя из графика спектральной мощности речи [4] с определенным уровнем форсирования.

Для исключения искажений результатов измерений комбинационными гармоническими составляющими, во-

зникающими при суммировании частот f_1 и f_i входного измерительного сигнала $V_{uc}(t)$, выражающегося в изменении амплитуды и фазы выходного сигнала с частотой f_i , целесообразно:

- использовать минимальное количество входных сигналов, частоты взаимных биений которых с учетом частоты дискретизации не попадают в полосу частот измерительного прибора или метода измерений, регистрирующего выходной сигнал $V_i^*(t)$ канала с частотой f_i ;

- амплитудно-частотные характеристики используемых приборов или методов измерений должны с требуемой точностью подавлять гармонические составляющие, образующиеся при формировании измерительного сигнала.

Таким образом, для проведения измерений характеристик каналов связи по предложенному методу необходимо:

- сформировать входной измерительный сигнал $V_{uc}(t)$ из суммы составляющих, первой - моделирующей сигнала основного тона и второй - моделирующей звонкие и глухие звуки речи, частоты и амплитуды сигналов составляющих должны быть выбраны в соответствии с параметрами источника сообщений, требованиями канала и режимами измерений;

- подать сигнал $V_{uc}(t)$ в канал связи и на его выходе измерить значение выходного сигнала V_i^* , моделирующего звонкие и глухие звуки речи;

- неравномерность характеристики канала связи оценить выражением

$$\Delta Y = 20Lg \frac{V_i^*}{V_i} \quad (2)$$

Предложенный метод поличастотного спектрального формирования измерительного сигнала (ИС) при расчете параметров и характеристик низкоскоростных каналов связи, предназначенных для передачи речевых сигналов и содержащих устройства адаптации, обладает следующими преимуществами по сравнению с традиционными методами.

Позволяет повысить точность измерений, так как более полно отображает структуру реального речевого сигнала, а выбор гармонических составляющих позволяет использовать методы спектрального анализа при расчете характеристик канала.

При выборе частот испытательного сигнала, равным средним формантным частотам, можно, после снятия характеристик, рассчитать разборчивость по рекомендации, изложенным в [4].

При испытании речепреобразующих устройств с инерционным компандированием и адаптацией предлагаемая методика, по нашему мнению, позволяет получить более объективные характеристики передачи высокочастотных

составляющих речевого сигнала, так как изменение шага квантования $H(km)$ будет происходить преимущественно в зависимости от уровня сигнала основного тона.

Необходимо учитывать, что измерительный сигнал, сформированный по данному методу, не учитывает экспоненциальную составляющую вокализованных звуков и автокорреляционные характеристики речи, которые могут быть учтены изменением амплитуды V_i что, при дальнейших исследованиях, позволит повысить точность измерений.

ВЫВОДЫ

С целью увеличения информационной эффективности аппаратуры коммутации цифровых низкоскоростных речевых каналов связи, содержащих речепреобразующие устройства с компандированием и адаптацией, заключающейся в взаимном согласовании характеристик

источника передаваемых сообщений и канала связи, целесообразно испытательный сигнал формировать в виде суммы гармонических составляющих, учитывающих реакцию алгоритмов адаптации на амплитудные и спектральные составляющие речевого сигнала.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Журавлёв В.Н. Влияние параметров окна просмотра ДМ-сигнала транскодеров на характеристики составного канала связи: "Электрический журнал" №2(6) 1997г.-с 35-38. Серия 33 №113 .
2. Глухов А.А., Зорин И.Ф., Никонов А.В. Измерение и контроль в трактах звукового вещания.-М.: Радио и связь, 1984.-304 с.,ил.
3. Рабинер Л.Р., Шафер Р.В. Цифровая обработка речевых сигналов: Пер.с англ./Под ред. М.В.Назарова и Ю.Н.Прохорова.-М.: Радио и связь, 1981.-496 с.,ил.
4. Вемян Г.В. Передача речи по сетям электросвязи. -М.: Радио и связь, 1985. - 272 с.
5. <http://www.ddj.com/articles/1994/9412/9412b/9412b.htm>

Надійшла 07.05.98

УДК 621.372.8.01

АЛГОРИТМ РАСЧЕТА ТЕНЗОРОВ ГРИНА ДЛЯ ПОЛОСКОВО-ЩЕЛЕВЫХ СТРУКТУР В СЛОИСТОЙ СРЕДЕ

Л. М. Карпуков

Предложена элементная база и методика моделирования в спектральной области тензоров Грина для полосковых и щелевых волноведущих структур, реализуемых на многослойной подложке. Методика основана на построении декомпозиционной схемы подложки и её анализе методами теории цепей СВЧ.

Запропонована елементна база і методика моделювання в спектральній області тензорів Гріна для смужкових і щілинних хвилеведучих структур, які реалізуються на багатосаровій підкладці. Методика основана на побудові декомпозиційної схеми підкладки та її аналізі методами теорії ланцюгів НВЧ.

The method and the base elements for modeling of Green's tensors in spectral domain for microstrip and slot structures on multilayered substrate are proposed. The method is based on the building of substrate's decomposition scheme and its analysis by the circuit theory methods.

Объёмный принцип конструирования современных интегральных схем СВЧ предполагает широкое использование разнообразных полосково-щелевых волноведущих структур, элементы конструкций которых располагаются в различных слоях многослойной подложки [1]. Моделирование подобных структур может быть выполнено с помощью интегральных уравнений импедансного и адмитансного типа [1-3]. При этом эффективность и универсальность вычислительного процесса во многом определяется способом нахождения тензоров взаимного импеданса \mathbf{Z} и адмитанса \mathbf{Y} , являющихся ядрами интегральных уравнений.

Нахождение тензоров \mathbf{Z} и \mathbf{Y} для плоскостной магнитодиэлектрической среды представляет собой самостоятельную задачу, решение которой обычно проводится в спектральной области (пространство преобразования Фурье) и сводится к расчету напряженностей электрического и магнитного полей, возбуждаемых в исследуемой структуре точечными источниками стороннего электрического и магнитного токов [3,4].

Цель работы - описание алгоритма и методики моделирования, позволяющей заменить сложные аналитические расчеты [2-4] при вычислении тензоров \mathbf{Z} и \mathbf{Y} для многослойных полосково-щелевых волноведущих конструкций простой и наглядной процедурой построения декомпозиционной схемы исследуемой структуры и её последующего анализа методами теории цепей СВЧ.

На рис.1 изображено поперечное сечение подложки, состоящей из n магнитодиэлектрических однородных и изотропных слоёв. Слои имеют бесконечную протяженность вдоль осей x и y . Каждый i -й слой характеризуется относительными диэлектрической ϵ_{ri} и магнитной μ_{ri} проницаемостями. Первый и последний слой может быть ограничен электрическим или магнитным экранами. На границах раздела слоёв располагаются бесконечно тонкие идеальные металлические проводники, образу-

ющие конструкции полосково-щелевых структур. Символом Sn обозначим поверхность проводников, символом Sщ - поверхность щелей между ними. Зависимость от времени примем в виде $\exp(j\omega t)$.

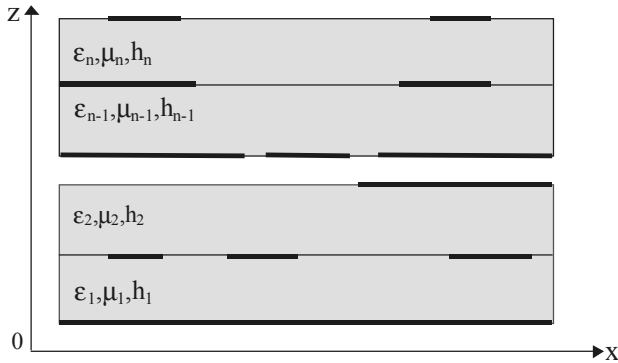


Рисунок 1 - Поперечное сечение подложки

Для расчета полей воспользуемся векторными электрическим $\mathbf{A}^{\text{э}}$ и магнитным $\mathbf{A}^{\text{м}}$ потенциалами. В плоско-слоистой среде связь этих потенциалов с поверхностной плотностью сторонних электрического $\mathbf{J}^{\text{э}}$ и магнитного $\mathbf{J}^{\text{м}}$ токов имеет тензорный характер [2]

$$\mathbf{A}^{\text{в}}(r, r_0) = \int_{S_0} \mathbf{G}^{\text{в}}(r, r_0) \mathbf{J}^{\text{в}}(r_0) ds_0, \quad \text{в} = \text{э, м,}$$

где $\mathbf{G}^{\text{в}}(r, r_0)$ - тензор Грина, r_0 - точка источника, r - точка наблюдения, S_0 - поверхность полоска Sn с током $\mathbf{J}^{\text{э}}$ или щели Sщ с током $\mathbf{J}^{\text{м}}$.

В спектральной области, соответствующей преобразованию Фурье по координатам x, y , имеет место следующая связь между компонентами $\mathbf{G}^{\text{э}}$ и тангенциальными компонентами тензора \mathbf{Z} на поверхности раздела слоёв [2-4]:

$$Z_{\tau\tau}(k_x, k_y, z) = -j\omega G_{\tau\tau}^{\text{э}}(k_x, k_y, z) - \frac{j\omega}{k^2} \left[(jk\tau)^2 \cdot G_{\tau\tau}^{\text{э}}(k_x, k_y, z) + jk\tau \cdot \frac{\partial G_{z\tau}^{\text{э}}(k_x, k_y, z)}{\partial z} \right],$$

$$Z_{\xi\eta}(k_x, k_y, z) = -\frac{j\omega}{k^2} jk\xi \cdot \left[jk\eta \cdot G_{\eta\eta}^{\text{э}}(k_x, k_y, z) + \frac{\partial G_{z\eta}^{\text{э}}(k_x, k_y, z)}{\partial z} \right], \quad \xi \neq \eta.$$

Тангенциальные компоненты тензора \mathbf{Y} , связывающего поверхностный ток $\mathbf{J}^{\text{э}}$ с напряженностью электрического поля на Sщ, определяется через тензоры поверхностных адмитансов \mathbf{Y}^+ (над щелью) и \mathbf{Y}^- (под щелью) при металлизации щели:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{Y}^+ + \mathbf{Y}^-,$$

при этом

$$Y_{\tau\tau}^{\pm}(k_x, k_y, z) = -j\omega G_{\xi\xi}^{\text{м}\pm}(k_x, k_y, z) - \frac{j\omega}{k^2} \left[(jk\xi)^2 \cdot G_{\xi\xi}^{\text{м}\pm}(k_x, k_y, z) + jk\xi \cdot \frac{\partial G_{z\xi}^{\text{м}\pm}(k_x, k_y, z)}{\partial z} \right],$$

$$Y_{\xi\eta}^{\pm}(k_x, k_y, z) = \frac{j\omega}{k^2} jk\eta \times \left[jk\xi \cdot G_{\xi\xi}^{\text{м}\pm}(k_x, k_y, z) + \frac{\partial G_{z\xi}^{\text{м}\pm}(k_x, k_y, z)}{\partial z} \right], \quad \xi \neq \eta$$

В выражениях индексы τ, ξ, η принимают значения x, y , символы k_x, k_y - переменные преобразования Фурье, $k^2 = k_0^2 \epsilon_r \mu_r$, k_0 - волновое число свободного пространства.

Компоненты тензоров $\mathbf{G}^{\text{в}}$ определяются из решения следующих краевых задач [2]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2}{\partial z^2} G_{\tau\tau}^{\text{п}}(k_x, k_y, z) - k_z^2 G_{\tau\tau}^{\text{п}}(k_x, k_y, z) &= -J^{\text{п}} \delta(z - z_0), \\ \frac{d^2}{dz^2} G_{z\tau}^{\text{п}}(k_x, k_y, z) - k_z^2 G_{z\tau}^{\text{п}}(k_x, k_y, z) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

с граничными условиями

$$[G_{\tau\tau}^{\text{п}}] = \left[\frac{1}{\chi} \frac{\partial G_{\tau\tau}^{\text{п}}}{\partial z} \right] = [G_{z\tau}^{\text{п}} / \chi] = \left[\left[jk_{\tau} G_{\tau\tau}^{\text{п}} + \frac{\partial G_{z\tau}^{\text{п}}}{\partial z} \right] / (\epsilon_a \mu_a) \right]; \quad (2)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} G_{zz}^{\text{п}}(k_x, k_y, z) - k_z^2 G_{zz}^{\text{п}}(k_x, k_y, z) = -J^{\text{п}} \delta(z - z_0) \quad (3)$$

с граничными условиями

$$[G_{zz}^{\text{п}} / \chi] = \left[1 / (\epsilon_a \mu_a) \cdot \frac{\partial G_{zz}^{\text{п}}}{\partial z} \right]. \quad (4)$$

Здесь $J^{\text{п}} = (\chi \exp(-jk_x x_0 - jk_y y_0)) / (4\pi^2)$ - Фурье-изображение точечного источника тока, $\delta(z - z_0)$ - дельта-функция Дирака, $k_z^2 = k_x^2 + k_y^2 - k^2$. Для источника электрического тока берётся $\chi = \mu_{ai}$, для магнитного - $\chi = \epsilon_{ai}$, где ϵ_{ai}, μ_{ai} - абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости i -го слоя. Квадратными скобками в граничных условиях обозначены разрывы функций на поверхности раздела магнитоэлектрических сред.

Для алгоритмизации вычислений компонент тензоров $\mathbf{G}^{\text{в}}$ введём элементную базу с целью построения декомпозиционных моделей многослойных подложек.

Выразим функцию $G^V_{\xi\eta}(x, y, z)$ в точке наблюдения g с координатами x, y, z через её Фурье-изображение следующим образом

$$G^V_{\xi\eta}(x, y, z) = \int_{-\infty-\infty}^{\infty} \int_{-\infty-\infty}^{\infty} u^V_{\xi\eta}(k_x) u^V_{\xi\eta}(k_y) u^V_{\xi\eta}(z) dk_x dk_y, \quad (5)$$

где $u^V_{\xi\eta}(k_\xi) = \frac{\exp[-jk_\xi(\xi - \xi_0)]}{2\pi}$, $\xi = x, y$.

Для нахождения $u^V_{\xi\eta}(z)$ выделим граничными сечениями, проведенными перпендикулярно оси z , ключевые фрагменты структуры подложки, соответствующие базовым элементам (БЭ). Описание БЭ осуществим с помощью матриц рассеяния, связывающих Фурье-изображения амплитуд отраженных $u^-_{\xi\eta}$ и падающих $u^+_{\xi\eta}$ волн в граничных сечениях.

В среде без источников поле определяется решением однородных уравнений Гельмгольца в (1), (3) в виде суперпозиции прямой и обратной волны, поэтому в граничных сечениях z_1 и $z_2 = z_1 + h$ слоя магнетодиэлектрика толщиной h ,

$$\left. \begin{aligned} u^-_{\xi\eta 1} &= \exp(-k_z h) u^+_{\xi\eta 2}, \\ u^-_{\xi\eta 2} &= \exp(-k_z h) u^+_{\xi\eta 1}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Для плоскости z' , где расположена точка наблюдения, в сечениях $z_1 = z' - 0$ и $z_2 = z' + 0$

$$\left. \begin{aligned} u^-_{\xi\eta 1} &= u^+_{\xi\eta 2}, \\ u^-_{\xi\eta 2} &= u^+_{\xi\eta 1}, \\ u^V_{\xi\eta}(z) &= u^+_{\xi\eta 1} + u^+_{\xi\eta 2}, \\ \frac{\partial}{\partial z} u^V_{\xi\eta}(z) &= -k_z u^+_{\xi\eta 1} + k_z u^+_{\xi\eta 2}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

В граничных сечениях $z_1 = z_0 - 0$ и $z_2 = z_0 + 0$, где z_0 - плоскость расположения точечного источника, функции $u^V_{\xi\eta}(z)$ определяются решением неоднородных уравнений Гельмгольца (1), (3), поэтому

$$\left. \begin{aligned} u^-_{\xi\eta 1} &= u^+_{\xi\eta 2} + \chi / (2k_z), \\ u^-_{\xi\eta 2} &= u^+_{\xi\eta 1} + (\chi / (2k_z)). \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

На поверхности z_p раздела сред в сечениях $z_1 = z_p - 0$ и $z_2 = z_p + 0$ для функций $u^V_{\xi\xi}(z)$, $\xi = \tau, z$ в соответствии с граничными условиями из (2), (4) имеет место

$$\left. \begin{aligned} (u^+_{\xi\xi 1} + u^-_{\xi\xi 1}) / \chi_1 &= (u^-_{\xi\xi 2} + u^+_{\xi\xi 2}) / \chi_2, \\ \frac{k_{z1}(u^+_{\xi\xi 1} - u^-_{\xi\xi 1})}{\gamma_1} &= \frac{k_{z2}(u^-_{\xi\xi 2} - u^+_{\xi\xi 2})}{\gamma_2} \end{aligned} \right\}$$

или

$$\left. \begin{aligned} u^-_{\xi\xi 1} &= \Gamma^V_{\xi} \cdot u^+_{\xi\xi 1} + \chi_1 / \chi_2 \cdot (1 - \Gamma^V_{\xi}) \cdot u^+_{\xi\xi 2}, \\ u^-_{\xi\xi 2} &= \chi_1 / \chi_1 \cdot (1 + \Gamma^V_{\xi}) \cdot u^+_{\xi\xi 1} - \Gamma^V_{\xi} \cdot u^+_{\xi\xi 2}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Здесь

$\Gamma^V_{\xi} = [k_{z1} / (\gamma_1 \chi_1) - k_{z2} / (\gamma_2 \chi_2)] / [k_{z1} / (\gamma_1 \chi_1) - k_{z2} / (\gamma_2 \chi_2)]$ - коэффициент отражения от границы раздела сред, $\gamma_i = \epsilon_{ri} \mu_{ri}$, $k_{zi}^2 = k_x^2 + k_y^2 - k_i^2$. Для Γ^{\ominus}_{τ} берется $\chi_1 = \chi_2 = 1$, $\gamma_1 = \mu_{r1}$, $\gamma_2 = \mu_{r2}$, а для $\Gamma^{\ominus}_z - \chi_1 = \mu_{r1}$, $\chi_2 = \mu_{r2}$, $\gamma_1 = \epsilon_{r1} \mu_{r1}$, $\gamma_2 = \epsilon_{r2} \mu_{r2}$. Переход от Γ^{\ominus}_{τ} , Γ^{\ominus}_z к Γ^M_{τ} , Γ^M_z осуществляется заменой μ_{ri} на ϵ_{ri} и ϵ_{ri} на μ_{ri} . Предельный переход в Γ^V_{ξ} позволяет непосредственно получить коэффициенты отражения для электрической и магнитной стенок.

Возбуждение вертикальных составляющих поля на границе раздела сред под действием тангенциальных составляющих можно определить из граничных условий в (4), (5) следующим образом

$$\left. \begin{aligned} u^-_{z\tau 1} &= (1 + \Gamma^V_z) \cdot U^V_{\tau 1} / 2 + \chi_1 / \chi_2 \cdot (1 - \Gamma^V_z) \cdot U^V_{\tau 2} / 2, \\ u^-_{z\tau 2} &= \chi_1 / \chi_2 \cdot (1 + \Gamma^V_z) \cdot U^V_{\tau 1} / 2 + (1 - \Gamma^V_z) \cdot (U^V_{\tau 2} / 2), \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где $U^V_{\tau 1} = jk_{\tau} \frac{u^V_{\tau\tau 1}}{k_{z1}}$, $U^V_{\tau 2} = -jk_{\tau} \frac{u^V_{\tau\tau 2}}{k_{z2}}$.

Для тангенциальных составляющих на границе раздела сред

$$u^V_{\tau\tau 1} = u^V_{\tau\tau 2} = (1 + \Gamma^V_{\tau}) \cdot u^+_{\tau\tau 1} + (1 - \Gamma^V_{\tau}) \cdot u^+_{\tau\tau 2}. \quad (11)$$

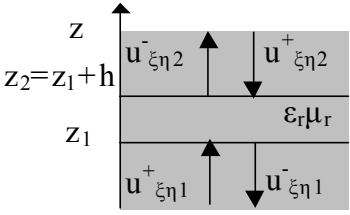
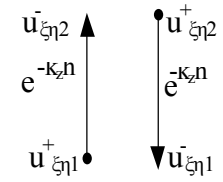
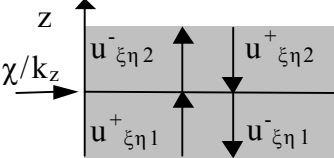
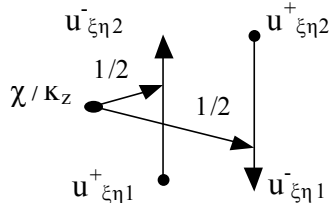
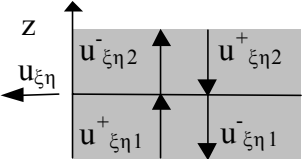
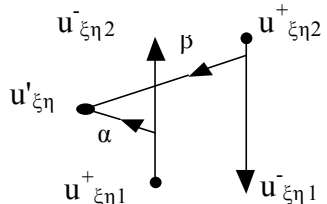
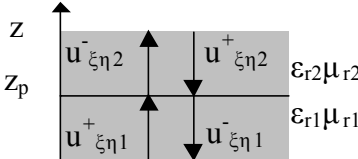
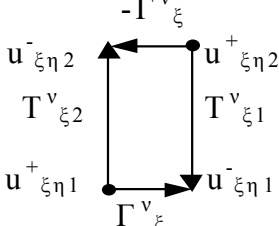
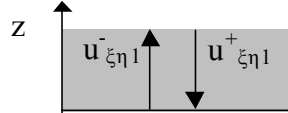
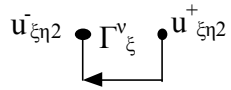
Введенная элементная база моделирования многослойных подложек представлена таблицей 1, где приведены ключевые структуры, матрицы рассеяния, составленные по (6)-(9), и соответствующие ориентированные графы.

Для примера выполним моделирование структур, состоящих из слоя магнетодиэлектрика с толщиной h и с параметрами ϵ_r, μ_r , расположенного в свободном пространстве. В сечении $z = h$ находятся точка источника r_0 и точка наблюдения g . При анализе несимметричной полосковой линии (НПЛ) в сечении $z = 0$ помещается металлический экран. Для щелевой линии (ЩЛ) металлический экран, закрывающий поверхность щели, помещается в сечении $z = h$. На рис.2,а представлен

ориентированный граф структуры НПЛ, на рис.26 - которые определяют компоненты тензора поверхностного импеданса. Графы построены путем непосредственного объединения ориентированных графов БЭ.

Анализ графов даёт искомые зависимости, через

Таблица 1 - Элементная база моделирования

Элемент структуры	Граф элемента	Матрица рассеяния
 <p>Слой магнитодиэлектрика</p>		$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{-k_z h} \\ e^{-k_z h} & 0 \end{bmatrix}.$
 <p>Сечение z_0 точки источника</p>		$S = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1/2 \\ 1 & 0 & 1/2 \end{bmatrix},$ <p>$\chi = \mu_a$ для $v = \text{э}$, $\chi = \varepsilon_a$ для $v = \text{э}$.</p>
 <p>Сечение z' точки наблюдения</p>		$S = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ \alpha & \beta \end{bmatrix}$ <p>$\alpha = \beta = 1$ для $u_{\xi\eta}$, $\alpha = -k_z, \beta = k_z$ для $\partial u_{\xi\eta} / \partial z$.</p>
 <p>Граница z_p раздела сред.</p>		$T_{\xi 1}^v = \chi_1 / \chi_2 (1 - \Gamma_{\xi}^v),$ $T_{\xi 2}^v = \chi_2 / \chi_1 (1 + \Gamma_{\xi}^v),$ $\Gamma_{\xi}^v = \frac{k_{z1} / \zeta_1 - k_{z2} / \zeta_2}{k_{z1} / \zeta_1 + k_{z2} / \zeta_2},$ <p>для $v = \text{э}$: $\xi = \tau, \zeta_i = \mu_{ri}, \chi_i = 1,$ $\xi = z, \zeta_i = \varepsilon_{ri}, \chi_i = \mu_{ri},$ для $v = \text{м}$: $\xi = \tau, \zeta_i = \varepsilon_{ri}, \chi_i = 1,$ $\xi = z, \zeta_i = \mu_{ri}, \chi_i = \varepsilon_{ri}.$</p>
 <p>Поверхность экрана.</p>		$\Gamma_{\tau}^{\text{э}} = \Gamma_z^{\text{м}} = -1,$ $\Gamma_z^{\text{э}} = \Gamma_{\tau}^{\text{м}} = 1.$

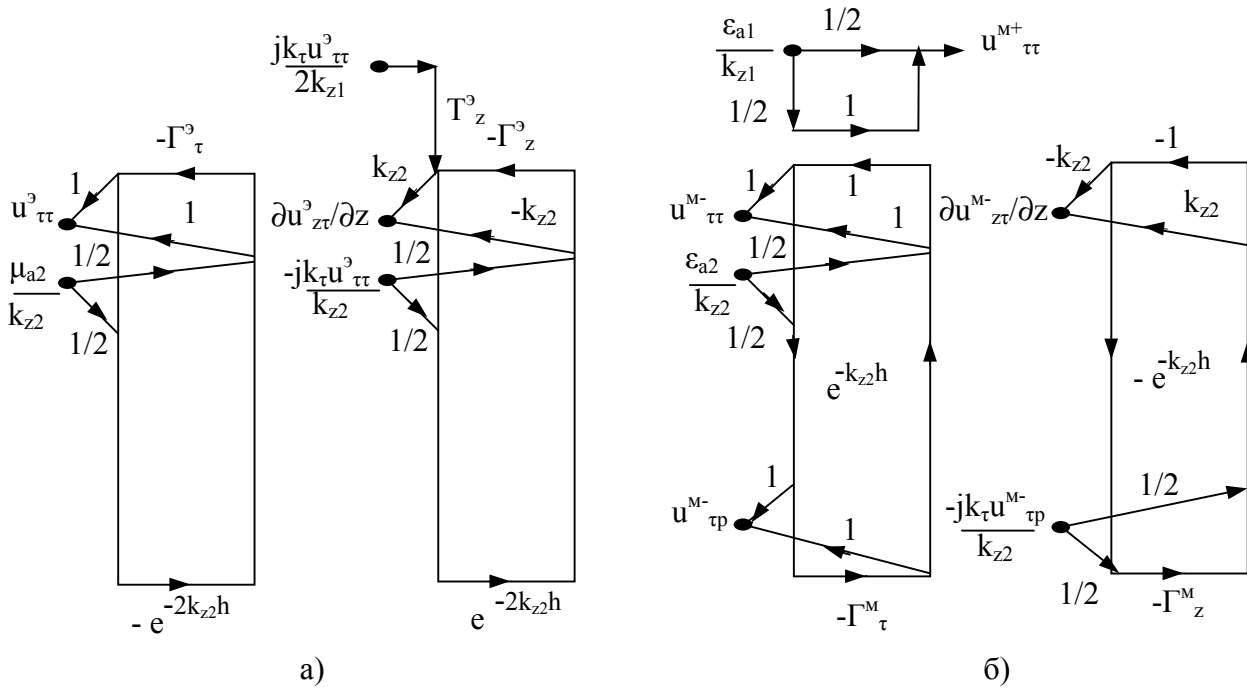


Рисунок 2 - Ориентированные графы для НПЛ (а) и ЩЛ (б)

$$u_{\tau\tau}^{\text{э}}(z) = \mu_{a2}/(2k_{z2}) \cdot (1 - \Gamma_{\tau}^{\text{э}}) \cdot \frac{1 - \exp(-2k_{z2}h)}{1 - \Gamma_{\tau}^{\text{э}} \exp(-2k_{z2}h)},$$

$$\frac{\partial}{\partial z} u_{z\tau}^{\text{э}}(z) = \frac{jk_{\tau}k_{z2}u_{\tau\tau}^{\text{э}}(z)}{2} \left[\frac{\mu_{r2}}{\mu_{r1}k_{z1}}(1 + \Gamma_z^{\text{э}}) - \frac{1 - \Gamma_z^{\text{э}}}{k_{z2}} \right] \times \frac{1 - \exp(-2k_{z2}h)}{1 + \Gamma_{\tau}^{\text{э}} \exp(-2k_{z2}h)}$$

и поверхностного адмитанса

$$u_{\tau\tau}^{\text{М}^+}(z) = \varepsilon_{a1}/k_{z1}, \quad \frac{\partial}{\partial z} u_{z\tau}^{\text{М}^+}(z) = 0;$$

$$u_{\tau\tau}^{\text{М}^-}(z) = \varepsilon_{a2}/k_{z2} \cdot \frac{1 - \Gamma_{\tau}^{\text{М}^-} \exp(-2k_{z2}h)}{1 + \Gamma_{\tau}^{\text{М}^-} \exp(-2k_{z2}h)},$$

$$\frac{\partial}{\partial z} u_{z\tau}^{\text{М}^-}(z) = jk_{\tau}k_{z2}u_{\tau\tau}^{\text{М}^-}(z) \left[\frac{\varepsilon_{r2}}{\varepsilon_{r1}k_{z1}}(1 + \Gamma_z^{\text{М}^-}) - \frac{1 - \Gamma_z^{\text{М}^-}}{k_{z2}} \right] \times \frac{\exp(-k_{z2}h)}{1 - \Gamma_{\tau}^{\text{М}^-} \exp(-2k_{z2}h)},$$

где $u_{\tau\tau}^{\text{М}^-}(z) = \varepsilon_{a2}/k_{z2} \cdot \frac{(1 - \Gamma_{\tau}^{\text{М}^-}) \cdot \exp(-2k_{z2}h)}{1 + \Gamma_{\tau}^{\text{М}^-} \exp(-2k_{z2}h)}$.

Переход к компонентам $G_{\xi\eta}^{\text{в}}(x, y, z)$ для открытых линий осуществляется непосредственно по (5). Анализ структур, частично или полностью экранированных с боковых сторон, проводится аналогично, при использо-

вании функций $u_{\xi\eta}^{\text{в}}(k_{\zeta})$ в (5), удовлетворяющих соответствующим граничным условиям на экранах. В случае многослойных структур процедура получения формул для $u_{\xi\eta}^{\text{в}}(z)$ и $\frac{\partial}{\partial z} u_{\xi\eta}^{\text{в}}(z)$ может быть автоматизирована на ЭВМ с помощью методов символьного анализа цепей СВЧ [5].

Рассмотренная методика моделирования позволяет полностью формализовать решение краевых задач при исследовании полосково-щелевых структур. Она отличается универсальностью, простотой и высокой адекватностью отображения физических процессов, протекающих в исследуемых структурах. Предложенная элементная база моделирования может быть непосредственно использована в САПР, что обеспечит существенное повышение эффективности решения задач анализа и синтеза элементов объёмных интегральных схем СВЧ.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Гвоздев В.И., Нефёдов Е.И. Объёмные интегральные схемы СВЧ.- М.: Наука, 1985.- 256 с.
2. Захаров Е.В., Пименов Ю.В. Численный анализ дифракции радиоволн.- М.: Радио и связь, 1982.- 184 с.
3. Нефёдов Е.И., Козловский В.В., Згурский А.В. Микрополосковые излучающие и резонансные устройства.- К.: Техніка, 1990.- 160 с.
4. Фелсен Л., Маркувиц Н. Излучение и рассеяние волн. - Т.1.- М.: Мир, 1978.- 547 с.
5. Карпуков Л.М. Символьный анализ устройств СВЧ // Радиоэлектроника.-1982.-Т.25.- №6.-С.85-87.(Изв. высш. учеб. заведений).

Надійшла 04.09.98

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ С УЧЕТОМ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИХ ДИАГНОСТИРУЕМОСТИ

К. Н. Касьян, Н. Н. Касьян

Предлагается математическая модель электрических процессов в аналоговых функциональных преобразователях, предназначенная для повышения их надежности путем выявления дефектов в виде отклонения электрических параметров и режимов работы комплектующих электрорадиоэлементов за допустимые пределы.

Пропонується математична модель електричних процесів в аналогових функційних перетворювачах, яка призначена для підвищення їх надійності шляхом виявлення дефектів у вигляді відхилення електричних параметрів та режимів роботи комплектуючих електрорадіоелементів за допустимі межі.

The mathematical model of electrical processes in analog functional converters intended for increase to their reliability by revealing of defects as a deviation of electrical parameters and modes of operations of furnishing radioelements for allowable limits is offered.

Постоянное совершенствование радиоэлектронных средств (РЭС), направленное на улучшение их технических характеристик, расширение круга решаемых задач, высокая степень миниатюризации блоков и узлов, накладывают все более жесткие требования на характеристики входящих в них различных функциональных преобразователей частоты, амплитуды и формы радиотехнических сигналов.

Кроме того, как показывает анализ ряда технологических процессов производства различных функциональных преобразователей (ФП), в среднем от 10 до 20% изготовленных ФП, поступающих на операцию регулировки или проверки функционирования, являются дефектными и требуют ремонта [1]. Также одной из причин преждевременных отказов ФП является наличие в них скрытых дефектов, которые традиционными методами диагностирования не выявляются, однако приводят к нарушению расчетных режимов работы элементов, интенсивность отказа которых возрастает. Эффективное выявление дефектов ФП (в том числе и скрытых) в процессе их производства и эксплуатации возможно только при условии обеспечения их диагностируемости на стадии проектирования.

Это приводит к необходимости применения в процессе проектирования ФП средств автоматизированного проектирования, позволяющих анализировать и обеспечивать их электрические характеристики, а также обеспечивать диагностируемость ФП. Если вопросы структурного и параметрического синтеза электрических схем ФП с применением ЭВМ к настоящему времени получи-

ли определенное развитие как в теоретическом, так и в практическом планах, то вопросы автоматизированного анализа выходных характеристик ФП с учетом обеспечения диагностируемости являются менее исследованными и не получили должного практического распространения. Поэтому актуальной является задача разработки моделей и методов исследования выходных характеристик с учетом обеспечения диагностируемости ФП.

Это позволит обеспечивать разработчика не только информацией о выходных характеристиках ФП и его функциональных узлов, но и информацией о режимах работы каждого из электрорадиоэлементов, а также позволит выбирать входные тестовые воздействия и контрольные точки измерений выходных характеристик, достаточные для однозначного решения обратной задачи - определения по измеренным характеристикам ФП значений параметров всех его ЭРЭ, т.е. обеспечивать его диагностируемость. Получение такой информации следует рассматривать как основной критерий при выборе вида исходной математической модели. Наиболее полно удовлетворяет изложенному выше критерию топологическая модель в виде эквивалентной электрической цепи, в которой заданы переменные величины и параметры ветвей, и которая полностью определяет взаимосвязь переменных величин через параметры.

В соответствии с принципами системного подхода, построение топологической модели ФП необходимо осуществлять на основе топологических моделей ЭРЭ и топологических макромоделей функциональных узлов.

В свою очередь, построение топологических моделей ЭРЭ и моделей функциональных узлов может быть выполнено с помощью простейших пассивных и активных ветвей. Эти ветви топологической модели являются двухполюсными компонентами следующих типов: сопротивление R , емкость C , индуктивность L , независимый источник тока J , независимый источник э.д.с. E , зависимый источник тока управляемый напряжением S , зависимый источник тока управляемый током I , зависимый источник тока управляемый напряжением с ограничениями F .

Параметры ветвей в общем случае являются функциями вектора внутренних параметров ветвей P , а нелинейных ветвей также функциями напряжений и токов. Каждый элемент вектора внутренних параметров P обычно соответствует физическому параметру элемента принци-

пиальной электрической схемы.

Для построения математической модели ФП выбран сокращенный однородный координатный базис на основе метода узловых потенциалов. В соответствии с методом узловых потенциалов аналитическая модель электрической схемы ФП представляется в виде:

$$I(\varphi', \varphi, t) = 0, \quad (1)$$

где I - нелинейная вектор-функция;

φ' - вектор производных узловых потенциалов по времени;

φ - вектор узловых потенциалов;

t - время.

Вектор-функция представляет собой совместную систему нелинейных интегро-дифференциальных уравнений. Каждое уравнение системы (1) в свою очередь, является алгебраической суммой электрических токов ветвей топологической модели, сходящихся в узле.

Кроме того, математическая модель должна также обеспечивать диагностируемость ФП, т.е. позволять определять значения параметров ЭРЭ по известным (измеренным) выходным характеристикам ФП.

На практике имеется доступ лишь к ограниченному числу узлов схемы, на которые можно подавать тестовые воздействия и снимать выходные характеристики. Кроме того, число внутренних электрических параметров схемы намного больше числа доступных узлов. Поэтому для определения значения параметров ЭРЭ по заданным (измеренным) выходным характеристикам предлагается применить метод оптимизации. При этом оптимизируются значения внутренних электрических параметров так, чтобы максимальным образом приблизить расчетные значения выходных характеристик ФП к измеренным (здесь и далее под измеренными значениями выходных характеристик будут подразумеваться характеристики, полученные в результате моделирования эксперимента на ЭВМ).

В качестве критерия соответствия расчетных значений выходных характеристик измеренным значениям используется критерий минимума среднеквадратической ошибки [2]:

$$f(q) = \sum_{j=1}^M (\varphi_{j \text{ расч}}(q) - \varphi_{j \text{ изм}}(q))^2, \quad (2)$$

где $\varphi_{j \text{ расч}}(q)$, $\varphi_{j \text{ изм}}(q)$ - соответственно расчетное и измеренное значения j -го выходного напряжения;

M - число измеряемых выходных напряжений.

Т.к. в качестве измеряемой выходной характеристики ФП может выступать не только напряжение, но и ток I , коэффициент передачи по напряжению K_u и т.д., то в формуле (2) заменим φ на обобщенное обозначение выходной характеристики Y и от абсолютных величин перейдем к относительным:

$$f(q) = \sum_{j=1}^M \left(\frac{Y_{j \text{ расч}}(q) - Y_{j \text{ изм}}(q)}{Y_{j \text{ изм}}(q)} \right)^2 = \sum_{j=1}^M \left(\frac{Y_{j \text{ расч}}(q)}{Y_{j \text{ изм}}(q)} - 1 \right)^2, \quad (3)$$

где $Y_{j \text{ расч}}(q)$, $Y_{j \text{ изм}}(q)$ - соответственно расчетное и

измеренное значения j -й выходной характеристики;

M - число выходных характеристик.

В формуле (3) под обозначением Y подразумевается характеристика как зависимость функции от аргумента (частоты, времени и т.д.) и каждому значению аргумента соответствует значение функции, т.е. любую экспериментально измеренную характеристику можно представить определенным числом дискретов или отсчетов (замеров). Поэтому преобразуем формулу (3) следующим образом:

$$f(q) = \sum_{j=1}^M \sum_{r=1}^{P_j} \left(\frac{Y_{jr \text{ расч}}(q)}{Y_{jr \text{ изм}}(q)} - 1 \right)^2, \quad (4)$$

где $Y_{jr \text{ расч}}(q)$, $Y_{jr \text{ изм}}(q)$ - соответственно расчетное

и измеренное значения r -го отсчета j -й выходной характеристики;

M - число выходных характеристик;

P_j - число отсчетов (замеров) j -й выходной характеристики.

Расчетные значения выходных характеристик $Y_{jr \text{ расч}}(q)$ зависят от узловых потенциалов схемы

$$Y_{jr \text{ расч}}(q) = Y_{jr \text{ изм}}(q) \quad (5)$$

и рассчитываются через значения соответствующих узловых потенциалов.

Измеренные значения выходных характеристик $Y_{jr \text{ изм}}(q)$ получаются в результате моделирования эксперимента на ЭВМ.

Таким образом, математическая модель ФП для их проектирования с обеспечением диагностируемости включает в себя аналитическую модель электрической схемы ФП в базисе узловых потенциалов (1), целевую функцию оптимизации (4) и уравнения, связывающие выходные характеристики, входящие в целевую функцию, и потенциалы в узлах схемы (5). Использование данной модели способствует повышению надежности и качества проектируемых изделий за счет принятия обоснованных проектных решений на основе детального исследования протекающих в них физических процессов.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Лихтциндер Б.Я. Внутрисхемное диагностирование узлов радиоэлектронной аппаратуры. - И: Техника, 1988. - 168с.
2. Батищев Д.И. Методы оптимального проектирования.: Учеб.пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 1984. - 248с., ил.

Надійшла 18.08.98

УДК 621.372.852

РАСЧЕТ ПОВЕРХНОСТНОГО ИМПЕДАНСА В ВОЛНОВОДЕ С НЕРЕГУЛЯРНОЙ СТЕНКОЙ

Л. М. Логачёва, В. П. Бондарев

Работа посвящена получению выражения поверхностного импеданса в прямоугольном волноводе с нерегулярной узкой стенкой.

Робота присвячується отриманню співвідношення для поверхневого імпедансу у прямокутному хвилеводі з нерегулярною вузькою стінкою.

The paper is devoted to derivation of ratio for surface impedance of the rectangular waveguide with irregular narrow thin wall.

ВВЕДЕНИЕ

Связь волноводов через отверстия связи различной конфигурации широко используется при создании сложных волноводных узлов техники СВЧ. Примером такого соединения волноводов различного сечения через отверстия связи может быть поглощающий фильтр гармоник, описанный в [1].

Расчёт электрических характеристик такого фильтра весьма затруднён ввиду большого числа вспомогательных волноводов и отверстий связи. Это обстоятельство вызывает необходимость создания расчётной модели, которая позволила бы провести анализ факторов, влияющих на параметры поверхностного импеданса нерегулярной узкой стенки волновода.

В качестве математического аппарата используется импедансный метод, развитый в работах [2,3] и успешно применяемый для решения широкого класса задач дифракции и распространения радиоволн.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассматриваемый фильтр гармоник можно представить в виде прямоугольного волновода с отверстиями связи по узкой стенке, к которым подсоединяются круглые волноводы того же диаметра, что и отверстия. Считаем, что в прямоугольном волноводе распространяется основная волна H_{10} и вспомогательные волноводы взаимодействуют только на этом типе волны.

Рассмотрим прямоугольный волновод, в котором на узкой стенке вдоль линии, параллельной оси Z , расположен периодический ряд круглых отверстий (рис.1).

Введём следующие обозначения: a - размер широкой стенки волновода; b - размер узкой стенки того же волновода; R - радиус отверстия связи; d - расстояние от начала координат до центра отверстий вдоль координаты y ; l - расстояние от начала координат до центра первого отверстия вдоль координаты z ; h - период структуры.

наты y ; l - расстояние от начала координат до центра первого отверстия вдоль координаты z ; h - период структуры.



Рисунок 1

Из геометрии задачи следует, что поверхностный импеданс равен нулю везде на узкой стенке, кроме поверхностей отверстий. Будем считать, что поверхностный импеданс совпадает с волновым сопротивлением вторичных круглых волноводов, соединённых с отверстиями.

РЕШЕНИЕ

Разложим поверхностный импеданс в плоскости YOZ в двойной ряд Фурье по ортогональной системе функций.

Согласно [4] двойной ряд Фурье представлен в виде

$$Z_s(y, z) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \delta_{mn} (a_{mn} \cos k_y y \cdot \cos k_z z + b_{mn} \sin k_y y \cdot \cos k_z z + c_{mn} \cos k_y y \cdot \sin k_z z + d_{mn} \sin k_y y \cdot \sin k_z z) \quad (1)$$

где δ_{mn} определяется равенствами

$$\delta_{mn} = \begin{cases} 1/4, & \text{при } m=0, n=0, \\ 1/2, & \text{при } m>0, n<0 \text{ или } m>0, n<0, \\ 1, & \text{при } m>0, n>0, \end{cases} \quad (2)$$

$k_y = (m(\pi/b))$, $k_z = (n(\pi/h))$ - поперечные волновые числа вдоль оси y и z соответственно.

Исходя из структуры распространяющейся в основном волноводе волны типа H_{10} , поверхностный импеданс яв-

ляется чётной функцией вдоль координаты y , поэтому коэффициенты b_m, d_m в разложении (1) равны нулю.

Неизвестные коэффициенты a_{mn}, c_{mn} в (1) определяются через систему ортогональных функций следующим образом

$$\begin{aligned} a_{mn} &= \frac{4}{bh} \int\int_s Z_s \cos(k_y y) \cos(k_z z) dy dz, \\ c_{mn} &= \frac{4}{bh} \int\int_s Z_s \cos(k_y y) \sin(k_z z) dy dz. \end{aligned} \quad (3)$$

Используя уравнения связи между прямоугольной и цилиндрической системами координат вида

$$\begin{aligned} z &= l + \rho \cos \varphi, \\ y &= d + \rho \sin \varphi, \end{aligned} \quad (4)$$

определим выражения для коэффициентов a_{mn}, c_{mn} в (3). Рассмотрим сначала процедуру определения коэффициента a_{mn} . С учётом равенства (4) для a_{mn} получим

$$\begin{aligned} a_{mn} &= \frac{4}{bh} \int\int_0^{\kappa} \int_0^{2\pi} Z_s \cos[k_y(d + \rho \sin \varphi)] \times \\ &\times \cos[k_z(l + \rho \cos \varphi)] \rho d\rho d\varphi. \end{aligned} \quad (5)$$

Выполнив в (5) очевидные преобразования, получим четыре интеграла вида

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{4Z_s}{bh} \int\int_0^{\kappa} \int_0^{2\pi} \cos(k_y d) \cos(k_y \rho \sin \varphi) \times \\ &\times \cos(k_z l) \cos(k_z \rho \cos \varphi) \rho d\rho d\varphi, \\ I_2 &= \frac{4Z_s}{bh} \int\int_0^{\kappa} \int_0^{2\pi} \cos(k_y d) \cos(k_y \rho \sin \varphi) \times \\ &\times \sin(k_z l) \sin(k_z \rho \cos \varphi) \rho d\rho d\varphi, \\ I_3 &= \frac{4Z_s}{bh} \int\int_0^{\kappa} \int_0^{2\pi} \sin(k_y d) \sin(k_y \rho \sin \varphi) \times \\ &\times \cos(k_z l) \cos(k_z \rho \cos \varphi) \rho d\rho d\varphi, \\ I_4 &= \frac{4Z_s}{bh} \int\int_0^{\kappa} \int_0^{2\pi} \sin(k_y d) \sin(k_y \rho \sin \varphi) \times \\ &\times \sin(k_z l) \sin(k_z \rho \cos \varphi) \rho d\rho d\varphi. \end{aligned} \quad (6)$$

Воспользуемся разложением Якоби-Ангера [5]

$$\begin{aligned} e^{iz \sin \varphi} &= \sum e^{in\varphi} J_n(z), \\ e^{iz \cos \varphi} &= \sum i^n e^{in\varphi} J_n(z). \end{aligned} \quad (7)$$

Подинтегральное выражение интеграла I_1 в (6), используя (7), будет выглядеть следующим образом

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{4Z_s}{bh} \cos(k_y d) \cos(k_z l) \int\int_0^{\kappa} \int_0^{2\pi} \left[J_0(k_y \rho) + \right. \\ &+ 2 \sum_{p=1} J_{2p}(k_y \rho) \cos 2p\varphi \left. \right] \times \left[J_0(k_z \rho) + \right. \\ &+ \sum_{p=1} (-1)^p J_{2p}(k_z \rho) \cos 2p\varphi \left. \right] \rho d\rho d\varphi. \end{aligned} \quad (8)$$

Функции $\cos 2p\varphi, \cos(2p-1)\varphi, \sin 2p\varphi, \sin(2p-1)\varphi$ являются ортогональными на отрезке $0 < \varphi < 2\pi$. Учитывая это, интеграл I_1 будет равен

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{4Z_s}{bh} \cos(k_y d) \cos(k_z l) \int\int_0^{\kappa} \left[\frac{1}{2} J_0(k_y \rho) J_0(k_z \rho) - \right. \\ &- J_2(k_y \rho) J_2(k_z \rho) + J_4(k_y \rho) J_4(k_z \rho) - \dots \left. \right] \rho d\rho. \end{aligned} \quad (9)$$

Каждые из слагаемых, входящих в (9) представляются соотношением [5]

$$\begin{aligned} \int \rho J_q(\alpha \rho) J_q(\beta \rho) d\rho &= \\ &= \frac{\beta J_q(\alpha \rho) J_{q-1}(\beta \rho) - \alpha \rho J_{q-1}(\alpha \rho) J_q(\beta \rho)}{\alpha^2 - \beta^2}, \end{aligned} \quad (10)$$

где q - индекс, соответствующий порядку функций Бесселя в подинтегральном выражении (9).

Произведя аналогичные преобразования с интегралами I_2, I_3, I_4 , можно показать, что они равны нулю.

Таким образом, коэффициент a_{mn} в (3) совпадает с выражением интеграла I_1 в (9), т.е. $a_{mn} = I_1$.

Для коэффициента c_{mn} имеем

$$\begin{aligned} c_{mn} &= \frac{4Z_s}{bh} \int\int_0^{\kappa} \int_0^{2\pi} \cos[k_y(d + \rho \sin \varphi)] \times \\ &\times \sin[k_z(l + \rho \cos \varphi)] \rho d\rho d\varphi. \end{aligned} \quad (11)$$

Выполнив преобразования, аналогичные случаю определения коэффициента a_{mn} , получим выражение для c_{mn} :

$$\begin{aligned} c_{mn} &= \frac{4Z_s}{bh} \cos(k_y d) \sin(k_z l) \int\int_0^{\kappa} \left[\frac{1}{2} J_0(k_y \rho) J_0(k_z \rho) - \right. \\ &- J_2(k_y \rho) J_2(k_z \rho) + J_4(k_y \rho) J_4(k_z \rho) - \dots \left. \right] \rho d\rho. \end{aligned} \quad (12)$$

Выражение для поверхностного импеданса представим в виде

$$Z_s(y, z) = \sum_{p, r} \delta_{pr} * Z_{pr} \cos\left(\frac{p\pi y}{b}\right) \cos\left[\frac{r\pi z}{h} + \varphi_r\right], \quad (13)$$

$$Z_{pr} = \sqrt{a_{pr}^2 + c_{pr}^2}; \quad \varphi_r = \frac{r\pi l}{h};$$

p, r - целые индексы, изменяющиеся в тех же преде-

лах, що і індекси m і n .

Підставляя в вираження для Z_{pr} значення коефіцієнтів a_{pr} і c_{pr} , получим

$$Z_{pr} = \frac{4Z_s}{bh} \cos\left(\frac{p\pi}{b}d\right) \sum_{q=0}^{\infty} S_q,$$

где S_q - значення інтегралів из (10).

ВЫВОДЫ

Формула (13) может определить Z_s с любой степенью точности, но громоздка. Проводить расчёты трудно, так как в выражении для Z_s имеются ряды по пространственным гармоникам, что требует применения вычисли-

тельных средств. Метод определения Z_s можно использовать для исследования более сложной системы, например, когда отверстия связи находятся в широкой стенке прямоугольного волновода.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Фильтр поглощающего типа на высокий уровень мощности. / Вольман В.И., Логачёва Л.М. // Радиотехника, 1979.-Т.34.-№1.-с.25-28
2. Исследование понятия поверхностного импеданса в теории поверхностных волн (обзор). / Миллер М.А., Таланов В.И. // Радиофизика, 1961.-Т.IV.-№5.-с.795-830 (Изд. высш. учебн. заведений)
3. Марков Г.Т., Чаплин А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн. -М.-Л.: Энергия, 1967.-376с.
4. Толстой Г.П. Ряды Фурье. -М.: Наука, 1980. -384с.
5. Бейтман Г., Эрдейи А. Высшие трансцендентные функции. Т.II / Пер.с англ.- М.: Наука, 1974.-296с.

Надійшла 23.06.98

УДК 537.871

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ХВИЛІ НА ФРАКТАЛЬНІЙ МЕЖІ РОЗДІЛУ ДВОХ СЕРЕДОВИЩ

В. М. Онуфрієнко, І. В. Лисоконь, П. О. Самолчев, Т. І. Слюсарова

На основе рассмотрения фрактальных множеств точек как модели границы раздела двух сред с разными проницаемостями вводится понятие α -характеристики электромагнитной плоской волны. Полученные выражения для компонент поля подаются через скейлинговый показатель, который характеризует степень сингулярности точек границы. Результаты численных расчетов для фрактальных границ сравниваются с классическими, при этом обнаруживается новый физико-математический смысл волнового импеданса.

На основе розгляду фрактальних множин точок як моделі меж розділу двох середовищ з різними проникностями вводиться поняття про α -характеристики електромагнітної плоскої хвилі. Одержані вирази для компонент поля подаються через скейлінговий показник, що характеризує сингулярність точок межі. Результати чисельних розрахунків для фрактальних меж порівнюються з класичними, при цьому виявляється новий фізико-геометричний зміст хвильового імпедансу.

On the base of fractional ensembles of spots as models borders of two ambiances with different permeability a notion α -features of electromagnetic flat wave is entered. Expressions for the component of field are given through scaling factor, which characterizes a degree singularity spots borders. The Results data calculations for fractional borders with classical dates are compare. Is it herewith found new physicist mathematical sense wave impedance.

ВСТУП

Успіхи класичної механіки сприяли появі впевненості у можливості прослідкування розвитку будь-якого природного явища, якщо точно задаються початкові умови.

Згодом цей погляд був розповсюдження і на суцільні середовища. Так, Максвелл, зв'язавши усі параметри рухомої ідеальної рідини, одержав свої знамениті рівняння (усього 20 рівнянь, що містили 20 величин). Саме модельний підхід та строгий гідродинамічний вивід забезпечив рівнянням Максвелла максимально можливу для того часу відповідність їх в описі реальних електромагнітних явищ.

Добре відомі результати класичної макроскопічної електродинаміки щодо впливу межі середовища з різними властивостями на структуру електромагнітного поля і характер розповсюдження хвиль. Розгляд взаємодії плоскої хвилі з поверхнею розділу середовищ дає можливість проаналізувати можливі явища відбиття (частинного і повного), проходження хвиль в середовище, явища дифракції тощо. Але стає зрозумілим той факт, що плоска однорідна електромагнітна хвиля в необмеженому середовищі до падіння на поверхню розділу після взаємодії з цією поверхнею не може розглядатись як реальний об'єкт за тією ж схемою. Абстракція нескінченного простору з незмінними фізичними властивостями має деяку цінність, але не дозволяє у багатьох важливих практичних випадках виявити характерні риси явищ електромагнетизму. Наявність поверхонь розділу з дисперсними та поглинаючими властивостями можуть призводити до спотворення не лише структури початкового поля, але й її поляризації.

У випадках, коли нерівності звичайної поверхні значно більші довжини хвилі, нерівна поверхня зображається у вигляді суми квазіплоских інтервалів поверхні. Початкова форма поля (просторова амплітуда та фазова обвідна) теж впливає на характер розсіяного поля. Особливої уваги потребує розгляд таких явищ у розв'язуванні важливих граничних задач, пов'язаних, наприклад, з аналізом розповсюдження радіохвиль у природних умовах з урахуванням впливу меж розділу середовищ на поверхні землі.

Апроксимація некоординатних меж поверхні за допомогою покриття простими компактами (прямокутниками, кругами, еліпсами) [1] дає можливість у значній мірі алгоритмізувати процес розв'язування граничних задач. Але досвід показує, що подальшим зменшенням діаметрів компактів покриття, що необхідно робити для урахування малих за розмірами неоднорідностей поверхонь, не вдається врахувати шорсткість, пористість, густу поризаність поверхонь у міліметровому та субміліметровому діапазонах.

Далі у роботі ми покажемо, що продовження досліджень у зазначеному напрямку можливий на основі уявлення про фрактальну структуру зазначених неоднорідностей, а це вимагає вводу у розгляд спеціального математичного диференціального апарату.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Відомо, що всупереч уявності про повноту, рівняння Максвелла не відображають розвиток електромагнітного процесу у кожній точці простору з урахуванням оточення, бо вони створювались на моделі плоского руху ідеальної субстанції саме у площині. Для відображення процесів в околі кожної точки простору необхідно, щоб розглядалися відмінності в умовах вихороутворення у двох паралельних площинах, щоб у рівняннях був опис явищ, що відбуваються уздовж вихорів. За допомогою сучасних технологій прецизійного вимірювання виявлено ряд невідповідностей теоретичних моделей стосовно випромінювання електромагнітної енергії провідниками та взаємодії електромагнітних хвиль з реальною поверхнею розділу середовищ [2].

Успіхи математичної розробки питань про будову фракталів, що виступають у якості фізичних та геометричних моделей багатьох природних явищ, особливо виявлення їх розмірностей [3] сприяло розвитку і застосуванню диференціального апарату до вивчення явищ взаємодії електромагнітних хвиль з фрактальними поверхнями за допомогою розгляду α -характеристик поля [4] - розв'язків електродинамічних задач (сформульованих на основі рівнянь Максвелла) для яких усі, або у крайньому разі, деякі параметри, що входять до початкових і межових умов та мають розмірності незалежних змінних, перетворюються в нуль або нескінченність. Ці розв'язки дають опис властивостей явища, що не зале-

жать від деталей початкових та межових умов і утворюють множину так званих проміжкових асимптотик [5].

Розглянемо далі алгоритм вводу у розгляд α -характеристик електромагнітного поля в умовах задачі про взаємодію хвиль з фрактальними межами розділу двох середовищ.

Будемо аналізувати вільні гармонічні коливання електромагнітного поля, що змінюється у просторі лиш вздовж одного прямолінійного напрямку, наприклад, осі OZ декартової системи координат, причому вектори електричного \vec{E} та магнітного \vec{H} поля змінюються у часі t за законом

$$\vec{E} = \vec{E}_m e^{i\omega t}, \quad \vec{H} = \vec{H}_m e^{i\omega t},$$

(\vec{E}_m, \vec{H}_m - комплексні амплітуди поля, ω - частота коливань).

Подальше моделювання процесу поширення хвиль традиційно здійснюють, виходячи з рівнянь Максвелла у інтегральній, диференціальній формі, або з рівняння Гельмгольца, одержаного з рівнянь Максвелла у диференціальній формі. Розв'язок для одновимірного процесу у середовищі з діелектричною ϵ та магнітною μ проникностями за відсутністю похідних по x та y (комплексна амплітуда залежить від координати z і має x -складову) можна записати у вигляді

$$\vec{E}_m = \vec{x}_0 (A e^{-ikz} + B e^{ikz}), \quad k = \omega \sqrt{\epsilon \mu}, \quad (1)$$

Поблизу поверхні розділу середовищ за наявності скачків електродинамічних параметрів та сингулярних точок неможливе застосування рівнянь Максвелла у диференціальній формі, а, звідси, і диференціального рівняння Гельмгольца (бо вони вимагають неперервності компонент полів та їх похідних). Інтегральна ж форма рівнянь відносно векторів напруженості \vec{E} , \vec{H} та індукції \vec{D} , \vec{B} , струмів та зарядів з густиною \vec{j} та ρ

$$\oint_L \vec{H} d\vec{l} = \int_S \vec{j} d\vec{S} + \int_S \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} d\vec{S}; \quad \oint_L \vec{E} d\vec{l} = -\frac{d}{dt} \int_S \vec{B} d\vec{S};$$

$$\oint_S \vec{D} d\vec{S} = \int_V \rho dV; \quad \oint_S \vec{B} d\vec{S} = 0 \quad (2)$$

має такі властивості математичної конструкції, що сприяють їх застосуванню для випадків моделювання процесів в областях з межами, де компоненти векторів поля зазнають розривів.

Для одержання межових умов складових поля на контурі (поверхні) розділу середовищ вибирають "достатньо малий елемент" Δl (або ΔS), який можна вважати прямолінійним (плоским), а прилежне поле вважається при цьому незмінним вздовж межі розділу середовищ.

Інтегрування у рівняннях Максвелла (2) проводиться за схемою знаходження границь відповідних інтегральних сум по елементах контурів Δl_i , поверхонь ΔS_i та

об'ємів ΔV_i за умови їх необмеженого зменшення. Звичайно, у цих рівняннях граничні переходи застосовуються у класичному розумінні: неперервність компонентів $f(r)$ векторів поля, визначених, наприклад, на множині $r \subseteq R$, забезпечується, коли достатня близькість змінної точки r до фіксованої точки r_0 відповідає достатній близькості точки $f(r)$ до точки $f(r_0)$.

"Геометричний" підхід базується на ідеї Ф. Хаусдорфа про визначення неперервності відображення у точці не за допомогою відстані r між точками, а через покриття та вимірювання околу $O_\varepsilon : r(\xi, \xi_0) < \varepsilon$ точки. У практиці для вимірювання довжини кривої, площі поверхні або об'єму розглядають покриття геометричних об'єктів кубами з ребрами ε_i , сферами з діаметром ε_i ($\max \varepsilon_i \leq \varepsilon$) тощо. Міра величини множини одержується як кількість достатньо малих сфер з центрами в точках множини, коли точки, що знаходяться в околах на відстані $r < \varepsilon/2$, покриваються цими сферами.

Множини точок, що утворюють лінію (поверхню), можуть бути "закрученими" так сильно, що довжина (площа) їх може виявитись нескінченною (крива Пеано, наприклад, заповнює площину; існують поверхні, що заповнюють простір тощо).

У зв'язку з цим застосовується узагальнення міри величини множини (див., наприклад, [3]), пов'язане з вибором деякої пробної степеневі функції з ваговим коефіцієнтом $\gamma(v)$

$$h(\varepsilon) = \gamma(v) \times \varepsilon^v$$

(геометрично: відрізок прямої, квадрат, круг, куля, куб) і покриттям розглядуваної множини точок з утворенням v -міри Хаусдорфа

$$M_v = \sum h(\varepsilon).$$

Для покриття прямолінійними відрізками, квадратами та кубами геометричний ваговий коефіцієнт $\gamma(v) = 1$ (фактично, це довжина одиничного відрізка, площа квадрата, об'єм куба), для кругів $\gamma(v) = \pi/4$ (площа одиничного круга), для куль $\gamma(v) = \pi/6$ (об'єм одиничної кулі). Для фрактальних об'єктів видно, що у загальному випадку при $\varepsilon \rightarrow 0$ міра M_v дорівнює нулю або нескінченності в залежності від значення показника v .

Наприклад, у задачі про визначення заряду Q , розподіленого на фрактальному відрізку, змодельованого у вигляді континууму Кантора, за поданою схемою вимірювання знаходимо, що густина розподілу заряду q_i на кожному елементі покриття Δl_i має вид

$$q_i = q_0 (\Delta l_i)^{\alpha-1}, \quad \Delta l_i = r_i - r', \quad (3)$$

де α - фрактальна розмірність розподілу. Граничний пе-

рехід у цьому випадку приводить до інтеграла

$$Q^\alpha = \int_0^1 q_0 \frac{dr'}{(r-r')^{1-\alpha}}, \quad (4)$$

який називаємо α -характеристикою заряду (якщо $\alpha=1$, то одержуємо звичайну класичну формулу обчислення для неперервного розподілу заряду через інтеграл від густини).

Помічаємо, що замість складної процедури геометричної побудови фрактальної множини кожного разу, знаходження міри Хаусдорфа з наступним процедурами граничних переходів, можна використати апарат дробового інтегрування та диференціювання функції $\varphi(x)$ (наприклад, у формі Рімана-Ліувілья (див. [6] або [7]))

$$\begin{aligned} ({}_a I_x^\alpha \varphi)(x) &= \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_a^x \varphi(t) \frac{dt}{(x-t)^{1-\alpha}}, \quad x > a, \quad \alpha > 0; \\ ({}_a D_x^\alpha \varphi)(x) &= ({}_a \bar{I}_x^{-\alpha} \varphi)(x). \end{aligned} \quad (5)$$

Отже, α -характеристику (4) заряду, розподіленого на континуумі Кантора, можна одержати формально за будь-якого скейлінгового показника α (а саме від нього залежить структура розподілу фізичної величини), застосовуючи дробовий інтеграл до густини розподілу ρ_0 .

Аналіз підінтегрального виразу вказує на можливі випадки опису явищ за допомогою α -характеристик: при наявності геометричних особливостей контурів та поверхонь (геометрична сингулярність) або коли фізичні параметри (проникність, провідність, густини зарядів, струмів тощо) мають фрактальну природу.

У такій постановці й будемо далі розглядати процес взаємодії плоскої електромагнітної хвилі з фрактальною поверхнею розділу середовищ.

МОДЕЛЮВАННЯ ПОЛЯ ПЛОСКОЇ ХВИЛІ

Нехай фрактальний контур розділу середовища на великій відстані паралельний фронту плоскої хвилі (1). Для розгляду поля поблизу межі розділу середовищ розмістимо декартову систему координат так, щоб середовища з різними властивостями розділялись площиною ХОУ: середовище 1 (лівий напівпростір, $z < 0$) характеризується комплексними у загальному випадку проникностями ε_1 та μ_1 , а середовище 2 (правий напівпростір, $z > 0$) - проникностями ε_2 та μ_2 .

Поблизу фрактальної межі (в околі $z = 0$) поведінку плоскої електромагнітної хвилі, що розповсюджується перпендикулярно до межі, описуємо за допомогою α -характеристик її складових ($\alpha = 0$):

$$\vec{E}_m(1) = \vec{x}_0 A e^{-ik_1 z}, \quad \vec{H}_m(1) = \vec{y}_0 \frac{A}{W_1} e^{-ik_1 z}, \quad (6)$$

($z < 0$, $k_1 = \omega \sqrt{\varepsilon_1 \mu_1}$, $W_1 = \sqrt{\mu_1 / \varepsilon_1}$ - хвильовий імпеданс середовища 1).

Як результат взаємодії хвилі з фрактальною межею для середовища 2 маємо дробову похідну для визначення α -характеристики поля

$${}_z D_{\infty}^{\alpha} \dot{E}_m(2) = \dot{x}_0 B e^{-ik_2 z}, \quad {}_z D_{\infty}^{\alpha} \dot{H}_m(2) = \dot{y}_0 \frac{B}{W_2} e^{-ik_2 z},$$

($z > 0$, $k_2 = \omega \sqrt{\varepsilon_2 \mu_2}$, $W_2 = \sqrt{\mu_2 / \varepsilon_2}$ - хвильовий імпеданс середовища 2).

Звідки, з урахуванням формули дробового інтегрування (5), одержуємо:

$$\dot{E}_m(2) = \dot{x}_0 \frac{B l^{-\alpha}}{(ik_2)^{\alpha}} e^{-ik_2 z}, \quad \dot{H}_m(2) = \dot{y}_0 \frac{B l^{-\alpha}}{W_2 (ik_2)^{\alpha}} e^{-ik_2 z}, \quad (7)$$

де $l^{-\alpha}$ - масштабний коефіцієнт вирівнювання розмірностей.

Як і у класичному випадку, можна припустити існування в середовищі 1 відбитої хвилі, що розповсюджується від фрактальної межі і має α -характеристику:

$$\dot{E}_m(-1) = \dot{x}_0 \frac{C l^{-\alpha}}{(ik_1)^{\alpha}} e^{ik_1 z}, \quad \dot{H}_m(-1) = -\dot{y}_0 \frac{C l^{-\alpha}}{W_1 (ik_1)^{\alpha}} e^{ik_1 z}. \quad (8)$$

На фрактальній межі розділу середовищ задовольняємо умови

$$E_{m(1)}^0 + E_{m(-1)}^{\alpha} = E_{m(2)}^{\alpha}, \quad H_{m(1)}^0 + H_{m(-1)}^{\alpha} = H_{m(2)}^{\alpha},$$

які після підстановки (6), (7) і (8) дають після позначання $\rho = C/A$, $\tau = B/A$ систему рівнянь

$$1 + \rho / (ik_1)^{\alpha} = \tau / (ik_2)^{\alpha}; \quad W_2 (1 - \rho / (ik_1)^{\alpha}) = \frac{W_1 \tau}{(ik_2)^{\alpha}},$$

звідки знаходимо

$$\rho = l^{\alpha} \frac{W_2 - W_1}{W_2 + W_1} (ik_1)^{\alpha}, \quad \tau = l^{\alpha} \frac{2W_2}{W_2 + W_1} (ik_2)^{\alpha}. \quad (9)$$

Величини ρ і τ можна записати через відношення амплітуд складових хвилі на межі розділу середовища ($z = 0$):

$$\rho = \frac{E_{m(-1)}^{\alpha}(0)}{E_{m(1)}^0(0)} (ik_1)^{\alpha} = \frac{H_{m(-1)}^{\alpha}(0)}{H_{m(1)}^0(0)} (ik_1)^{\alpha},$$

$$\tau = \frac{E_{m(2)}^{\alpha}(0)}{E_{m(1)}^0(0)} (ik_2)^{\alpha}.$$

Отже, ρ - коефіцієнт відбиття, а τ - коефіцієнт передачі плоскої хвилі у випадку фрактальної межі розділу зі скейлінговим показником α .

Нарешті можна записати вектори електромагнітного поля задачі у вигляді

$$\dot{E}_m^{\alpha} = \begin{cases} \dot{x}_0 A \left(e^{-ik_1 z} + \frac{\rho}{(ik_1)^{\alpha}} e^{ik_1 z} \right), & z \leq 0; \\ \dot{x}_0 A \frac{\tau}{(ik_2)^{\alpha}} e^{-ik_2 z}, & z \geq 0; \end{cases}$$

$$\dot{H}_m^{\alpha} = \begin{cases} \dot{y}_0 \frac{A}{W_1} \left(e^{-ik_1 z} - \frac{\rho}{(ik_1)^{\alpha}} e^{ik_1 z} \right), & z \leq 0; \\ \dot{y}_0 \frac{A}{W_2} \frac{\tau}{(ik_2)^{\alpha}} e^{-ik_2 z}, & z \geq 0; \end{cases}$$

де коефіцієнти ρ та τ визначаються за формулами (9).

ВИСНОВКИ

Аналіз одержаних компонент електромагнітної плоскої хвилі, що взаємодіє з фрактальною поверхнею, показує, що цілком фізичний параметр $W = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ (хвильовий імпеданс, який характеризує зв'язок між векторами електричного і магнітного полів) перетворюється у фізико-геометричний $W = \sqrt{\mu/\varepsilon} (ik)^{\alpha}$ параметр, бо скейлінговий показник характеризує фрактальну структуру межі (або фрактальні властивості діелектричної і магнітної проникностей). Крім цього, хвильовий імпеданс хвилі поблизу фрактальної поверхні залежить від частоти плоскої хвилі, чого не спостерігається у класичному випадку розповсюдження хвилі у середовищі без втрат. Одержані результати застосовні і для комплекснозначних діелектричної і магнітної проникностей.

Порівняння результатів чисельного моделювання класичного випадку та розглядуваного фрактального при $\alpha = 0$ демонструють повну збіжність [8].

Результати роботи можуть застосовуватись для аналізу взаємодії електромагнітних хвиль міліметрового та субміліметрового діапазону при падінні на фрактальну поверхню під будь-яким кутом та для сингулярних меж на ідеальних та реальних металевих провідних та напівпровідних поверхнях.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Онуфриенко В.М., Прохода І.Г., Чумаченко В.П. Численное решение задачи о волновом трансформаторе с соединительной полостью сложной формы // ИВ Радиофизика - 1975. - Т.18. - № 4. - С.584-587.
2. Ацюковский В.А. Общая эфиродинамика. - М.: Энергоатомиздат, 1990. - 280 с.
3. Фракталы в физике // Труды VI международного симпозиума по фракталам в физике (Триест, Италия, 9-12 июля, 1985): Пер. с англ. / Под ред. Л.Пьетронеро, Э.Тозотти. - М.: Мир. - 1988. - 672 с.
4. Onufrienko V. On " α -features" of electrical waves above impedance plane // Conference Proceedings 12 International Conference on Microwaves & Radar. Krakov, Poland, May 20-22, 1998. - Vol.1. - P.212-215.
5. Зельдович Я.Б., Соколов Д.Д. Фракталы, подобие, промежуточная асимптотика // УФН. - 1985. - Т.146. - №3. - С.493-506.
6. Самко С.Г., Килбас А.А., Маричев О.И. Интегралы и

производные дробного порядка и некоторые их приложения. Минск:Наука и техника.-1987.-688 с.

7. Engheta N. On the Role of Fractional Calculus in Electromagnetic Theory// IEEE Antennas & Propagation Magazin.-Vol.39.- No. 4, August 1997.- P.35-46.

УДК 621.396.6.001.2:681.3

8. Никольский В.В. Электродинамика и распространение радиоволн.М.:Наука.-1973.-608 с.

Надійшла 02.09.98
Після доробки 15.01.99

РОЗРОБКА ПРОГРАМНОГО, ІНФОРМАЦІЙНОГО ТА ЛІНГВІСТИЧНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ПАРАМЕТРІВ МОДЕЛЕЙ ЕЛЕМЕНТНОЇ БАЗИ МЕА

А. В. Пархоменко

Эта работа посвящена решению актуальной проблемы - разработке программного обеспечения для идентификации параметров комплексных моделей элементной базы микроэлектронной аппаратуры. Программно-методический комплекс идентификации параметров моделей был внедрен в подсистему МАЭС-П, что позволило повысить эффективность ее программного обеспечения и точность моделирования взаимосвязанных электрических и тепловых процессов.

Цю роботу присвячено розв'язанню актуальної проблеми - розробці програмного забезпечення для ідентифікації параметрів комплексних моделей елементної бази мікроелектронної апаратури. Програмно-методичний комплекс ідентифікації параметрів моделей було впроваджено в підсистему МАЕС-П, що дозволило підвищити ефективність її програмного забезпечення і точність моделювання взаємопов'язаних електричних та теплових процесів.

This work was dedicated to the solution of the urgent problem - elaboration of software for identification of microelectronic equipment elements base comprehensive models parameters. Software-methodical set of identification of model parameters was introduced into subsystem MAES-P. That allowed to increase the efficiency of this software and the accuracy of modeling of electric and thermal processes which run simultaneously in the equipment.

Традиційні методики ідентифікації параметрів моделей елементної бази мікроелектронної апаратури (МЕА) базуються на експериментальних вимірюваннях або розрахунках за даними технічних умов (ТУ) на елементи. Експериментальні методики характеризуються високою трудомісткістю, складністю, тривалістю, значними похибками вимірювань основних параметрів, необхідністю у вимірювальних комплексах. Розрахунки за даними ТУ зазвичай пов'язані з усередненням даних, вибором довільних значень з вказаних інтервалів або відсутністю необхідної інформації. Тому, розробка програмного забезпечення ідентифікації параметрів моделей, що дозволяє з достатньою точністю визначити необхідні параметри і допуски на них, є актуальною задачею.

Огляд літературних джерел в галузі теорії і практики проектування та виготовлення напівпровідникових приладів та інтегральних мікросхем свідчить, що накопичений досвід і існуючі співвідношення для розрахунку конструктивних, теплових, електрофізичних параметрів структур можуть з успіхом використовуватись при визначенні первинних параметрів комплексних моделей елементної бази МЕА[1]. Виходячи з цього, було роз-

роблено методики визначення параметрів комплексних моделей випростувального діода, біполярного та МДН-транзисторів, операційного підсилювача [2,3,4,5].

Розроблені методики утворюють методологічну основу для розробки сучасного програмно-методичного комплексу ідентифікації параметрів моделей (ПМКІ ПМ), який з точки зору його призначення і застосування у взаємодії з існуючими підсистемами автоматизованого проектування МЕА, а також організації програмного забезпечення має задовольняти наступним вимогам:

а) дозволяти проводити розрахунок первинних параметрів комплексних моделей елементної бази МЕА (випростувальних діодів, біполярних транзисторів, польових транзисторів, операційних підсилювачів);

б) введення вхідних даних має здійснюватися в зручному для користувача, наочному і простому вигляді;

в) розрахунковий модуль має бути відкритим для введення нових методик розрахунку параметрів моделей приладів іншого конструктивно-технологічного виконання;

г) мати гнучку структуру, яка дозволяє найбільш ефективно доповнювати ПМКІ ПМ іншими функціональними блоками і програмними модулями, що розширюють його функціональні можливості;

д) функціонувати, як в автономному режимі, так і у взаємодії з іншими підсистемами автоматизованого проектування;

е) зберігати інформацію в БД і забезпечувати її введення, коректування, перегляд і функції експорту для зв'язку з іншими САПР;

ж) забезпечувати можливість представлення вхідної і вихідної інформації в зручному для користувача текстовому і графічному вигляді;

з) мати інтуїтивно зрозумілий, простий інтерфейс.

Враховуючи вище вказані вимоги, було розроблено структуру ПМКІ ПМ, яку зображено на рис. 1. Структурна схема складається з керуючого монітора і 5 функціональних блоків, відображає керуючі зв'язки між ними, а також функціональне призначення кожного блоку в процесі роботи ПМКІ ПМ. На структурній схемі показано безпосередній зв'язок блоків ПМКІ ПМ з базою даних. Структурне розбиття ПМКІ ПМ на ряд функці-

ональних блоків виконано відповідно до основних задач, які вирішуються ПМКІ ПМ в ході його функціонування з метою розрахунку параметрів моделей елементної бази

МЕА. Функціональне призначення монітора і основних програмних блоків структурної схеми ПМКІ ПМ відповідає приведеному нижче опису.



Рисунок 1 - Структурна схема ПМКІ ПМ

Монітор комплексу здійснює координовану взаємодію функціональних блоків та програмних модулів в процесі роботи.

Блок введення вхідних даних забезпечує введення (коректування) вхідних даних та операції попередньої обробки інформації.

Блок розрахунку параметрів моделей призначений для розрахунку первинних параметрів моделі заданого елемента з використанням вхідних даних по цьому елементу, що зберігаються в БД.

Блок роботи з базою даних призначений для виконання операцій над інформацією, що міститься в БД.

Блок інтерпретації даних БД призначений для узагальнення та інтерпретації інформації, що міститься в БД ПМКІ ПМ у сучасному текстовому та графічному вигляді.

Блок взаємодії ПМКІ ПМ з підсистемою МАЕС-П забезпечує формування файлу, що містить список параметрів моделі елемента конкретного типоміналу у відповідності до визначеної структури та вимог вхідної мови МАЕС-П.

Запропонована архітектура комплексу дозволяє забезпечити ефективну та надійну роботу всіх блоків, що входять в ПМКІ ПМ, а також контроль коректності даних на кожному етапі роботи. При цьому комплекс залишається простим в використанні і відповідає всім вимогам.

Як свідчить проведений аналіз існуючих операційних систем (ОС), на теперішній час набула широкого поширення в світі операційна система Microsoft Windows[®].

Microsoft Windows[®] - це сучасна, багатозадачна ОС з графічним інтуїтивно зрозумілим інтерфейсом, який максимально полегшує взаємодію користувача з прикладними програмами. Тому вона була обрана як базова система для розробки ПМКІ ПМ.

Як інструментальний засіб для розробки вибрано Borland Delphi V2.0, який дозволяє найбільш повно реалізувати вимоги до ПМКІ ПМ та забезпечує об'єктно-орієнтований підхід до розробки програм з використанням таких функцій як наслідування, інкапсуляція, поліморфізм, що значно спрощує розробку, відладку і, особливо, подальшу модернізацію та доповнення програм.

Розроблено зручний сучасний графічний інтерфейс програми, який дозволяє користувачу зосередитися на

вирішенні поставлених задач та аналізі отриманих результатів. Інтерфейс програми містить стандартні елементи керування, що надаються Delphi (компоненти): багаторівневі меню, робочі та діалогові вікна, панелі інструментів, кнопки, текстові поля, графічні об'єкти та інші. Крім того, розроблено елементи, які доповнено специфічними властивостями. Інтерактивне графічне середовище побудовано з використанням принципу багато-віконного інтерфейсу, коли кожне вікно в програмі належить окремому блоку та надає користувачу свій набір функцій. У роботі програми використовуються наступні типи робочих вікон:

- головне меню програми;
- вікно введення і коректування інформації для усереднених значень вхідних даних;
- вікно введення і коректування інформації для інтервальних значень вхідних даних;
- вікно перегляду структурних схем елементів;
- вікно роботи з базою даних;
- вікно перегляду вмісту бази даних;
- вікно пошуку елемента в базі даних;
- вікно звіту;
- вікно вибору моделі і відповідного елемента конкретного типоміналу;
- вікно відображення результатів розрахунку;
- вікно розрахунку параметрів віток елементів, з повною інформацією по даному елементу (вхідні дані, результати розрахунку параметрів, комплексна фізико-топологічна модель елемента, структурна схема);
- вікно довідкової інформації по програмному комплексу;
- вікно майстра взаємодії з МАЕС-П.

Розроблено інформаційне забезпечення ПМКІ ПМ для компактного представлення даних та зручної роботи з ними. Для зберігання даних в ПМКІ ПМ було вибрано реляційні таблиці. Серед реляційних таблиць для реалізації бази даних було вибрано таблиці Paradox, оскільки вони, у порівнянні з іншими, мають більш широкі можливості по представленню даних (17 типів даних).

Розроблено лінгвістичне забезпечення програмного комплексу, яке дозволяє ефективно реалізовувати функції по перетворенню даних до формату вхідних файлів підсистеми МАЕС-П. Для експорту даних з полів БД ПМКІ ПМ в формат вхідних файлів підсистеми МАЕС-П розроблено мову опису правил і методів перетворення даних. В основу мови закладено дескрипторний синтаксис. Мова описів дозволяє задавати інформацію про місце розташування вихідних даних і їх тип, а також вигляд, до якого їх необхідно перетворити.

Таким чином, програмно-методичний комплекс реалізує повний набір алгоритмічних засобів розрахунку параметрів моделей елементної бази МЕА. У програмному комплексі передбачено можливість подальшого розширення набору математичних моделей елементів, методик розрахунку їх параметрів, а також приладів різних типоміналів. Комплекс надає можливість різного представлення результатів роботи (виведення на екран, виведення на друк, збереження в БД, експорт в підсистему МАЕС-П), а також їх інтерпретації.

Розроблений ПМКІ ПМ призначений для роботи в операційних середовищах, сумісних з ядром Win32: Windows 95, Windows 98, Windows NT. Для нормальної роботи програми необхідно 8Mb оперативної пам'яті (рекомендовано 16Mb), процесор 80486 або вище, SVGA монітор, маніпулятор миша. Для інсталяції програми необхідно приблизно 8Mb вільного дискового простору для повної установки і біля 5Mb для подальшої роботи. При мінімальній інсталяції, для установки програми досить 5Mb дискового простору.

Розроблений ПМКІ ПМ дозволяє ефективно та точно розрахувати необхідні параметри моделей елементів, суттєво розширити інформаційне забезпечення сучасних САПР МЕА, значно знизити терміни та вартість ідентифікації параметрів моделей, що сприятиме підвищенню ефективності робіт на ранніх етапах проектування мікроелектронної апаратури[6].

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Пархоменко А.В., Коновальчук А.С. Комплексне моделювання електричних і теплових процесів у напівпровідникових приладах // Комп'ютерні системи проектування. Теорія і практика. Вісник ДУ "Львівська політехніка".- № 327.-Львів, 1998.- С.241-245.
2. Коновальчук А.С., Пархоменко А.В. Розроблення методики ідентифікації первинних параметрів комплексних фізико-топологічних моделей елементної бази МЕА // Комп'ютерні системи проектування. Теорія і практика. Вісник ДУ "Львівська політехніка" .- № 327.-Львів, 1998.- С.256-260.
3. Пархоменко А.В., Коновальчук А.С. Ідентифікація параметрів фізико-топологічної моделі напівпровідникового діода // Матеріали Міжнародної НТК, присвяченої 150-річчю ДУ "Львівська політехніка" "Сучасні проблеми автоматизованої розробки і виробництва радіоелектронних засобів та підготовки інженерних кадрів" Ч.1.- Львів,1994.- С.71-74.
4. Пархоменко А.В. Ідентифікація первинних параметрів фізико-топологічної моделі МДП-транзистора // Тези доповідей 4-ої НТК "Досвід розробки та застосування приладотехнологічних САПР мікроелектроніки". - Львів, 1997.-С.140.
5. Коновальчук А.С., Пархоменко А.В. Ідентифікація моделі транзистора на основі фізико-технологічних параметрів. - Техніка, економіка. Межотраслевої науко-технічний збірник, Серія: "Автоматизація проектування", вып.1-2,М.: ВИМИ,1995.-С.37-45.
6. Пархоменко А.В. Программно-методический комплекс идентификации параметров моделей элементной базы МЭА // Материалы НМК "Методологические проблемы качества обучения и обучения качеству".-Харьков,1997.-С.67.

Надійшла 22.04.98

УДК 621.317.725:38

К ВЫБОРУ НОРМИРУЕМЫХ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВОЛЬТМЕТРОВ ДЕЙСТВУЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

А. А. Петрищев

Рассмотрена оценка погрешности измерений напряжения по метрологическим характеристикам, нормируемым у электронных вольтметров действующего напряжения. Показано, что для достоверной оценки погрешности при измерениях спектрально насыщенных сигналов необходимо дополнительно нормировать функцию совместного влияния на показания вольтметров частоты повторения, коэффициента амплитуды сигнала и выходного сопротивления объекта измерений.

Розглянута оцінка похибки вимірювання напруги за метрологічними характеристиками, які нормуються у електронних вольтметрів діючої напруги. Показано, що для вірогідної оцінки похибки при вимірюваннях спектрально-насичених сигналів потрібно додатково нормувати функцію спільного впливу на показання вольтметрів частоти повтору, коефіцієнта амплітуди сигналу і вихідного опору об'єкта вимірювань.

The evaluation of an error of measurements of voltage on metrology to performances rationed at electronic voltmeters of the acting voltage is considered. Is shown, that for an authentic evaluation of an error for want of measurements is spectral of the saturated signals it is necessary in addition to ration function of joint influence on the indications of voltmeters of frequency of a recurring, peak factor of a signal and target resistance of object of measurements.

Согласно [1] выбор метрологических характеристик (МХ) средств измерений (СИ) и форм их нормирования преследует единственную цель - сообщить потребителю сведения о свойствах используемых им СИ. Потребитель, имея эти МХ и зная условия и режимы работы СИ, в каждом конкретном случае может оценить погрешность результатов измерений.

Поэтому ГОСТ 22261-82 требует, чтобы производитель средств электрических измерений выбирал МХ таким образом, чтобы потребитель мог ими воспользоваться для оценки погрешности измерений. Более того, как [1], так и ГОСТ 14014-82, распространяющийся на цифровые приборы, требует, чтобы производитель СИ приводил в нормативно-технической документации (НТД) не только МХ, но и методику оценки по ним погрешности измерений в реальных условиях эксплуатации.

Анализ НТД на электронные вольтметры действующего напряжения (ЭВ ДН) показывает, что сведения о тех свойствах ЭВ, которые искажают измеряемый сигнал, сообщаются через следующие МХ [2]:

пределы допускаемой погрешности в нормальной и рабочих областях частот (рис.1);

пределы допускаемой погрешности в нормальной и рабочей областях значений коэффициента амплитуды Ка (рис. 2);

значения параметров входной цепи ЭВ - входного сопротивления и его допускаемого отклонения - $R_{вх} \pm \Delta R_{вх}$, входной ёмкости и ее допускаемого отклонения - $C_{вх} \pm \Delta C_{вх}$ и ёмкости соединительного кабеля - $C_{каб} \pm \Delta C_{каб}$.



Рисунок 1 - Пределы допускаемой погрешности в рабочих областях частот



Рисунок 2 - Пределы допускаемой погрешности вольтметров в рабочих областях коэффициента амплитуды

Первая МХ включает в себя как погрешность ЭВ в нормальной области частот (или на частоте градуировки), так и погрешность от неравномерности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) ЭВ, т.е. учитывает влияние такого неинформативного параметра входного сигнала, как частота (рис. 3). Следует отметить, что испытание ЭВ на соответствие данной погрешности установленным нормам осуществляется при помощи сигналов синусоидальной формы [2].

Вторая МХ учитывает влияние на погрешность измерений нелинейности амплитудной характеристики ЭВ (рис. 4), под которой понимают изменение отношения

$\frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}}$ в зависимости от $U_{\text{ВХ}}$, т.е. влияние такого параметра входного сигнала, как Ка. Следует отметить, что испытания ЭВ на соответствие данной МХ установленным нормам осуществляется при помощи сигналов несимметричной прямоугольной формы на одной частоте (чаще всего 1000 Гц) [3].



Рисунок 3 - Амплитудно-частотная характеристика масштабнo-преобразовательного тракта вольтметров



Рисунок 4 - Амплитудная характеристика масштабнo-преобразовательного тракта вольтметра

Третья МХ ЭВ необходима для оценки погрешности, возникающей при взаимодействии ЭВ с объектом измерений, и учитывает влияние на показания ЭВ такого неинформативного параметра объекта измерений, как его выходное сопротивление $Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega)$.

Для оценки погрешности измерений напряжения синусоидального входного сигнала используют только первую и третью МХ. Из эквивалентной схемы измерений (рис. 5), справедливой для частот до 3-5 МГц, видно, что коэффициент передачи сигнала от объекта измерений до отсчетного устройства ЭВ

$$K_{\text{общ}}(j\omega) = \frac{U_{\text{ОВ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} = K_{\text{ВХ}}(j\omega) \cdot K_{\text{ЭВ}}(j\omega) \quad (1)$$

где $K_{\text{ВХ}}(j\omega) = \frac{Z_{\text{ВХ}}(j\omega)}{Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega) + Z_{\text{ВХ}}(j\omega)}$ - коэффициент передачи сигнала от объекта измерений к входу ЭВ при подключении последнего к объекту; $K_{\text{ЭВ}}(j\omega)$ - коэффициент передачи масштабнo-преобразовательного тракта ЭВ.

Погрешность измерений, обусловленная неравномер-

ностью коэффициента передачи в полосе частот,

$$\begin{aligned} \delta &= \frac{\partial K_{\text{общ}}}{\partial K_{\text{ВХ}}} \cdot \frac{\Delta K_{\text{ВХ}}}{K_{\text{общ}}} + \frac{\partial K_{\text{общ}}}{\partial K_{\text{ЭВ}}} \cdot \frac{\Delta K_{\text{ВХ}}}{K_{\text{общ}}} = \\ &= \delta K_{\text{ВХ}} + \delta K_{\text{ЭВ}} = \delta_{\text{ВЗ}} + \delta_{\text{ЭВ}}, \end{aligned} \quad (2)$$

т.е. ее можно определить как сумму относительной погрешности взаимодействия и относительной погрешности ЭВ на заданной частоте.



Рисунок 5 - Эквивалентная схема измерений напряжения: $K_{\text{ВХ}}(j\omega)$ - передаточная характеристика входной цепи вольтметра; $K_{\text{ЭВ}}(j\omega)$ - передаточная характеристика масштабнo-преобразовательного тракта вольтметра

Если при градуировке ЭВ учитывалось значение емкостной составляющей входа ЭВ ($C_{\text{каб}} + C_{\text{ВХ}}$), как это предусмотрено в калибраторах В1-21, В1-29, а выходное сопротивление объекта измерений является чисто активным, то систематическая составляющая погрешности взаимодействия в соответствии с законом Ома

$$\delta_{\text{ВЗ}}^c = -\frac{100}{1 - \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}} \sqrt{1 - R_{\text{ВХ}}^2 \omega^2 (C_{\text{каб}} + C_{\text{ВХ}})^2}}} \% , \text{ где } \omega = 2\pi F. \quad (3)$$

Случайную составляющую погрешности взаимодействия, обусловленную разбросом значений $R_{\text{ВЫХ}}$, $R_{\text{ВХ}}$, $C_{\text{каб}}$, $C_{\text{ВХ}}$ при равновероятном распределении значений в полях допусков, можно оценить по выражению

$$\begin{aligned} \delta_{\text{ВЗ}}^0 &= \pm \left[\frac{100 R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВХ}} \sqrt{1+a} + R_{\text{ВЫХ}}(1+a)} \times \right. \\ &\times \left. \sqrt{\delta R_{\text{ВХ}}^2 + \delta R_{\text{ВЫХ}}^2 (1+a)^2 + \frac{a^2}{(C_{\text{каб}} + C_{\text{ВХ}})^2} (\Delta C_{\text{каб}}^2 + \Delta C_{\text{ВХ}}^2)} \right] \% , \quad (4) \end{aligned}$$

$$\text{где } a = \omega^2 R_{\text{ВХ}}^2 (C_{\text{каб}} + C_{\text{ВХ}})^2 .$$

При условии $a \gg 1$, что обычно соответствует частотам свыше 10 кГц, выражение (4) упрощается:

$$\begin{aligned} \delta_{\text{ВЗ}}^0 &= \pm \frac{100 \omega R_{\text{ВЫХ}}}{1 + \omega R_{\text{ВЫХ}} (C_{\text{каб}} + C_{\text{ВХ}})} \times \\ &\times \sqrt{(\delta R_{\text{ВЫХ}})^2 + (C_{\text{каб}} + C_{\text{ВХ}})^2 + (\Delta C_{\text{ВХ}})^2 + (\Delta C_{\text{каб}})^2} . \quad (5) \end{aligned}$$

При условии $R_{\text{ВЫХ}} = 75 \text{ Ом} \pm 10 \text{ Ом}$; $R_{\text{ВХ}} = (5 \pm 1) \text{ МОм}$; $C_{\text{ВХ}} = (45 \pm 4) \text{ пФ}$; $C_{\text{каб}} = (80 \pm 16) \text{ пФ}$; $F = 10 \text{ МГц}$ оценка составляющих погрешности взаимодействия по выражениям (3) и (5) дает следующие значения: $\delta_{\text{ВЗ}}^c = -37 \%$; $\delta_{\text{ВЗ}}^0 = \pm 7,5 \%$. После введения в результат измерений по-

правки на $\delta_{вз}^c$, общая погрешность измерений (при условии равномерного распределения ее составляющих и отсутствии дополнительных погрешностей от температуры, электромагнитных помех и т.п.) составит:

$$\delta_{общ} = R \sqrt{\delta_{вз}^{02} + \delta_{эв}^2} = \pm 9,4\% (P=0,95),$$

где $\delta_{эв}$ - погрешность ЭВ на заданной частоте (рис. 1).

Таким образом, при синусоидальном входном сигнале задача оценки погрешности измерений в конкретных условиях применения ЭВ по существующим МХ решается однозначно. Однако, одним из достоинств ЭВ ДН является то, что они предназначены для измерений напряжения сигналов с произвольной формой сигнала. Как в этом случае оценить погрешность измерений по имеющимся МХ?

Можно показать, что погрешность, обусловленная линейными (частотными) искажениями входного спектрально насыщенного сигнала при $\delta < 10\%$ описывается выражением

$$\delta_{д}^{сл} \cong \frac{\sum_{n=1}^{\infty} |S(jn\omega_1)|^2 \cdot [|K_{вх}(jn\omega_1)|^2 \cdot |K_{эв}(jn\omega_1)|^2 - 1]}{2 \sum_{n=1}^{\infty} |S(jn\omega_1)|^2}, \quad (6)$$

где $|S(jn\omega_1)|$ - модуль дискретного спектра периодического сигнала; $|K(jn\omega_1)|$ - модуль комплексных коэффициентов передачи соединительного тракта и масштабно-преобразовательного тракта ЭВ. Анализ данного выражения приводит к следующим выводам.

Во-первых, погрешность измерений, обусловленная линейными искажениями входного спектрально насыщенного сигнала, не может быть определена раздельной оценкой ее составляющих, обусловленных параметрами входной цепи ЭВ и неравномерностью АЧХ ЭВ, и их дальнейшим суммированием, как это имеет место для синусоидального сигнала в соответствии с выражением (2), поскольку произведение коэффициентов передач $K_{вх}$ и $K_{эв}$ входит под знак суммы всех гармонических составляющих спектра.

Во-вторых, оценка погрешности по выражению (6), с одной стороны, требует знания дискретного спектра входного сигнала, а, с другой стороны, требует применения ЭВМ, значительных затрат времени, и под силу не каждому пользователю ЭВ.

В-третьих, если верхняя граница рабочей области частот ЭВ превышает 3-5 МГц, необходимо учитывать распределенный характер соединительного кабеля ЭВ, что

значительно усложняет выражение для $|K_{вх}(j\omega)|$ и оценку погрешности [4].

Поэтому представляется целесообразным нормы на погрешность ЭВ при измерениях сигналов любых форм устанавливать в виде поля допускаемых значений (граничных функций влияния) в области одновременного изменения влияющих параметров F и $R_{вх}$. Подобный подход соответствует п. 3.8 и п. 3.10 ГОСТ 8.009-84 [1].

Оценка погрешности измерений при наличии таких норм предельно упрощается: зная F и $R_{вх}$ потребитель ЭВ по граничным функциям влияния оценивает погрешность $\delta_{гр1_{max}}$ и $\delta_{гр1_{min}}$, их среднее арифметическое учитывает в виде поправки к показаниям ЭВ, а пределы отклонений погрешности от среднего арифметического дают случайную составляющую погрешности по множеству форм входных сигналов.

Строгое решение задачи по выбору форм сигналов, которые бы при прочих одинаковых параметрах - действующем напряжении U_d , частоте повторения F и коэффициенте амплитуды K_a - вызвали бы наибольшее и наименьшее значения погрешности, представляет собой отдельную задачу. Однако, исходя из общих соображений, высказанных ранее в [4], можно предположить, что в верхней части рабочей области частот ЭВ граничные функции влияния будут соответствовать периодическим сигналам таких форм, у которых часть спектра, выходящая за верхнюю границу полосы пропускания ЭВ, убывает с ростом частот гармоник наиболее медленно и наиболее быстро. Этим условиям удовлетворяют сигналы прямоугольной формы и радиоимпульсные сигналы с синусоидальным заполнением [5, 6].

При реализации данного подхода следует, однако, учитывать то, что, при измерениях напряжения сигналов с большим значением K_a , ЭВ необходимо рассматривать как систему распределенных нелинейно-инерционных звеньев. Для такой системы погрешность измерений нельзя определить как сумму погрешностей, обусловленных линейными и нелинейными искажениями входного сигнала и определенных раздельным испытанием ЭВ по каждому фактору (F и K_a). Поэтому, например, фирма *Fluke* нормы на погрешность ЭВ типа 8840А установила в виде таблицы по двухфакторной области значений K_a и F .

На рис. 6...8 представлены результаты экспериментального определения погрешности ЭВ типа ВЗ-57 в трехмерном пространстве с использованием двухполярных сигналов симметричной прямоугольной формы (—□□□—). Анализ данных результатов подтверждает тезис о взаимном влиянии F , K_a и $R_{вх}$ на погрешность измерений.



Рисунок 6 - Функция частоты повторения сигналов на показания вольтметра ВЗ-57 при различных значениях K_a ($R_{\text{вых}} = 50 \text{ Ом}$, эксперимент)



Рисунок 7 - Функция влияния коэффициента амплитуды сигналов на показания вольтметра ВЗ-57 при различных значениях частоты сигналов ($R_{\text{вых}} = 50 \text{ Ом}$, эксперимент)



Рисунок 8 - Функция влияния выходного сопротивления источника сигналов на показания вольтметра ВЗ-57 при различных значениях K_a ($f = 100 \text{ кГц}$, эксперимент)

Таким образом, поскольку в диапазоне изменений неинформативных параметров спектрально насыщенных сигналов проявляется взаимосвязь между F и K_a и F и $R_{\text{вых}}$ в их совместном влиянии на погрешность ЭВ, решение задачи по оценке погрешности измерений напряжения достигается только при нормировании граничных функций одновременного влияния всех трех параметров - F , K_a и $R_{\text{вых}}$ на погрешность ЭВ.

Для уменьшения объема испытаний ЭВ при определении погрешности в рабочих областях значений F , K_a , $R_{\text{вых}}$ могут быть использованы методы теории планирования эксперимента, а граничные функции влияния при этом могут быть выражены в виде рациональных функций второго порядка вида [7]:

$$\delta_{\text{гр}} = a_0 + a_1 K_a + a_2 F + a_3 R_{\text{вых}} + a_{12} K_a F + a_{13} K_a R_{\text{вых}} + a_{23} F R_{\text{вых}} + a_{11} K_a^2 + a_{22} F^2 + a_{33} R_{\text{вых}}^2,$$

где a_i , a_{il} , a_{ii} - постоянные величины, с дальнейшей табличной, графической или упрощенной аналитической интерпретацией.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Нормирование и использование метрологических характеристик средств измерений. Нормативно-технические документы. - М.: Стандарты, 1988, - 152с.
2. Вольтметр ВКЗ-64. Технические условия. - Таллин, 1988.
3. Волгин Л.И. Поверка электронных вольтметров на допустимое значение коэффициента амплитуды или усреднения // Измерительная техника. - 1970. - №3. - с. 65-66.
4. Петрищев А.А. Колосов В.И. Об оценке погрешности рассогласования при измерениях напряжения сигналов сложных форм // Повышение конкурентоспособности радиоэлектронной аппаратуры: Опыт, результаты, проблемы: Сб. статей / Под ред. Л.И. Волгина. - Таллин: Валгус, 1988. - Вып. 5. - с. 66-73.
5. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. - М.: Радио и связь, 1986. - 512с.
6. Сидоров В.А. Методы оценки погрешности от формы кривой при измерении среднеквадратического и средневыпрямленного значений переменных напряжений // Методы и средства измерения, преобразования и обработки информации. - Таллин: АН ЭССР, 1987. - с. 67-78.
7. Дубровин В.И., Колосов В.И., Петрищев А.А., Салимонова Н.П. Применение теории планирования эксперимента при проведении испытаний вольтметров СКН // Теория и проектирование электронных вольтметров и средств их проверки: Тез. докл. первой секции респ. научн. - техн. конф. "применение микропроцессоров в народном хозяйстве" - Таллин: НТО-РЭС им. А.С. Попова, 1988. - с. 50-51.

Надійшла 13.05.98

УДК 621.314.13

АНАЛІЗ ТА ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ТРАНЗИСТОРНИХ ІНВЕРТОРІВ ІНВАРІАНТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

В. С. Смирнов, В. М. Терновий

В роботі розробтан метод аналізу транзисторних інверторів інваріантних преобразователів електроенергії з трапецеїдальною формою вихідного напруги.

В роботі розроблений метод аналізу транзисторних інверторів інваріантних перетворювачів електроенергії з трапецеїдною формою вихідної напруги.

This work deals with the method of analysis transistor invertors of invariant transformers of electrical energy.

Розвиток сучасних технологічних процесів постійно потребує створення спеціальних типів джерел вторинного електроживлення, в тому числі інваріантних напівпровідникових перетворювачів. Останнім часом найбільше розповсюдження отримали транзисторні інвертори напруги, інвертори струму, резонансні та квазірезонансні інвертори. Проте, використання цих джерел має цілу низку значних обмежень, пов'язаних з принципом їх функціонування. Так, наприклад, інвертор напруги стає непрацездатним в режимах, котрі близькі до режиму короткого замикання, які сприймаються інвертором як аварія. Відомо також, що у інвертора струму, здатного працювати на коротке замикання, форма вихідної напруги змінюється в залежності від струму навантаження. Це суттєво звужує царину його використання. Широке впровадження резонансних інверторів стримується тим, що режим їх функціонування сильно залежить від параметрів навантаження, змінення яких може призвести не тільки до погіршення параметрів вихідної напруги, а й до значних змін режимів роботи елементів схеми та інвертора в цілому. Застосування різних схемотехнічних варіантів, націлених на зменшення впливу зазначених недоліків, повною мірою не вилучає останні, проте спричиняє нові та призводить до значного ускладнення схеми. Наприклад, використання в інверторі напруги тиристорно-транзисторних ключів підвищує навантажувальну спроможність, але не дозволяє такому інвертору

працювати на коротке замикання. Підключення індуктивно-ємнісного перетворювача в діагональ змінного струму інвертора дає можливість працювати в режимах короткого замикання, але режим неробочого ходу в такому випадку буде сприйнятий як коротке замикання, бо індуктивно-ємнісний перетворювач стає послідовним резонансним контуром. У зв'язку з усім наведеним найбільш перспективним є використання інвертора з трапецеїдною формою вихідної напруги, в якому повинно забезпечуватись формування безпечної траєкторії переключення силового транзистора в широких межах зміни навантаження.

На рис.1 представлений інвертор напруги трапецеїдної форми, що виконаний по напівмостовій схемі на силових транзисторах VT1 та VT2,

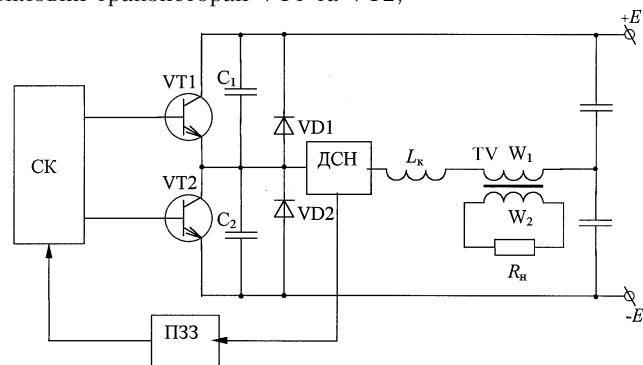


Рисунок 1

зашунтованих зворотними діодами VD1 та VD2, з трансформаторним виходом. Конденсатори C_1 , C_2 та індуктивність L_k виконують функцію комутування. Регулювання моментів відкриття та закриття силових транзисторів здійснюється за допомогою системи керування (СК). Для отримання інформації про струми навантаження в діагональ змінного струму інвертора послідовно

з комутуючим дроселем та первинною обмоткою вихідного трансформатора TV ввімкнутий давач струму навантаження (ДСН), сигнал з якого через підсилювач зворотного зв'язку (ПЗЗ) надходить до СК. Система керування в залежності від величини струму навантаження здійснює регулювання затримки часового положення переднього фронту відкриваючого сигналу на проміжку півперіода напруги. Так, при неробочому ході та малому струмі в колі навантаження, коли перезаряд комутуючих конденсаторів чиниться впродовж тривалого часу, затримка відкриваючого сигналу максимальна і майже дорівнює тривалості півперіода вихідної напруги. В режимі короткого замикання комутуючі конденсатори швидко перезаряджаються тільки через індуктивність комутуючого дроселя L_k . При цьому затримка моменту вимкнення силового транзистора стає мінімальною. Завдяки такому принципу дії, вмикання силових транзисторів завжди чиниться при нульових, а вимкання - при малих значеннях напруги на них, що значно зменшує динамічні втрати та забезпечує формування безпечної траєкторії їх перемикання. Крім того, такий інвертор має високу електромагнітну сумісність за рахунок малих перешкод при перемиканні комутуючих елементів. При наявності в діагоналі змінного струму інвертора вихідного трансформатора аналіз електромагнітних процесів суттєво ускладнюється. Процес перезаряду комутуючих конденсаторів проходить у схемі другого порядку. Зведена схема заміщення трансформатора з однією вихідною обмоткою має вигляд, який показано на рис.2. Точками a і b позначене місце підключення інвертора, праворуч від точок c та b показано власне схему заміщення зведеного трансформатора, де R_k і L_k - активний опір та індуктивність комутуючого дроселя, R_1, R_2 - активні опори первинної та вторинної обмоток трансформатора, L_{s1}, L_{s2} - індуктивності розсіяння цих обмоток; M - взаємна індуктивність двох обмоток; R_H - активний опір навантаження інвертора; n - коефіцієнт трансформації.

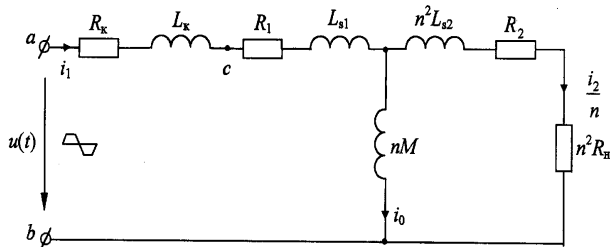


Рисунок 2

Обчислення цих величин здійснюється відповідно до виважів :

$$L_{s1} = L_1 - nM, L_{s2} = L_2 - \frac{M}{n}, M = K\sqrt{L_1 L_2}, n = \frac{w_1}{w_2},$$

де в свою чергу L_1 - власна індуктивність первинної обмотки; L_2 - власна індуктивність вторинної обмотки; K - коефіцієнт магнітного зв'язку обмоток; w_1, w_2 - числа витків обмоток трансформатора. Трансформатор вважаємо лінійним, що не має магнітних втрат. Також будемо вважати відсутніми індуктивність розсіяння вторинної обмотки та її активний опір, оскільки здебільшого трансформатор вторинних джерел є понижуючим і має малі втрати у вихідній обмотці. Індуктивність розсіяння первинної обмотки та її активний опір можна об'єднати з відповідними параметрами комутуючого дроселя, таким чином маємо схему (рис.3), де

$$R_{k1} = R_k + R_1, L_{k1} = L_k + L_{s1}, L_M = nM, R_H' = n^2 R_H.$$

Перехідні процеси в цій схемі мають другий порядок, а при підключенні комутуючого конденсатора - третій. При діючій функції вхідної напруги у формі трапеції аналіз перехідних процесів стає дуже складним.

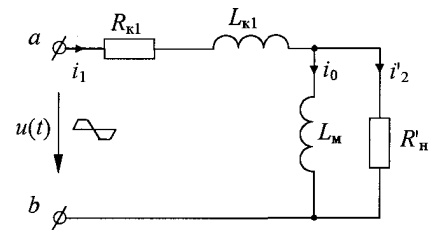


Рисунок 3

У зв'язку з цим пропонується використовувати одноконтуру схему заміщення трансформатора, яка дає можливість знизити порядок схеми для процесу перезаряду конденсаторів до другого, а для процесу вимкнення транзистора - до першого. В цьому випадку паралельне з'єднання L_M та R_H' перетворюється на послідовне, як це зображено на рис.4, де

$$R_{BH} = \frac{\omega_p^2 M^2}{R_H^2 + \omega_p^2 L_2^2} \cdot R_H; L_{BH} = \frac{R_H^2}{R_H^2 + \omega_p^2 L_2^2} \cdot nM; \omega_p -$$

кругова робоча частота.

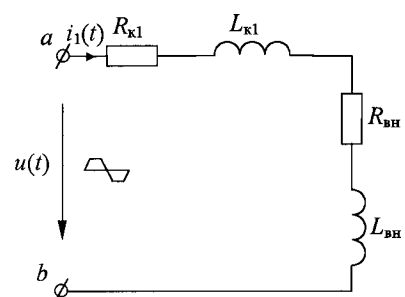


Рисунок 4

Параметри $R_{\text{вн}}$ та $L_{\text{вн}}$ називаються внесеними та обчислюються по першій гармоніці вихідної напруги інвертора $\omega_p = 2\pi f_p$.

Аналіз електромагнітних процесів в цій схемі при дії періодичної несинусоїдної функції проводимо методом знаходження в замкнутій формі усталеної реакції кола. В нашому випадку вихідна напруга інвертора має форму трапеції, причому час перезаряду конденсаторів (комутації) є початково невідомим. Це є головною проблемою всього аналізу, вирішення якої дає можливість вивести усі потрібні співвідношення. Таким чином, враховуючи усі наші припущення, в діагоналі змінного струму інвертора маємо послідовне з'єднання двох еквівалентних елементів

$$R = R_k + R_1 + \frac{\omega_p^2 M^2}{R_H^2 + \omega_p^2 L_2^2} \cdot R_H, \quad (1)$$

$$L = L_k + L_1 - nM + \frac{R_H^2}{R_H^2 + \omega_p^2 L_2^2} \cdot nM. \quad (2)$$

На вхід схеми подається напруга $u(t)$ у вигляді трапеції, амплітуда якої дорівнює половині величини джерела постійної електрорушійної сили (ЕРС) (рис.5).

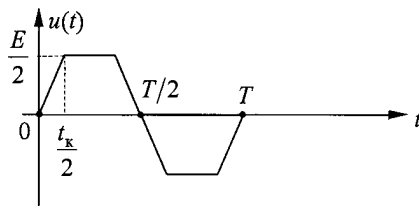


Рисунок 5

Перший період цієї напруги може бути записаний за допомогою лінійних функцій та теорем запізнення у вигляді

$$u(t) = \frac{E}{t_k} t - \frac{E}{t_k} \left(t - \frac{t_k}{2} \right) - \frac{E}{t_k} \left(t - \left(\frac{T}{2} - \frac{t_k}{2} \right) \right) + \frac{E}{t_k} \left(t - \left(\frac{T}{2} + \frac{t_k}{2} \right) \right) + \frac{E}{t_k} \left(t - \left(T - \frac{t_k}{2} \right) \right) - \frac{E}{t_k} (t - T). \quad (3)$$

Якщо перший період діючої періодичної функції (що дорівнює нулю при $t < 0$) має зображення згідно перетворенню Лапласа $U_1(p)$, то зображення всієї періодичної функції-оригіналу буде

$$U(p) = U_1(p)(1 + e^{-pT} + e^{-2pT} + \dots) = \frac{U_1(p)}{1 - e^{-pT}}. \quad (4)$$

Для функції $U_1(p)$ зображення першого періоду має вигляд

$$U_1(p) = \frac{E}{t_k p^2} \left(1 - e^{-\frac{p t_k}{2}} - e^{-\frac{p T}{2}} \cdot e^{-\frac{p t_k}{2}} + e^{-\frac{p T}{2}} \cdot e^{-\frac{p t_k}{2}} + e^{-pT} \cdot e^{-\frac{p t_k}{2}} - e^{-pT} \right), \quad (5)$$

зображення всієї функції

$$U(p) = \frac{E}{t_k p^2} \times \frac{1 - e^{-\frac{p t_k}{2}} - e^{-\frac{p T}{2}} \cdot e^{-\frac{p t_k}{2}} + e^{-\frac{p T}{2}} \cdot e^{-\frac{p t_k}{2}} + e^{-pT} \cdot e^{-\frac{p t_k}{2}} - e^{-pT}}{1 - e^{-pT}}. \quad (6)$$

Передаточна функція схеми за Лапласом

$$Y(p) = \frac{1}{R + pL} = \frac{1/L}{p + R/L}. \quad (7)$$

Повну реакцію схеми на періодичну функцію-оригінал можна отримати як суму лишків функції

$$\frac{U_1(p)}{1 - e^{-pT}} Y(p) \cdot e^{pT}. \quad (8)$$

Усталена реакція схеми дорівнює сумі лишків відносно полюсів діючої функції, а вільна реакція сумі лишків відносно полюсів передаточної функції $Y(p)$. Знаходити усталену реакцію схеми безпосередньо за зображенням (8) недоцільно тому, що число полюсів діючої функції нескінченно. Вільна же реакція схеми визначається сумою обмеженого числа доданків тому, що число полюсів передаточної функції $Y(p)$ також обмежено. Для нашої схеми число полюсів передаточної функції $Y(p)$ дорівнює одному $p = -\frac{R}{L}$, тому вільна складова струму інвертора

$$i_B(t) =$$

$$= \text{Res}_{t_k} \frac{E}{t_k} \cdot \frac{1 + e^{-\frac{p T}{2}} - e^{-\frac{p t_k}{2}} - e^{-\frac{p T}{2}} \cdot e^{-\frac{p t_k}{2}}}{p^2 \left(1 + e^{-\frac{p T}{2}} \right)} \cdot \frac{1/L}{p + R/L} \cdot e^{pT} = \frac{EL}{t_k R} \cdot \frac{1 + e^{-\frac{RT}{2L}} - e^{-\frac{R t_k}{2L}} - e^{-\frac{RT}{2L}} \cdot e^{-\frac{R t_k}{2L}}}{1 + e^{-\frac{RT}{2L}}} \cdot e^{-\frac{R}{L} t}. \quad (9)$$

Якщо із повної реакції схеми відняти вільну, то знайдемо усталену реакцію схеми. В цьому разі для першого періоду повна реакція схеми на функцію $U(p)$ не відрізняється від реакції на функцію $U_1(p)$ і тому знаходиться по зображенню $U_1(p)Y(p)$. Зображення струму інвертора в першому періоді

$$I(p) = U_1(p)Y(p) = \frac{E}{t_k p^2} \times \frac{1 - e^{-\frac{p t_k}{2}} - e^{-\frac{p T}{2}} \cdot e^{-\frac{p t_k}{2}} + e^{-\frac{p T}{2}} \cdot e^{-\frac{p t_k}{2}} + e^{-p T} \cdot e^{-\frac{p t_k}{2}} - e^{-p T}}{L \left(p + \frac{R}{L} \right)} \quad (10)$$

Ця функція має простий полюс $p_1 = R/L$, та полюс другого порядку $p_2 = 0$. На проміжку $(0 \leq t \leq t_k/2)$ приймається до уваги тільки перший доданок чисельника тому, що інші відносяться до наступних інтервалів часу. З урахуванням цього маємо зображення струму інвертора

$$I_1(p) = \frac{E}{t_k L p^2 \left(p + \frac{R}{L} \right)} \quad (11)$$

Перехідний струм на інтервалі $(0 \leq t \leq t_k/2)$:

$$i_1(t) = \frac{EL}{t_k R^2} \left(e^{-\frac{R}{L} t} + \frac{R}{L} t - 1 \right) \quad (12)$$

Усталена реакція на першому інтервалі

$$i_{уст1}(t) = i_1(t) - i_B(t) = \frac{EL}{t_k R^2} \left(\frac{R}{L} t - 1 + e^{-\frac{R t_k}{2L} + e^{-\frac{R t_k}{2L}} \cdot \frac{RT}{2L}} \cdot e^{-\frac{R}{L} t} \right) \quad (13)$$

Перехідний струм на другому інтервалі $(t_k/2 \leq t \leq (T/2 - t_k/2))$

$$i_2(t) = i_1(t) - i_1\left(t - \frac{t_k}{2}\right) = \frac{EL}{t_k R^2} \left[\frac{R t_k}{2L} + \left(1 - e^{-\frac{R t_k}{2L}} \right) \cdot e^{-\frac{R}{L} t} \right] \quad (13a)$$

Усталена реакція на другому інтервалі

$$i_{уст2}(t) = i_2(t) - i_B(t) = \frac{E}{2R} - \frac{2EL}{t_k R^2} \cdot \frac{sh \frac{R t_k}{2L}}{\frac{RT}{2L}} \cdot e^{-\frac{R}{L} t} \quad (14)$$

Перехідний струм інвертора на третьому інтервалі $(T/2 - t_k/2) \leq t \leq T/2$

$$i_3(t) = i_1(t) - i_1\left(t - \frac{t_k}{2}\right) - i_1\left(t - \left(\frac{T}{2} - \frac{t_k}{2}\right)\right) = \frac{EL}{t_k R^2} \left[-\frac{R}{L} t + \frac{RT}{2L} + 1 \left(1 - e^{-\frac{R t_k}{2L}} - e^{-\frac{RT}{2L}} \cdot e^{-\frac{R t_k}{2L}} \right) \cdot e^{-\frac{R}{L} t} \right] \quad (15)$$

Усталений струм на третьому інтервалі

$$i_{уст3}(t) = \frac{EL}{t_k R^2} \left[-\frac{R}{L} t + \frac{RT}{2L} + 1 - \frac{e^{-\frac{R t_k}{2L}} - e^{-\frac{RT}{2L}} \cdot e^{-\frac{R t_k}{2L}}}{1 + e^{-\frac{RT}{2L}}} \cdot e^{-\frac{R}{L} t} \right] \quad (16)$$

Момент вмикання ключового транзистора інвертора співпадає з початком процесу перезаряду комутуючих конденсаторів. Оскільки струм індуктивності не може змінюватися стрибком в будь-який момент, струм транзистора повинен дорівнювати в цей момент струму індуктивної діагоналі інвертора $i(0)$.

Значення цього струму може бути обчислене з (16) для $t = (T/2 - t_k/2)$

$$i_{уст3}\left(\frac{T}{2} - \frac{t_k}{2}\right) = \frac{E}{2R} + \frac{EL}{t_k R^2} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{R t_k}{L}}}{1 + e^{-\frac{RT}{2L}}} = i(0) \quad (17)$$

Знайти невідоме значення t_k з цього рівняння неможливо, тому необхідно розглянути процес перезаряду конденсаторів схеми та визначити його початкові умови. З цією метою розглянемо коло комутації для моменту виключення одного з силових транзисторів інвертору (рис.6), наприклад, VT1.

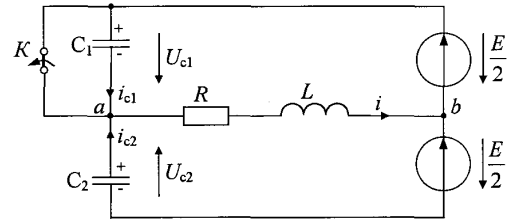


Рисунок 6

На схемі позначені напрями струмів та напруг, при яких будуть виведені всі потрібні співвідношення. Ключ К моделює замкнутий транзистор VT1, який в момент $t = 0$ вмикається, і з цього моменту починається процес перезаряду конденсаторів. З початкових умов відомими є напруги на конденсаторах $U_{c1}(0) = 0$, $U_{c2}(0) = -E$ та напруга діагоналі змінного струму $U_{ab} = E/2$. Невідомими є струми $i(0)$, $i_{c1}(0)$ та $i_{c2}(0)$. Якщо конденсатори мають однакові величини, як це і є в напівмостовій схемі інвертора, то мають місце співвідношення

$$i(0) = 2i_{c1}(0) = 2i_{c2}(0), \quad i_{c1}(0) = i_{c2}(0)$$

Примушувані значення струмів та напруг

$$i_{пр} = i_{c1пр} = i_{c2пр} = 0, \quad U_{c1пр} = \frac{E}{2}, \quad U_{c2пр} = -\frac{E}{2}$$

Перехідні значення напруги та струму на першому конденсаторі

$$U_{c1}(t) = \frac{E}{2} + Ae^{-\delta t} \cdot \sin(\omega_k t + \psi), \quad (18)$$

$$i_{c1}(t) = Ce^{-\delta t} A \omega_k \cos(\omega_k t + \psi) - C \delta e^{-\delta t} A \sin(\omega_k t + \psi),$$

на другому конденсаторі

$$U_{c2}(t) = -\frac{E}{2} + Ae^{-\delta t} \cdot \sin(\omega_k t + \psi), \quad (19)$$

$$i_{c2}(t) = Ce^{-\delta t} A \omega_k \cos(\omega_k t + \psi) - C \delta e^{-\delta t} A \sin(\omega_k t + \psi),$$

$$\text{де } C = C_1 = C_2, \quad \delta = \frac{R}{2L}, \quad \omega_k = \sqrt{\frac{1}{2LC} - \frac{R^2}{4L^2}}.$$

Невідомі A та ψ можна знайти, якщо ввести початкові умови та перейти до моменту часу $t=0$

$$U_{c2}(0) = -\frac{E}{2} + A \sin \psi = -E, \quad (20)$$

$$i_{c2}(0) = CA \omega_k \cos \psi - CA \sin \psi = \frac{i(0)}{2},$$

$$\text{звідки } A = \frac{E}{2 \sin \psi}, \quad \psi = \arctg \frac{-E \omega_k C}{-E \delta C + i(0)}. \quad (21)$$

Обчислити вирази (21) неможливо, доки не буде знайдено значення $i(0)$, тому з (20) виведемо цю залежність, враховуючи (21)

$$i(0) = -\frac{CE \omega_k}{tg \psi} + CE \delta. \quad (22)$$

Раніше було знайдено вираз значення цього струму із загального процесу (17), тому порівняємо їх, отже

$$\frac{E}{2R} + \frac{EL \left(1 - e^{-\frac{Rt_k}{L}}\right)}{t_k R^2 \left(1 + e^{-\frac{RT}{2L}}\right)} = CE \delta - \frac{CE \omega_k}{tg \psi}, \quad (23)$$

звідки

$$t_k = \frac{1 - e^{-\frac{Rt_k}{L}}}{\delta \left(1 + e^{-\frac{RT}{2L}}\right) \cdot \left(\frac{R^2}{2\rho^2} - \frac{2\omega_k CR}{tg \psi} - 1\right)}, \quad (24)$$

де $\rho = \sqrt{L/(2C)}$ - хвильовий опір контуру комутації, $Q = \rho/R$ - добротність коливного контуру. На рис.7 показано напруги на обох конденсаторах, вільна складова

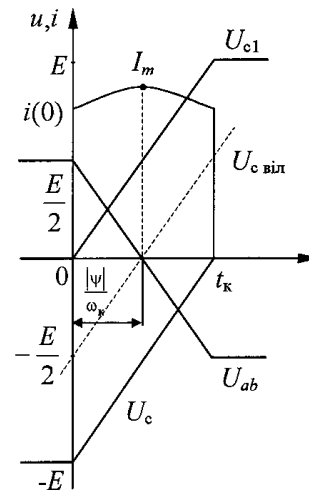


Рисунок 7

цих напруг (пунктиром), та напруга і струм діагоналі інвертора. Форми струмів конденсаторів однакові і вдвічі менше струму діагоналі інвертора. Максимального значення ці струми досягають в момент, коли вільна складова напруги на конденсаторах u_c вільно проходить через нуль.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Авдеев В. В., Костиков В. Г., Новожилов А. М., Чистяков В. И. Функциональные устройства систем электропитания наземной РЭА. Под редакцией Костикова В. Г. - М: Радио и связь, 1990-192 с.
2. Алексанян А. А., Бальях Р. Х., Сиверс М. А. и др. Мощные транзисторные устройства повышенной частоты. - Л: Энергоатомиздат, Ленинградское отделение, 1989-176 с.
3. Атабеков Г. И. Основы теории цепей. - М. - Л: Энергия, Учебник для вузов. - М.: Энергия, 1969-424 с.
4. Бас А. А., Милвзоров В. П., Мусолин А. К. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом. - М.: Радио и связь, 1987-160с.
5. Волков И. В., Смолянский И. И. Асимметричные режимы работы индуктивно-емкостных преобразователей. - Киев: Наукова думка, 1976-176с.
6. В'ячеслав Терновий, Вадим Святненко. Комп'ютерний аналіз спеціальних типів джерел живлення сучасних технологій. Тези 1-ої міжнародної науково-технічної конференції "Математичне моделювання в електротехніці й електроенергетиці". - Україна, Львів, 1995, с.172-173.
7. Сенько В.И., Терновой В.М., Святненко В.А. Инвертор напряжения, заявка на патент Украины, №95062721, приоритет 8.06.95.
8. Трубицин К.В., Смирнов В.С. Структурно-инвариантные преобразователи электромеханических комплексов //Вестник Харьковского государственного политехнического университета, 1998. - Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика, с.295-296.

Надійшла 09.03.99

УДК 681.5.001:621.3.049.75

МНОГОКРИТЕРИАЛЬНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПЕЧАТНОГО МОНТАЖА

Э. И. Ткачев, С. К. Корниенко

Рассматриваются вопросы многокритериальной оптимизации процесса проектирования печатного монтажа. Показывается влияние отдельных этапов проектирования на качество изделия в целом. Производится оценка качественных и количественных характеристик объекта проектирования. Приводится обоснование целевых функций автоматизированного проектирования. Рассматриваются вопросы организации трассировки печатных соединений.

Розглядаються питання багатокритеріальної оптимізації процесу проектування друкованого монтажу. Показується вплив окремих етапів проектування на якість виробу в цілому. Робиться оцінка якісних та кількісних характеристик об'єкту проектування. Наводиться обґрунтування цільових функцій автоматизованого проектування. Розглядаються питання організації трасування друкованих з'єднань.

Questions of multicriteria optimizing printed montage designing process are examined. Separate stages of designing influence on quality of manufacture as a whole is shown. Evaluation of designing object qualitative and quantitative references is made. Computer aided design purpose functions basis is given. Questions of printed connections routing organization are examined.

Задача проектирования печатного монтажа традиционно считается одной из наиболее сложных и решается путем последовательного выполнения этапов компоновки, размещения и трассировки. Выполнение этих этапов в едином цикле проектирования невозможно. Причиной этого является большая размерность задачи, связанная с необходимостью учета большого количества всевозможных критериев и ограничений, а также различный характер алгоритмов, реализующих указан-

ные этапы. Если компоновка и размещение выполняются с помощью последовательных и итерационных алгоритмов, то синтез топологии печатного монтажа представлен, как правило, алгоритмами последовательного типа.

Опыт последних лет проектирования радиоэлектронных средств с использованием САПР показывает необходимость обобщения накопленных знаний в вопросах качественных характеристик проектируемых устройств, а также показателей качества решения отдельных задач в общем цикле конструкторского проектирования.

Показатели качества решения задач проектирования будем рассматривать в двух аспектах:

- обобщенные показатели оценки качества решенной задачи и возможность их использования для сравнительной оценки проектирования объектов различной сложности одним или различными методами;
- частные показатели качества решения отдельных этапов решаемой задачи с учетом конкретных ограничений конструктивно-технологического характера реального проектирования.

Рассмотрим пути решения задачи многокритериальной оптимизации на отдельных этапах процесса проектирования печатного монтажа. При автоматизированном проектировании на каждом шаге итерации вычисляется целевая функция, являющаяся математическим аналогом показателя качества (или их совокупности). При этом из множества возможных выбирается вариант, имеющий оптимальное значение целевой функции при заданных

ограничениях.

Поскольку при проектировании печатного монтажа необходимо учитывать множество критериев, зачастую противоречивых, эта задача относится к классу задач многокритериальной оптимизации, или задач оптимизации по комплексу показателей качества.

Если оптимизация по одному из критериев не приводит к ухудшению других показателей качества, то такие критерии будем называть согласованными. Например, при проектировании цифровых устройств необходимо добиться максимального значения их импульсной помехоустойчивости (первый критерий оптимизации). Задачей реального проектирования является минимизация самого длинного проводника (второй критерий оптимизации). Данные два критерия являются согласованными, так как уменьшение длины проводника приводит к уменьшению числа пересечений проводников, расположенных на разных сторонах печатного узла (уменьшение емкостных наводок). С другой стороны, при этом снижается вероятность близко расположенных и параллельно идущих длинных проводников (уменьшение индуктивной наводки). В целом уменьшение длины проводников приводит к уменьшению взаимных электромагнитных наводок, снижению вероятности ложных переключений (сбоев) цифровых устройств, а в итоге - к увеличению импульсной помехоустойчивости этих устройств.

Приведенный пример указывает на то, что многокритериальная оптимизация по согласованным критериям не требует поиска главного показателя качества на любом этапе решения задачи проектирования. То есть оптимизация топологии (взаимное расположение проводников) и некоторого геометрического параметра (максимальной длины проводника) согласованно приводит к оптимизации другого критерия (импульсной помехоустойчивости), максимум которого необходимо получить.

Если оптимизация по одному критерию многокритериальной оптимизации не дает однозначной оптимизации по другим критериям, то такие критерии являются несогласованными. В таких случаях можно использовать различные стратегии решения задачи:

- решать задачи оптимизации по каждому критерию отдельно, а затем методом частичных уступок найти решение, в котором каждый критерий находился бы в заданном интервале допустимых значений [1];

- решать общую задачу оптимизации по всем критериям одновременно, используя весовые коэффициенты различных критериев оптимизации, полученные методами экспертных оценок для каждого конкретного этапа проектирования.

Примером несогласованных критериев многокритериальной оптимизации решения задачи является получение такого размещения конструктивных элементов (КЭ) на монтажно-коммутационном пространстве (МКП), при котором:

- геометрия и длина проводников позволяют быстро и качественно решить задачу трассировки (топологический критерий оптимизации);

- взаимное расположение конструктивных элементов позволяет создать виброустойчивую конструкцию ПУ (механический критерий оптимизации);

- взаимное расположение теплонагруженных КЭ позволяет создать равномерное тепловое поле ПУ с допустимыми тепловыми характеристиками (тепловой критерий оптимизации).

Процесс размещения элементов является итерационным процессом, в ходе которого на каждом шаге необходимо решать две основные задачи: выбор элемента-претендента и выбор позиции отображения элемента на МКП.

Поскольку размещение является этапом, предшествующим трассировке, его необходимо выполнять так, чтобы, во-первых, удовлетворялись общие критерии проектирования, а во-вторых, создавались соответствующие условия для проведения последующей трассировки. Основным критерием размещения являются топологические параметры: геометрия и длина соединений. Улучшение этих параметров достигается, как известно, таким размещением элементов, при котором рядом располагаются наиболее связанные элементы.

Выбор элемента-претендента может производиться, например, по абсолютной или относительной связности с ранее размещенными элементами. Однако целевые функции, использующие эти критерии, страдают определенной нечувствительностью. Поэтому предлагается для выбора элемента-претендента использовать интегральную функцию связности, учитывающую:

- относительную связность элементов;
- относительную мощность образов;
- относительный размер цепи.

Формализацию показателей качества будем осуществлять применительно к модели элементного комплекса $Q = (X, E)$ [2].

Перед выполнением размещения все элементы необходимо отсортировать по интегральной функции связности:

$$F^Q(x_i) = K_\Gamma \cdot K_{CB} \cdot \sum K_{Ei} \quad (1)$$

где K_Γ - коэффициент относительной мощности образа элемента $x_i \in X$ на множестве элементов сортировки для модели $Q = (X, E)$;

K_{CB} - коэффициент относительной связности образа элемента $x_i \in X$ на множестве элементов сортировки для модели $Q = (X, E)$;

K_{Ei} - коэффициент относительного размера цепи $E_i \subset E$ элемента $x_i \in X$ на множестве элементов сортиро-

вки для модели $Q = (X, E)$.

В процессе размещения выбор элементов-претендентов осуществляется в соответствии с этим упорядоченным списком. Сортировка элементов по коэффициенту K_{Ei} позволяет не только повысить быстродействие алгоритма размещения, поскольку отпадает необходимость формирования на каждом шаге множества элементов-претендентов, но также учитывать помимо топологических параметров требования помехоустойчивости и теплового баланса. Учет последних требований достигается принудительным "разнесением" элементов в списке, что автоматически приводит к раздвижке элементов на коммутационном поле.

Этап выбора позиции отображения КЭ также позволяет кроме топологического показателя качества учитывать и другие параметры проектируемого печатного узла. Например, если известна проектная ситуация данного шага размещения, то возможно определение характеристики позиции отображения КЭ по механическим и тепловым показателям качества. Механический параметр позиции отображения элемента с учетом ранее размещенных элементов и способов крепления печатного узла характеризуется показателем жесткости этой позиции при внешних воздействиях: вибрациях, ударах и ускорениях.

Каждый из множества анализируемых элементов x_i имеет свои геометрические и массовые характеристики. В техническом задании на проектируемый печатный узел, как правило, задаются способы установки и крепления КЭ, что позволяет сделать расчет уровня частоты колебаний в месте установки КЭ как функцию, определяемую жесткостью позиции (K_g - коэффициент жесткости позиции) и массы элемента (K_m - коэффициент массы КЭ). Таким образом, механический показатель качества моделируется частотой вибраций в позиции отображения КЭ. Обобщенный вид целевой функции механического показателя качества имеет вид:

$$W_v = f(K_g, K_m), \quad (2)$$

где K_g - коэффициент учета геометрических размеров позиции отображения элемента $x_i \in X$ модели $Q = (X, E)$; K_m - коэффициент учета массо-габаритных характеристик отображения элемента $x_i \in X$ модели $Q = (X, E)$; W_v - круговая частота с размерностью рад/сек.

В таком виде целевая функция не может быть использована в обобщенном функционале цены назначения элемента $x_i \in X$ в позицию $p_j \in P$, т.к. топологическая часть имеет безразмерный характер. Если заведомо известно, какая максимальная частота W_{max} будет воздействовать на проектируемый печатный узел, то механическая часть конструкции целевой функции цены назначения КЭ в позицию КП будет иметь следующий вид:

$$F(x_i^m) = \frac{W_v}{W_{max}}, \quad (3)$$

где W_{max} - максимально допустимая круговая частота, определенная техническим заданием на проектируемый печатный узел.

Так как при размещении элемента необходимо искать позицию с минимальным значением $F(x_i^m)$, то в обобщенной целевой функции поиска оптимальной позиции размещения КЭ функционал (3) следует помещать в знаменатель целевой функции. Таким образом, конструкция обобщенной целевой функции по двум показателям качества имеет вид:

$$F_2^j(x_i) = \max \frac{F_{x_i}^{P_j}}{F(x_i^m)}, \quad (4)$$

где $F_{x_i}^{P_j}$ - асимметрия характеристического ряда распределения лингвистических переменных, максимальное значение которой ищется на множестве анализируемых позиций P_a ; $F(x_i^m)$ - относительное значение частоты вибраций, минимум которой ищется на множестве анализируемых позиций P_a .

Тепловой показатель позиции отображения КЭ следует рассматривать в двух аспектах. С одной стороны, это теплонагруженность позиции, определяемая как совокупность суммарного теплового воздействия на позицию ранее размещенных элементов с учетом их расстояния от данной позиции и выделяемой ими тепловой мощности. С другой стороны, КЭ отображения $x_i \in X$ имеет свои тепловые характеристики (выделяемую тепловую мощность, чувствительность к внешнему тепловому воздействию).

Тогда целевая функция теплового показателя качества имеет вид:

$$F(x_i^t) = (F_t^{P_j} + F_t^{x_i}), (\text{град } C^\circ), \quad (5)$$

где $F_t^{P_j} = \frac{\sum_{k=1}^{|x_p|} F_t^{x_k}}{d(x_p, x_k)}$ - теплонагруженность позиции от

ранее размещенных элементов

x_p с учетом их расстояния $d(x_p, x_k)$ от позиции $p_j \in P_a$ (P_a - множество анализируемых позиций) отображаемого элемента $x_i \in X_a$ (X_a - множество анализируемых элементов);

$F_t^{x_i}, F_t^{x_k}$ - тепловая мощность рассеивания КЭ $x_i \in X_a$ и $x_k \in X_p$.

Из технических условий на размещаемый КЭ известно

максимально допустимое тепловое воздействие $F_t^{x_i \max}$, что позволяет также сделать безразмерной функцию (5), которая будет иметь вид:

$$F(x_i^t) = \frac{F_t^j + F_t^{x_i}}{F_t^{x_i \max}} \quad (6)$$

Знаменатель формулы (6) является константой для рассматриваемого элемента отображения, а числитель - изменяющийся параметр, величина которого зависит от позиции отображения элемента $p_j \in P_a$. При размещении необходимо стремиться к уменьшению значения формулы (6), поэтому в обобщенную целевую функцию поиска позиции отображения элемента $x_i \in X_a$ его следует использовать как множитель знаменателя формулы (5). Тогда целевая функция поиска позиции по трем критериям оптимизации будет иметь вид:

$$F_3^j(x_i) = \max \frac{F_t^j}{F(x_i^m) \cdot F(x_i^t)} \quad (7)$$

Если механический или тепловой параметр являются нечувствительными на данном шаге размещения, то их следует принимать равными единице, что автоматически исключает их влияние на получаемое значение в формуле (7).

Таким образом, на этапе размещения элементов проводится оптимизация проектных решений по критериям помехоустойчивости, тепловым и механическим воздействиям. Однако, если оптимизация по последним двум параметрам носит окончательный характер, поскольку элементы-источники тепловых воздействий и элементы-приемники разнесены относительно друг друга по МКП, а элементы, критичные с точки зрения механики, размещены в "зонах безопасности", то вопросы помехоустойчивости требуют своего дальнейшего развития.

На заключительном этапе проектирования печатного монтажа, этапе трассировки, производится оптимизация как по топологическим критериям печатного монтажа (технологические параметры и ограничения), так и окончательная оптимизация по критерию помехоустойчивости. Это достигается рациональной организацией процесса трассировки [3,4]. При этом в рамках единого процесса топологического проектирования выделяются отдельные взаимосвязанные этапы, оптимизация выполнения которых позволяет оптимизировать итоговые проектные решения. С этой целью используются проектные процедуры динамического ранжирования и выбора оптимального маршрута проектирования.

Целью динамического ранжирования (ДР) является такое оптимальное упорядочивание цепей, при котором для каждой цепи обеспечиваются достаточные трассировочные ресурсы и, в то же время, сводится к минимуму уменьшение топологических ресурсов для последующих цепей.

дующих цепей.

На каждом шаге трассировки из множества непро- трассированных цепей (фрагментов цепей) формируется подмножество цепей $E_k = \{e_i\}$, предназначенное для трассировки на k-ом шаге. Целевая функция ДР (условие выбора i-ой цепи) описывается функционалом

$$F_i = \text{opt}(K_{\Sigma i}, Z_i, T_{ij}, P_{ij}) \quad (8)$$

где $K_{\Sigma i}$ - комплексный показатель качества цепи;

Z_i - средняя загруженность области трассировки i-ой цепи;

T_{ij} - степень топологической несовместимости цепей;

P_{ij} - коэффициент совместимости цепей по помехоустойчивости.

$$K_{\Sigma} = \sum_{m=1}^n a_m K_m \quad ,$$

где K_m - частные показатели качества, учитывающие метрические параметры цепи;

a_m - весовые коэффициенты, определяемые степенью плотности монтажа $K_{\text{ПМ}}$.

$$K_{\text{ПМ}} = \frac{\sum_{j=1}^{K_{\text{сл}}} S_{\text{эф}j}}{L_{\Sigma}} \quad ,$$

где $K_{\text{сл}}$ - количество слоев печатного монтажа; L_{Σ} - ориентировочная суммарная длина цепей; $S_{\text{эф}j}$ - подмножество свободных дискретов j-го слоя печатного узла.

$$Z_i = \frac{\sum_{p=1}^{|D_i|} P(A^p)}{|D_i|} \quad ,$$

где $P(A^p)$ - вероятность использования p-го дискрета;

D_i - множество дискретов области трассировки i-ой цепи.

$$T_{ij} = \frac{|D_i \cap D_j|}{\min\{|D_i|, |D_j|\}} \quad ,$$

где D_i, D_j - множества дискретов областей трассировки конфликтующих цепей.

Коэффициент P_{ij} определяет степень конфликтности цепей по критерию помехоустойчивости и может принимать значения в диапазоне (0...1). Это значение определяется на основе экспертных оценок и задается в техническом задании.

Условиями включения анализируемого соединения в

формуемое подмножество E_k являются:

- минимум комплексного показателя качества K_{Σ} ;
- минимум перекрытия его другими цепями подмножества E_k ;
- максимум среднего значения загруженности области трассировки данной цепи;
- минимум коэффициента конфликтности цепей P_{ij} .

Таким образом, приоритет получают соединения, имеющие наименьшие трассировочные ресурсы и находящиеся на потенциально наиболее перегруженных участках МКП. После трассировки соединений подмножества E_k производится пересчет загруженности задействованных областей трассировки.

Динамическое ранжирование соединений позволяет повысить качество проектирования печатного монтажа за счет увеличения числа разведенных соединений, получения более простой конфигурации печатных проводников, более равномерной загрузки МКП, а также предварительного учета требований помехоустойчивости еще до этапа непосредственной трассировки соединений.

В процессе трассировки подмножества цепей E_k для каждой цепи (фрагмента цепи) производится анализ складывающейся проектной ситуации и из имеющейся библиотеки программ, реализующих различные алгоритмы трассировки, выбирается программа, реализующая

наиболее эффективный для данной проектной ситуации алгоритм. При этом в процессе трассировки за счет параметрической адаптации производится окончательное решение вопроса оптимизации по критерию помехоустойчивости.

Таким образом, использование многокритериальной оптимизации в сквозном цикле проектирования печатного монтажа позволяет повысить эффективность процесса проектирования и качество получаемых проектных решений.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Кофанов Ю.Н., Цилинский В.Я. Принципы управления проектированием изделий электронной техники // Машинное моделирование и обеспечение надежности электронных устройств : Тез. докл. науч.-техн. конф. - Бердянск, 1993. - С.6.
2. Руденко Т.А., Ткачев Э.И., Кришук В.Н. Дискретная математическая модель при решении задач многокритериальной оптимизации проектирования печатных узлов РЭС // Досвід розробки та застосування приладо-технологічних САПР мікроелектроніки: Тези доповідей науково-технічної конференції. - Львів, 1997. - С.156.
3. Тарасов Ю.И., Корниенко С.К. Подсистема трассировки ИСАПР РЭС // Теория и практика обеспечения надежности и качества радиоэлектронных средств: Сборник научных трудов. - К.: УМК ВО, 1992. - С. 56-61.
4. Корниенко С.К., Кришук В.Н. Самоорганизация процесса трассировки в интегрированной САПР РЭА // САПР в машиностроении : Тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. сем. - Ульяновск, 1991. - с.62.

Надійшла 11.03.98

УДК 621.314.12.001.5

ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЖИМУ ЗНИЖЕННЯ НАПРУГИ ОДНОПОЛЯРНОГО ІМПУЛЬСНОГО РЕГУЛЯТОРА

В. Д. Флора

Получены соотношения для расчета среднего напряжения и размаха пульсаций нагрузочного тока с учетом параметров источника и нагрузки.

Одержані співвідношення для розрахунку середньої напруги й розмаху пульсацій навантажувального струму з урахуванням параметрів джерела й навантаження.

The relations for calculation of the mean voltage and amplitude of the load current pulsation with consideration of source and load parameters were obtained.

Радиоэлектронні пристрої досить часто доводиться жити від нерегульованих джерел енергії: акумуляторних батарей, сонячних, паливних, ядерних та інших елементів. Тому виникає проблема, особливо при керуванні виконавчими двигунами постійного струму, плавного регулювання середньої напруги джерела. Одним із засобів такого регулювання є імпульсний регулятор.

Аналізуючи процеси у імпульсному регуляторі, для

спрощення міркувань вводяться такі припущення.

1. Процеси в схемі комутатора не впливають на форму й величину струмів та напруг у навантаженні.
2. Напівпровідникові прилади в схемі комутатора безінерційні ідеальні, тобто перемикання відбувається миттєво, опір увімкненого комутатора нульовий, а вимкненого - нескінченний.
3. На протязі періоду комутації в розрахункових схемах індуктивності $L_i = const$, для електродвигуна (навантаження) магнітний потік $\Phi = const$, швидкість обертання $n = const$, ЕРС машини $E = const$.
4. З будь-яким навантаженням вхідна напруга $U = const$.
5. Струми навантаження безперервні.

Розрахунковою вважаємо схему, яку подано на рисунку 1. Для цієї схеми, користуючись методом енергетич-

ного балансу [1], можна записати:

$$W_{max} - W_{min} = \Delta W, \quad (1)$$

де максимальна та мінімальна електромагнітні енергії, накопичені в індуктивності навантаження

$$W_{max} = \frac{L_H I_{H \max}^2}{2}, \quad (2)$$

$$W_{min} = \frac{L_H I_{H \min}^2}{2}, \quad (3)$$

приріст енергії споживача

$$\Delta W = (U_{cp} I_{Hcp} + I_{нд} R_H) T_p, \quad (4)$$

L_H, R_H - індуктивність та опір навантаження,

T_p - час розряду накопиченої енергії (пауза),

$I_{H \max}, I_{H \min}, I_{нд}, I_{Hcp}$ - струми навантаження максимальний, мінімальний, діючий та середній.

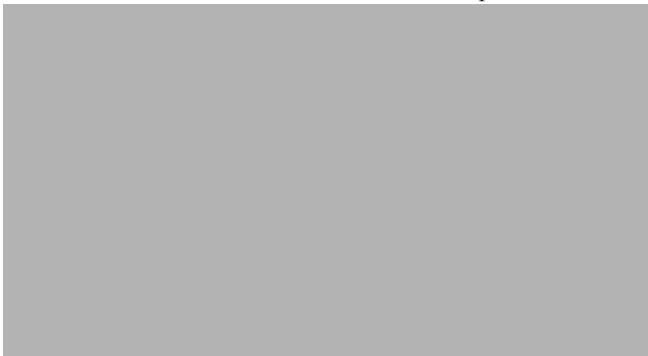


Рисунок 1 - Розрахункова схема в режимі зниження напруги з однополярним імпульсним регулятором

Користуючись методом еквівалентної синусоїди [2], для діючого струму можна записати з урахуванням розмаху пульсацій струму ΔI_H

$$I_{нд} = \sqrt{I_{Hcp}^2 + \frac{\Delta I_H^2}{12}} = I_{Hcp} \sqrt{1 + \frac{\Delta I_H^2}{12 I_{Hcp}^2}}, \quad (5)$$

на межі безперервності струму

$$\frac{\Delta I_H}{I_{Hcp}} = 2, \quad (6)$$

якщо врахувати (6) у формулі (5), то $I_{нд} = 1,155 I_{Hcp}$,

тобто, якщо замість діючого струму $I_{нд}$ враховувати середній струм I_{Hcp} , то навіть у найгіршому випадку (на межі безперервності струму) похибка становить приблизно 15.5%. Тому формулу (4) у подальшому враховуємо у вигляді

$$\Delta W = (U_{cp} I_{Hcp} + I_{Hcp}^2 R_H) T_p = (U_{cp} + I_{Hcp} R_H) I_{Hcp} T_p. \quad (7)$$

Враховуючи у рівнянні (1) формули (2), (3), (7) і співвідношення

$$I_{H \max} = I_{Hcp} + \frac{\Delta I_H}{2}, \quad (8)$$

$$I_{H \min} = I_{Hcp} - \frac{\Delta I_H}{2}, \quad (9)$$

одержимо:

$$\Delta I_H = \frac{(U_{cp} + I_{Hcp} R_H) T_p}{L_H}. \quad (10)$$

З іншого боку, міркуючи аналогічно, для проміжку часу $0 \leq t \leq T_{нк}$ ($T_{нк}$ час накопичення енергії - імпульс):

$$\Delta I_H = \frac{(U - U_{cp} + R_{\Sigma} I_{Hcp}) T_{нк}}{L_{\Sigma}}, \quad (11)$$

де

$$R_{\Sigma} = R_{дж} + R_H, \quad (12)$$

$$L_{\Sigma} = L_{дж} + L_H, \quad (13)$$

$L_{дж}, R_{дж}, L_H, R_H$ - відповідно індуктивності та опори джерела та навантаження.

Оскільки формули (10), (11) визначають одну й ту ж величину, порівнюємо їх та враховуємо (12), (13). Тоді після перетворень та враховуючи те, що

$$T_{нк} = \frac{\alpha}{f}, \quad (14)$$

$$T_p = \frac{1 - \alpha}{f}, \quad (15)$$

де α - коефіцієнт заповнення, одержимо

$$U_{cp} = \frac{U + \left\{ R_{дж} + R_H \left[1 - \left(1 + \frac{L_{дж}}{L_H} \right) \frac{1 - \alpha}{\alpha} \right] \right\} I_{Hcp}}{1 + \left(1 + \frac{L_{дж}}{L_H} \right) \cdot \frac{1 - \alpha}{\alpha}}. \quad (16)$$

Середній струм навантаження I_{Hcp} визначається із співвідношень:

$$M_c = M_{cp} = C_M \Phi I_{Hcp}, \quad (17)$$

$$I_{Hcp} = \frac{M_c}{C_M \Phi}, \quad (18)$$

де Φ - магнітний потік збудження двигуна,

M_c, M_{cp} - статичний та середній моменти на валу двигуна,

C_M - машинна стала.

Тоді з формули (16) після перетворень:

$$U_{cp} = \frac{U \alpha + \left\{ R_{дж} \alpha + R_H \left[\alpha - \left(1 + \frac{L_{дж}}{L_H} \right) (1 - \alpha) \right] \right\} I_{Hcp}}{\alpha + \left(1 + \frac{L_{дж}}{L_H} \right) \cdot (1 - \alpha)}. \quad (19)$$

Якщо $\alpha = 0$, то $I_{Hcp} = 0$, і тоді при $0 \leq \alpha \leq 1$ середня напруга

$$0 \leq U_{cp} \leq U, \quad (20)$$

а з формули (10)

$$\Delta I_H = \frac{(U_{cp} + R_H I_{Hcp})(1 - \alpha)}{L_H f}. \quad (21)$$

Із загальних формул (19), (21) можна отримати низ-

ку формул для різних окремих випадків, коли $R_{дж} = 0$, або $L_{дж} = 0$ і т.д., зокрема, якщо $R_i = 0$, $L_{дж} = 0$, то

$$U_{cp} = U\alpha, \quad (22)$$

$$\Delta M_H = \frac{U\alpha(1-\alpha)}{L_H f}. \quad (23)$$

Формулу (22) для цього випадку можна ще отримати, як

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^{T_H} U dt = U\alpha, \quad (24)$$

а формулу (23) - за методикою [1].

Отже, в результаті досліджень отримано співвідношення для розрахунку середньої напруги навантаження та розмаху пульсацій струму з урахуванням параметрів джерела та навантаження.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Флора В.Д. Використання рівнянь енергетичного балансу при розрахунках усталених режимів імпульсних регуляторів. Електричний журнал, №1, 1998, с.15-22.
2. Электрические аппараты на тиристорах. Ю.С.Коробков, В.Д.Флора /Ред. Ю.С.Коробков. - М.:МЭИ, 1985. - 72с.

Надійшла 03.03.98
Після доробки 04.09.98

УДК 621.396.6.671.4

АЛГОРИТМЫ ОПТИМИЗАЦИИ КОНСТРУКЦИЙ РЭС, ПОДВЕРЖЕННЫХ МЕХАНИЧЕСКИМ ВОЗДЕЙСТВИЯМ

А. С. Шалумов

В работе предложены алгоритмы оптимизации конструкций радиоэлектронных средств при снижении массы в рамках разработанного метода оптимального проектирования конструкций, подверженных механическим воздействиям. Метод отличается новым видом целевой функции, представляющей собой интегральное отклонение механических характеристик от их допустимых значений с учетом случайного характера разброса параметров, и возможностью снижения массы конструкции при обеспечении механических характеристик.

In work the algorithms of optimization of designs of radioelectric means are offered at decrease of weight within the framework of the developed method of optimum designing of designs, subject to mechanical influences. The method differs by a new kind of criterion function representing an integrated deviation of mechanical testimonials from of their allowable meanings in view of casual character of disorder of parameters, and opportunity of decrease of weight of a design at maintenance of the mechanical characteristics.

Механические воздействия вызывают от 30 до 50% отказов радиоэлектронных средств (РЭС). Подавляющее большинство отказов связано с выходом за пределы, установленные нормативно-технической документацией (НТД), механических характеристик конструкций РЭС - ускорений, перемещений, напряжений, что приводит к нарушению прочности и устойчивости работы аппаратуры при механических воздействиях. Кроме того, к нарушениям прочности часто приводит накопление усталостных повреждений в выводах радиоэлементов (РЭ) и

их разрушение. В связи с этим время до усталостного разрушения выводов РЭ, которое не должно быть меньше суммарной длительности механических воздействий на аппаратуру в условиях эксплуатации, также отнесено в работе к механическим характеристикам.

Задача обеспечения требований НТД по механическим характеристикам усложняется жесткими ограничениями по массе для многих видов бортовых РЭС. Поэтому была поставлена задача в рамках созданного ранее метода оптимального проектирования конструкций РЭС, подверженных механическим воздействиям, [1] разработать также алгоритмы оптимизации типовых конструкций - шкафов, стоек, блоков, печатных узлов.

Целевая функция, предложенная в [1], имеет вид

$$H(\bar{Q}) = \sum_{i=1}^n [y_i^{доп} - k_i(y_i(\bar{Q}) \pm \Delta_i)]^2, \quad (1)$$

где \bar{Q} - вектор варьируемых параметров; n - количество узлов макромодели или количество РЭ, для которых анализируется выходная характеристика; $y_i^{доп}$ - допустимое значение выходной характеристики в i -м узле макромодели (для i -го РЭ); $y_i(\bar{Q})$ - максимальное расчетное значение выходной характеристики объекта в i -м

узле макромодели (для i -го РЭ) в заданном диапазоне времени или частот; Δ_i - рассчитанный допуск на выходную характеристику в i -м узле макромодели (для i -го РЭ); k_i - коэффициент запаса для выходной характеристики в i -м узле макромодели (для i -го РЭ), вводимый разработчиком.

Вид целевой функции (1) получен из следующих соображений. Часто при проектировании параметры конструкции берутся заранее с большими запасами, чтобы наверняка обеспечить требования НТД по механическим характеристикам. Однако эти запасы могут оказаться неоправданно большими, то есть аппаратура может иметь механические характеристики в пределах допустимых и при значительно меньших значениях параметров, влияющих на массу изделия, например толщины стенки блока. Минимизируя целевую функцию (1) путем варьирования выбранных параметров, можно добиться снижения массы конструкции при обеспечении механических характеристик.

Рассмотрим алгоритмы оптимизации типовых конструкций РЭС при снижении массы.

1. *Алгоритм оптимизации печатного узла (ПУ) при снижении массы.*

Выходными характеристиками объекта $y_i(\bar{Q})$ здесь являются ускорения РЭ. Поэтому прежде всего необходимо проверить выполнение ограничений по ускорениям РЭ:

$$a_i^{\text{доп}} - k_i(a_i + \Delta_i) \geq 0,$$

где a_i - расчетное значение ускорения i -го РЭ; $a_i^{\text{доп}}$ - допустимое по ТУ ускорение i -го РЭ.

Так как возможны ситуации, когда при выполнении требований по ускорению не выполняются требования по времени до усталостного разрушения выводов, необходимо ввести в качестве ограничения следующее условие:

$$k_i(t_i - \Delta_i) - t_i^{\text{зад}} \geq 0,$$

где t_i - время до усталостного разрушения выводов i -го РЭ; $t_i^{\text{зад}}$ - суммарная длительность механических воздействий в условиях эксплуатации для i -го РЭ.

Кроме того, необходимо проверить соблюдение требований по перемещению и напряжению участков ПУ. Для этого вводятся еще два ограничения:

$$z_i^{\text{доп}} - k_i(z_i + \Delta_i) \geq 0;$$

$$\sigma_i^{\text{доп}} - k_i(\sigma_i + \Delta_i) \geq 0,$$

где z_i , σ_i - перемещения и напряжения i -го участка ПУ; $z_i^{\text{доп}}$ - допустимое перемещение для i -го участка ПУ; $\sigma_i^{\text{доп}}$ - допустимое напряжение на изгиб для

материала платы.

Необходимо также определиться, какие параметры ПУ будут фиксированными, а какие варьируемыми в процессе оптимизации. Так как разнообразие материалов печатных плат является ограниченным для предприятий, то физико-механические параметры самого материала будем считать фиксированными, а варьировать будем исключительно толщину печатной платы. С уменьшением толщины платы падает жесткость конструкции и одновременно снижается масса. Таким образом, снижая толщину до определенного значения, когда еще выполняются требования по выходным механическим характеристикам, получаем минимальную толщину платы, при которой обеспечиваются механические характеристики конструкции ПУ. Диапазон изменений толщины платы вводится, исходя из возможностей технологии производства печатных плат. Как видим, в данном случае оптимизация представляет собой задачу с одной переменной. Как было определено выше, в таком случае наиболее эффективным методом оптимизации является метод золотого сечения. Сформулируем алгоритм оптимизации ПУ при снижении массы:

1. Задание геометрических и физико-механических параметров ПУ, области допустимых значений толщины, допустимых значений ускорений РЭ и времени до усталостного разрушения выводов, допустимых значений перемещений и напряжений участков ПУ, варианта закрепления ПУ.

2. Формирование целевой функции (1) на основе ускорений РЭ.

3. Формирование обобщенной функции оптимизации на основе целевой функции (1) и ограничений по ускорениям РЭ, времени до усталостного разрушения выводов, перемещений и напряжений участков ПУ. Обобщенная функция $\Phi(\bar{Q}, r_k)$ для безусловной оптимизации строится путем объединения исходной целевой функции $H(\bar{Q})$ и функции штрафа $\theta(\bar{Q}, r_k)$ [2]:

$$\Phi(\bar{Q}, r_k) = H(\bar{Q}) + \theta(\bar{Q}, r_k). \quad (2)$$

Варьируемым параметром принимается толщина платы.

4. Формирование макромодели механических процессов ПУ.

5. Минимизация функции (2) по методу золотого сечения.

6. Если выбор толщины предполагается из стандартного ряда, то берется ближайшее верхнее значение толщины из ряда. Если нет, то считается, что полученное значение толщины дает минимальную массу конструкции ПУ, отвечающей требованиям НТД по механическим характеристикам.

2. *Алгоритм оптимизации блока при снижении массы.*

Выходными характеристиками объекта $y_i(\bar{Q})$ здесь

являются напряжения участков стенок блока. Поэтому прежде всего необходимо проверить выполнение ограничений по напряжениям участков:

$$\sigma_i^{\text{доп}} - k_i(\sigma_i + \Delta_i) \geq 0,$$

где σ_i - расчетное значение напряжения i -го участка стенки блока; $\sigma_i^{\text{доп}}$ - допустимое напряжение i -го участка стенки блока.

Так как возможны ситуации, когда при выполнении требований по напряжению не выполняются требования по допустимым ускорениям в местах крепления ПУ (равно минимальному значению допустимого ускорения РЭ в составе данного ПУ) и допустимым ускорениям РЭ, установленным на стенках блока, необходимо ввести в качестве ограничения следующее условие:

$$a_i^{\text{доп}} - k_i(a_i + \Delta_i) \geq 0,$$

где a_i - расчетное значение ускорения i -го РЭ или ускорение в месте i -го крепления ПУ; $a_i^{\text{доп}}$ - допустимое по ТУ ускорение i -го РЭ или допустимое ускорение в месте i -го крепления ПУ.

Кроме того, необходимо проверить соблюдение требований по перемещению участков стенок блока и времени до усталостного разрушения выводов РЭ, установленных на стенках блока. Для этого вводятся еще два ограничения:

$$z_i^{\text{доп}} - k_i(z_i + \Delta_i) \geq 0;$$

$$k_i(t_i - \Delta_i) - t_i^{\text{зад}} \geq 0,$$

где z_i - расчетное значение перемещения i -го участка стенки блока; $z_i^{\text{доп}}$ - допустимое перемещение i -го участка стенки блока.

Необходимо также определиться, какие параметры блока будут фиксированными, а какие варьируемыми в процессе оптимизации. Так как разнообразие материалов блоков является ограниченным для предприятий, то физико-механические параметры самого материала будем считать фиксированными, а варьировать будем исключительно толщины стенок блока. С уменьшением толщин стенок блока падает жесткость конструкции и одновременно снижается массы. Таким образом, снижая толщины до определенных значений, когда еще выполняются требования по выходным механическим характеристикам, получаем минимальные толщины стенок блока, при которых обеспечиваются механические характеристики конструкции блока. Диапазон изменений толщин стенок блока вводится, исходя из возможностей технологии производства несущих конструкций блоков. Как видим, в данном случае имеем дело с многомерной задачей оптимизации. Как было определено выше, в таком случае наиболее эффективным методом оп-

тимизации является метод Нелдера-Мида. Сформулируем алгоритм оптимизации блока при снижении массы.

1. Задание геометрических и физико-механических параметров блока, области допустимых значений толщин стенок блока, допустимых значений ускорений РЭ, установленных на стенках блока, и времени до усталостного разрушения их выводов, допустимых значений перемещений и напряжений участков стенок блока, допустимых значений ускорений в местах креплений ПУ; задание варианта закрепления блока.

2. Формирование целевой функции (1) на основе напряжений участков стенок блока.

3. Формирование обобщенной функции оптимизации (2) на основе целевой функции (1) и ограничений по ускорениям РЭ, установленным на стенках блока, времени до усталостного разрушения выводов, ускорениям в местах креплений ПУ перемещений и напряжений участков стенок блока. Варьируемыми параметрами принимаются толщины стенок блока.

4. Формирование макромодели механических процессов блока.

5. Минимизация функции (2) по методу Нелдера-Мида.

6. Если выбор толщин предполагается из стандартного ряда, то берутся ближайшие верхние значения толщин из ряда. Если нет, то считается, что полученные значения толщин дают минимальную массу конструкции блока, отвечающей требованиям НТД по механическим характеристикам.

3. Алгоритм оптимизации шкафа (стойки) при снижении массы.

Выходными характеристиками объекта $y_i(\bar{Q})$ здесь являются напряжения участков стенок шкафа и участков стержней каркаса стойки. Поэтому прежде всего необходимо проверить выполнение ограничений по напряжениям участков:

$$\sigma_i^{\text{доп}} - k_i(\sigma_i + \Delta_i) \geq 0.$$

Так как возможны ситуации, когда при выполнении требований по напряжению не выполняются требования по допустимым ускорениям в местах крепления блоков и допустимым ускорениям РЭ (равно минимальному значению допустимого ускорения РЭ в составе данного блока) и допустимым ускорениям РЭ, установленным на стенках шкафа, необходимо ввести в качестве ограничения следующее условие:

$$a_i^{\text{доп}} - k_i(a_i + \Delta_i) \geq 0,$$

где a_i - расчетное значение ускорения i -го РЭ (для шкафа) или ускорение в месте i -го крепления блока; $a_i^{\text{доп}}$ - допустимое по ТУ ускорение i -го РЭ (для шкафа) или допустимое ускорение в месте i -го крепления блока.

Кроме того, необходимо проверить для шкафа соблюдение требований по перемещению участков стенок шка-

фа и времени до усталостного разрушения выводов РЭ, установленных на стенках шкафа, и для стойки - соблюдение требований по перемещению участков стержней каркаса стойки. Для этого вводятся еще два ограничения:

$$z_i^{\text{доп}} - k_i(z_i + \Delta_i) \geq 0;$$

$$k_i(t_i - \Delta_i) - t_i^{\text{зад}} \geq 0,$$

где z_i - расчетное значение перемещения i -го участка стенки шкафа или i -го участка стержня каркаса стойки; $z_i^{\text{доп}}$ - допустимое перемещение i -го участка стенки блока или i -го участка стержня каркаса стойки.

Необходимо также определить, какие параметры шкафа (стойки) будут фиксированными, а какие варьируемыми в процессе оптимизации. Так как разнообразие материалов шкафов (стоек) является ограниченным для предприятий, то физико-механические параметры самого материала будем считать фиксированными, а варьировать будем исключительно толщины стенок шкафа и размеры сечений стержней каркаса стойки. С уменьшением толщины стенки шкафа и размеров сечений стержней каркаса стойки падает жесткость конструкции и одновременно снижается масса. Таким образом, снижая толщины и размеры сечений до определенных значений, когда еще выполняются требования по выходным механическим характеристикам, получаем минимальные толщины стенок шкафа и минимальные размеры сечений стержней каркаса стойки, при которых обеспечиваются механические характеристики конструкций шкафа и стойки. Диапазон изменений толщин стенок шкафа и размеров сечений стержней каркаса стойки вводится исходя из возможностей технологии производства несущих конструкций шкафов и стоек. Как видим, в данном случае имеем дело с многомерной задачей оптимизации. Как было определено выше, в таком случае наиболее эффективным методом оптимизации является метод Нелдера-Мида. Сформулируем алгоритм оптимизации шкафа (стойки) при снижении массы:

1. Задание геометрических и физико-механических параметров шкафа (стойки), области допустимых значений толщин стенок шкафа и размеров сечений стержней каркаса стойки, допустимых значений ускорений РЭ, установленных на стенках шкафа, и времени до усталостного разрушения их выводов, допустимых значений перемещений и напряжений участков шкафа и участков стержней каркаса стойки, допустимых значений ускорений в местах креплений блоков; задание варианта закрепления шкафа (стойки).

2. Формирование целевой функции (1) на основе напряжений участков стенок шкафа и стержней стойки.

3. Формирование обобщенной функции оптимизации (2) на основе целевой функции (1) и ограничений по

ускорениям РЭ, установленных на стенках шкафа, времени до усталостного разрушения выводов, ускорениям в местах креплений блоков, перемещений и напряжений участков стенок шкафа и стержней стойки. Варьируемыми параметрами принимаются толщины стенок шкафа и размеры сечений стержней каркаса стойки.

4. Формирование макромоделей механических процессов шкафа (стойки).

5. Минимизация функции (2) по методу Нелдера-Мида.

6. Если выбор толщин и размеров сечений предполагается из стандартного ряда, то берутся ближайшие верхние значения толщин и размеров сечений из ряда. Если нет, то считается, что полученные значения толщин и размеров сечений дают минимальную массу конструкции шкафа (стойки), отвечающей требованиям НТД по механическим характеристикам.

4. Обобщенный алгоритм оптимального выбора параметров системы виброизоляции.

1. Задание геометрических и физико-механических параметров конструкции, предельных значений выходных характеристик и допустимых значений варьируемых с целью снижения массы параметров; задание варианта закрепления конструкции на виброизоляторах и характеристик виброизоляторов (коэффициентов жесткости k по трем осям, γ_0 и k_{σ}).

2. Формирование целевой функции (1) на основе выходных характеристик, указанных в описанных выше алгоритмах при оптимизации конструкций с целью снижения массы.

3. Формирование обобщенной функции оптимизации (2) на основе целевой функции (1) и ограничений, указанных в описанных выше алгоритмах при оптимизации конструкций с целью снижения массы. Варьируемыми параметрами принимаются только характеристики виброизоляторов.

4. Формирование макромоделей механических процессов в конструкции РЭС на виброизоляторах.

5. Минимизация функции (2) по методу Нелдера-Мида.

6. Если выбор виброизоляторов предполагается из имеющейся номенклатуры, то берутся виброизоляторы со значениями характеристик, наиболее близкими к тем, которые получены из оптимизации. Если нет, то по полученным характеристикам изготавливаются новые виброизоляторы.

Разработанные алгоритмы реализованы в рамках автоматизированной подсистемы комплексного анализа конструкций РЭС на тепловые и сложные механические воздействия АСОНИКА-ТМ. Использование подсистемы в процессе автоматизированного проектирования конструкций РЭС на промышленных предприятиях позволило снизить массу конструкций шкафов, стоек, блоков на 6...23 %, обеспечивая при этом выполнение требований нормативно-технической документации по меха-

ническим характеристикам.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Шалумов А.С., Шалумова Н.А. Метод исследования механических моделей конструкций радиоэлектронных средств при

- решении задачи оптимального проектирования // Информатика-машиностроение. - 1998. Вып.2. - С.6-11.
2. Системы автоматизированного проектирования: В 9 кн. Кн.5. П.К.Кузьмик, В.Б.Маничев. Автоматизация функционального проектирования: Учеб. Пособие для втузов/ Под ред. И.П.Норенкова. - М.: Высшая школа, 1986. - 144с.

Надійшла 10.02.99

УДК 546.28

КЛАСТЕРИЗАЦИЯ МИКРОДЕФЕКТОВ В КРЕМНИИ ПРИ ТЕРМИЧЕСКОМ ОКИСЛЕНИИ

В. П. Шаповалов, В. И. Грядун

Исследована зависимость поверхностной плотности микродефектов в кремнии на границе раздела фаз $Si-SiO_2$ от толщины окисла в диапазоне 0,25-0,5 мкм. Показано, что спад рассматриваемой зависимости при температуре 1000°C на пластинах $n-Si$ с ориентацией поверхности в плоскости (111) обусловлен образованием и ростом кластеров. Предложенная модель позволила рассчитать паритетную толщину оксида кремния для процессов генерации собственных межузельных атомов и вакансий, составившая величину ~ 0,35 мкм. Полученные результаты предлагаются к использованию в электронике для маскирования и защиты поверхности кристаллов кремния.

Досліджена залежність поверхневої густини мікродефектів в кремнії на межі $Si-SiO_2$ від товщини окисної плівки у діапазоні 0,25-0,5 мкм. Показано, що спад розглянутої залежності, одержаної при температурі окислення 1000 °C на пластинках $n-Si$ (111), зумовлений виникненням та ростом кластерів. Запропонована модель, яка дозволяє розрахувати паритетну товщину окисної плівки для процесів генерації міжвузлових атомів і вакансій, яка склала величину ~ 0,35 мкм.

The dependence of area density of microdefects in silicon on the boundary of the unit of phases $Si-SiO_2$ from a thickness of oxide in a range 0.25-0.5 μm is investigated. It is shown, that the recession of considered dependence at the temperature of 1000°C on (111)-orientation surface of the $n-Si$ is stipulated by formation and growth of clusters. The offered model has allowed to calculate a parity thickness of an oxide of silicon for processes of generation of own interstitial atoms and vacancies which have made the mag-

nitude ~ 0.35 μm . The obtained outcomes are offered to use in an electronics engineering for masking and guard of a surface of crystals of silicon.

ВВЕДЕНИЕ

Свойства микродефектов образующихся на начальных стадиях термического окисления кремния на границе раздела фаз $Si-SiO_2$ изучены достаточно подробно [1-3]. Однако для средних толщин диоксида кремния, формируемого в электронике с целью создания технологической маски или защитного покрытия на кристалле в связи с обнаруженной эволюцией вида дефектов и монотонной зависимостью их плотности от толщины слоя окисла [4,5], процессы дефектообразования изучены недостаточно. Настоящие исследования посвящены дальнейшему анализу экспериментальных результатов работы [4], касающихся диапазона толщин диоксида кремния 0,25 - 0,5 мкм, при которых наблюдается спад плотности микродефектов в приповерхностной области кремния и рост их размеров.

Рассматривается кластерная концепция образования микродефектов в кремнии на этапе термического окисления, сопровождающемся спадом плотности микродефектов. Суть ее состоит в том, что в деградированной на

начальных стадиях термического окисления поверхностной области кремния создаются специфические физические условия, обеспечивающие взаимодействие микродефектов, приводящие к релаксации механических напряжений в системе $Si-SiO_2$, уменьшению общей плотности дефектов и росту кластеров.

1. РАСЧЕТ ПОВЕРХНОСТНОЙ ПЛОТНОСТИ КЛАСТЕРОВ

Произведем расчет поверхностной плотности микродефектов кластерного типа, концентрация которых уменьшается с ростом толщины окисла за счет коагуляции подвижных микродефектов высокой плотности, образующихся в поверхностном слое кремния на границе раздела фаз $Si-SiO_2$ на начальных стадиях термического окисления. Для этого учтем экстремальный характер зависимости поверхностной плотности микродефектов от толщины окисла с помощью уравнения

$$\frac{\partial N}{\partial x} = -\alpha N(x-x_m) \quad (1)$$

с граничным условием

$$N(x_m) = N_m, \quad (2)$$

где N - поверхностная плотность микродефектов в кремнии;

α - коэффициент пропорциональности, m^{-2} ;

x_m - толщина окисла, при которой достигается максимум ($\sim 0,26$ мкм);

N_m - максимальная плотность микродефектов, составляющая величину $\sim 10^{10} m^{-2}$ для условий эксперимента, описанных в работе [4].

Аналогичное уравнение можно записать для процесса генерации кластеров, образующихся за счет объединения микродефектов, сконцентрированных в приповерхностной области кремния

$$\frac{\partial N_c}{\partial x} = \beta N(x-x_m), \quad (3)$$

где N_c - поверхностная плотность кластеров;

β - коэффициент пропорциональности, m^{-2} .

Решая уравнение (1) с учетом граничного условия (2), получим

$$N = N_m \exp[-\alpha(x-x_m)^2/2]. \quad (4)$$

Для решения уравнения (3), описывающего рост поверхностной плотности кластеров, будем полагать, что

$$N_c(x_m) = 0. \quad (5)$$

С помощью граничного условия (5) мы пренебрегаем процессами кластеризации микродефектов, которые могут происходить и на более ранних стадиях термического окисления кремния, но проявляются слабо.

Учитывая (4) и (5), находим решение уравнения (3):

$$N_c = \frac{\beta}{\alpha} N_m \left\{ 1 - \exp\left[-\frac{\alpha}{2}(x-x_m)^2\right] \right\}, \quad (6)$$

Для сравнения расчетной зависимости общей поверхностной плотности микродефектов в кремнии от толщины пленки диоксида кремния проведена оптимизация коэффициентов α и β по величине. На рисунке 1 представлены кривые расчета некластеризованных микродефектов и кластеров. Результаты расчета получены при следующих значениях коэффициентов: $\alpha = 2,2 \cdot 10^{14} m^{-2}$; $\beta = 10^{-2}$.

Хорошее совпадение теоретических результатов с экспериментом на рис.1 убеждает в верности предположения о концепции кластеризации микродефектов в кремнии при его термическом окислении до толщины диоксида кремния $\sim 0,5$ мкм.

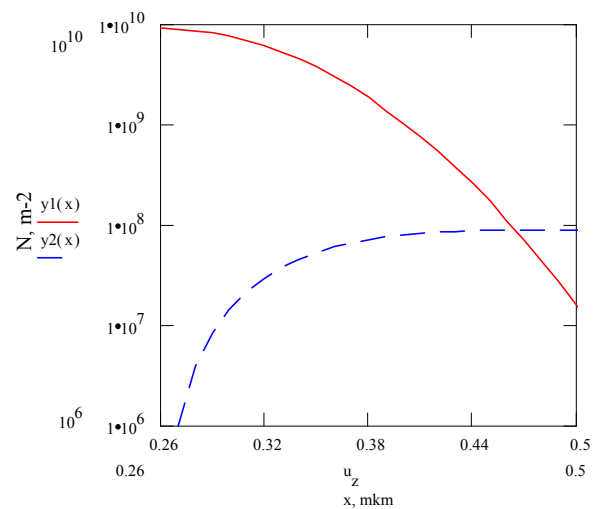


Рисунок 1 - Расчетная зависимость поверхностной плотности микродефектов от толщины слоя окисла кремния: некластеризованные микродефекты - верхняя кривая; кластеры - нижняя кривая.

2. РАСЧЕТ ПАРИТЕТНОЙ ТОЛЩИНЫ ПЛЕНКИ ДИОКСИДА КРЕМНИЯ НА КРЕМНИИ

Полученный нами минимум плотности микродефектов на экспериментальной немонотонной зависимости плотности микродефектов от толщины термического окисла [4] приводит к выводу о существовании некоторой паритетной толщины диоксида кремния на кремнии, характеризующей условия полной аннигиляции собственных междоузельных атомов кремния и вакансий при термическом окислении кремния [5]. В связи с этим представляется возможным резко ослаблять процессы диффузии примесных атомов по вакансионному и междоузельному механизмам, оптимизируя толщину диоксидного слоя на поверхности кристалла кремния.

В рамках расчетов поверхностной плотности микродефектов, приведенных в п.1, паритетную толщину слоя диоксида кремния будем рассматривать как точку перегиба на кривой общей поверхностной плотности микро-

дефектов. Действительно, кластеризация связана с интенсивной генерацией собственных междоузельных атомов. По завершению эмиссии междоузельных атомов процессы кластеризации начнут ослабевать, что должно отразиться на ходе рассматриваемой кривой, ход которой будет стремиться к некоторому стационарному состоянию.

Для нахождения паритетной толщины пленки диоксида кремния запишем выражения для общей поверхностной плотности микродефектов

$$y(x) = N(x) + N_c(x). \tag{7}$$

Подставляя (4) и (6) в (7), получим

$$y(x) = \frac{\beta}{\alpha} N_m + \left(1 - \frac{\beta}{\alpha}\right) N_m \exp\left[-\frac{\alpha}{2}(x - x_m)^2\right]. \tag{8}$$

На рис. 2 представлена кривая (8) а также соответствующие экспериментальные результаты. Будем рассматривать точку перегиба кривой как соответствующую паритетной толщине окисла. Тогда приравнявая вторую производную этого выражения нулю и решая полученное квадратное уравнение

$$\frac{1}{\alpha} = (x - x_m)^2, \tag{9}$$

получим расчетную формулу для паритетной толщины диоксида кремния

$$x_p = x_m + \frac{1}{\sqrt{\alpha}}. \tag{10}$$

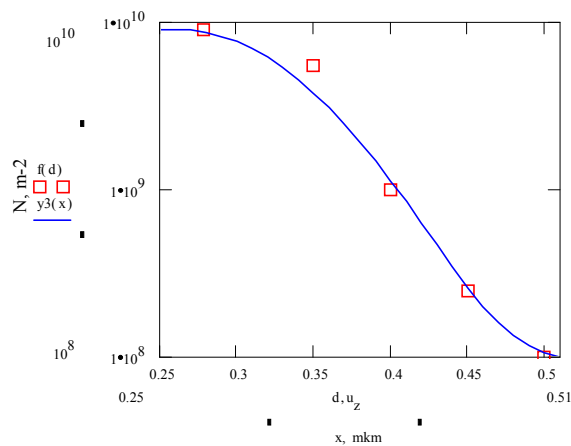


Рисунок 2. - Зависимость общей поверхностной плотности микродефектов в кремнии от толщины окисла.

Подставляя в (10) значения x_m и α , получим численное значение паритетной толщины пленки диоксида кремния

$$x_p = 0,327 \text{ мкм}.$$

Следует заметить, что аннигиляция собственных междоузельных атомов кремния и вакансий в условиях паритетной толщины слоя SiO_2 , по-видимому, будет зависеть от атмосферы и термодинамических условий термического окисления кремния. Действительно, в

работах [6,7] при сухом термическом окислении паритетная толщина SiO_2 на кремнии составила величину ~0,45 мкм, что примерно на 25% больше значения, полученного нами и также является достаточно приемлемым по диапазону толщин SiO_2 для решения практических задач электроники по оптимальной минимизации микродефектов в поверхностном слое кремния.

3. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Исследована полученная экспериментально немонотонная зависимость поверхностной плотности микродефектов в кремнии от толщины пленки диоксида кремния, проявляющаяся в переходе от возрастания к резкому спаду количества наблюдаемых микродефектов, генерируемых в кремнии на границе раздела фаз $Si-SiO_2$, при его термическом окислении в диапазоне толщин окисла 0,25 - 0,5 мкм. Анализ происходящих при этом процессов показывает, что резкий спад рассматриваемой зависимости является результатом преобладания коагуляционных процессов в системе микродефектов над генерационными.

Причинами, порождающими уменьшение концентрации микродефектов в поверхностной области кремния при одновременном увеличении их размеров, можно назвать следующие:

- 1) поглощение микродефектов растущим окислом при движении границы раздела фаз $Si-SiO_2$ в глубь кристалла;
- 2) диффузия микродефектов в глубь кристалла кремния вследствие роста их подвижности в неоднородном поле механических напряжений в системе $Si-SiO_2$;
- 3) кластеризация микродефектов при достаточной их концентрации в приповерхностной области кристалла кремния;
- 4) геттерирование микродефектов вследствие появления геттерных центров, которыми могут быть преципитаты, кластеры и частичные дислокации.

Первый механизм лишь частично объясняет резкий спад плотности икродфектов на поверхности кремния. Действительно, скорость окисления кремния при постоянной температуре непрерывно уменьшается, поэтому поглощение микродефектов окислом также замедляется, оставаясь пропорциональным их поверхностной плотности, что ведет к монотонному замедляющемуся росту поверхностной плотности микродефектов.

Второй механизм, связанный с диффузией микродефектов в глубь окисляемого кристалла, обусловлен диффузионной активностью в дефектной области кристалла, подвергнутой упругим деформациям.

Третий и четвертый механизмы - решающие причины роста размеров микродефектов с одновременным умень-

шением их общей концентрации в рассматриваемом диапазоне толщин пленки диоксида кремния при заданных условиях термического окисления кремния. Оба механизма хорошо объясняют спад общей концентрации микродефектов при одновременном укрупнении кластерных скоплений атомов и геттерных центров.

ВЫВОДЫ

Проведенные исследования позволяют оценить паритетную толщину пленки диоксида кремния в конкурирующих процессах аннигиляции и генерации вакансий и собственных междоузельных атомов кремния, как составляющую величину $\sim 0,35$ мкм.

Полученные результаты могут быть использованы в экспериментах и технологических процессах электроники, связанных с термическим окислением кремния, в частности, для формирования резких диффузионных примесных профилей с квантовыми характеристиками р-п-переходов, при проведении процессов диффузии в окна окисла паритетной толщины, а также при ре-

ализации защитных покрытий готовых кристаллов ИС, что значительно уменьшит плотность дефектов в приповерхностных слоях кремния и, тем самым, позволит повысить качество и надежность изделий электроники.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. The oxidation process and $Si-SiO_2$ system properties / *Claeys C. L., De Keersmaecker R. F., Declerck G. J.* // *Si-SiO₂ Syst.* - Amsterdam etc., 1988. - P. 129-220.
2. Литовченко В. Г., Евтух А. А., Лісовський І. П., Кизяк А. Ю., Педченко Ю. М. // УФЖ. - 1998. - Т. 43, вип. 5. - С. 607-613.
3. Рейви К. Дефекты и примеси в полупроводниковом кремнии. - М.: Мир, 1984. - 472 с.
4. Шаповалов В. П., Грядун В. И., Токарев В. П. // ФТП. - 1993. - Т. 27, вып. 11/12. - С. 1851-1856.
5. Шаповалов В. П., Грядун В. И., Королёв Е. В. // ФТП. - 1995. - Т. 29, вып. 9. - С. 1995-2000.
6. Баграев Н. Т., Владимирская Е. В., Гасумянц В. Э., Кайданов В. И., Кведер В. В., Клячкин Л. Е., Маляренко А. М., Чайкина Е. И., Шалынин А. И. // ФТП. - 1995. - Т. 29, вып. 12. - С. 2133-2157.
7. Баграев Н. Т., Клячкин Л. Е., Маляренко А. М., Половцев И. С., Суханов В. Л. // ФТП. - 1990. - Т. 24, вып. 9. - С. 1557-1573.

Надійшла 16.04.98

ІНФОРМАТИКА

УДК 519.65

ЧИСЛЕННОЕ ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЕ ФУНКЦИЙ, ЗАДАНЫХ С ПОГРЕШНОСТЬЮ, УЧИТЫВАЮЩЕЕ КАЧЕСТВЕННУЮ АПРИОРНУЮ ИНФОРМАЦИЮ.

Н. И. Белая, Н.А. Нечипоренко

Пропонується алгоритм сглаживания функций, заданой на сетке с погрешностью, что враховує таку відому інформацію про функцію як монотонність і опуклість, який дозволяє обчислити першу похідну функції з прийнятною на практиці точністю і забезпечує збіжність похідної при прагненні похибки в значеннях функції до нуля.

Предлагается алгоритм сглаживания функции, заданной на сетке с погрешностью, учитывающий такую известную информацию о функции как монотонность и выпуклость, что позволяет вычислять первую производную функции с приемлемой на практике точностью и обеспечивает сходимость производной при стремлении погрешности в значениях функции к нулю.

The algorithm of the function smoothing determined on the grid with an error, taking into account such known information about function as monotonicity and convexity, is suggested. It allows to calculate the first derivative of the function with appropriate accuracy in practice. This algorithm ensures convergence of the derivative at the error's following to zero.

Известно [1,2], что задача численного дифференцирования - это некорректная задача, то есть при наличии даже незначительных погрешностей в значениях исходной функции могут возникнуть довольно значительные погрешности в значениях производных. В связи с этим возникает необходимость в различного рода алгоритмах, которые повышали бы точность вычисления производной за счет учета какой-либо дополнительной информации о функции. Достаточно часто такой информацией является информация о выпуклости и, возможно, монотонности исходной функции, которая нарушается за счет погрешностей в заданных значениях функции.

Рассмотрим множество F определенных на отрезке [a,b] выпуклых (и возможно монотонных) функций f(x), то есть функций, удовлетворяющих условиям

$$f''(x) \leq 0 \quad (f''(x) \geq 0), x \in [a, b], \quad (1)$$

и возможно условиям

$$f'(x) \geq 0 \quad (f'(x) \leq 0), x \in [a, b]. \quad (2)$$

Будем предполагать также, что производная f'(x) ограничена на отрезке [a,b].

Если вместо f(x) ∈ F известна функция f_δ(x) такая,

что

$$\int_a^b (f(x) - f_\delta(x))^2 dx \leq \delta^2, f_\delta(x) \in F, \quad (3)$$

то естественно искать приближение к функции f(x) из класса F, то есть искать функцию φ(x) такую, что

$$\int_a^b (\varphi(x) - f_\delta(x))^2 dx \leq \delta^2, \varphi(x) \in F,$$

Как показано в работе [2], привлечение условий выпуклости обеспечивает стабилизацию первого порядка гладкости, то есть при условии ограниченности первой производной имеет место равномерная сходимость приближений функции и производной при δ → 0.

При задании функции на сетке {x_i}, i = 1, ..., N, построение приближений к функции f(x) сводится к решению экстремальной задачи

$$\min \left\{ \sum_{i=1}^N (f(x) - f_\delta(x))^2 \right\} \quad (4)$$

при ограничениях

$$k_2(f_{i-1} - 2f_i + f_{i+1}) \leq 0, (k_2 = \pm 1), i = 2, 3, \dots, N \quad (5)$$

и, если функция монотонна, при ограничениях

$$k_1(f_{i-1} - f_i) \leq 0, (k_1 = \pm 1), i = 2, 3, \dots, N. \quad (6)$$

Причем, минимизация осуществляется до тех пор, пока не выполнится условие

$$\sum_{i=1}^N (f_i - f_\delta(x_i))^2 \leq \delta^2.$$

Предлагается для решения задачи (4) при ограничениях (5) и (6) использовать метод Хилдрета и Д'Эзопо [3]. Это асимптотический метод определения экстремума квадратичных функций, сущность которого состоит в решении двойственных задач. Метод прост в реализации, не требует знания начального приближения, удовлетворяющего ограничениям (5) и (6), а учет особенностей указанных ограничений позволяет значительно сократить объем вычислений на каждой итерации и объем используемой памяти компьютера.

Приведем краткое описание алгоритма. Двойственной для задачи (4)-(6) является задача

$$\min \left\{ h'u + \frac{u'Gu}{u} \geq 0 \right\},$$

где A - матрица ограничений задачи имеет вид:

$$A = \begin{pmatrix} k_1 & A_1 \\ k_2 & A_2 \end{pmatrix}; \quad A_1 = \begin{pmatrix} -1 & +1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -1 & +1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -1 & +1 \end{pmatrix}$$

$$A_2 = \begin{pmatrix} 1 & -2 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -2 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -2 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & -2 & 1 \end{pmatrix}$$

u - вектор решения двойственной задачи размерности $(2N-3)$.

Решение начинается с точки $u_0 = 0$. u^{p+1} , $p = 0, 1, 2, \dots$ находят по формулам

$$u_i^{p+1} = \max \left\{ 0, w_i^{p+1} \right\}, i = 1, 2, \dots, (2N-3), \quad (7)$$

где

$$w_i^{p+1} = \frac{1}{g_{ii}} \left(\sum_{j=1}^{i-1} g_{ij} u_j^{p+1} + \frac{h_i}{2} + \sum_{j=i+1}^{2N-3} g_{ij} u_j^p \right)$$

$$\bar{f}_\delta = \{f_\delta(x_1), \dots, f_\delta(x_N)\}$$

$$h = -A\bar{f}_\delta$$

$$G = \frac{1}{4}AA' = \frac{1}{4} \begin{pmatrix} A_1A'_1 & k_1k_2A_1A'_2 \\ k_1k_2A_2A'_1 & A_2A'_2 \end{pmatrix}$$

Здесь \bar{f}_δ - вектор размерности N , h - вектор размерности $(2N-3)$, G - матрица размерности $(2N-3) \times (2N-3)$, u - вектор решения двойственной задачи размерности $(2N-3)$.

Матрицы A и G не хранятся в памяти компьютера, вычисления по формуле (7) проводятся просто с учетом вида этих матриц. Поэтому, на каждой итерации для вычисления u^{p+1} требуется $11(2N-3)$ арифметических операций. Проверку на окончание процесса можно осуществлять через несколько итераций по условию:

$$\sum_{i=1}^{2N-3} (A'u)_i^2 \leq 4\delta^2,$$

проверка которого требует $6N$ операций. Проведенные расчеты показали достаточно быструю сходимость итерационного процесса. Производную вычисляем по

разностным формулам, используя следующие значения

$$f_i = f_\delta(x_i) - \frac{1}{2}(k_1(u_{i-1} - u_i) + k_2(u_{i-2+N} - 2u_{i-1+N} + u_{i+N}))$$

для $i = 3, 4, \dots, N-3$, и следующие значения для крайних точек:

$$f_1 = f_\delta(x_1) - (-k_1u_1 + k_2u_N)/2;$$

$$f_2 = f_\delta(x_2) - \frac{1}{2}(k_1(u_1 - u_2) + k_2(-2u_N + u_{N+1}));$$

$$f_{N-1} = f_\delta(x_{N-1}) - \frac{1}{2}(k_1(u_{N-1} - u_N) + k_2(u_{2N-4} - 2u_{2N-3}));$$

$$f_N = f_\delta(x_N) - (-k_1u_N + k_2u_{2N-3})/2.$$

На рис. 1 и 2 приведены результаты расчетов для тестового примера, данные для которого получены следующим образом: табулировалась функция $y = \sqrt{x}$, затем в значения функции вносилась случайная погрешность, которая нарушала условия выпуклости и монотонности функций, носила осцилирующий характер и делала невозможным вычисление производной по разностным формулам. Максимальное абсолютное значение погрешности равнялось 0,05 (20% от минимального значения функции и 5% от максимального), среднеквадратическая погрешность в значениях функции составляла 0,05. Погрешность сглаженных значений функции не превышает 0,01 (4% от минимального значения функции), а среднеквадратичная погрешность для сглаженной функции равна 0,27. Улучшение в значениях функции не так велико, однако, тот факт, что сглаженная функция стала монотонной и выпуклой, позволяет получить приближение производной этой функции с приемлемой точностью. На рис.2 погрешность восстановления производной не превышает 0,22 (9% от значения производной) для крайних точек, а среднеквадратичная погрешность равна 0,07.

Приведенный алгоритм использовался при изучении динамики процесса получения кремния и дал хорошие практические результаты.

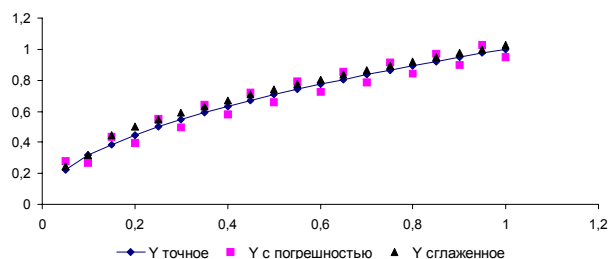


Рисунок 1 - Приближение функции, заданной с погрешностью, с учетом монотонности и выпуклости

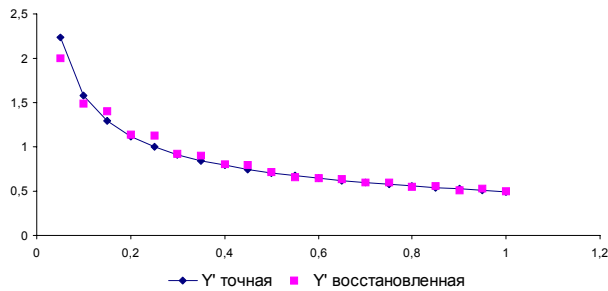


Рисунок 1 - Производная функции, заданной с погрешностью, с учетом монотонности и выпуклости

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. - М.:Наука,1974, - 223с.
2. Самарин М.К. О сходимости монотонных и выпуклых решений интегральных уравнений. - В кн.: Вычислительные методы и программирование. Вып.35, М.: Изд-во МГУ,1981, с.41-51.
3. Кюнц Г.П., Кремле В. Нелинейное программирование.- М.: Изд-во Советское радио,1965. - 300с.

УДК 621.3.049.77.002:519.24

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ВЫЯВЛЕНИЯ РЕЗЕРВОВ ПРОИЗВОДСТВА И ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВА ИЗДЕЛИЙ

Ю. А. ДОЛГОВ

Изложены результаты многолетней работы по математическому моделированию и комплексной системе управления качеством продукции, позволяющей выявить скрытые резервы производства по результатам обработки многомерной контрольно-измерительной информации, полученной в ходе технологического процесса производства.

Необходимость массового (крупносерийного) выпуска многономенклатурных однотипных изделий вынуждает промышленность прибегать к гибким автоматизированным производствам с групповым характером технологии. Однако на практике выяснилось, что подобные производства не всегда эффективно используют сырьевые и энергетические ресурсы, могут иметь достаточно низкий процент выхода годных при существенной неоднородности параметров изделий внутри одной партии, межоперационный контроль может быть малоэффективен как из-за отсутствия подходящего метода, так и вследствие необъективной системы выбора контролируемых параметров, и т.д. Для уменьшения этих и многих других недостатков требуется управление технологическим процессом, которое будет наиболее эффективно лишь на основе математического моделирования, базирующегося на массивах пассивной контрольно-измерительной информации, полученной с помощью эффективного метода контроля по количественному признаку для конкретных типов изделий, изготовленных с помощью конкретного технологического процесса.

Ниже предлагается разработанный автором комплекс математических методов, методик и алгоритмов, направленный на повышение точности, стабильности и

однородности групповых технологических процессов, отыскание их математических моделей, эффективности выборочного контроля, качества изделий, увеличение процента выхода годных и оптимизацию самих технологических процессов.

1. Для группового технологического процесса, характеризующегося наличием иерархии обработки (группа - партия - тираж), разработаны методы обобщенной оценки точности и стабильности технологических операций и всего технологического процесса в целом, а также оценки однородности параметров выпускаемых изделий. Методы позволяют интегрально оценивать качество технологического процесса и принимать решения о его коррекции [1].

2. Разработаны методы сокращения числа контролируемых производственных факторов из первоначального списка за счет исключения сильно коррелированных аналогов [2]. Новая таблица накопленных данных содержит всю информацию об объекте контроля без ненужного дублирования и может служить основой для последующего математического моделирования.

3. Для выделения одного фактора из группы (плеяды) сильнокоррелированных разработан экспертный метод весовых коэффициентов важности [2], который основан на попарном сравнении субъективной значимости факторов. Метод позволяет попутно оценить степень компетентности эксперта по исследуемому вопросу.

4. Впервые разработаны принципы и методы нахождения математических моделей, характеризующих состояние технологического процесса, путем обработки результатов пассивного эксперимента (накопленной

контрольно-измерительной информации) с учетом технологических ограничений (неортогональности факторов, гетероскедастичности, неравномерности расположения точек факторного пространства, неодинаковость числа дублирующих опытов и др.) и оценки адекватности полученных моделей. Модифицированный метод случайного баланса (ММСБ) [2,3,4] дает модель при кодированных значениях факторов, причем коэффициенты модели являются весами этих факторов, список которых одновременно может служить списком информативных контролепригодных факторов (минимальный список контролируемых параметров). Метод наименьших квадратов с предварительной ортогонализацией факторов (МНКО) [2,5] позволяет использовать модель при абсолютных значениях факторов, что удобно в повседневной цеховой работе.

5. Впервые разработан метод выборочного контроля повышенной точности по количественному признаку при выборке малого объема [6], который позволяет при одинаковой с классическими методами точности принятия решения снизить объем выборки в 2-3 раза.

6. Впервые разработан метод технико-экономической оценки решающего правила контроля путем подсчета коэффициента его контролепригодности, в который входит помимо вероятности ложной приемки и ложной браковки полуфабриката еще и его стоимость, а также стоимость последующей технологической операции.

Сочетание указанных методов, методик и алгоритмов позволило построить комплексную информационную измерительную систему контроля, совмещенную с системой статистического регулирования и оптимизации технологических процессов, адаптирующуюся к изменениям условий их протекания. Разработан также полный пакет обрабатывающих и управляющих

программ для ЭВМ. Такая система позволяет производить не только автоматизированный контроль качества изделий с повышенной вероятностью принятия правильного решения и математическое моделирование по пассивной контрольно-измерительной информации с целью управления технологическими процессами, но и документированную оценку качества самого технологического процесса.

Разработанные методы, методики и алгоритмы, а также комплексная система управления качеством продукции вместе с программным обеспечением полностью или частично опробована при производстве кристаллов интегральных микросхем, печатных плат, другой электронной продукции, а также в научных исследованиях по медицинской, биологической, сельскохозяйственной и пищевой тематике на ряде промышленных предприятий и научно-исследовательских учреждений Кишинева, Москвы, С.-Петербурга, Тирасполя с большим экономическим эффектом.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Долгов Ю.А. Оценка точности и стабильности технологических операций // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. - 1992. - Вып. 3. - С. 13-17.
2. Долгов Ю.А., Шестакова Т.В. Методы обработки результатов пассивного эксперимента. - Кишинев: изд-во КПИ, 1989. - 32 с.
3. Долгов Ю.А. Модифицированный метод случайного баланса // Электрон. моделирование. - 1987. - Вып. 4. - С. 79-84.
4. Долгов Ю.А., Борщевич В.И., Сорокин Г.Ф. Информационный подход к моделированию технологических процессов. - Кишинев: Штиинца, 1984. - 172 с.
5. Долгов Ю.А., Шестакова Т.В. Метод моделирования технологических процессов серийного производства // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. - 1992. - Вып. 4. - С. 18-23.
6. Долгов Ю.А. Статистический контроль качества продукции при выборках малого объема // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. - 1993. - Вып. 2. - С. 17-21.

УДК 621.192

МЕТОД ОЦЕНКИ НАДЕЖНОСТИ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ

Ю. З. Житников, Б. Ю. Житников

В работе предложен метод оценки надежности сложных электрических, электромеханических и механических систем с учетом циклограммы работы отдельных блоков.

In this work is offered the method of reliability evaluation the complex electrical, electromechanical and mechanical systems with provision for cyclograms of functioning of the separate blocks.

В дальнейшем под сложной системой будем подразумевать механическую систему, электромеханическую систему, либо электрическую систему, которая может выполнять определённую совокупность функциональных действий. Также будем

считать, что сложную систему можно условно разбить по функциональному назначению на оконченное число блоков, каждый из которых, в свою очередь, также разбивается на более мелкие составные элементы. В процессе работы системы между отдельными блоками устанавливается зависимость, которая может изменяться во времени. В конечном итоге, указанные взаимосвязи существенно влияют на продолжительность безотказной работы всей системы наряду с отклонениями от технических условий её эксплуатации.

К сожалению, классическая теория надёжности, как и

опубликованные работы в этой области, не учитывают в должной мере внешних условий эксплуатации системы и зависимость между блоками.

Не учитываются так же циклограммы работы, то есть продолжительность функционирования отдельных блоков, хотя это обстоятельство для определённого вида систем (роботы, автоматические линии) существенно влияют на условные вероятности выхода из строя блоков.

Под надёжностью сложной системы будем понимать её способность выполнять заданные функции, сохраняя при этом эксплуатационные характеристики в заданных пределах на данном интервале времени. При этом предполагается, что надёжность работы отдельных элементов системы известна либо из экспериментов, либо из других соображений.

Обозначим через T - продолжительность работы цикла системы. Для автоматов и роботов это время выполнения заданного вида работ, а для автоматических линий с непрерывным циклом - единица времени (часы, минуты и т.д.).

Пусть система имеет N блоков, а циклограмма включения их в работу и выключения на интервале длиной T заданы ступенчатыми функциями включения $\{f_i(t)\}, i = 1, \bar{N}$. На рис. 1 приведён график (циклограмма) одной из таких функций.

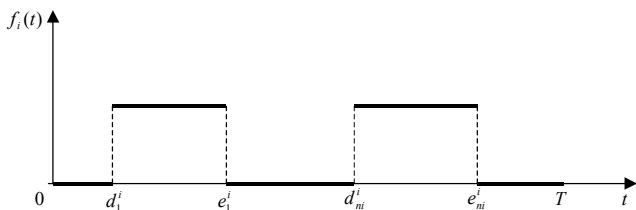


Рис. 1

Здесь:

$d_1^i, d_2^i, \dots, d_{n_i}^i$ - моменты включения i -го блока в работу, а $e_1^i, e_2^i, \dots, e_{n_i}^i$ - моменты выключения;

n_i - общее число включений i -го блока за время T , $n_i \geq 1$.

Для конкретной системы указанные функции $\{f_i(t)\}$ определены однозначно, а необходимость их учёта при вычислении надёжности системы обусловлена следующим обстоятельством. Если i -й блок на данном интервале времени не работает, то и выйти из строя за указанное время он не может из-за неполадок в самой системе. Очевидно в этом случае данный блок "выпадает" из системы и не влияет на работу других блоков. В конечном итоге изменяется во времени, по этой причине, и условные вероятности выхода из строя других блоков

На значения последних влияют и имеющиеся взаимосвязи между блоками.

ПЛОТНОСТИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТЕЙ

Для оценки надёжности сложной системы необходимо иметь определённую информацию о надёжности работы отдельных блоков. Этот вопрос может быть решён посредством проведения серии экспериментов с последующей статической обработкой результатов с целью нахождения закона распределения времени безотказной работы блока.

Пусть ξ_i - случайное время выхода из строя i -го блока, тогда для этой случайной величины закон распределения $F_i(t)$ задаётся соотношением:

$$F_i(t) = P\{\xi_i < t\}, i = 1, \bar{N}. \quad (1)$$

Иначе говоря, значение $F_i(t)$ равно вероятности того, что $\xi_i < t$.

Если $F_i(t)$ непрерывная дифференцируемая функция на числовой оси времени, то функция $\rho_i(t) = \frac{dF_i}{dt}$ называется плотностью распределения вероятностей.

На практике наиболее часто используется три закона распределения: равномерное распределение на заданном интервале, нормальное распределение и экспоненциальное распределение.

Пусть L_i - предельный срок службы i -го блока, тогда равномерная плотность распределения определена соотношением:

$$\rho_i(t) = \begin{cases} 1/L_i, & \text{если } t \in (\phi, L_i) \\ \phi, & \text{если } t \in L_i \end{cases} \quad (2)$$

На рис. 2. показан график этой функции.

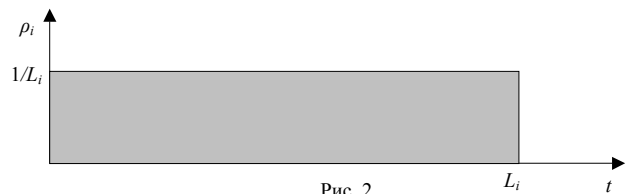


Рис. 2

Очевидно площадь прямоугольника равна 1.

Экспоненциальная плотность распределения задаётся функцией

$$\rho_i(t) = \alpha_i (1 - e^{-\beta_i t}), t \in L_i, \quad (3)$$

график которой приведён на рис. 3.

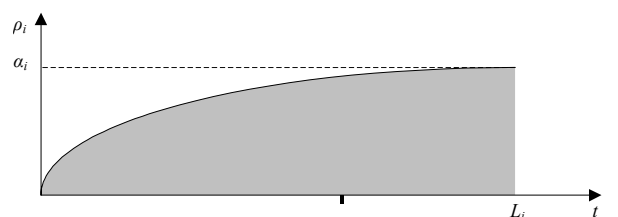


Рис. 3

Площадь заштрихованной области должна быть равна

единице, то есть:

$$\int_0^{L_i} \alpha_i (1 - e^{-\beta_i t}) dt = 1.$$

Отсюда находим значение α_i :

$$\alpha_i = \frac{\beta_i}{[L_i \beta_i - 1 + e^{-\beta_i L_i}]} \tag{4}$$

Здесь: L_i - предельный срок службы блока.

Нормальное распределение задаётся функцией:

$$\rho_i(t) = \frac{1}{(\sigma_i \sqrt{2\pi})} \exp\left\{-\frac{(t-l_i)^2}{2\sigma_i^2}\right\}, \tag{5}$$

где: l_i - математическое ожидание срока службы блока, а σ_i - среднеквадратичное отклонение.

Для общего случая каких-либо рекомендаций по выбору плотностей распределения выхода из строя отдельных блоков дать нельзя, ибо вопрос сводится к статистической обработке результатов наблюдений.

Допустим, для каждого блока определена плотность вероятности $\rho_i(t), i = 1, \bar{N}$. Поскольку на интервале длиной T заданы циклограммы (см. рис. 1) для каждого блока, то введём *взвешенную* по времени плотность распределения:

$$\bar{\rho}_i(t) = \rho_i(t) \cdot f_i(t), i = 1, \bar{N}. \tag{6}$$

Эта функция учитывает режим работы блока в отличие от обычной плотности распределения и, следовательно, результаты расчётов должны быть значительно точнее. Разумеется, если $f_i(t) \equiv 1$ для $t \in [\phi, T]$, то $\rho_i(t) \equiv \bar{\rho}_i(t)$.

Однако для разрывной функции $f_i(t)$ (см. рис. 1) получаем $\rho_i(t) = 0$ при неработающем блоке и

$$\bar{\rho}_i(t) = \rho_i(t) \text{ для } t \in [d_k^i, e_k^i], k = 1, \bar{n}_i.$$

Например, совмещение графиков на рис. 1 и рис. 3 даёт график $\rho_i(t)$, приведённый на рис. 4.

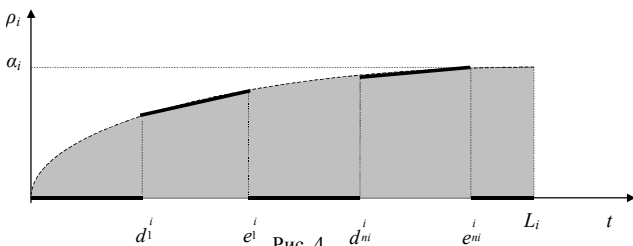


Рис. 4

Очевидно, для любого интервала (a,b) , в, $a > 0, a < b < L_i$, вероятность выхода i -го блока из строя равна:

$$P_i(a, b) = \int_a^b \bar{\rho}_i(t) dt. \tag{7}$$

ВЕРОЯТНОСТЬ НЕРАБОЧЕГО СОСТОЯНИЯ ОТДЕЛЬНОГО БЛОКА

В сложной системе работа отдельных блоков в заданном интервале времени взаимообусловлена. Иначе говоря, в каждый момент времени для i -го и j -го блока, $i \neq j$, будет определено число $a_{ij}(t)$ - коэффициент значимости j -го блока для нормальной работы i -го блока, $0 \leq a_{ij} \leq 1$.

Очевидно $a_{ij}(t) = 0$, если j -й блок не влияет на работу i -го блока, но $a_{ii}(t) = 1$.

В результате получаем матричную функцию $A(t) = \{a_{ij}(t)\}$ - коэффициентов значимости.

Например, для системы, структурная схема которой изображена на рис. 5 матрица имеет вид:

$$A_1 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ a_{21} & 0 & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & 1 \end{vmatrix}.$$

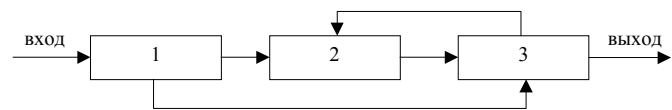


Рис. 5

Однако для системы, структурная схема которой изображена на рис. 6 получаем:

$$A_2 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ a_{21} & 1 & 0 \\ a_{31} & a_{32} & 1 \end{vmatrix}.$$

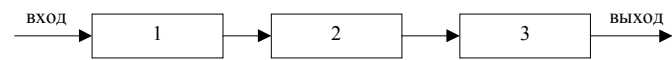


Рис. 6

Причём, значения $a_{21}, a_{31}, a_{32} = 1$, так как выход из строя 1-го блока влечёт за собой нерабочее состояние 2-го и 3-го, а выход из строя 2-го блока обуславливает нерабочее состояние 3-го блока.

Давайте рассмотрим более сложный случай, соответствующий рис. 7.

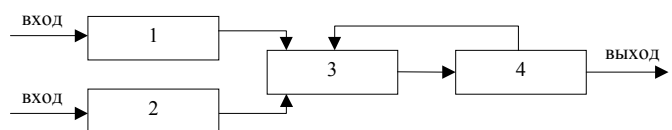


Рис. 7

Матрица A_3 здесь будет иметь вид:

$$A_3 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ a_{31} & a_{32} & 1 & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & 1 & 1 \end{pmatrix}.$$

Если блоки 1, 2 дублирующие, то $a_{31} = a_{32} = 1/2$ и $a_{41} = a_{42} = 1/2$.

Если же эти блоки независимые, то $a_{31} = a_{32} = a_{41} = a_{42} = 1$.

Будем считать, что для заданной системы матрица $A(t)$ найдена. Тогда условная вероятность нерабочего состояния i -го блока из-за выхода из строя j -го блока равна

$$P_i(t) = \alpha_{ij}(t)\gamma_{ij}(t), \quad (8)$$

где $\gamma_{ij} \geq 0$ - некоторая функция, уточняющая зависимость между i -ми и j -ми блоками за счёт изменения внешних условий. В частности может быть $\gamma_{ij} \equiv 1$.

Теперь найдём вероятность нерабочего состояния i -го блока на интервале $[0, t]$, $t \in [0, T]$. Поскольку надо учесть влияние всех блоков на работу i -го блока, то по формуле полной вероятности получаем вероятность нерабочего состояния i -го блока на интервале $[0, t]$:

$$q_i(t) = \sum_{j=1}^N P_{ij}(t)P_j(t); \quad i = 1, \bar{N}. \quad (9)$$

Здесь

$$P_{ij}(t) = \int_0^t \rho_i(\tau)f_i(\tau)d\tau. \quad (10)$$

Таким образом, для любого $t \in [0, T]$ вероятность нерабочего состояния в интервале $[0, t]$, находится по формулам (9) и (10).

НАДЁЖНОСТЬ РАБОТЫ СИСТЕМЫ.

УДК 519.72;616.8-091.81

КОНВЕЙЕРНЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ПРОЦЕССЫ В МНОГОСЛОЙНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЯХ.

И. С. Захаров, В. Н. Лопин

В работе исследуются информационные процессы в иерархических нейронных сетях с известной топологией. Делается попытка интерпретировать конвейерную обработку информации в таких сетях волновыми пакетами. Показывается, что обработка информации в сетях, данной топологии, имеет пространственно-временной характер и

Пусть необходимо оценить надёжность работы системы в интервале $[0, T]$.

Согласно формуле (9) вероятность невыхода из рабочего состояния i -го блока равна $(1 - q_i(t))$ для $t \in [0, T]$. Для того, чтобы вся система на этом интервале была в рабочем состоянии необходимо одновременно обеспечить рабочее состояние всех N блоков. Поэтому, по теореме умножения вероятностей получаем вероятность надёжной работы всей системы:

$$\mathfrak{S}(t) = \prod_{j=1}^N (1 - q_j(t)), \quad (11)$$

для $t \in [0, T]$.

Допустим, что необходима оценка надёжности работы системы за k , $k \geq 1$, периодов длиной T .

Согласно (11) для S -го периода получим:

$$\mathfrak{S}^S = \prod_{i=1}^N [1 - q_i^S],$$

$$\text{где: } q_i^S = \sum_{j=1}^N P_{ij}^S(t)P_j^S(t), \quad P_j^S = \int_{T(S-1)}^{TS} \rho_j(t)f_j(t)dt,$$

$$f_i(T+t) \equiv f_i(t), \quad P_{ij}^S = \alpha_{ij}(\tau_s)\gamma_{ij}(\tau_s),$$

$$\tau_s \in (T(S-1); T(S)).$$

Очевидно вероятность надёжной работы системы на интервале $[0, ST]$ равна произведению вероятностей $\{\mathfrak{S}^S\}$, то есть:

$$R_S = \prod_{r=1}^S \mathfrak{S}^r, \quad S = 1, 2, 3, \dots, k.$$

В частности, для интервала $[0, kT]$ имеем:

$$R_k = \prod_{r=1}^k \mathfrak{S}^r.$$

Тем самым, поставленная задача решена.

отвечает гипотезе о пространственно-временной организации потенциалов головного мозга. Результаты работы могут быть использованы при создании высокопроизводительных систем обработки информации.

In work the information processes in the hierarchy of the neu-

где $(\alpha_1^1, \alpha_2^1, \dots, \alpha_n^1)$ - двоичный набор, задающий в первом слое сети функцию

$f_1(x_1, \dots, x_n)$, $\alpha_i^k[0]$ - произвольное состояние элемента. Считаем, что входные n -разрядные слова поступают на сеть последовательно, начиная со старшего разряда x_1 . Тогда при поступлении на первый слой сети сигнала $x_1 = x_1^1$, в момент времени $k=1$, сеть устанавливается в новое состояние $q[1]$:

$$q[1] = \left\{ (\alpha_1^n[0], \alpha_2^n[0]) \dots \dots \left(\alpha_1^{21}(x_1^1) \dots \alpha_{2^{n-1}}^{21}(x_1^1) \right) (\alpha_1^1, \dots, \alpha_n^1) \right\} \quad (6)$$

здесь $\alpha_1^{21}(x_1^1) \dots \alpha_{2^{n-1}}^{21}(x_1^1)$ - остаточные функции, x_i^j - i -переменная j -функции. Во время второго такта, по сигналу $x_1 = x_2^1$, выполняется обработка функции $f_1(x_1, \dots, x_n)$ только вторым слоем. Это означает, что первый слой сети может обрабатывать другую функцию списка $f_2(x_1, \dots, x_n)$. При поступлении на этот слой сигнала $x_1 = x_1^2$ и двоичного набора $(\alpha_1^{12}, \alpha_2^{12}, \dots, \alpha_n^{12})$, определяющего функцию $f_2(x_1, \dots, x_n)$ сеть устанавливается в состояние

$$q[2] = \left\{ (\alpha_1^n[0], \alpha_2^n[0]) \dots \dots \left(\alpha_1^{31}(x_1^1, x_2^1) \dots \alpha_{2^{n-2}}^{31}(x_1^1, x_2^1) \right) \dots \left(\alpha_1^{12}, \dots, \alpha_n^{12} \right) \right\} \quad (7)$$

Очевидно, на $(n-1)$ - такте работы сети, в режиме загрузки списка функций

$f_1(\cdot), f_2(\cdot), \dots, f_{n-1}(\cdot)$, устанавливается состояние

$$q[n-1] = \left\{ (\alpha_1^n(x_1^1, \dots, x_{n-1}^1), \alpha_2^n(x_1^1, \dots, x_{n-1}^1)) \dots \dots \left(\alpha_1^{1(n-1)}, \dots, \alpha_{2^{n-1}}^{1(n-1)} \right) \right\} \quad (8)$$

Таким образом, на n и последующих тактах работы сеть, согласно системе (3), последовательно реализует значения функций списка $f_1(\cdot), f_2(\cdot), \dots, f_n(\cdot)$. Действительно, для n такта:

$$y = f_1(x_1^1, \dots, x_n^1) = \text{Sgn} \left\{ 2\alpha_1^n(x_1^1, \dots, x_{n-1}^1) \times x_n^1 + \alpha_2^n(x_1^1, \dots, x_{n-1}^1) \right\}$$

для $(n+1)$ такта :

$$y = f_2(x_1^2, \dots, x_n^2) = \text{Sgn} \left\{ 2\alpha_1^n(x_1^2, \dots, x_{n-1}^2) \times x_n^2 + \alpha_2^n(x_1^2, \dots, x_{n-1}^2) \right\}$$

для $2n$ такта:

$$y = f_n(x_1^n, \dots, x_n^n) = \text{Sgn} \left\{ 2\alpha_1^n(x_1^n, \dots, x_{n-1}^n) \times x_n^n + \alpha_2^n(x_1^n, \dots, x_{n-1}^n) \right\}$$

Из проведенного анализа следует, что любой слой сети в течении такта участвует в обработке лишь одной функции из списка $f_1(\cdot), f_2(\cdot), \dots, f_n(\cdot)$.

Следовательно, такая n -слойная нейронная сеть одновременно обрабатывает n функций, таким образом, процесс обработки списка функций носит конвейерный характер. Обработка выполняется с перемещением информационного потока в направлении от основания к вершине сети при послышной синхронизации. Очевидно, при полной загрузке сети любая функция будет реализовываться через один такт, определяемый временем переходного процесса слоя. Особый интерес представляют замкнутые нейронные сети с поточной обработкой информации. Действительно, в этом случае сеть можно представить функцией переходов дискретного автомата:

$$\bar{A}(k+1) = \Phi[\bar{A}(k), \bar{U}(k)], \quad (9)$$

где $\bar{A}(k+1)$ - вектор состояний в момент времени $k+1$, $\bar{A}(k)$ - вектор состояний в момент времени k , $\bar{U}(k)$ - вектор возмущений в момент времени k , $\Phi(0)$ - функция преобразования. В общем случае, система (9) определяет некоторое множество динамических последовательностей состояний $M = \{(\mu_i)\}$. Каждой μ_i соответствует некоторое значение $\bar{U}(k)$. Можно отметить, что функция переходов автомата (9) определяет дискретный вариант описания нейронной сети, тождественный системе дифференциальных уравнений [3]. Характер протекания информационных процессов в системе (9), очевидно, определяется функцией $\Phi(0)$. Функция $\Phi(0)$ однозначно задает модель нейронной сети и определяется некоторой системой булевых функций вида $y_i = \Phi_i(x_1, \dots, x_n)$, где $j = 1, 2, \dots, k$. Эта система функций может быть реализована рассмотренной выше многослойной нейронной сетью. Очевидно, в таких замкнутых нейронных системах возможны динамические повторяющиеся последовательности состояний (ДППС). Можно сделать предположение, что накопление информации в нейронных системах связано с расширением множества ДППС, трактуемых в работе [1] как циклические коды. Конвейерная обработка

інформації такими многослойними нейронними сетями має просторово-часовий характер і підтримує концепцію Ливанова М.І. о просторово-часовій організації потенціалів головного мозку.

Таким образом, результати роботи пояснюють можливість існування хвильових процесів в нейронних мережах з позицій конвеєрної обробки інформації. Искусственные нейронные сети, использующие конвеєрну обробку, мають високу пропускну здатність і можуть бути використані при створенні високопродуктивних систем обробки неперервної інформації.

УДК. 621.924.229.86

ЗАГАЛЬНИЙ ВИПАДОК ФІЛЬТРА КАЛМАНА

А. Г. Кіку, Т. І. Білоус

Получена модель фільтра Калмана для об'єктів, коли порядки операторів лівой і правої частей их дифференціальних уравнений однаковы. Фільтр дозволяє визначити оцінки змінних стану лобых таких конечномерных об'єктів управління в Калмановской постановке.

Необходимость таких фільтрів виникає в случае синтеза оптимального управления упомянутыми об'єктами, а также квазиоптимального управления об'єктів с чистим запаздыванием, которые апроксимуються известным рядом Пада, у которых порядки операторів лівой і правої частей их дифференціальних уравнений однаковы.

Отримана модель фільтра Калмана для об'єктів, коли порядки операторів лівой і правої частин їхніх дифференціальних рівнянь однакові. Фільтр дозволяє визначити оцінки змінних стану будь-яких таких кінцевомерних об'єктів керування в Калманівській постановці.

Необхідність таких фільтрів виникає у випадку синтезу оптимального керування згаданими об'єктами, а також квазиоптимального керування об'єктів із чистим запізненням, що апроксимуються відомим рядом Пада, у яких порядки операторів лівой і правої частин їхніх дифференціальних рівнянь однакові.

The model of the filter Kalman for objects is received, when the orders of the operators left and right parts of their differential equations are identical. The filter allows to define estimations of a variable condition anyone such of objects of management in Kalman to statement.

The necessity of such filters arises in case of synthesis of optimum control of the mentioned objects, and also optimum of management of objects with pure delay, which aproces by a known line Pada, at which the orders of the operators of the left and right parts of their differential equations are identical.

Фільтр Калмана розроблений для випадків, коли рівняння стану об'єктів, в тому числі і об'єктів керування, описуються моделями виду:

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Ливанов М.Н. Пространственно-временная организация потенциалов и системная деятельность головного мозга. М.: Наука, 1989, 400 с.
2. Лебедев А.Н., Луцкий В.А. Ритмы ЭЭГ-результат взаимодействия колебательных процессов // Биофизика, 1972, т.17, №3, с. 556-558.
3. Майоров В.В., Мышкин И.Ю. Математическое моделирование нейронной сети на основе уравнений с запаздыванием // Мат.моделирование, 1990, т.2. №11. с. 64-76.
4. Лопин В.Н. О надежности управляемой сети на пороговых элементах при ограничении на ее сложность. В сб.: Адаптивные системы управления, Киев, ИК АН УССР 1975, с.91-97.
5. Лопин В.Н. Конвеєрний принцип обробки інформації в мережах на порогових елементах // Автоматика, 1984, № 1, с. 70-73.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A(t)x(t) + B_1(t)u(t) + B_2w(t) \\ Mx(t_0) &= \bar{x}(t_0) \end{aligned} \quad (1)$$

де $x = [x_1 \dots x_n]^T$, $u = [u_1 \dots u_r]^T$, $W = [W_1 \dots W_l]^T$ відповідно вектори змінних стану, управління і перешкод; A , B_1 , B_2 - матриці розміром $(n \times n)$, $(n \times r)$, $(n \times l)$ відповідно, $x(t_0)$ - початкові умови, M - оператор математичного сподівання. При цьому $W(t)$ - гаусівський центрований білий шум зі кореляційною матрицею

$$P_w(t, \tau) = M[w(t)w^T(\tau)] = Q(t)\delta(t - \tau), \quad (2)$$

де $\delta(t)$ - функція Дирака, $Q(t)$ - матриця інтенсивності шуму.

Якщо шум $w(t)$ не білий, то його можна "обілити" за допомогою відповідних фільтрів. Фільтр змінних стану $\tilde{x}(t)$ виділяє оцінки вектора $x(t)$ на основі інформації про нього, яку отримано за допомогою вимірювача, і який описується моделлю

$$y_u(t) = C(t)x(t) + v(t), \quad (3)$$

де $y = [y_1 \dots y_m]^T$, $v = [v_1 \dots v_m]^T$ - вектори вимірювання і перешкоди вимірювання, $C(t)$ - матриця розмірності $(m \times n)$.

Проте, коли порядки лівой та правої частин диференційного рівняння об'єкту рівні, він описується моделлю

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B_1(t)u(t) + B_2w, \\ Mx(t_0) &= \bar{x}(t_0), \end{aligned} \quad (4)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t), \quad (5)$$

де (4) рівняння стану; (5) - рівняння виходу; y -

вихідний сигнал об'єкту; C, D - матриці розмірністю $(m \times n), (m \times r)$ відповідно. Таким чином вихідний сигнал $y_u(t)$ вимірювача має вигляд:

$$y_u(t) = y(t) + v(t) = Cx(t) + Du(t) + v(t). \quad (6)$$

Структурна схема з'єднання (4), (5) і вимірювача (6) приведена на мал. 1, де блок Is^{-1} - матричний інтегратор, s - змінна Лапласа.

Розглянемо задачу фільтрації змінних стану для цього випадку в калманівській постановці, а іменно, нехай:

- 1) об'єкт керування описується моделлю (4), (5);
- 2) вимірювач вихідного сигналу об'єкта керування описується моделлю (6);
- 3) процеси $w(t)$ і $v(t)$ - білі шуми з характеристиками

$$Mw(t) = 0, P_w(t, \tau) = Q(t)\delta(t, \tau), \quad (7)$$

$$Mv(t) = 0, P_v(t, \tau) = R(t)\delta(t, \tau), \quad (8)$$

$$P_{wv}(t, \tau) = 0, \quad (9)$$

де R - позитивно визначена матриця, яка відображає інтенсивність шуму вимірювання $v(t)$;

- 4) процеси $x(t), v(t)$ неколеровані, тобто

$$P_{xv}(t, \tau) = 0. \quad (10)$$

Відоме математичне сподівання $Mx(t_0) = \bar{x}(t_0)$ початкових умов $x(t_0)$ і їх коваріаційна матриця $P_{x(t_0)} = P_0$. При цьому необхідно знайти математичну модель фільтра, який визначає оцінку $\hat{x}(t)$ вектора змінних стану, які задовольняють наступним трьома умовам:

- 1) лінійності структури
- 2) незміщеності оцінок
- 3) ефективності оцінок

Такий фільтр може бути побудований на основі вказаних умов.

Згідно першому з них структуру фільтра можливо вибрати наступним чином:

$$\dot{\hat{x}}(t) = L(t)\hat{x}(t) + K(t)y_u(t) + B_\Phi(t)u(t), \quad (11)$$

де L, K, B_Φ - матриці відповідних розмірностей, які підлягають визначенню. Для визначення матриць $L(t)$ і $B_\Phi(t)$ використаємо умову незміщеності оцінки $\hat{x}(t)$

$$M\hat{x}(t) = Mx(t) = \bar{x}(t) \quad (12)$$

чи

$$M\dot{\epsilon}(t) = M[x(t) - \hat{x}(t)] = 0. \quad (13)$$

Умова (13) може бути замінена наступним чином:

$$M\dot{\epsilon}(t) = M[\dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t)] = 0. \quad (14)$$

Підставляємо сюди \dot{x} і $\dot{\hat{x}}$ із (4) і (11) відповідно. Тоді зі врахуванням (6) отримуємо:

$$M[(Ax + B_1u + B_2w) - (L\hat{x} + KCx + KDu + Kv + B_\Phi u)] = 0 \quad (15)$$

Так як процеси $w(t), v(t)$ центровані, то (15)

приймає вигляд:

$$(A - L - KC)\bar{x} + (B_1 - KD - B_\Phi)u = 0. \quad (16)$$

Виду того, що (16) повинно виконуватись при любых \bar{x} і u , то на його основі матриці L і B_Φ рівні відповідно:

$$L(t) = A(t) - K(t)C(t), \quad (17)$$

$$B_\Phi(t) = B_1(t) - KD(t), \quad (18)$$

Підставляємо (17) і (18) в рівняння фільтра (11). Тоді воно приймає вигляд:

$$\dot{\hat{x}} = (A - KC)\hat{x} + Ky_u + (B - KD)u. \quad (19)$$

В цьому виразі залишилась одна невідома, а іменно матриця K . Для її визначення використаємо умову ефективності оцінок $\hat{x}(t)$, яка може бути приведена до умови мінімуму тренда варіаційної матриці $P_{\epsilon(t)}$ чи мінімуму тренда матриці $P_{\hat{x}(t)}$. Останнє приводиться до виду мінімуму тренда матриці $\dot{P}_{\epsilon(t)}$, звідки

$$K(t) = \arg \left\{ \min_K t_\tau \dot{P}_{\epsilon}(t) \right\} = \arg \left\{ \frac{\partial}{\partial K} t_\tau \dot{P}_{\epsilon}(t) = 0 \right\}. \quad (20)$$

Для того щоб використати (20), необхідно знайти матрицю $\dot{P}_{\epsilon(t)}$.

А для цього знайдемо диференційне рівняння відхилення $\epsilon(t)$, яке відповідно (4), (19), (6) має вигляд:

$$\dot{\epsilon} = (Ax + B_1K + B_2w) - [(A - KC)\hat{x} + K(Cx + DU + v) + (B_1 - K_1D)u]$$

чи

$$\dot{\epsilon} = (A - KC)\epsilon + B_2w - Kv. \quad (21)$$

Тоді похідна коваріаційної матриці $\dot{P}_{\epsilon(t)}$ з урахуванням її симетричності та симетричності матриці K має вигляд:

$$\dot{P}_{\epsilon} = (A - KC)P_{\epsilon} + P_{\epsilon}(A - KC)^T + B_2QB_2^T + KRK^T$$

чи

$$\dot{P}_{\epsilon} = KRK^T - 2P_{\epsilon}C^TK^T + B_2QB_2^T + AP_{\epsilon} + P_{\epsilon}A^T \quad (22)$$

так як $P_{\epsilon}^T = P_{\epsilon}, K^T = K$.

Підставляючи тепер (22) в (20), отримаємо матрицю $K(t)$, рівну

$$K(t) = P_{\epsilon}C^TR^{-1}. \quad (23)$$

З (23) випливає, що для визначення матриці $K(t)$ необхідно знати дисперсійну матрицю P_{ϵ} . Вона може бути отримана шляхом рішення диференційного рівняння (22) при $K(t)$, взятої із (23).

Підставляючи (23) в (22), отримуємо:

$$\dot{P}_{\epsilon} = P_{\epsilon}C^TR^{-1}RP_{\epsilon}CR^{-1/T} - 2P_{\epsilon}C^TR^{-1/T}CP_{\epsilon}^T + AP_{\epsilon} + P_{\epsilon}A^T + B_2QB_2^T$$

чи

$$\dot{P}_\varepsilon = AP_\varepsilon + P_\varepsilon A^T - P_\varepsilon C^T R^{-1} CP_\varepsilon + B_2 Q B_2^T. \quad (24)$$

Рівняння (24) повинно бути інтегровано при початкових умовах $P_\varepsilon(t_0) = P_x(t_0)$,

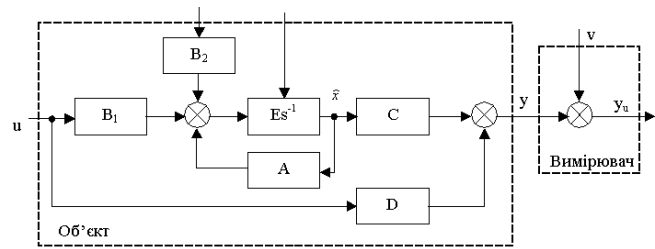
а рівняння (19) - при $\hat{x}(t_0) = \bar{x}(t_0)$, якщо вони відомі.

Структурна схема отриманого фільтра (19) приведена на мал. 2.

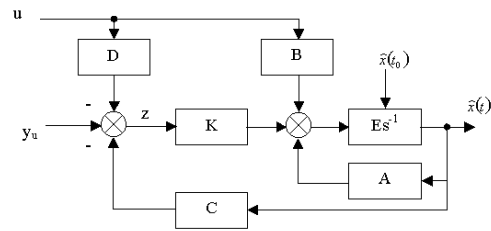
Відновлюючий процес в цьому випадку дорівнює:

$$z = y_u - Du - C\hat{x} = Cx + Du + v - Du - C\hat{x} = C\varepsilon + v. \quad (25)$$

Як і в класичному випадку матриця $K(t)$ вираховується раніше на основі знайденого рішення рівняння (22).



Мал. 1



Мал. 2

УДК 621.924.229.86

РОЗПІЗНАВАННЯ ОБРАЗІВ НА ОСНОВІ СИСТЕМНОГО ПІДХОДУ ТА ПОПЕРЕДНЬОЇ ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ

А.Г.Кіку, Т.І. Білоус

В статті розглянуто питання синтезу методів виявлення та розпізнавання образів при наявності перешкод високого рівня на основі застосування ідей системного аналізу та цілеспрямованої обробки інформації. Приводиться опис структури дослідницької пошукової системи для синтезу методів виявлення та розпізнавання, побудованої на основі вказаної методології, та її основних блоків. Підхід, що використовується, дозволяє досягти задовільних результатів розв'язання задач розпізнавання при рівнях перешкод, коли існуючі методи, що побудовані на основі класичного підходу, не працюють. Наведений приклад розв'язання подібної задачі виявлення образів.

Розглянуто питання синтезу методів виявлення та розпізнавання образів при наявності перешкод високого рівня на основі застосування ідей системного аналізу та цілеспрямованої обробки інформації. Наводиться опис структури дослідницької пошукової системи для синтезу методів виявлення та розпізнавання, побудованої на основі вказаної методології, та її основних блоків. Підхід, що використовується, дозволяє досягти задовільних результатів розв'язання задач розпізнавання при рівнях перешкод, коли існуючі методи, що побудовані на основі класичного підходу, не працюють. Наведений приклад розв'язання подібної задачі виявлення образів.

The issue of synthesis the methods for discovering and recognition the images with the presence of ultra high level hindrances based on the application of ideas of system analyses methodology and purposeful information process is reviewed. The structure description of research and investigating system for the synthesis

the discovering and recognition methods, which is built on the base of mentioned methodology, and their main blocks is listed. The approach, which is used, allows to reach satisfactory results of solving the recognition problems with the hindrances level.

Задачі виявлення образів в емпіричних вибірках за високих рівнів перешкод відносяться до складних, і, як правило, використання класичних методів для їх розв'язання не дозволяє отримати достатньо задовільні результати. В подібних випадках необхідно звертатися до методологічних підходів, зокрема, до підходу, який будеється на основі методології системного аналізу. Як відомо, методологія системного аналізу містить два контури - основний і додатковий. Кожний з цих контурів складається з певної кількості блоків і охоплений зворотним зв'язком через блок перевірки якості рішення. Основний контур призначений для розв'язання вихідної задачі як такої, а додатковий - для розв'язання простішої задачі з надією на те, що такий зв'язок виявиться задовільним для розв'язання вихідної задачі. Кількість та вміст блоків кожного з контурів вибираються з урахуванням конкретних задач, що розв'язуються. При цьому вузлові блоки контурів містять набори моделей, методів і засобів розв'язання відповідних підзадач, одержаних в результаті

декомпозиції вихідних задач за допомогою ієрархічних структур прийняття рішень.

Як відомо, найбільш важливими ланками класичного підходу розв'язання задач виявлення та розпізнавання образів є процедури вибору інформативних ознак для опису образів, а на основі формування моделей самих образів і конструювання критеріїв правил прийняття рішення про виявлення або розпізнавання. Однак при високих рівнях перешкод в природних просторах опису образів, як правило, не вдається знайти достатньо інформативні ознаки для ефективного опису образів і формування ефективних критеріїв правил прийняття рішення. А цей факт призводить до значного зменшення потужності критеріїв правил прийняття рішень, побудованих на основі вказаних ознак, а це означає і до значного погіршення робочих характеристик визначників або розпізнавачів, наприклад, до значного зменшення імовірності прийняття вірного рішення при заданому рівні імовірності помилкової тривоги.

Окрім вказаного, слід зазначити, що не всім елементам емпіричних виборок властива рівномірна інформативність з точки зору розв'язання задач виявлення і розпізнавання. Використання неінформативних або малоінформативних даних при інтегральній обробці даних призводить, як правило, до погіршення якості виявлення та розпізнавання.

Спроби розв'язання задач виявлення та розпізнавання образів за наявності перешкод високого рівня з використанням "чистих" моделей образів, як правило, завершувались безуспішно. Виконані дослідження показали, що більш конструктивним є підхід, коли множина ситуацій поділяється на підмножини, які містять чисту перешкоду, і підмножини, які містять перешкоду і відповідні образи. Таким чином, як моделі образів мають бути використані моделі ситуацій, які містять відповідні образи. Це ж саме зауваження відноситься також і до питання вибору інформативних характеристик для опису образів і конструювання критеріїв правил прийняття рішень.

Також зазначимо, що вибір критеріїв правил прийняття рішення у вигляді окремих ознак для опису образів або їх звичайних підмножин при наявності високих рівней перешкод не забезпечує їм достатній рівень потужності для досягнення показників якості виявлення та розпізнавання, що вимагаються.

На підставі вищевказаних міркувань можна зробити висновок про те, що поліпшення якості розв'язку задачі виявлення та розпізнавання може бути досягнуте за рахунок виділення найбільш інформативних даних, на основі яких будуть розв'язані зазначені задачі, переведення опису задач і даних в інші простори, в яких можливий вибір інформативних ознак для опису образів і формування критеріїв правил прийняття рішення, а також за рахунок використання більш слабких за структурою критеріїв. Як

інформативні ознаки необхідно вибирати такі характеристики, закони розподілу імовірностей яких для різних образів не перетинаються. Звідси випливає, що процедури виявлення та розпізнавання повинні бути забезпечені операціями відповідної цілеспрямованої попередньої обробки інформації і пошуку достатньо чутливих критеріїв правил прийняття рішення. Для реалізації такого підходу, очевидно, потрібна нова більш загальна постановка задач виявлення та розпізнавання образів. Як така постановка може бути запропонована наступна :

$$(o_1 \dots o_r) = \arg \left\{ \begin{array}{l} \text{opt } Q[S_B(\alpha_B), S_{nou}(\alpha_{nou}), S_k(\alpha_k), \\ S_{nou}(\alpha_{nou}) \\ S_n(\alpha_n), O(o_1 \dots o_k), (x_1 \dots x_n)] \end{array} \right\}$$

де $O(o_1 \dots o_k)$ - множина образів; Q - модель змістовного критерія якості розв'язання задачі; S_B , S_{nou} , S_k , S_n - множини структур операторів виділення виборок визначеного об'єму, попередньої обробки інформації, критеріїв правил прийняття рішення, правил прийняття рішення; α_j - параметри відповідних структур; $(x_1 \dots x_n)$ - вибірка даних; G - обмеження на рішення задачі. Згідно з цією постановкою образ, пов'язаний з конкретною вибіркою $(x_1 \dots x_n)$, шукається оптимальним виявленням на множинах структур зазначених операторів, критеріїв та правил розпізнавання, на множинах параметрів вказаних структур та на множинах самих образів. Окремі постановки задач, наприклад, параметричні можуть бути сформульовані на основі загальної постановки.

Замкнутий розв'язок задач виявлення та розпізнавання в приведеній постановці в загальному випадку не можливо отримати. Така постановка задачі вимагає методологічного підходу для її розв'язання.

Таким чином, при високих рівнях перешкод для розв'язання задач виявлення та розпізнавання образів необхідно використати системний підхід і спеціальну попередню обробку інформації, які дозволяють отримати (або сподіватися отримати) задовільні результати.

Виходячи з означеного, контури методології системного аналізу при розв'язанні задач виявлення та розпізнавання образів за наявності перешкод високого рівня можуть бути побудовані згідно структурної схеми, що містить наступні блоки:

- БАПОІ - блок алгоритмів попередньої обробки

інформації;

- БВІО - блок вибору інформативних ознак;
- БВМО - блок вибору моделей образів;
- БВК - блок вибору критеріїв правил прийняття рішення;
- БВПР - блок вибору правил розпізнавання;
- БОЯР - блок оцінки якості рішення;
- БВСП - блок вибору стратегій розпізнавання;

БАПОІ повинен містити набір альтернативних за структурами і параметрами алгоритмів попередньої обробки даних, які дозволяють формувати підвиборки певних об'ємів даних для вибору найбільш інформативних з них та переводити дані у різні простори, в яких можливий вибір інформативних ознак для опису образів. Як алгоритми попередньої обробки інформації можуть бути використані різні нелінійні статичні і динамічні перетворення, інтегральні, наприклад, спектральні перетворення та інше.

БВІО повинен містити стратегії вибору інформативних ознак (наприклад, спектральних складових та ін.) для опису образів. Такі стратегії можуть бути сформовані за допомогою різних інструментів подання результатів, які отримані з БАПОІ, їх спеціального нормування та порогової фільтрації. Зазначені операції необхідні для автоматизації пошукового процесу та надання йому (за можливістю) регулярного характеру.

БВМО повинен містити стратегії формування образів на основі обраних для цієї мети інформативних характеристик. Зокрема, образи можуть бути сформовані на основі різних статистик від складових спектральних складових, що вибрані як інформативні ознаки.

БВК повинен містити набір структур критеріїв правил прийняття рішення, параметрами яких будуть виділені ознаки для опису образів.

БВПР повинен містити різні правила виявлення та розпізнавання, що побудовані на основі структур критеріїв, які передбачені БВК.

БОЯР призначений для оцінки якості рішень, що отримані вибраними стратегіями, та замикання процедури системного аналізу. Цей блок, окрім іншого, повинен бути забезпечений засобами прямої і непрямої оцінки змістовних показників якості, які цікавлять користувача розв'язку задачі.

БВСП повинен бути забезпечений алгоритмами вибору конкретних стратегій, що підлягають реалізації в контурах методології системного аналізу. Множина зазначених алгоритмів може бути обмежена простим або регуляризованим перебором можливих стратегій виявлення та розпізнавання. Повна регуляризація процедури вибору стратегій, що здійснює цілеспрямований, тим більш оптимальний перебір пошукових стратегій, надає методології інтелектуального характеру. Однак в загальному

випадку пряма реалізація такої системи без етапу навчання та адаптації до конкретних класів задач практично неможлива.

Процедура пошуку задовільних, в тому числі і найкращих методів виявлення складається з етапів навчання і перевірки.

Етап навчання реалізується, як правило, на основі даних, отриманих методом імітаційного моделювання. Імітаційне моделювання виборок дозволяє з одного боку, значно здешевити процедуру синтезу методів, а з другого (принципового боку - забезпечити репрезентативність навчаючих виборок потрібного подання.

Етап навчання організується таким чином:

1. Множина імітованих виборок ділиться на підмножини навчаючих і перевірочних.

2. Перевірочні виборки діляться на виборки, що містять "чисту" перешкоду, та виборки, що містять перешкоду і корисний сигнал.

3. Перевірочні виборки при необхідності (а це визначає БВСП) ранжуються в чергу для обробки.

4. Блок вибору стратегій виявлення виробляє конкретну стратегію, тобто вибирає конкретний алгоритм попередньої обробки даних, конкретні стратегії вибору інформативних даних, формування образу, критерія і правила прийняття рішення.

5. За вибраною стратегією обробляється множина навчаючих виборок .

6. Отриманий результат перевіряється блоком БОЯР, при цьому:

6.1. Якщо отриманий в п.5 результат виявляється задовільним, то за вибраною стратегією обробляється множина перевірочних виборок.

6.1.1. Якщо отриманий в п.6.1 результат є задовільним, то вибрана стратегія приймається як метод розв'язання задачі.

6.1.2. Якщо отриманий в п. 6.1 результат є незадовільним, то вертаємось до п.4, де вибирається нова стратегія рішення задачі, і продовжуємо процедуру.

6.2. Якщо отриманий в п.5 результат є незадовільним, то повертаємось до п.4 та продовжуємо пошукову процедуру.

Етап остаточної перевірки в загальному випадку здійснюється на реальних даних. Однак, як правило, в цьому виникає необхідність, якщо в процесі імітації реальних даних недостатньо точно врахований розподіл імовірностей перешкод при регулярних образах або розподіл імовірностей ситуацій "перешкода + корисний сигнал" при стохастичних образах.

Звичайно методологія системного аналізу стартує по додатковому контуру і, якщо по ньому не вдається отримати задовільного рішення, переходить на основний контур. Пошукові процедури по основному контуру повністю співпадають з вищенаведеною процедурою по

дополнительному контуру. Если и по дополнительному контуру методологии не достигнуто удовлетворительного решения, то за наявності можливостей необхідно удосконалити її блоки.

Методология системного анализа предполагает, что ее основные блоки строятся на основе проверенных методов развязывания соответствующих подзадач, включая как замкнутые, так и итерационные регуляризованные процедуры. Если это невозможно при синтезе какого-либо блока, то для его построения может быть использован методологический подход, в частности, ту же самую методологию системного анализа. Реализация методологии системного анализа для решения конкретных задач выявления та

распознавания образов позволяет получить удовлетворительные результаты при значительных уровнях помех. Так, в частности, нами удовлетворительно была решена задача выявления локальных аномалий в условиях сверхвысоких помех, при которых помеха превышала полезный сигнал по мощности до 100 дБ. Однако при этом следует отметить, что такой результат был достигнут за счет расширения спектра перетворений новым неортогональным перетворением, как было названо нами модифицированным перетворением Радемахера, а также построения моделей образов на основе выделенного подхода.

УДК 681.324

ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ ХРАНЕНИЯ ОЧЕРЕДЕЙ В ОПЕРАТИВНОЙ ПАМЯТИ.

В. В. Корольков

В данной статье рассматриваются вопросы организации хранения очередей типа FIFO и предлагается оригинальный метод их хранения, позволяющий сократить непроизводительные расходы, затрачиваемые на обслуживание этого типа очередей.

У данной статті розглядаються питання організації збереження черг типу FIFO і пропонується оригінальний метод збереження черг, що дозволяє скоротити непродуктивні витрати, пов'язані з обслуговуванням цього типу черг.

In given clause the questions of organization of a storage of sequences of a type FIFO are considered and the original method of their storing allowing to reduce the unproductive charges, spent on service of this type of sequences is offered.

Одним из условий функционирования многозадачных и многопользовательских операционных систем является одновременное функционирование и взаимодействие большого числа различных процессов, которые обмениваются информацией между собой [1]. Процессы, функционирующие в системе, имеют разные приоритеты функционирования, показатели власти, продолжительность цикла обработки информации [2]. Информация, циркулирующая между процессами, порождается либо некоторыми другими процессами, либо поступает из внешних источников через различные устройства ввода вывода, а также различные датчики. Информация, поступающая из внешних источников, носит дискретный характер, а периодичность ее поступления носит случайный характер. Поэтому периодичность передачи информации от одного процесса другому носит дискретный, случайный характер [3]. Последовательность элементов информации, передаваемой от одного процесса другому, по ряду причин не может быть воспринята и обработана сразу принимающим процессом, поэтому эта

последовательность элементов размещается в оперативной памяти в некоторой последовательности, называемой очередью. По типу последовательности обработки очереди классифицируются на очереди типа FIFO (First Input First Output) и очереди типа LIFO (Last Input First Output). Очереди типа LIFO, как правило, размещаются в динамической области памяти (например, при организации стека) и легко обслуживаются при программировании. Данная работа рассматривает методы хранения очередей типа FIFO и алгоритмы их обслуживания с целью сокращения непроизводительных потерь, возникающих при их обслуживании.

Постановка задачи заключается в следующем. Пусть процесс Π_1 взаимодействует с процессом Π_2 . При этом процесс Π_1 передает дискретную последовательность элементов процессу Π_2 в последовательности FIFO. Элементы переданные Π_1 , но не воспринятые Π_2 временно хранятся в области памяти, рассчитанной на N элементов. Так как интенсивность отправки элементов I_1 и интенсивность приема элементов I_2 зависят от множества случайных факторов, то эти величины имеют также случайный характер. Количество элементов, размещенных в очереди, зависит от соотношения I_1 и I_2 . Если $I_1 < I_2$, то количество элементов в памяти сокращается. Предельным значением является 0 элементов в очереди, т.е. очередь пуста. Эта ситуация является нормальной и не противоречит условиям работоспособности системы. Если $I_1 > I_2$, то количество хранимых элементов в памяти растет. Предельным

значением является N элементов, т.е. очередь заполнена. В этой ситуации при поступлении очередного элемента очередь оказывается переполненной и разместить очередной элемент становится невозможно. Переполнение очереди требует либо приостановки функционирования Π_1 до освобождения очереди, либо потери очередного элемента информации, а это недопустимо. Избежать переполнения очереди можно увеличением размера памяти отводимой для очереди. Но оперативная память является ограниченным ресурсом, поэтому увеличивать очередь беспрестанно нельзя. С другой стороны, излишне большой объем памяти для размещения очереди приводит к неоптимальному использованию оперативной памяти. Поэтому выбор оптимального размера очереди производится в каждом конкретном случае на основании определения динамики изменений I_1 и I_2 . Вместе с тем I_2 зависит от времени T_2 обработки Π_2 и от времени обслуживания очереди T_0 . Если T_2 зависит от логики процесса, то T_0 определяется только методами размещения очереди в памяти и алгоритмами обслуживания очереди. Таким образом, сущность задачи заключается в определении методов хранения очереди типа FIFO и способов ее обслуживания, сокращающих значение времени обслуживания очереди T_0 и снижающих вероятность наступления состояния переполнения очереди при заданном размере очереди.

При организации хранения очереди в виде таблицы, рассчитанной на N элементов в оперативной памяти, за очередь закрепляется соответствующая область. Особенностью очереди типа FIFO является то, что при поступлении очередного элемента запись его производится в конец списка, а при извлечении очередного элемента освобождается область памяти в начале списка.

Таким образом, если не производить никаких перемещений в памяти элементов очереди, то при поступлении элемента N будет достигнут конец выделенной области памяти, в то время как начало области памяти будет освобождено за счет уже извлеченных элементов памяти. Для устранения этого эффекта физическое перемещение элементов очереди в памяти можно производить, либо при извлечении каждого элемента из очереди, либо при достижении границы выделенной области памяти. В первом случае увеличивается время извлечения элемента из очереди, во втором - время постановки элемента в очередь. И в первом случае, и во втором случае перемещения в памяти являются непроизводительными.

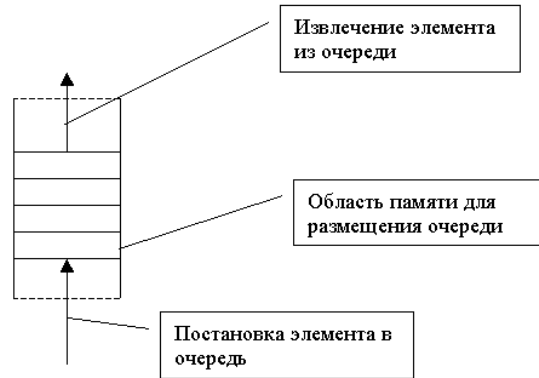


Рис. 1 Размещение очереди типа FIFO в оперативной памяти.

Для устранения непроизводительных перемещений в памяти при обслуживании очереди типа FIFO в данной работе предлагается заменить физическое перемещение в памяти на логическое перемещение. Это можно выполнить следующим образом. Для хранения очереди предлагается использовать специальным образом организованный кольцевой список. Вначале списка содержится заголовок, который содержит длину списка, адрес для ввода нового элемента, адрес извлекаемого элемента и длину элемента. При постановке каждого нового элемента этот элемент записывается в очередь, а адрес для ввода нового элемента наращивается на длину элемента. Аналогичным образом производится извлечение элемента из очереди. При достижении границы списка адрес очередного элемента устанавливается в начало. Такой список в логическом представлении можно изобразить в виде кольца (рис.2).

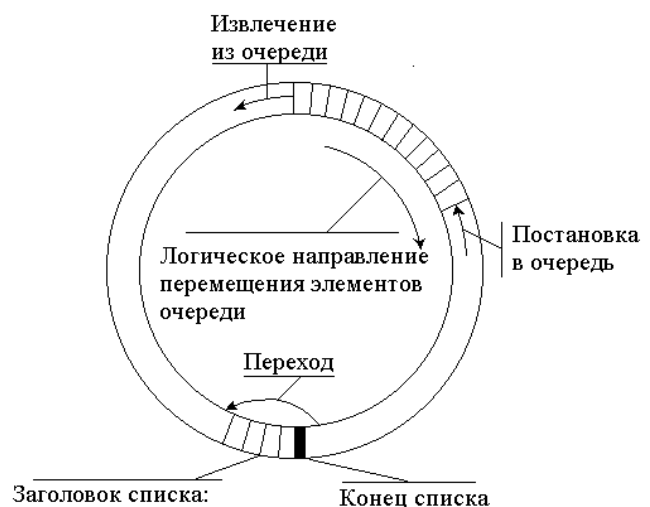


Рис. 2 Логическое представление кольцевого списка.

Список по мере поступления новых элементов и извлечения обрабатываемых передвигается по кольцу. Непроизводительных потерь на перемещение элементов

в памяти при этом не производится, а служебные записи в начале списка отслеживают это перемещение. Условно назовем "головой" списка (HEAD) адрес для размещения нового элемента, а "хвостом" списка (TAIL) назовем адрес для извлекаемого элемента. Тогда случай, когда "хвост" догоняет "голову" соответствует состоянию - очередь пуста. А случай, когда "голова" догоняет "хвост" - очередь переполнена.

Такую очередь можно рассматривать как некоторый объект, к которому можно обращаться для постановки элемента в очередь, либо извлечения очередного элемента из очереди. Этот объект представляет собой некоторый программный код и область данных в виде кольцевого списка. Программный код должен реализовать алгоритм постановки элемента в очередь и алгоритм извлечения элемента из очереди. При первом обращении к такому объекту выполняется инициализация списка. Предлагается следующий алгоритм обслуживания очереди размещаемой в кольцевом списке.

Шаг 1. Проверка обращения на постановку в очередь или извлечение из очереди. Если постановка в очередь, то переход к шагу 2, иначе - к шагу 8.

Шаг 2. Проверка первого обращения. Если обращение первое, то выполняется инициализация очереди путем установки значений адреса для устанавливаемого и извлекаемого элемента очереди соответственно и выполняется переход к шагу 4.

Шаг 3. Если адрес для постановки элемента в очередь после постановки этого элемента будет равен адресу для извлечения элемента из очереди, то очередь переполнена и осуществляется переход к шагу 8.

Шаг 4. Размещение очередного элемента в списке.

Шаг 5. Адрес элемента для установки наращивается на длину элемента. Если новый адрес достиг конца списка, адрес устанавливается на первый элемент списка (переносится в начало).

Шаг 6. Элемент установлен. Выход.

Шаг 7. Установление флага "очередь переполнена" и выход.

Шаг 8. Проверка первого обращения. Если обращение первое, то установка флага "очередь пуста" и выход.

Шаг 9. Если адрес для извлечения элемента равен адресу для установки элемента, то установка флага "очередь пуста" и выход.

Шаг 10. Извлечение элемента из очереди.

Шаг 11. Адрес элемента для извлечения наращивается на длину этого элемента. Если новый адрес достиг конца списка, адрес устанавливается в начало списка.

Шаг 12. Элемент извлечен. Выход.

Предлагаемый алгоритм описывает типовую методику обслуживания очереди с использованием кольцевого списка. Алгоритм может быть легко модифицирован и расширен некоторыми возможностями. Например, возможно внести флаг, сигнализирующий о приближении состояния "очередь переполнена". Для этого необходимо произвести дополнительную проверку на шаге 3 алгоритма и установить этот флаг при снижении запаса на возможное размещение элементов ниже некоторого заданного уровня. Кроме того, если каждый элемент, устанавливаемый в очередь, будет иметь переменную длину и эта длина будет указываться вначале элемента, то такая очередь может хранить и элементы переменной длины. В этом случае, так как длина списка не может быть кратной длине элемента, то при недостаточном месте в конце списка для размещения очередного элемента можно предусмотреть введение элемента заполнителя, который будет равен оставшейся длине списка, а новый элемент при этом будет размещаться в начале списка. Перечень вариантов модификации приведенного алгоритма может быть продолжен, но все эти варианты будут базироваться на применении данной типовой методики размещения элементов очереди с использованием кольцевого списка.

Данный метод размещения очереди и алгоритм ее обработки может быть использован не только при реализации операционных систем. Впервые он был применен при разработке автоматизированной системы табельного учета для организации очереди информации о входах и выходах, поступающей от датчиков ввода пропуска [4]. Эксплуатация на протяжении длительного промежутка времени показала высокую эффективность его использования.

Данный метод хранения очереди может найти широкое применение также при организации межмашинного обмена информации в многомашинных вычислительных комплексах.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК:

1. Фролов А.В., Фролов Г.В. Операционная система Windows 95: Для программиста. - М.: "Диалог - МИФИ", 1996. -288с. / Библиотека системного программиста. T22/.
2. Фролов А.В., Фролов Г.В. Операционная система IBM OS/2 Warp. - М.: "Диалог - МИФИ", 1995. - 272с.
3. Гриб О.В. Взаимодействие процессов в MS DOS. - "Управляющие системы и машины". - 1990 №5 - с.72-76.
4. Иванченко А.Ф., Бобровнический В.Н., Корольков В.В., Устюгов А.В. Автоматизация проектирования локальных АСУ. - "Обмен производственно техническим опытом". - 1990 вып.5-6.

АНАЛИЗ ИНТЕРВАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ ПРИ РАСЧЕТЕ ДОПУСКОВ

В. Н. Крищук, Г. Н. Шило

Для расчета допусков используются интервальные системы линейных алгебраических уравнений (ИСЛАУ). Производится сравнение итерационных методов решения интервальных систем. Рассматриваются различные методы формирования начальных приближений. Исследуется влияние начальных приближений на сходимость алгебраических решений ИСЛАУ.

Для розрахунку допусків використовуються інтервальні системи лінійних алгебраїчних рівнянь (ИСЛАУ). Проводиться порівняння ітераційних методів розв'язання інтервальних систем. Розглядаються різні методи формування початкових наближень. Досліджується вплив початкових наближень на збіжність алгебраїчних розв'язок ІСЛАУ.

For calculation of the tolerances the interval systems of the linear algebraic equations (ISLAE) are used. The comparison of iterative methods for interval systems is made. The various methods of shaping of initial approximations are considered. The influence of initial approximations to convergence of algebraic solutions ISLAE is investigated.

ВВЕДЕНИЕ.

Интервальные математические модели для расчета допусков при моделировании тепловых, механических или иных процессов могут быть сформированы с использованием методов конечных элементов, конечных разностей или граничных элементов. Решение обратной задачи - расчет допусков элементов модели - может быть сведено к решению системы из n интервальных линейных алгебраических уравнений

$$\left. \begin{aligned} a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + a_{13}x_3 + \dots + a_{1n}x_n &= b_1 \\ a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + a_{23}x_3 + \dots + a_{2n}x_n &= b_2 \\ \dots & \dots \dots \dots \dots \dots \\ a_{n1}x_1 + a_{n2}x_2 + a_{n3}x_3 + \dots + a_{nn}x_n &= b_n \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где $a_{ij} = [\underline{a}_{ij}; \overline{a}_{ij}]$, $x_{ij} = [\underline{x}_{ij}; \overline{x}_{ij}]$, $b_i = [\underline{b}_i; \overline{b}_i]$,

$(i, j = \overline{1, n})$;

$\underline{a}_{ij}, \underline{x}_{ij}, \underline{b}_i$ - нижние границы интервалов;

$\overline{a}_{ij}, \overline{x}_{ij}, \overline{b}_i$ - верхние границы интервалов.

Обычно при моделировании физических процессов $\underline{a}_{ij}, \underline{x}_{ij}, \underline{b}_i$ - прямые интервалы, то есть $\underline{a}_{ij} \leq \overline{a}_{ij}$, $\underline{x}_{ij} \leq \overline{x}_{ij}$, $\underline{b}_i \leq \overline{b}_i$ [1]. Однако в результате применения обратных интервальных арифметических операций в решении системы наблюдаются случаи появления обратных интервалов, для которых $\underline{x}_{ij} > \overline{x}_{ij}$. Интервальные арифметические операции над прямыми и обратными интервалами рассматриваются в расширенной интервальной арифметике, известной как арифметика Каухера [2]. При практическом использовании

расширенной интервальной арифметики возникает необходимость в выработке общих правил выполнения арифметических операций.

Целью настоящей работы является формализация правил выполнения арифметических операций в интервальной арифметике, сравнение итерационных методов решения ИСЛАУ и составление рекомендаций для выбора начальных приближений.

1 ИНТЕРВАЛЬНАЯ АРИФМЕТИКА

В интервальной арифметике обычные для вещественных чисел соответствия между прямыми и обратными арифметическими операциями приобретают интервальный характер, что приводит к удвоению числа арифметических операций в интервальной арифметике (табл.1).

Таблица 1 - Соответствие между прямыми и обратными операциями в интервальной арифметике

Операция	Обозначения			
Прямая	+	-	.	/
Обратная	\ominus	\oplus	\otimes	\oslash

Прямые операции сложения и вычитания могут быть записаны в явном виде

$$b = a + x = [\underline{a} + \underline{x}, \overline{a} + \overline{x}];$$

$$b = a - x = [\underline{a} - \overline{x}, \overline{a} - \underline{x}]. \quad (2)$$

Для прямых интервальных операций умножения и деления единого выражения, подобного (2), не существует. Обычно эти выражения представляются в виде таблиц [3] или сводки формул [4], применение которых в практике вычислений сопряжено с некоторыми неудобствами.

Процедура выполнения обратных интервальных арифметических операций в настоящее время разработана недостаточно полно, хотя такие операции встречаются при решении интервальных систем [4]. При выполнении обратных операций сложения и вычитания целесообразно пользоваться выражениями:

$$x = b \oplus a = [\underline{b} + \overline{a}, \overline{b} + \underline{a}];$$

$$x = b \ominus a = [\underline{b} - \underline{a}, \overline{b} - \overline{a}]. \quad (3)$$

Для представления обобщенных алгоритмов выполнения прямых и обратных интервальных арифметических операций будут использоваться понятия

относительной и операционной ширины интервала. Нижней и верхней относительной шириной интервала называются величины

$$\begin{aligned} \xi(a) &= \frac{w(a)}{\max\{|a|, |\bar{a}|\}} = \frac{w(a)}{|a|}; \\ \bar{\xi}(a) &= \frac{w(a)}{\max\{|a|, |\bar{a}|\}} = \frac{w(a)}{\langle a \rangle}. \end{aligned} \quad (4)$$

Относительная ширина интервала имеет знак (ориентацию), определяемый знаком (ориентацией) ширины интервала: для прямых интервалов $w(a) = \bar{a} - a > 0$ и $\xi(a) < 0$, $a < \bar{a}$; для обратных интервалов $w(a) = \bar{a} - a < 0$ и $\xi(a) < 0$, $a > \bar{a}$. Если $w(a) = 0$, то $\xi(a) = 0$ и интервал вырождается в вещественное число.

Операционной шириной прямой арифметической операции называется величина

$$\zeta(a^*x) = \begin{cases} w(a) + w(x), & * \in \{+, -\} \\ \xi(a) + \xi(x), & * \in \{\times, / \} \end{cases}$$

Для интервалов a и x правила выполнения прямых арифметических операций могут быть представлены в виде табл.2. В данной таблице используются следующие обозначения: $* \in \{+, -, \times, / \}$ - прямые арифметические операции в интервальной арифметике; множество $F = \{a^*x; \bar{a}^*\bar{x}; \bar{a}^*x; a^*\bar{x}\}$; функция $\max \min F$ означает, что из двух меньших элементов множества F выбирается больший, а функция $\min \max F$ выберет меньший из двух больших элементов множества F .

При выполнении прямых арифметических операций умножения и деления над прямыми и обратными интервалами с одинаковой относительной шириной интервала $\zeta(a^*x) = 0$ результат арифметической операции вырождается в вещественное число.

Операционной шириной обратной арифметической операции называется величина

$$\begin{aligned} \zeta(b \otimes a) &= w(b) - w(a), \text{ если } (\otimes \in \{\oplus, \ominus\}), \\ \zeta(b \otimes a) &= w(b) - w(a), \text{ если } (\otimes \in \{\odot, \oslash\}). \end{aligned}$$

Таблица 2 - Правила выполнения прямых арифметических операций

Интервалы	$x < \bar{x}$	$x > \bar{x}$	
		$\zeta(a^*x) > 0$	$\zeta(a^*x) < 0$
$a < \bar{a}$	$[\min F; \max F]$	$[\max \min F; \min \max F]$	$[\min \max F; \max \min F]$

Таблица 2 - Правила выполнения прямых арифметических операций

Интервалы	$x < \bar{x}$	$x > \bar{x}$	
		$\zeta(a^*x) > 0$	$\zeta(a^*x) < 0$
$a > \bar{a}$	$\zeta(a^*x) > 0$	$[\max \min F; \min \max F]$	$[\max F; \min F]$
	$\zeta(a^*x) < 0$	$[\min \max F; \max \min F]$	

Для интервалов b и x правила выполнения обратных арифметических операций могут быть представлены в виде табл.3, где введены следующие обозначения:

$\otimes \in \{\oplus, \ominus, \odot, \oslash\}$ - обратные арифметические операции в интервальной арифметике; множество $G = \{b^*a; \bar{b}^*\bar{a}; \bar{b}^*a; b^*\bar{a}\}$.

Таблица 3 - Правила выполнения обратных арифметических операций

Интервалы	$a < \bar{a}$	$b > \bar{b}$	
		$\zeta(b \otimes a) > 0$	$\zeta(b \otimes a) < 0$
$b < \bar{b}$	$\zeta(b \otimes a) > 0$	$[\max \min G; \min \max G]$	$[\min G; \max G]$
	$\zeta(b \otimes a) < 0$	$[\min \max G; \max \min G]$	
$b > \bar{b}$	$[\max G; \min G]$	$[\max \min G; \min \max G]$	$[\min \max G; \max \min G]$

Результат обратной арифметической операции умножения и деления вырождается в вещественное число, если операционная ширина, $\zeta(b \otimes a) = 0$.

2 МЕТОДЫ РЕШЕНИЯ ИСЛАУ

Решение интервальных систем может быть выполнено, используя интервальные модификации классических алгоритмов вычислительной математики, и алгоритмы, специально разработанные для интервальных систем. Применение интервального варианта алгоритма Гаусса и решение систем уравнений с помощью обратных интервальных матриц в общем случае не позволяет получить алгебраического решения интервальных систем. Такое решение ИСЛАУ можно получить с использованием итерационных методов. Существующие итерационные методы можно разделить

на две группы: применение итерационных алгоритмов к исходной системе интервальных уравнений и субитерационные методы с организацией процесса итерации на основе использования процедуры отображения интервальных матриц размерности n в вещественную матрицу размерности $2n$.

Характерным представителем *итерационных методов* является алгоритм, приведенный Л. Куприяновой [4]. Основан он на преобразовании каждого из уравнений системы (1) к виду

$$x_i = \left(b_i \ominus \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n a_{ik} \cdot x_k \right) \oslash a_{ii}, \quad i = \overline{1, n}.$$

При организации итерационного процесса для вычисления неизвестного $x_i^{(m)}$ на m -ой итерации используются значения неизвестных $x_i^{(m-1)}$ на $(m-1)$ -ой итерации

$$x_i^m = \left(b_i \ominus \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n a_{ik} \cdot x_k^{m-1} \right) \oslash a_{ii}, \quad i = \overline{1, n}. \quad (5)$$

Процесс итерации прекращается, когда невязка решения достигает заданной точности $b_i - b_i^m \leq \varepsilon$, где ε - заданная точность вычислений. Применение итерационных алгоритмов этой группы ограничено случаями, когда в процессе итераций возникает необходимость выполнения операции обратного деления ненульсодержащего интервала на нульсодержащий. С помощью этих методов невозможно получить теоретически точное решение ИСЛАУ.

Субитерационные методы с отображением интервальной матрицы n в матрицу вещественных коэффициентов размерности $2n$ позволяют преобразовать систему (1) в систему обычных алгебраических уравнений. Задача определения интервальных корней системы в этом случае сводится к задаче определения границ интервалов. Возможность такого преобразования основывается на представлении слагаемых системы (1) в виде

$$[a_{ij}; \bar{a}_{ij}] [x_j; \bar{x}_j] = [g_{ij}; \bar{g}_{ij}],$$

где g_{ij} и \bar{g}_{ij} - нижняя и верхняя границы произведения.

После этого каждое из интервальных уравнений системы представляется двумя уравнениями

$$\sum_{j=1}^n g_{ij} = b_i; \quad \sum_{j=1}^n \bar{g}_{ij} = \bar{b}_i. \quad (6)$$

Исходная система уравнений при этом преобразуется к виду

$$G \cdot Z = H,$$

где G - разреженная матрица вещественных коэффициентов размерности $2n$, в каждой строке которой размещается не более n ненулевых элементов;

$$Z = [z_1, \dots, z_{2n}]^T = [x_1, \dots, x_n, \bar{x}_1, \dots, \bar{x}_n]^T$$

- транспонированный вектор новых неизвестных;

$$H = [h_1, \dots, h_{2n}]^T = [b_1, \dots, b_n, \bar{b}_1, \dots, \bar{b}_n]^T$$

- транспонированный вектор новых свободных членов.

Для организации вычислительной процедуры необходимо произвести перегруппировку матрицы G и векторов Z и H таким образом, чтобы на главной диагонали размещались ненулевые элементы. При наличии столбцов или строк с нулевыми элементами происходит их исключение. В общем случае после размещения по главной диагонали ненулевых элементов создается система уравнений порядка $2n$:

$$C \cdot Y = D \quad (7)$$

где C - разреженная матрица размерности $2n$ с ненулевыми элементами на главной диагонали;

Y и D - векторы неизвестных и свободных членов соответствующие новому положению столбцов и строк матрицы G .

Границы интервалов корней системы (1) являются решением системы линейных алгебраических уравнений (7), если известны правила операций умножения для всех интервальных произведений системы (1). При отсутствии таких сведений задача решается методом последовательных приближений. При этом система уравнений (7) записывается в виде:

$$C^{(m)} \cdot Y^{(m+1)} = D^{(m)}, \quad (8)$$

где $C^{(m)}$ и $D^{(m)}$ формируются на m -ом приближении, а вектор неизвестных $Y^{(m+1)}$ является $m+1$ -ым приближением к корням системы уравнений (1).

Процедуру решения рассмотрим на примере отыскания интервальных корней системы уравнений

$$\left. \begin{aligned} [2;4]x_1 + [-2;1]x_2 &= [-2;2] \\ [-1;4]x_1 + [2;4]x_2 &= [-2;2] \end{aligned} \right\},$$

для которой неизвестны правила выполнения интервальных операций умножения. В качестве начального приближения будем считать, что корни системы удовлетворяют условию $x_1 > 0$; $x_2 > 0$. Тогда можно составить систему уравнений размерности $2n = 4$

$$\begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & -2 \\ 0 & 2 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 4 & 1 \\ 0 & 0 & 2 & 4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2 \\ -2 \\ 2 \\ 2 \end{bmatrix},$$

которой удовлетворяют корни

$$x_1^{(1)} = \left[-\frac{5}{7}; \frac{3}{7} \right]; \quad x_2^{(1)} = \left[-\frac{11}{14}; \frac{2}{7} \right].$$

Полученные значения позволяют уточнить правило

формирования границ интервалов для каждого произведения и составить новую систему уравнений, из которой получаем следующее приближение :

$$x_1^{(2)} = \left[-\frac{3}{7}; \frac{5}{14} \right]; \quad x_2^{(2)} = \left[-\frac{2}{7}; \frac{9}{28} \right] .$$

Процесс вычисления заканчивается на третьем приближении, когда корни становятся равными корням алгебраического решения :

$$x_1^{(3)} = x_1 = \left[-\frac{1}{3}; \frac{1}{3} \right]; \quad x_2^{(3)} = x_2 = \left[-\frac{1}{3}; \frac{1}{3} \right] .$$

Характер изменения корней в процессе приближений представлен на рис.1.



Если рассматривать $Y^{(m+1)}$ в качестве точного решения системы уравнений (8) после m-ой итерации и записать его в виде

$$Y^{(m+1)} = Y^{(m)} + \Delta Y^{(m)} ,$$

то при подстановке этого выражения в систему (8) можно записать:

$$C^{(m)} \cdot (Y^{(m+1)} + \Delta Y^{(m)}) = D^{(m)} . \quad (9)$$

В результате можно получить систему уравнений для определения приращения неизвестных на последующих итерациях

$$C^{(m)} \Delta Y^{(m)} = D^{(m)} - C^{(m)} \cdot Y^{(m+1)} . \quad (10)$$

Матрица коэффициентов при $\Delta Y^{(m)}$ в системе (10) является матрицей частных производных системы (7), что дало основания С.П. Шарому назвать итерационный алгоритм, построенный на решении системы (10) *субдифференциальным методом Ньютона* [3]. При использовании итерационных алгоритмов их сходимость в значительной степени зависит от значения начальных приближений. Если начальные приближения формируют распределение коэффициентов в матрице (7) субитерационных методов, соответствующее точному решению, то процесс итерации сразу заканчивается. Выбор начальных приближений можно осуществлять исходя из особенностей математической модели.

Наиболее близко отражают структуру систем исходных уравнений начальные приближения, формируемые на основе методов средних точек, средних коэффициентов, одноименных границ и средних корней [5].

Таким образом, субитерационные алгоритмы позволяют перейти от решения интервальных уравнений к решению систем уравнений удвоенной размерности с вещественными коэффициентами. При этом устраняется существенная опасность возникновения процедуры деления ненульсодержащих интервалов на нульсодержащие.

3 РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ ИСЛАУ

Проводилось сравнение матричного субитерационного метода решения интервальных систем с субдифференциальным методом Ньютона, а также исследование влияния начальных приближений на сходимость субитерационных методов решения ИСЛАУ.

Как показывают результаты теоретических исследований, наиболее сложной оказывается процедура получения решения в случаях, когда нарушается свойство дистрибутивности при выполнении интервальных операций. Чаще всего это возникает при операциях с нульсодержащими интервалами. Поэтому при выборе системы уравнений для тестирования различных методов получения начальных приближений и решения ИСЛАУ выбиралась система уравнений, содержащая значительное число нульсодержащих элементов. Матрица коэффициентов тестируемой системы имела вид:

$$A = \begin{bmatrix} [2;4] & [1;3] & [-2;2] & [-4;2] & [-2;1] \\ [-2;1] & [2;4] & [2;3] & [-1;1] & [-3;1] \\ [-2;1] & [-3;1] & [2;4] & [1;2] & [-2;1] \\ [1;3] & [-3;-1] & [-4;1] & [2;4] & [3;4] \\ [-2;2] & [2;3] & [-2;1] & [-4;1] & [2;4] \end{bmatrix} .$$

Изменение тестируемой системы проводилось умножением интервалов, расположенных по главной диагонали матрицы А, на множитель, который принимал значения: 0.1; 0.2; 0.5; 1; 2; 5; 10. При этом свободные члены уравнений формировались для следующих корней системы: $x_1 = [-1; 1]$; $x_2 = [1; 2]$; $x_3 = [-1; 2]$; $x_4 = [-2; 1]$; $x_5 = [-2; -1]$.

Результаты тестирования матричного субитерационного алгоритма приведены в табл.4, знаком "*" отмечены случаи появления в результатах решения обратных интервалов, а знаком "***" - когда процедура получения результата не приводила к алгебраическому решению (происходило заикливание), "/0" - отмечен случай, когда в процессе решения происходило вырождение матрицы $C^{(m)}$ в выражении (7). Для решения интервальных систем итерационным методом наиболее эффективным является применение процедуры

получения начальных приближений методом средних коэффициентов.

На сходимость процесса последовательных приближений существенное влияние оказывает вес элементов главной диагонали. При множителях 0.1 большинство начальных приближений выводило процедуру решения на заикливание. Количество итераций при формировании начальных приближений методом средних коэффициентов во всех случаях не превышало размерности системы.

Таблица 4 - Количество приближений для матричного субитерационного метода

Метод	Множитель элементов главной диагонали						
	0.1	0.2	0.5	1	2	5	10
Средних точек	**	10	7	10	3	3	3
Средних коэффициентов	**	5	44	5	2	2	1
Одноименных границ	**	**	//0	**	3	2	2
Средних корней	7	**	7	8	/0	2	1

На завершающем этапе исследований было произведено сравнение предложенной процедуры решения ИСЛАУ с субдифференциальным методом Ньютона. Программа решения ИСЛАУ субдифференциальным методом была любезно предоставлена С.П.Шарым. Результаты сравнения методов представлены в табл.5.

Результаты исследований показывают, что применение разных начальных приближений влияет на скорость и сходимость решения задачи и зависимость их от ширины интервалов, размерности системы и наличия нульсодержащих элементов. При доминирующих значениях интервальных коэффициентов главной

диагонали скорость сходимости решения задачи возрастает.

Таблица 5 - Количество приближений при различных методах решения ИСЛАУ

Метод	Множитель элементов главной диагонали						
	0.1	0.2	0.5	1	2	5	10
Субдифференциальный метод Ньютона	6*	**	**	5	2	2	2
Матричный субитерационный	**	5	4	5	2	2	1

Уменьшение значений элементов главной диагонали приводит к росту влияния на скорость решения задачи нульсодержащих элементов, что проявляется в увеличении количества итераций, появлении корней в виде обратных интервалов или невозможности вообще получения решения задачи (возникает заикливание). В реальных допусковых задачах наиболее перспективным для определения начальных приближений является использование методов средних корней и средних коэффициентов.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. *Alefeld, G and Herzberger, J:* Introduction to Interval Computations. Academic Press, New York, 1983.
2. *Kaucher E.* Interval analysis in the extended interval space IR// Computing Suppl.2. - 1980. P.33-49.
3. *Shary, S.P.* Algebraic Approach to the Interval Linear Static Identification, Tolerance and Control Problems, or One More Application of Kaucher Arithmetic. Reliable Computing 2 (1) (1996), P.3-33.
4. *Kupriyanova, L.* Inner estimation of the united solution set of interval linear algebraic system. Reliable computing. 1 (1) (1995), P.15-31.
5. *Гапоненко Г.М., Гапоненко М.П., Василега М.М.* Дослідження впливу початкових наближень на збіжність алгебраїчних розв'язок ІСЛАУ у допускових задачах САПР//Вісник "Комп'ютерні системи проектування. Теорія і практика" №327, 1998, С.214-221.

УДК 681.325.2:621.771.25

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ МНОГОЗАДАЧНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ КРИТИЧНЫХ К РЕЖИМУ

РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ.

В. Н. Куваев, И. В. Политов

На примере создания АСУ ТП непрерывного прокатного стана рассмотрены особенности построения программного обеспечения многозадачных систем управления критичных к режиму реального времени.

На прикладі створення АСУ ТП безперервного прокатного стану розглянуті особливості побудови програмного забезпечення багатозадачних систем управління критичних до режиму реального часу.

On creation example Control System of Technology Process of rolling mill are considered the construction peculiarities of multi-task software with some task which critical to real time routine.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время разработка управляющих программ опирается на численные модели, основанные на фактах и отображающие экономическое и техническое состояние производства на конкретном производственном объекте, а также на текстовое описание предметной области.

Совершенствование программных средств анализа приводит к все более широкому распространению естественно-языковых моделей и непосредственное их использование при разработке систем управления. Современный уровень компиляторов позволяет эффективно решать задачи управления с точностью до выходной лексики компилятора. Однако уникальные операции управления, являющиеся ключевыми в обеспечении эффективности специализированных АСУ ТП, не находят адекватного отображения в исходных моделях и, как следствие, в выходных кодах компиляторов. Данная особенность естественно-языковых моделей затрудняет их использование для решения задач критичных к быстродействию и требующих реализации объемных фрагментов программ на уровне машинных команд. Поэтому системные программы, ориентированные на управление технологическими процессами, по-прежнему удобно разрабатывать и эксплуатировать с использованием средств языков Ассемблера и СИ. Условия предельных требований к скорости обработки в программах управления и необходимость приемлемого времени реакции в больших системах стимулирует поиск новых, более эффективных методов решения и выполнение связанных с этим работ по усовершенствованию архитектур построения подобных систем. Эти работы в большей степени ориентированы на общее повышение

уровня параллелизма в вычислительном комплексе (ВК) и в меньшей на специализированные устройства повышенной эффективности. Общие принципы используемые при построении системы не зависят от архитектуры процессора, но опираются на возможности многозадачных операционных систем (ОС) реального времени (РВ), которые в свою очередь должны обеспечивать следующие специальные режимы использования ПО:

- управление процессом вычислений в соответствии с приоритетами задач;
- согласование взаимодействия программ обмена и организации вычислительного процесса в многопроцессной структуре системы РВ;
- обслуживание аппаратно-программных средств повышения надежности системы, исключение аварийных ситуаций и некорректного управления;
- динамическое событийное управление в РВ с жесткими временными ограничениями для промышленных технологических задач;
- механизм обмена сообщениями;
- связь с удаленными узлами и ЭВМ других уровней;
- защищенность программ и данных.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ.

Проблема создания надежного программного обеспечения многозадачных систем управления критичных к режиму РВ решалась авторами в процессе разработки и внедрения системы управления скоростным режимом прокатки (АСУ СРП) стана 350/250 АО "Электросталь". Система осуществляет управление скоростным режимом прокатки в мелкосортных группах клетей расположенных за проходной нагревательной печью (клетки 11-18, 19-26) через каналы задания частот вращения электроприводов соответствующих клетей. АСУ СРП построена на базе двух промышленных компьютеров, работающих в одноранговой вычислительной сети. Структура технических средств АСУ СРП представлена на рис.1. Все функции по управлению режимом непрерывной прокатки выполняются промышленными компьютерами. Технологические и функциональные задачи, решаемые системой, рассмотрены подробно в [1].

выполняя при этом довольно разноплановые функции, как то: операции настройки, калибровки, регулирования, информационного обмена и др. Однако последующее тестирование модели построенной по этому принципу выявило ее неэффективность. В следствии неоднородности одни компоненты каждого из объектов требовали более частого обслуживания с жесткими временными ограничениями, в то время как другие были менее критичны к этому или же нуждались лишь в асинхронном обслуживании. Это привело к необходимости разбить первоначально собранные процессы обслуживания на отдельные части, которые впоследствии были сгруппированы с учетом требований к периодичности работы, временным ограничениям, длительности выполнения и др. При проектировании использовался метод движения в направлении от задач и ресурсов более высокого уровня к более низкому. Особое внимание уделялось минимизации межзадачных пересылок данных.

Сетевое взаимодействие является узким местом в большинстве операционных систем и, обычно, создает значительные проблемы для систем реального времени. Для того чтобы обойти это препятствие, исключительное внимание уделялось оптимизации структуры распределенной системы и циркулирующих информационных потоков. В частности, компоновка процессов проводилась с учетом топологии размещения технических средств АСУ СРП. Использование одноранговой локальной сети позволило достичь большего быстродействия и пропускной способности, чем в случае использования специализированных серверов.

Результаты.

Окончательно структура ПО АСУ СРП была сформирована в процессе внедрения системы. Функции АСУ СРП обеспечиваются процессами, приведенными в таблице. Взаимосвязь отдельных процессов и функциональных задач представлена на рис.3.

Таблица

Имя процесса	Выполняемые функции
Узел 1 (поз. 10 на рис.1)	
DATA_FAKT1	Ввод фактических частот вращения электропривода клетей.
BAT	Интерфейс пользователя, информационно-управляющие функции настройки стана.
REG_SKOR1	Ввод режимов управления заданием на скорость клетей.



По критичности к режиму реального времени можно выделить три основных уровня функциональных задач:

- прямого цифрового управления технологическим процессом;
- оптимизации параметров и уставок системы управления;
- диспетчеризации.

Распределение функциональных задач АСУ СРП по уровням и их информационное взаимодействие представлено на рис.2.



МЕТОДЫ РЕШЕНИЯ.

В качестве операционной среды для разработки ПО АСУ СРП была выбрана ОС РВ QNX т.к. она в достаточной степени отвечает требованиям к ОС РВ приведенным выше. Базовый язык программирования - СИ.

В первоначальном виде автоматизированная система управления прокатным станом (АСУ СРП) однозначно отображала функциональную схему решаемой технологической задачи. В результате чего отдельные процессы обслуживания оказались замкнутыми на каждый из объектов или часть объекта управления,

Таблица

Имя процесса	Выполняемые функции
COMM1	Ввод режимов работы и задание на величину прогибов проката между клетями.
Узел 2 (поз. 9 на рис.1)	
NASTR_PROGIB2	Автоматическая настройка режима прокатки с прогибом .
DIAGN_PROGIB2	Диагностика работы системы в режиме прокатки с прогибом
OPER_ZADAN2	Цифровое задание базовой скорости клетей
VKL_PROGIB2	Включение и отключение режима стабилизации прогиба проката в межклетевых промежутках в темпе с прокаткой
PRIVOD2	Регулирование величин прогиба в межклетевых промежутках, формирование исходных данных для коррекции скоростного режима прокатки. Расчет и вывод текущих уставок в каналы задания частот вращения электроприводов с клетей

- низкоприоритетные процессы, периодичность работы которых значительно ниже первой группы и процессы работающие в асинхронном режиме. Выполняют подготовительные, настроечные и вспомогательные функции;

- процессы играющие роль менеджеров управления межзадачными информационными потоками. Режим работы фоновый, количество - по одному на каждый узел сети;

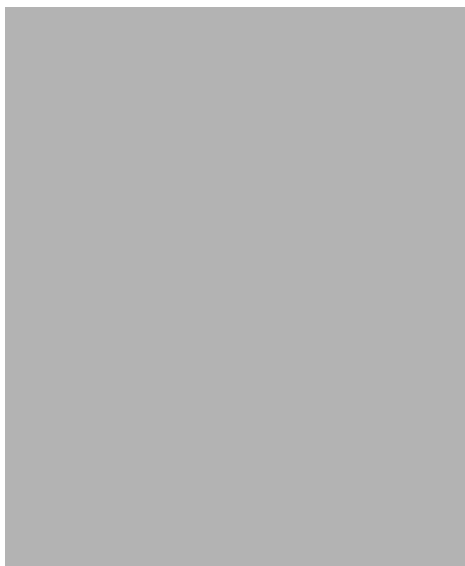
- процесс реализующий интерактивный интерфейс с пользователем;

- группа процессов подключаемая и отключаемая динамически в процессе работы системы. Активизация выполняется по инициативе пользователя, точка подключения - интерфейсное гнездо ближнего менеджера. Предназначены для диагностики и настройки оборудования обслуживающим персоналом, диагностики программного обеспечения, поддержки интерфейса с системами АСУП верхнего уровня и др.

Итогом декомпозиции стала группировка данных, связей и действий внутри автономных (обособленных) задач (процессов), выполняющихся со своими приоритетом, периодичностью и продолжительностью. На рис.4 приведена структура информационного взаимодействия процессов.



Упорядочивание информационных потоков в системе и оптимальный режим управления циркулирующими в системе оперативными данными обеспечивают задачи - менеджеры информационных потоков (MNG1, MNG2) - по одному процессу на каждый узел(отдельную ЭВМ). Процессы-менеджеры работают в фоновом режиме. Межузловые связи возложены на задачу COM1, расположенную на узле 1 - загруженную задачами менее критичными к быстрдействию, чем узел 2. Это, с одной стороны, предоставляет прозрачный интерфейс обмена, как процессам на локальной машине, так и на удаленных узлах, а с другой - не перегружает сетевой трафик избыточными пересылками пакетов данных. Структура программного обеспечения АСУ СРП приведена на рис.5..



Процессы оказались распределены по следующим группам:

- высокоприоритетные, работающие в жестком временном режиме, процессы имеющие, по возможности, короткий полный цикл работы целиком укладывающийся в отведенный временной квант. Выполняют функции управления объектом;



Однородность аппаратных средств (узлы одного уровня используют процессоры одинаковой архитектуры) делает возможным использование однородного программного обеспечения, как базового так и прикладного, что в свою очередь обеспечивает высокие эксплуатационные характеристики:

- простоту обслуживания аппаратных средств системы;
- эффективность сопровождения программных средств;
- надежность работы системы в целом.

Опыт разработки системы - АСУ СРП прокатного стана позволили выявить приведенные выше общие

закономерности построения программного и информационного обеспечения для подобного типа систем.

ВЫВОДЫ.

- Программное обеспечение многозадачных АСУ ТП, включающие отдельные задачи критичные к режиму реального времени, целесообразно разрабатывать на языке программирования С и С++ на базе одной из ОС реального времени.

- Проектировании ПО следует вести от задач и ресурсов более высокого уровня приоритета по быстродействию к более низкому. Процессы обслуживания группируются с учетом требований к периодичности работы, временным ограничениям, длительности выполнения.

- Одноранговая локальная вычислительная сеть обеспечивает надежное функционирование АСУ ТП в режиме реального времени.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Куваев В.Н., Политов И.В., Чигринский В.А. Система управления режимом непрерывной прокатки мелкосортной группы клетей стана 350/250 АО "Электросталь" - Металлургическая и горнорудная промышленность, 1998, №4, с.87-91

УДК 519.816

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ ВЫБОР ЛУЧШЕГО ВАРИАНТА РАЗРАБОТКИ

И. Ш. Невлюдов, В. М. Зубков, В. А. Палагин

Рассматривается адаптивная методика принятия решений в иерархических структурах. Для формирования вычислительной среды используются экспертные оценки. Результаты последующих экспериментов уточняют представления исследователя относительно распределений вероятностей стоимости разработки до апостериорных посредством пересчетов по формуле Байеса. Обсуждается алгоритм и процедура сравнений различных альтернатив. На каждом этапе определяется лучший вариант для следующего шага. Предложены некоторые критерии "усечения ветвей" дерева решений для сокращения объема расчетов.

Розглядається адаптивна методика прийняття рішень у ієрархічних структурах. Для формування обчислювального середовища використовуються експертні оцінки. Результати наступних експериментів уточнюють априорні уявлення дослідника відносно розподілів ймовірностей затрат коштів розробки до апостериорних шляхом перерахунків за формулою Байєса. Обговорюється алгоритм та процедура порівнянь різних альтернатив. На кожному етапі визначається найкращий варіант для наступного кроку. Запропоновані деякі критерії "відсікання гілок" дерева рішень для зменшення об'єму розрахунків.

Summary-Adaptive decision making methods for hierarchical

structures is considered. Expert estimates are used for computation environment formation. Results of further experiments specify a priori researcher's concept in the probabilities distributions of costs to a posteriori ones with Bayes' formula. The algorithm and procedure for various alternative comparisons are discussed. The best variant for next step is defined at every stage. Some criteria for cutting branches of the decision tree are offered to decrease calculations cost.

Проектирование объектов техники обычно осуществляется в несколько стадий, этапов (эскизный проект, технический проект, рабочая документация опытного образца и т.д.). На каждом последующем шаге разработки уточняются и детализируются решения предыдущих стадий, рассматриваются и сравниваются разные варианты реализации отдельных подсистем, наиболее ответственных узлов, принципов действия, выбираются лучшие из них. Критериями выбора вариантов технических решений служат экономические показатели (минимальная стоимость, затраты) или технические характеристики, образующие функцию

выгоды (полезности) [1,9]. Такой процесс разработки может быть представлен в виде иерархической, древовидной структуры [2,3], с характеристиками звеньев (ветвей), отражающими стоимость (полезность), вероятность получения результата и связи с предыдущими и последующими решениями. Декомпозиция вариантов разработки осуществляется по набору признаков, которые выбирает сам разработчик. Вершины дерева обозначают варианты решений или альтернативы.

На дереве решений (см. рис.1) различаем вершины, соответствующие разным уровням. Следуя терминологии [2], назовем их операциями. Вершины самого низкого уровня - это конкретные, детализированные по всем выбранным признакам варианты разработки, характеризующиеся определенной стоимостью. Это основные операции. Вершины промежуточных уровней вплоть до (n-1) уровня представляют собой подмножества решений и определенной стоимости не имеют, а характеризуются некоторыми дискретными распределениями стоимостей, которые должны быть связанными со стоимостями операций как более низкого так и более высокого уровня. Назовем вершины промежуточных уровней неосновными операциями. Ценность неосновных операций заключается в информации о входящих в них основных операциях. Операция n-ого уровня характеризует все множество вариантов разработки, которые исследуются проектантом, и также характеризуется распределением стоимостей. Операция n-ого уровня - универсальная операция, в ее состав входит также нулевая операция, представляющая собой пустое множество.

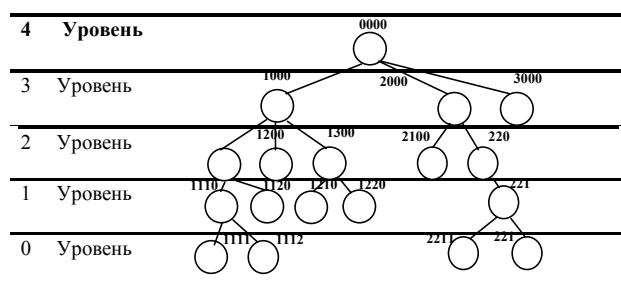


Рис.1. Структура дерева решений

В условиях неопределенности разработчик разворачивает картину, начиная с n-ого уровня. В структуре дерева операции более низкого уровня порождаются операциями более высокого уровня. Формально это может быть представлено как эксперимент e_{ij} , состоящий в применении оператора i к операции j с целью получения новой операции k более низкого уровня со значением стоимости новой операции равным u , если k - основная операция. Если же получаем неосновную операцию, "стоимость" представляет собой некоторый параметр θ распределения стоимостей тех основных операций, которые входят в

данную неосновную операцию. В задаче минимизации затрат параметр θ представляет минимальную стоимость и вероятность ее получения $P_j(\theta)$. С увеличением числа уровней дерева количество рассматриваемых вариантов быстро растет, а с ним и объем работ по выявлению и оценке лучших вариантов. Принятие оптимальных решений на уровне всей системы становится чрезвычайно сложной и трудоемкой задачей.

В математической статистике наиболее распространены два критерия оптимальности принятия решений: по Байесу и максимуму правдоподобия [1,4-8]. Различные правила выбора решений приводят к разным вероятностям успеха (и ошибок) и к разным значениям средних потерь от ошибочных решений. Правила принятия решений, которые минимизируют средние потери от ошибок, принято называть оптимальными по критерию Байеса. Правила, отдающие предпочтение решениям наиболее вероятным, называются оптимальными по критерию максимума правдоподобия. Из категории оптимистических, пессимистических оценок, оценка по критерию Байеса является нейтральной [5].

Смысл используемой в настоящей работе для сравнения вариантов разработки байесовской теории принятия решений состоит в рассмотрении всех возможных вариантов разработки с исследованием их реализации как можно дальше вперед и представлении их в виде "дерева решений".

Рассмотрение каждого варианта разработки предполагает оценку (расчет по методикам, используемым в данной области техники) наиболее вероятной стоимости разработки, а также вероятности более высоких и более низких дискретных значений этой стоимости путем экспертной оценки, на основе опыта разработок конкретного коллектива или отдельного разработчика. Это - описание разработчиком области U , с учетом случайного характера оценки стоимости на начальной (или промежуточной) стадии выполнения разработки. Перебор всех возможных вариантов разработки никогда не реализуется, т.е. область U - это множество вариантов, которым инженер ограничивает область поиска. В процессе разработки она может расширяться за счет включения новых направлений, и наоборот, неперспективные "ветви дерева" могут отсекаются, исключаться из дальнейшего рассмотрения в точках, определяемых критериями "усечения".

При теоретико-множественном рассмотрении задачи выбора лучшего варианта в условиях неопределенности разработчику приходится иметь дело со следующими категориями дерева и каждой операции: множеством возможных вариантов решений Y , включенных в дерево решений и классифицированных в нем; множеством решений (выявленных и не выявленных) с минимальными стоимостями разработки θ (см.рис.2).

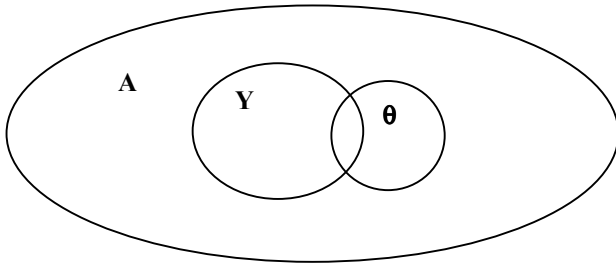


Рисунок 2 - Множества вариантов разработки.

Обозначим стоимость какого-либо варианта разработки (точку множества Y) через y . Тогда совместное распределение вероятностей

$$P(y, \theta) = P(y)P(\theta|y) = P(\theta)P(\theta|y). \quad (1)$$

Действие разработчика по минимизации затрат заключается в том, что из распределения $P_j(y)$ оцениваемой операции j для образования операций более низкого уровня он использует подмножество минимальных значений Y , а это есть область пересечения множеств Y_j и θ_j , т. е. $Y_j \cap \theta_j$, характеризующих операцию j . В правой части последнего равенства распределение $P_j(\theta)$ выражает относительное правдоподобие различных значений θ и его можно рассматривать как свойство операции j , т. к. именно оно будет определять стоимость разработки вследствие наших целенаправленных действий выбора, а распределение условных вероятностей $P(y|\theta)$ будет характеризовать возможности оператора i , применение которого к операции j образует новую операцию $k \in R$, со стоимостью y . Здесь R представляет множество операций, включенных в операцию j и находящихся на таком уровне, что могут быть получены с помощью оператора i . Операторы на дереве решений представлены дугами. Одному оператору соответствует система дуг, исходящих из одной операции j и образующие новые операции k только в одном более низком уровне операций.

Тогда вероятность

$$P_{ijk}(y) = \int P_i(y|\theta) d\theta. \quad (2)$$

Операции разных уровней дерева удовлетворяют требованиям частичной упорядоченности, обладающей свойствами рефлексивности, транзитивности и антисимметричности [7,11,12].

Для включенных операций априорно применяется то же распределение вероятностей θ что и y наименьшей включающей операции, т. е. $P_k(\theta) = P_j(\theta)$

(транзитивность или предположение об однородности). Из этого следует, что в начале разработки распределение вероятностей по θ универсальной операции до получения каких-либо результатов экспериментов приписывается транзитивно операциям всех уровней.

Математическое ожидание вероятности стоимости операций, порожденных действием оператора i на операцию j , найдем как

$$P_{ij}(y) = \sum P_{ijk}(y)P(k) = \int P_i(y|\theta)P_j(\theta)d\theta \sum P(k) = \quad (3)$$

$$= \int P_i(y|\theta)P_j(\theta)d\theta, \quad (k \in R)$$

Т.о., предположение об однородности позволяет не знать и не учитывать распределения вероятностей $P(k)$ и непосредственно вычислять стоимость порождаемой операции. Различие $P_{ijk}(y)$ и $P_{ij}(y)$ в однократном и многократном ($k \in R$) применении оператора i к операции j и нахождении м.о. вероятности.

Взаимосвязь областей Y и θ разработчик характеризует априорно высказыванием о распределении вероятностей минимальных значений стоимостей при наблюдении каждого из возможных значений результата эксперимента, т. е. он должен знать эти распределения предположив (без реального выполнения эксперимента), что в эксперименте получено первое, второе и т. д. значение стоимости разработки y .

Такое усложнение исходных данных для сравнения вариантов обеспечивает дальнейшей процедуре свойство адаптивности или возможности уточнения распределений по результатам экспериментов.

Распределение $P_j(\theta)$ вначале вычисляется по $P_j(y)$ и $P_i(\theta|y)$, вычисленных или заданных экспертным методом, а затем уточняются по результатам эксперимента. Эксперименты в данной модели могут быть двух видов: мысленные или воображаемые и реальные, выполняемые на самом деле. С этой целью:

1. Для каждого эксперимента e_{ij} у проектировщика запрашиваются сведения о $P_j(y)$ и $P_i(\theta|y)$, т.е. распределение для θ при условии, что стоимость полученной операции равна y . Это распределение получают для каждого возможного результата y из $P_j(y)$. Правдоподобие получения стоимости y при применении оператора i к операции j . Стоимости y в рассмотрении приписываются дискретные значения, например, соответствующие интервалу $0 \dots 100$ гр., $101 \dots 200$ гр. и т. д., который задается разработчиком. Таким образом $P_j(y)$ имеет вид (см. рис. 3):

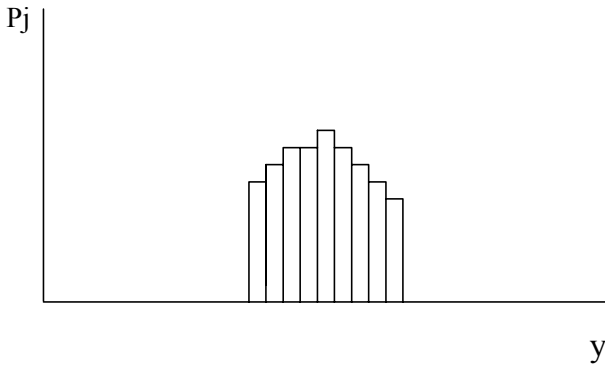


Рисунок 3 - Дискретное распределение у

2. Зная распределения $P_{ij}(y)$ и $P_{ij}(\theta|y)$, методом "выворачивания деревьев решений" [3], базирующемся на формуле Байеса, вычисляем следующие величины:

- Совместное распределение

$$P_{ij}(\theta, y) = P(y) * P(\theta|y); \quad (4)$$

- Априорное распределение

$$P_j'(\theta) = \int P_{ij}(\theta, y) dy; \quad (5)$$

- Условное распределение

$$P_{ij}'(y|\theta) = \frac{P_{ij}(\theta, y)}{P_j'(\theta)} = \frac{P_{ij}(y)P_{ij}(\theta|y)}{\int P_{ij}(\theta, y) dy}; \text{ для каждого } \theta. \quad (6)$$

3. После выполнения очередного этапа работы (реализации конкретной стадии разработки или отдельной подсистемы, устройства узла и т. д.) и наблюдения конкретного результата (получение операции a_k^*) разработки y^* распределения вероятностей $P_j(\theta)$ для некоторых или всех ранее образованных операций изменяются. Пересчет вероятностей выполняется по формуле Байеса, моделирующей изменения в суждениях разработчика на основе информации конкретного результата эксперимента [1,3]:

$$P_{ij}''(\theta, y^*) = \frac{P_j'(\theta)P_i(y^*|\theta)}{\int P_j'(\theta)P_i(y^*|\theta)d\theta}. \quad (7)$$

Такое изменение в информации имеется только для тех операций, которые включают операцию, a_k^* , полученную в эксперименте e_{ij} и имеющую стоимость y^* . Для каждого такого пересчета используется одна и та же функция правдоподобия $P_i(y|\theta)$, а априорная функция $P_j'(\theta)$ будет зависеть от операции, для которой рассчитываются эти изменения. Таким образом, исправления априорных функций следуют таким правилам:

- $\forall_j \supset k^*$

$$P_{ij}''(\theta|y^*) = \frac{P_j'(\theta)P_i(y^*|\theta)}{\int P_j'(\theta)P_i(y^*|\theta)d\theta}, \quad (8)$$

$\forall_j = k^*$

$$P_k''(\theta|y^*) = P_j''(\theta|y^*), \quad (9)$$

\forall всех других k

$$P_k''(\theta|y^*) = P_k'(\theta). \quad (10)$$

4. Шаги 1 и 2 повторяются по крайней мере для стольких экспериментов e_{ij} , сколько необходимо, чтобы получить распределение $P_j(\theta)$ для каждой операции и условное распределение $P_i(\theta, y)$ для каждого оператора i .

Корректировка состояния процесса производится после выполнения каждого эксперимента и наблюдения его результата. Изменения в состоянии выражаются таким образом: сокращается (потенциально) стоимость лучшего из вариантов разработки, полученного до данного эксперимента; к списку ранее оцененных ("выявленных") операций добавляется новая; изменяются некоторые характеристики ранее выявленных операций, включающих новую.

Эксперимент может привести к уменьшению стоимости наименее дорогой основной операции, только если произведенная ранее операция будет основной, т. е. был использован основной оператор, и ее стоимость ниже стоимости самой дешевой ранее найденной основной операции. В этом случае коррекция состояния процесса заключается в приравнивании этой переменной стоимости новой операции.

Добавление новой операции к списку ранее выявленных осуществляется заданием ее порядкового номера, уровня, обозначения и вероятностного распределения $P_k(\theta)$.

Порядковый номер, уровень и обозначение операций ранее выявленных и включающих новую операцию, являются постоянными характеристиками, поэтому могут изменяться только вероятностные характеристики операций.

5. В ходе разработки выполняется последовательность экспериментов. Пусть

$P_j^{(n)}(\theta)$ - априорное распределение до выполнения n -ого эксперимента,

$P_j^{(n)}(\theta)$ - апостериорное распределение после выполнения n -ого эксперимента;

H_n - результаты первых n экспериментов

$H_n = (y_1^*, \dots, y_n^*)$.

Тогда

$$P_j^{(n+1)}(\theta) = P_j^{(n)}(H|\theta); \quad (11)$$

$$P_j^{(n+1)}(\theta) = \quad (12)$$

$$= \frac{P_j^{(n+1)}(\theta)P_{i1}(y_1^*|\theta)P_{i2}(y_2^*|\theta)\dots P_{in}(y_n^*|\theta)}{\int P_j^{(1)}(\theta)P_{i1}(y_1^*|\theta)P_{i2}(y_2^*|\theta)\dots P_{in}(y_n^*|\theta)d\theta}$$

Т.е. когда процесс начинается, безусловные распределения $P_j(\theta)$ для всех операций j одинаковы, т. к. еще не было выделено ни одной операции. Каждый раз, когда выполняется эксперимент (этап разработки, разработка подсистемы, узла, опробование принципа и т. д.), выделяется одно или более безусловных распределений. По мере того, как процесс развертывается путем выполнения экспериментов, все большее число безусловных распределений расходится по своим отдельным путям, которые сложным и взаимосвязанным образом определяются через отношения включения между операциями. При этом предполагается, что информационные потоки строго вертикальны.

В развитой выше иерархической древовидной структуре проектирования объекта техники состояние процесса определяется с помощью перечня операций (выявленных вариантов решения y , оцененных по стоимости и включенных в дерево решений), а также стоимостью наиболее дешевых основных операций (максимально детализированных вариантов разработки), которые к рассматриваемому моменту времени уже получены.

Располагая этими операциями и операторами, связывающими их, разработчик может произвести в качестве следующего шага еще какой-либо эксперимент или же закончить процесс поиска наилучшего варианта решения, руководствуясь соображениями получения максимальной ожидаемой чистой прибыли.

Проследивая ход процесса по дереву решений достаточно далеко, можно установить границы, т. е. те точки, где оптимальным решением является прекращение дальнейшего анализа. Главный смысл этих аппроксимаций состоит в "усечении" дерева решений, т.к. выполненная серия экспериментов уже дала достаточно информации. Это позволяет исключить из дальнейшего рассмотрения целые "поддеревья". Для точки "усечения" необходимо установить эквивалентное значение, представляющее величину ожидаемой выгоды от использования оптимальной стратегии на отсеченной части дерева.

Для "усечения" дерева могут быть использованы различные правила:

1. KSET. Устанавливается максимальное число ступеней комбинаций и их результатов, для которых будет проследиваться дерево решений. KSET - задает это максимальное число.

2. Критерий PRBMN. Для частного результата u на ступени k вычисляется полная вероятность этого

результата, которая представляет собой произведение вероятностей этого результата и результатов всех предшествующих ступеней. Если обозначить "историю" результатов вплоть до ступени k через

$$H_k = (y_1, y_2, \dots, y_k),$$

а вероятность некоторого частного результата y_i на ступени i , зависящую от предистории H_{i-1} , через $P(y_i/H_{i-1})$, то для полной вероятности результата y_k на ступени k можно записать

$$P_k(y_k) = P(y_1)P(y_2|y_1)P(y_3|y_2, y_1)\dots P(y_k|H_{k-1}) = \quad (13)$$

$$= P(y_1) \prod_{i=1}^k P(y_i|H_{i-1})$$

Расчет по дереву решений ведется до ступени, для которой полная вероятность P становится меньше величины, соответствующей критерию PRBMN, для каждой ступени устанавливается свой уровень предельной условной вероятности.

3. Критерий ANDREA. Из всех возможных экспериментов на каждой ступени рассматривается только один эксперимент для каждого оператора. Наилучшая операция для данного оператора определяется следующим образом: пусть R - стоимость наилучшей основной операции, найденной до настоящего момента, а $P_j(\theta)$ - результирующая функция для априорного распределения $P_j(\theta)$, тогда наилучшей операцией для применения данного оператора является та, для которой $P(\theta)$ максимальна.

Если же еще не определена стоимость ни одной основной операции, то выбор производится по максимальному значению вспомогательного критерия

$$EPROB = \int_0^k (R - \theta)P(\theta)d\theta = RP(R) - \int_0^k \theta P(\theta)d\theta. \quad (14)$$

Для оценки выгоды (или полезности) "усечения" дерева в какой-либо точке сравниваются м. о. выгоды, получаемой при выполнении оптимальной серии экспериментов на отсекаемой части с затратами на их проведение.

Пусть в данной точке процесса известно значение наименьших затрат R на основной операции среди выявленных до сих пор. Оценим целесообразность выполнения одного единственного эксперимента, если в результате его проведения стоимость основной операции будет равна u . Тогда стоимость лучшей операции будет равна меньшему из чисел R, u . Если через C обозначить стоимость основного оператора, то стоимость результата определится из следующего выражения

$$U(e_{ij}, y) = C + \min(R, u). \quad (15)$$

Для вычисления ожидаемых затрат в указанном

эксперименте используем величину $P_{ij}(y)$; тогда

$$U^*(e_{ij}) = \int_0^{\infty} P_{ij}(y)U(e_{ij}, y)dy = \dots \quad (16)$$

$$= C + \int_0^R yP_{ij}(y)dy + R \int_R^{\infty} P_{ij}(y)dy$$

При окончании процесса в данной точке соответствующие затраты будут равны

$$U^*(e_0) = R. \quad (17)$$

Эксперимент e_{ij} следует проводить лишь в случае

$$U^*(e_{ij}) < U^*(e_0), \quad (18)$$

т.е. когда

$$\left[C + \int_0^R yP_{ij}(y)dy + R \int_R^{\infty} P_{ij}(y)dy \right] < R \quad (19)$$

или

$$\int_0^R (R-y)P_{ij}(y)dy < C. \quad (20)$$

Таким образом, эксперимент e_{ij} целесообразен только, если ожидаемое сокращение затрат при выборе наилучшей из найденных операций будет больше стоимости проведения эксперимента.

Т.к. основной оператор может быть применен к любой операции j , то ожидаемая стоимость наилучшего элементарного эксперимента e равна

$$U^*(e) = \min_j U^*(e_{ij}). \quad (21)$$

Ожидаемая стоимость наилучшего эксперимента, включающего окончание процесса, такова:

$$U^*(e) = \min [U^*(e_0), U^*(e)] = \min \left[U^*(e_0), \min_j U^*(e_{ij}) \right] \quad (22)$$

Используя соотношение

$$U^*(e_{ij}) - R = C + \int_0^R yP_{ij}(y)dy + R \left[\int_R^{\infty} P_{ij}(y)dy - 1 \right] = \dots, \quad (23)$$

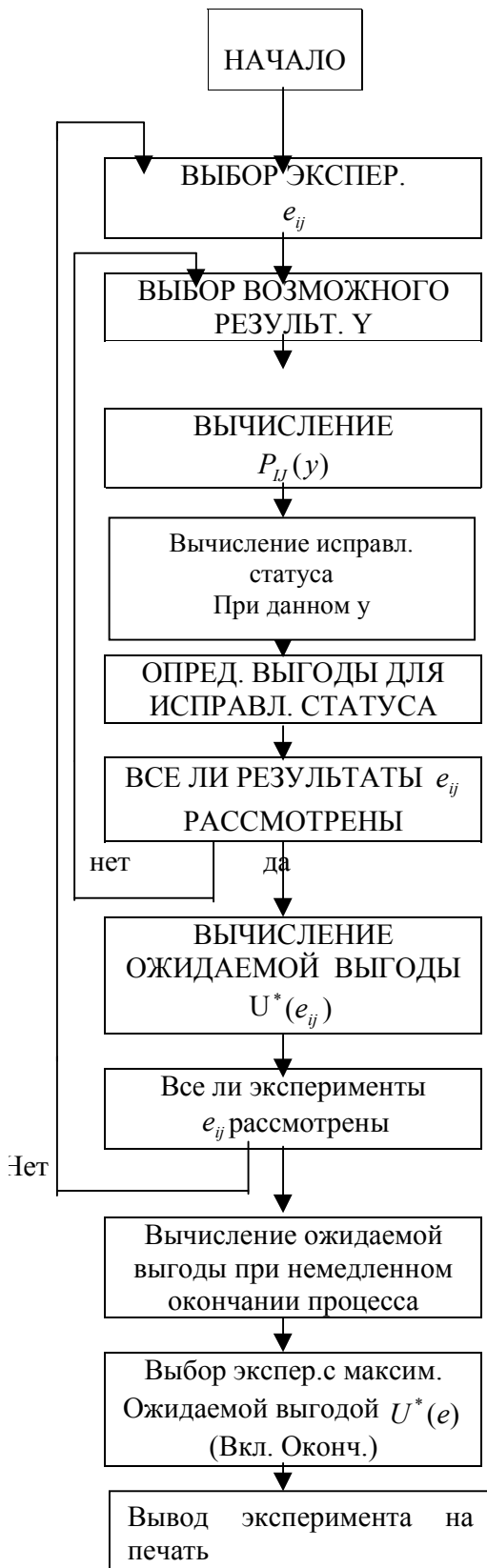
$$= C - \int_0^R (R-y)P_{ij}(y)dy$$

полагаем

$$U^* = \min \left\{ R; R + \min_j [U^*(e_{ij}) - R] \right\} = \dots \quad (24)$$

$$= R + \min \left[0; C - \max_j \int_0^R (R-y)P_{ij}(y)dy \right]$$

Тогда алгоритм нахождения лучшего решения из множества рассматриваемых разработчиком вариантов, а также основные действия, выполняемые на каждом шаге, для одного уровня может быть представлен рисунком 4.



1. Задаем $P(y)$ универсальной операции, а также $P(\theta|y)$
2. Вычисляем $P_j(\theta)uP_i(y|\theta)$ для каждого возможного значения результата эксперимента y из заданных в $P(y)$.
 - Совместное распределение $P_{ij}(\theta, y) = P_j(y)P_i(\theta|y)$
 - Априорное распределение $P_{ij}(\theta) = \int P_{ij}(\theta, y)dy$
 - $P_i(y|\theta) = \frac{P_{ij}(\theta, y)}{\int P_{ij}(\theta, y)dy}$
3. Вычисление $P_{ij}(y) = \int P_i(y|\theta)P_j(\theta)d\theta$ - вероятности получения в эксперименте e_{ij} стоимости y , т.е. это прогноз, относящийся к операции $k \in R$.

1. Выясняется, уменьшает ли результат стоимость наилучшей операции, найденной до сих пор.
2. К списку операций добавляется новая (k) операция.
3. Вычисляются изменения в распределениях вероятностей по всем ранее полученным операциям

$$P_j''(\theta|y^*) = \frac{P_j'(\theta)P_i(y^*|\theta)}{\int P_j'(\theta)P_i(y^*|\theta)d\theta}$$

4. Производится присваивание (исправление априорных функций) по правилам $\forall j \supset k^*$

$$P_j''(\theta|y^*) = \frac{P_j'(\theta)P_i(y^*|\theta)}{\int P_j'(\theta)P_i(y^*|\theta)d\theta}$$

$$\forall j = k^*, P_k''(\theta|y^*) = P_j''(\theta|y^*)$$

$$\forall \text{ всех других } k \quad P_k''(\theta|y^*) = P_k'(\theta)$$

1. $U(e_{ij}, y) = C + \min(R, y)$

$$1. \quad U^*(e_{ij}) = \int_0^{\infty} P_{ij}(y)U(e_{ij}, y)dy = C + \int_0^R yP_{ij}(y)dy + R \int_R^{\infty} P_{ij}(y)dy$$

При окончании процесса в данной точке соотв. затраты будут равны $U^*(e_0) = R$. Эксперимент e_{ij} следует проводить только в случае $U^*(e_{ij}) < U^*(e_0)$, т.е. когда

$$\left[C + \int_0^R yP_{ij}(y)dy + R \int_R^{\infty} P_{ij}(y)dy \right] < R \quad \text{или} \quad \int_0^R (R-y)P_{ij}(y)dy < C$$

Т.к. основной оператор может быть приложен к любой операции j , то ожидаемая стоимость наилучшего элементарного эксперимента e равна

$$1. \quad U^*(e) = \min_j U^*(e_{ij})$$

Ожидаемая стоимость наилучшего эксперимента, включая окончание процесса

$$1. \quad U^*(e) = R + \min \left[0; \left(C - \max_j \int_0^R (R-y)P_{ij}(y)dy \right) \right]$$

Рисунок 4 - Алгоритм вычисления лучшего варианта

В целом предложенная методика сравнения альтернатив позволяет:

1. Учитывать результаты реализации отдельных этапов разработки для уточнения распределения вероятностей путем, пересчета вероятностей "априорных" в "апостериорные", т. е. согласования априорных представлений разработчика с результатами эксперимента.

2. Выбирать лучший эксперимент (вариант разработки) на каждом шаге разработки для следующего этапа по одному или ряду критериев;

3. Определять точку, в которой можно прекратить рассмотрение дальнейшей последовательности процесса и исключить из последующего рассмотрения неперспективных, неудовлетворительных по принятым критериям оценки вариантов с сохранением информации полезной для оценки оставшихся ветвей "дерева решений"

Пример расчета по рассмотренной методике а также

алгоритм поиска лучших решений с использованием операторов нескольких уровней будут рассмотрен в следующей части работы.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Де Гроот М. Оптимальные статистические решения. - М.: МИР, 1974.-492с.
2. Мангейм М.Л. Иерархические структуры.-М.:Мир,1970.-180с.
3. Райфа Г. Анализ решений. Введение в проблему выбора в условиях неопределенности. -М.: Мир, 1977.- 408с.
4. Бранд З. Статистические методы анализа наблюдений.- М.:МИР,1975.- 312с.
5. Мушик Э., Мюлер П. Методы принятия технических решений. - М.: Мир,1990.-208с.
6. Эддоус М., Стенфилд Р. Методы принятия решений.- М.: Изд.Аудит,1997.-580с.
7. Курош А.Г. Лекции по общей алгебре.-М.:Наука,1973.-400с.
8. Войчинский А.М., Диденко Н.И., Лузин В.П. Гибкие автоматизированные производства. -М.: Радио и связь,1987.- 272с.
9. Макаров И.М., Мако Д., Такахара И. Теория иерархических многоуровневых систем. -М.: Мир,1973.- с.

УДК 621.391.26

ЦИФРОВЫЕ МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ КВАДРАТУРНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ В СИСТЕМАХ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Д.М. Пиза, Ю.Л. Мейстер

Проанализированы алгоритмы формирования квадратурных составляющих с учетом особенностей радиолокационных сигналов. Предложен цифровой алгоритм формирования квадратурных составляющих соответствующих одним и тем же моментам времени. Предложена двухэтапная цифровая фильтрация и децимация, позволяющая реализовать оптимальные алгоритмы без дополнительных аппаратных и временных затрат.

Проаналізовані алгоритми формування квадратурних складових з урахуванням особливостей радіолокаційних сигналів. Запропоновано цифрового алгоритма формування квадратурних складових, що відповідають одним й тим самим моментам часу. Запропоновано двохетапну цифрову фільтрацію й децимацію, що дозволяє реалізувати оптимальних алгоритмів без додаткових апаратних й часових витрат.

The analysis of algorithms of shaping of quadrature components in view of radar signal singularities has been performed. The digital algorithm of shaping of quadrature components appropriate to the same time-moments has been offered. The two-stage digital filtration and decimation have been offered to realize optimum algorithms without time and hardware overhead.

ВВЕДЕНИЕ.

Использование в современных радиолокационных станциях сложных зондирующих сигналов в условиях воздействия различных классов помех существенно повышает требования к системам приема и обработки

радиолокационных сигналов. Квадратурное представление процессов в таких системах является наиболее распространенным.

Квадратурные составляющие, содержащие всю необходимую для обработки информацию, совпадают с действительной и мнимой частями комплексной огибающей $\dot{U}(t)$:

$$\dot{U}(t) = Vc(t) + jVs(t), \quad (1)$$

где $\dot{U}(t)$ - комплексная огибающая;

$Vc(t)$, $Vs(t)$ - косинусная и синусная квадратурные составляющие, соответственно.

Формирование квадратурных составляющих, связанное с переходом к комплексной огибающей в существующих системах производится, как правило, в аналоговой части приемных систем РЛС, с последующей дискретизацией и квантованием в аналого-цифровом преобразователе (АЦП) на видеочастоте двух квадратурных сигналов. Аналоговые методы формирования квадратурных составляющих приводят к большому уровню искажений, в частности, из-за неидентичности двух аналоговых трактов, уходами нулевых уровней, нелинейными эффектами и т.д.

Различные методы, направленные на снижение

неидентичности двух аналоговых трактов [1], уходов нулевых уровней [2] и т.д., реализованы в некоторых системах.

Качество формирования квадратурных составляющих можно улучшить, если формирование комплексного колебания производить в аналоговой части, а перенос его на нулевую частоту - в цифровой [3]. Однако, радикальное решение проблемы достигается с помощью методов, при которых не только перенос спектра, но и формирование отсчетов комплексного сигнала выполняется в цифровой части системы приема и обработки. Благодаря одноканальности аналоговой части исключается влияние неидентичности трактов, дестабилизирующих факторов на точность квадратурного представления, ослабляются другие нежелательные эффекты.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ.

Будем считать, что смесь принятых радиолокационных сигналов и помех является стационарным, относительно узкополосным случайным процессом

$$f_H \gg \Delta F, \quad (2)$$

где f_H - несущая (или промежуточная) частота,

ΔF - полоса сигнала.

При выполнении (2) аналого-цифровое преобразование может производиться на радио или промежуточной частоте на основании обобщенной теоремы отсчетов [4], частота дискретизации f_s должна быть не менее удвоенной полосы сигнала

$$f_s \geq 2\Delta F. \quad (3)$$

Полосу сигнала ΔF необходимо определять на том уровне, где можно пренебречь погрешностями, связанными с достаточно протяженными спектрами радиолокационных сигналов (часто это уровень динамического диапазона или уровень подавления помех, или допустимые уровни боковых лепестков при сжатии сигналов). Особенно важно это для сложных радиолокационных зондирующих сигналов, где частотные и фазовые искажения, связанные с наложениями "хвостов" спектров, могут снизить эффективность обработки.

Связано это с тем, что в результате операции дискретизации (которая наряду с квантованием производится в АЦП или в устройстве выборки-хранения (УВХ)) спектры смеси сигналов с помехами становятся периодическими [4]. На рис. 1а показан модуль спектральной плотности дискретизированного с частотой f_s прямоугольного радиоимпульса. Спектр исходного радиоимпульса перед дискретизатором на рисунке 1а условно показан заштрихованным.

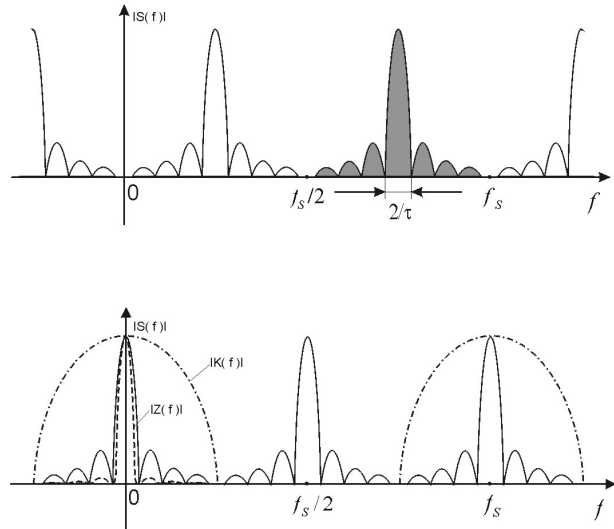


Рисунок 1

Как показано в [3], дискретизацию можно рассматривать с позиции амплитудно-импульсной модуляции, при которой происходит перемножение исходного (непрерывного) сигнала с короткими импульсами дискретизирующей последовательности. При этом (рис. 1а) слева и справа от каждой из гармоник спектра дискретизирующей последовательности, включая нулевую, образуются два зеркально симметричных отображения спектральной плотности исходного сигнала, а сами гармонические составляющие исчезают.

Частоту дискретизации приходится выбирать достаточно высокой, учитывая протяженные спектры зондирующих сигналов, а затем проводить децимацию (прореживание с цифровой фильтрацией), широко применяемую в цифровой обработке сигналов.

Цифровые методы формирования квадратурных составляющих комплексной огибающей сигнала сочетаются, как правило, с согласованной фильтрацией или вычислением корреляционной функции сигнала. Для минимизации помех наложения [3] и упрощения алгоритмов формирования квадратурных составляющих, частоту дискретизации с учетом (3), выбирают из соотношения:

$$f_s = 4f_H / (2k - 1), \quad \text{где } k = 1, 2, 3, \dots \quad (4)$$

Выражение (4) обеспечивает наиболее равномерное расположение отображений спектра при дискретизации.

Один из методов цифрового формирования квадратурных составляющих [3], иллюстрируемый структурной схемой (рис. 2), заключается в перемножении последовательности отсчетов входного сигнала $U(nTs)$ на отсчеты ортогональных опорных колебаний

$$Wc(nTs) = \cos(2\pi f_1 nTs + \varphi_0), \quad (5)$$

$$W_s(nTs) = \sin(2\pi f_1 nTs + \phi_0), \quad (6)$$

где f_1 - центральная частота самого низкочастотного отображения спектра дискретизированного входного сигнала;

ϕ_0 - начальная фаза опорных колебаний.

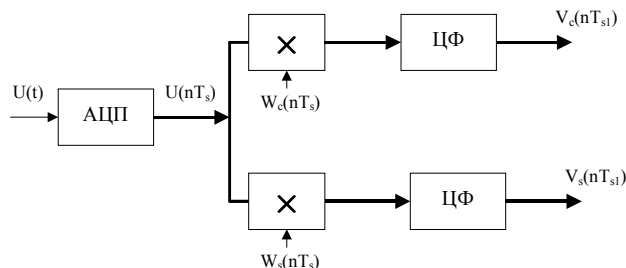


Рисунок 2

При этом

$$f_1 = f_s/4. \quad (7)$$

При выполнении (4), в результате перемножения отображения спектра с центральной частотой f_1 исчезает, но на нулевой частоте и, в частности, на частоте $f_2 = 2f_1 = \frac{1}{2}f_s$ (иногда называемой зеркальной частотой) появляются отображения исходного спектра, т.е. происходит частотный сдвиг отображений спектра (рис. 1б).

Цифровые фильтры после умножителей должны подавлять отображения спектра с частотой $f_2 = f_s/2$ без внесения искажений на нулевой частоте. Перенос спектра на нулевую частоту означает переход к комплексной огибающей входного сигнала. Цифровые фильтры, кроме подавления отображения на частоте f_2 , выполняют, как правило, функции частичной или полной согласованной фильтрации или вычисления корреляционной функции.

При выполнении условий (4) и (7) отсчеты опорных колебаний следуют с частотой f_s , т.е. 4 отсчета за период самого низкочастотного отображения спектра. Выбор некоторого оптимального значения начальной фазы ϕ_0 опорных колебаний (5) и (6) позволяет минимизировать объем памяти опорного генератора.

Если выбрать $\phi_0 = 0$, то синусные и косинусные отсчеты (5,6) опорных колебаний принимают значения 0, +1, -1 (обозначены квадратами на рис.3), и умножение на отсчеты таких опорных колебаний сводится к выделению в тракте косинусной составляющей четных, а в тракте синусной - нечетных отсчетов, и инверсии знака каждого второго отсчета.

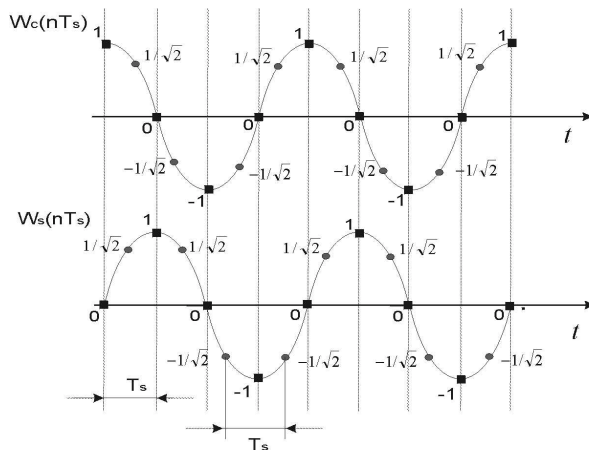


Рисунок 3

При этом одновременно с формированием квадратурных составляющих понижается в 2 раза частота отсчетов в тракте каждой квадратурной составляющей [3].

Однако, к недостаткам этого метода следует отнести неодновременность отсчетов синусной и косинусной составляющих (смещены на один период дискретизации). Частичное снижение этого отрицательного эффекта достигается введением последующей цифровой интерполяции, позволяющей получить пары отсчетов, относящимся к одним и тем же моментам времени.

Со спектральной т. зрения задачей интерполяции является подавление отображений с частотой $f_2 = f_s/2$.

Операция интерполяции не столь безобидна, т.к. приводит к искажению спектра, которое, однако, в ряде случаев можно несколько уменьшить с помощью взвешивающих функций. Искажения спектров могут, в частности, повысить уровень боковых лепестков сжатых импульсов [5].

ПРЕДЛАГАЕМЫЕ АЛГОРИТМЫ И РЕШЕНИЯ.

Другая возможность получения отсчетов квадратурных составляющих, лишенная указанных недостатков, заключается в следующем. Современные информационные технологии, основанные на применении новейших сигнальных процессоров, позволяют обойтись без начального прореживания входных отсчетов в 2 раза в каждом квадратурном канале и последующей интерполяции. Дело в том, что наиболее "узким местом" в технике цифровых сигнальных процессоров является так называемое "узкое горлышко" для входной информации, а внутренние вычислительные ресурсы весьма велики и не всегда полностью используются. Кроме того, такие операции как сложение в АЛУ современных сигнальных

процессоров, например, семейства ADSP-2106x SHARC, автоматически (без дополнительных временных затрат) сопровождаются операцией вычитания одних и тех же операндов.

Используя такие возможности, выбрав ϕ_0 в (5,6) равным, например, $\pi/4$, можно получить алгоритм формирования квадратурных составляющих без начальной децимации в 2 раза, т.е. в тракте КАЖДОЙ квадратурной составляющей используются ВСЕ отсчеты сигнала и нет необходимости в последующей интерполяции, со свойственными ей недостатками.

При этом отсчеты опорных колебаний (обозначены кружками на рис. 3) принимают значения только $(\pm 1/\sqrt{2})$. Опустив общий множитель $1/\sqrt{2}$, синтез опорных колебаний сводится к попарному чередованию (со сдвигом) значений +1, +1, -1, -1; таким образом отсчеты входного сигнала будут домножаться

для тракта косинусной составляющей на:

$$1 -1 -1 1 1 -1 -1 \dots$$

для тракта синусной составляющей на:

$$1 1 -1 -1 1 1 -1 \dots$$

При вычислении корреляционной функции или при согласованной фильтрации, обработка чаще всего сводится к накоплению отсчетов входного сигнала, умноженных на отсчеты опорного колебания, при этом, с учетом чередования знаков отсчетов, в вычислениях будут участвовать промежуточные суммы и разности вида:

$$U[nTs] + U[(n+1)Ts], \quad (8)$$

$$U[nTs] - U[(n+1)Ts]. \quad (9)$$

Как отмечено выше, современные сигнальные процессоры пары сумм и разностей одних операндов вычисляют как одну операцию за один такт процессора, т.е. не требуют дополнительных аппаратных или временных затрат.

Таким образом, в предлагаемом методе, при формировании квадратурных составляющих, участвуют все отсчеты входного сигнала (в отличие от [3]), исключены погрешности, связанные с неодновременностью отсчетов квадратурных составляющих и нет необходимости в операциях интерполяции. Кроме того, вдвое большее число отсчетов дает большую гибкость при последующей цифровой фильтрации, которую совмещают, как правило, с децимацией.

При этом, в предлагаемом варианте, в связи с вдвое более высокой начальной частотой отсчетов в тракте каждой из квадратурных составляющих по сравнению с [3] при последующей децимации на 3 дБ понижаются шумы квантования, возникающие в АЦП.

При вычислении корреляционной функции для многих типов зондирующих сигналов часто применяется "прямоугольное окно", длительность которого

согласована с длительностью одиночного радиоимпульса, парциального импульса для ФКМ радиоимпульса, или псевдо-парциального импульса в ЛЧМ сигнале, что максимизирует отношение сигнал/шум.

Однако, вследствие широких спектров сигналов, и широкополосной АЧХ фильтра с прямоугольным окном (описываемого функцией $\sin x/x$ с большим уровнем боковых лепестков - пульсации Гибса) подавление частоты $f_2 = f_s/2$ и тех участков частот, на которые после децимации попадают отображения спектра комплексной огибающей, часто оказывается недостаточным.

Взвешивание отсчетов (использование вместо "прямоугольного окна" различных взвешивающих функций) квадратурных составляющих при цифровой фильтрации и другие методы снижения пульсаций Гибса могут дать достаточное подавление частоты f_2 , ценой расширения в 2 и более раз главного лепестка АЧХ фильтров (при обработке радиолокационных сигналов в основном применяются нерекурсивные цифровые фильтры, имеющие линейные фазовые характеристики). Расширение главного лепестка часто рассогласовывает фильтр с сигналом (в смысле максимизации отношения сигнал/шум). Для преодоления этого предлагается проведение децимации в 2 этапа.

Например, при необходимости прореживания в m раз можно сначала провести промежуточное прореживание в m раз путем синтеза фильтра (АЧХ которого $|K(f)|$ показана штрих - пунктиром на рис. 16) m - порядка с применением взвешивания, что дает достаточное подавление частоты f_2 , а на втором этапе при формировании корреляционной функции или синтезе согласованного фильтра использовать прореженные на первом этапе отсчеты и применять фильтр n - порядка с "прямоугольным окном". Модуль

$$|\dot{Z}(f)| = \left(\frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} \right)^2$$

спектральной плотности комплексной огибающей $\dot{U}(t)$, полученный в формирователе корреляционной функции (на втором этапе), показан пунктиром на рис. 16. Прореживание с периодом отсчетов комплексной огибающей на заключительном этапе необходимо проводить с учетом допустимого уровня наложений отображений спектральной плотности.

Следует отметить, что проведение "двухэтапной" децимации, как правило, не усложняет обработку, т.к. в каждом этапе участвует меньшее число отсчетов сигналов, что требует меньшего числа операций процессора.

Иногда, когда приемлемого уровня наложений отображений спектра комплексной огибающей на

заданной прореженной частоте достичь затруднительно, можно идти на компромисс, компенсируя широкую полосу цифрового фильтра или коррелятора сужением полосы аналогового фильтра перед АЦП или увеличением постоянной времени устройства выборки хранения перед АЦП - но при этом теряется гибкость и легкость перестройки по сравнению с чисто цифровыми методами.

ВЫВОДЫ.

Проанализированы алгоритмы формирования квадратурных составляющих с учетом особенностей радиолокационных сигналов. Показаны преимущества цифровых методов. Предложен алгоритм формирования квадратурных составляющих соответствующих одним и тем же моментам времени, не требующий проведения

последующей интерполяции с присущими ей погрешностями. Предложена двухэтапная цифровая фильтрация и децимация, позволяющая реализовать оптимальные алгоритмы. Показано, что реализация указанных алгоритмов, с применением современных информационных технологий, не требует дополнительных аппаратных и временных затрат.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Мейстер Ю.Л., Кукольницкий А.Ф., Фадеев А.Н./а.с. СССР №186824
2. Мейстер Ю.Л., Кукольницкий А.Ф., Кравец О.Ю., Вавуло Г.Е./а.с. СССР №314355
3. Побережский Е.С. Цифровые радиоприемные устройства. - М.: Радио и связь. 1987.-с184
4. Френк Л. Теория сигналов: Пер. с англ.- М.: Радио и связь, 1983.- с320
5. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы: Пер. с англ. - М.: Советское радио, 1971.- с568

УДК 528.88.042.4

ВЫБОР ЭФФЕКТИВНОГО МЕТОДА РАСПОЗНАВАНИЯ РАСТЕНИЙ ПО КОЭФФИЦИЕНТАМ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЯРКОСТИ

Д.М.Пиза, С.В. Морщавка, Ю.В. Скоробогатов

В данной статье исследуется возможность использования методов классификации по минимуму расстояния для разделения растений на два класса (культурные и сорные). Обосновывается выбор оптимальной по быстрдействию схемы классификатора. Оценивается количество признаков, необходимое для качественного распознавания.

У цій статті досліджується можливість використання методів класифікації по мінімуму відстані для розподілу рослин на два класи (корисні та бур'яни). Обґрунтовується вибір оптимальної за швидкістю дії схеми класифікатора. Оцінюється кількість ознак, яка необхідна для якісного розпізнавання.

Possibility of using minimum-distance classifier to separate plants on two classes (culture and weed) is investigated in this article. It is proved a scheme of classifier that is optimal for operational speed. It is estimated number of features needed for qualitative recognition.

ВВЕДЕНИЕ.

Разделение растений по результатам дистанционного зондирования на классы (например, культурные и сорные, больные и здоровые, по биологическим видам) используется при определении засоренности сельскохозяйственных угодий, степени поражения лесных насаждений, автоматизированного дешифрирования спутниковых и аэрофотоснимков и др. Новая технология обработки пропашных культур в растениеводстве [1] также использует процедуру

распознавания классов растений. По этой технологии, прополка междурядий осуществляется обычным путем, а в рядке каждое растение сначала относится к своему классу (культурное или сорное) и после этого обрабатывается соответствующим образом. Возможность такого разделения определяется биологическими особенностями различных видов растений, которые при дистанционном методе зондирования проявляются в спектрах отражения, поглощения и люминесценции [2]. В предложенной технологии для распознавания класса растения используется отражение в видимом и ближнем инфракрасном диапазоне длин волн [3]. В этом случае каждая измеряемая величина, соответствующая коэффициенту спектральной яркости (КСЯ), является признаком. Тогда образ представляется в виде некоторого вектора в многомерном пространстве, а задача распознавания сводится к отнесению этого вектора к области, соответствующей определенному классу (полезные или сорные растения).

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ.

Наиболее важным требованием к устройству, выполняющему такую операцию, является увеличение скорости обработки при обеспечении заданного качества разделения. Выполнение этого требования накладывает ограничения на количество используемых для

распознавания признаков и на степень сложности процедуры распознавания. Хотя кривая спектральных коэффициентов отражения содержит наиболее полную информацию об объекте, однако, на практике такой объем информации часто бывает избыточным. Для качественного распознавания достаточно трех - четырех спектральных интервалов, выбранных надлежащим образом [2].

Поставленным требованиям удовлетворяют алгоритмы, осуществляющие классификацию по критерию минимума расстояния [4]. В них распознаваемая выборка относится к классу, вектор средних значений признаков которого ближе всех остальных. Целью проведенных исследований было реализовать такую процедуру разделения растений, которая обеспечивала бы максимальную вероятность правильного распознавания при использовании минимального количества признаков и вычислительных ресурсов.

МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ РЕШЕНИЯ.

Алгоритмы классификации по минимуму расстояния подразделяются по виду используемой меры. Рассмотрим существующие варианты. В простейшем случае используют евклидову меру расстояния. При этом дискриминантной функцией служит расстояние:

$$r_k(x) = (x - m_k)^t \cdot (x - m_k), k = 1 \dots c, \quad (1)$$

где: x - классифицируемый вектор, размерностью n ; m_k - средний вектор k -го класса; t - знак транспонирования; c - количество классов; n - количество признаков. Решение принимается в пользу того класса расстояние (1) до среднего вектора которого, меньше, чем до остальных. Можно показать, что минимальному $r_k(x)$ соответствует максимальное значение величины:

$$g_k(x) = m_k^t \cdot x - \frac{1}{2} m_k^t \cdot m_k, k = 1 \dots c. \quad (2)$$

Структурная схема, реализующая такую процедуру классификации, изображена на рис.1. Основными достоинствами такого классификатора является простота реализации и максимальная скорость обработки. Для распознавания одной выборки требуется $n \times c$ операций умножения и столько же сложения и вычитания, для хранения векторов средних требуется $n \times c$ ячеек памяти. Однако такая реализация процедуры распознавания не всегда позволяет получить максимальные вероятности правильного распознавания из-за того, что она не учитывает разный масштаб и степень корреляции признаков.

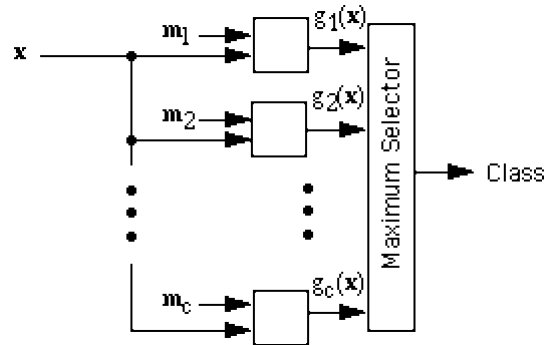


Рисунок 1 - Линейный классификатор

Для устранения влияния первого фактора используют стандартизованное расстояние:

$$r_k(x) = \sum_{i=1}^n \left(\frac{x_i - m_{ki}}{s_{ki}} \right)^2, k = 1 \dots c, \quad (3)$$

где: x_i - значение i -го признака классифицируемой реализации; m_{ki} - среднее значение i -го признака для класса k ; s_{ki} - среднеквадратическое отклонение i -го признака для класса k . Структурная схема такого классификатора изображена на рис.2. Очевидно, что практическая реализация такого классификатора по сравнению с линейным потребует дополнительных вычислений и дополнительной памяти. Однако такой классификатор тоже ухудшает свои характеристики при наличии статистической зависимости между классами.

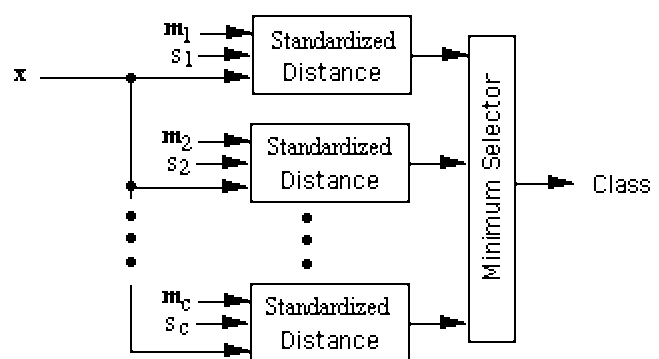


Рисунок 2 - Классификатор с использованием стандартизованного расстояния.

Для устранения влияния корреляции между отдельными признаками принято использовать метрику Махаланобиса. В этом случае расстояние между двумя векторами определяется как:

$$r_k(x) = (x - m_k)^t \cdot C_k^{-1} \cdot (x - m_k), k = 1 \dots c, \quad (4)$$

где C_k^{-1} - обращенная ковариационная матрица для класса k . Структурная схема классификатора изображена на рис.3. Такой классификатор обладает рядом достоинств, по сравнению с линейным. Во-первых, он автоматически масштабирует признаки. Во-вторых, он учитывает корреляцию между разными признаками. И, в-третьих, он позволяет формировать как линейные, так и квадратичные решающие границы. К его недостаткам можно отнести относительную сложность аппаратной реализации, а также необходимость использования значительно большего количества обучающих выборок для хорошей определенности обращенной ковариационной матрицы (желательно больше n^2). Если количество таких выборок меньше количества используемых признаков n , то ковариационная матрица вырождается и найти обращенную к ней невозможно.

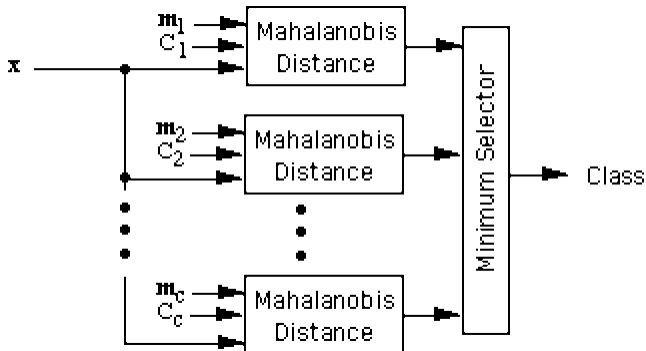


Рисунок 3 - Классификатор с использованием метрики Махаланобиса

Однако если допустить, что ковариационные матрицы для всех классов одинаковые, то вычисления можно существенно упростить. В этом случае после несложных преобразований получается дискриминантная функция в виде:

$$g_k(x) = w_k^t \cdot x + w_{k0}, \quad (5)$$

где:

$$w_k = C^{-1} \cdot m_k, \quad (6)$$

$$w_{k0} = -0,5 \cdot m_k^t \cdot C^{-1} \cdot m_k. \quad (7)$$

Структурная схема такого классификатора (рис.4), аналогична линейному, используется такое же количество операций и требуется такой же объем памяти.

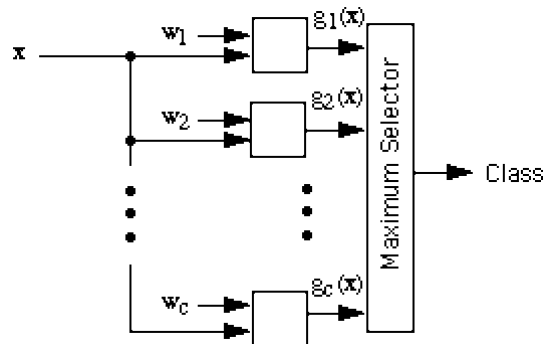


Рисунок 4 - Упрощенный классификатор с использованием метрики Махаланобиса

Описанные выше четыре схемы реализации классификатора исследовались с целью нахождения оптимального по скорости и качеству варианта для разделения растений на культурные и сорные.

Результаты исследований. Для оценки эффективности работы каждого из выше перечисленных классификаторов применялись, полученные экспериментально, КСЯ различных растений в видимом и ближнем инфракрасном диапазоне. В качестве объектов для исследования использовались: культурные растения - кукуруза, подсолнечник, сахарная свекла; сорняки - амарант, мышей, пырей, осот, лебеда, молочай, молочай ложный. В ходе экспериментов методом дистанционного зондирования были получены характеристики отражения этих растений. Для каждого вида растения проводилось 12 опытов, соответствующих различным образцам и различной ориентации относительно объектива экспериментальной установки. Основной узел установки - монохроматор, входящий в фотоэлектрический спектрофотометр "Specol", обеспечивал излучение сигнала полосой 12нм в диапазоне 310...850нм с шагом в 1нм. Для каждого образца снималось 55 спектральных точек в этом диапазоне с шагом 10нм.

Так как информация об КСЯ содержится не в абсолютных значениях коэффициента отражения $\rho(\lambda)$, а в его изменении относительно длины волны, то потребовалась предварительная обработка характеристик, полученных в результате экспериментов. Такая обработка заключалась в нормировании:

$$K_L(\lambda) = \frac{\rho(\lambda)}{\rho^{-\lambda}}, \quad (8)$$

где $K_L(\lambda)$ - коэффициент яркости; $\rho^{-\lambda}$ - усредненный по длине волны коэффициент отражения. Так как в ходе каждого опыта оставались неизменными все параметры (кроме длины волны), от которых зависит яркость объекта изучения, то данный коэффициент яркости

соответствует КСЯ с точностью до постоянного множителя.

Для выбора наиболее эффективного из четырех предложенных классификаторов было проведено разделение на два класса 120 ранее экспериментально полученных выборок. Так как количество выборок ограничено, то для оценки вероятностей правильного распознавания использовался метод скользящего экзамена [5]. Суть этого метода заключается в том, что каждый раз при обучении одно из измерений опускается и используется только для тестирования, а все остальные используются для обучения классификатора. Вероятность правильного распознавания в этом случае оценивалась как отношение количества правильно распознанных выборок класса k к общему количеству выборок, относящихся к этому классу.

Определение наилучшего набора, состоящего из одного, двух, трех признаков проводилось методом исчерпывающего перебора. Его применение в этом случае оправдано, так как все алгоритмы частичного перебора обеспечивают субоптимальный поиск, а значит, не гарантируют нахождения наилучшего набора признаков, а всего лишь дают возможность найти лучший набор из рассмотренных. Поэтому использование этих алгоритмов при небольшом количестве отбираемых признаков не целесообразно, так как показатели распознавания при их применении могут только ухудшиться.

Результаты испытания предложенных классификаторов сгруппированы в таблицу 1. Приведенное здесь время расчета является относительным показателем и соответствует времени классификации одной выборки программой в среде Mathcad 7 на компьютере Pentium с процессором AMD, работающем на частоте 75 МГц.

Как видно из полученных данных, наилучшие показатели распознавания обеспечиваются при использовании трех признаков и классификатора по минимуму расстояния Махаланобиса (с различающимися ковариационными матрицами). Наибольшую скорость обеспечивает линейный дискриминатор. Но самым оптимальным вариантом является использование классификатора по минимуму расстояния Махаланобиса (с одной ковариационной матрицей) и трех признаков. Он сочетает в себе, как высокую скорость обработки, так и высокие вероятности распознавания.

Таблица 1. Показатели качества распознавания для исследуемых классификаторов

Вид дискриминантной функции	Кол-во признаков	Максимальная вероятность правильного распознавания		Время расчета, мс
		культурных растений	сорных растений	
Минимум евклидоваго расстояния	1	0.833	0.786	4
	2	0.9444	0.845	8
	3	0.9444	0.857	12
Минимум стандартизованного расстояния	1	0.833	0.810	8
	2	0.889	0.917	15
	3	0.889	0.952	23
Минимум расстояния Махаланобиса при различных ковариационных матрицах для разных классов	1	0.833	0.810	9
	2	0.944	0.964	28
	3	0.972	0.976	55
Минимум расстояния Махаланобиса при одинаковых ковариационных матрицах для разных классов	1	0.833	0.786	4
	2	1.000	0.881	9
	3	1.000	0.917	13

ВЫВОДЫ.

Было показано, что использование простых метрик в классификаторах по минимуму расстояния не позволяет достичь максимальных вероятностей правильного распознавания. Это происходит из-за того, что в этом случае не учитываются статистические характеристики второго и выше порядков. С другой стороны полный учет этих характеристик значительно уменьшает скорость обработки. Поэтому было предложено для

классификации растений по минимуму расстояния использовать метрику Махаланобиса, но при этом использовать общую для культурных и сорных растений ковариационную матрицу. Оптимальные показатели качества распознавания для такого классификатора достигаются при использовании трех спектральных признаков.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Заявка на патент №94010291 (Украина). МКИ А01 В 39/18. Способ прополки пропашных культур и устройство для его

осуществления/ Пиза Д.М., Пиза А.Д., Татарчук И.Н.-Заявл. 17.12.92 г.

2. Рачулик В.И., Ситникова М.В. Отражательные свойства и состояние растительного покрова.- Л: Гидрометеиздат, 1981.- 287с.
3. Разработка научных основ создания комплекса машин для принципиально новой экологически чистой технологии обработки пропашных культур: Отчет о НИР (заключит.)/ Запорожский государственный технический университет (ЗГТУ); Руководитель Д.М. Пиза., Запорожье, 1996.-45с.: ил.- Отв. исполн. С.В.Морщавка, В.П.Дмитренко.
4. Дуда Р., Харт П. Распознавание образов и анализ сцен. -М.: Мир, 1976., 326 с.
5. Абрамович Н.С., Ковалев А.А., Плюта В.Е. К вопросу о классификации природных образований по их оптическим характеристикам при малых объемах выборок. - Исслед. Земли из космоса, №4, 1985, с. 105-111.

УДК 519.17+681.3.06

ПОСТРОЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОГО ГЕОМЕТРИЧЕСКОГО ОБРАЗА НЕОРИЕНТИРОВАННОГО ГРАФА

В.П. Пинчук

Введено понятие геометрического образа графа в n -мерном евклидовом пространстве (R^V -представление). Сформулирован

критерий оптимальности R^V -представления графа, на основе понятия функции взаимодействия вершин графа построена соответствующая целевая функция. Предложен алгоритм оптимизации R^V -представления графа, изучены его свойства. На основе предложенного алгоритма создана программа, позволяющая получать оптимальные 2D и 3D-изображения графа. Показано, что для графов, число вершин которых не превышает 30, получаемые изображения позволяют визуально распознавать их изоморфность и устанавливать различные структурные свойства.

Упроваджено поняття геометричного образу графу у n -вимірному евклідовому просторі (R^V -зображення).

Сформульовано критерій оптимальності R^V -зображення графу, на основі поняття функції взаємодії вершин графу побудована відповідна цільова функція. Запропоновано алгоритм оптимізації R^V -зображення графу, досліджені його властивості. На основі запропонованого алгоритму створена програма, яка дозволяє отримувати оптимальні 2D і 3D-зображення графу. Показано, що для графів, число вершин яких не перевищує 30, зображення, що отримуються, дозволяють візуально утворювати їх ізоморфність і встановлювати їх різні структурні властивості.

The concept of a geometric image of a graph in n -dimensional Euclid space (R^V -representation) is given. The criterion of an optimality of R^V -representation of a graph is formulated, on base of concepts of vertices interaction function of a graph the appropriate criterion function is constructed. The algorithm of optimization of R^V -representation of a graph is proposed, and its properties were investigated. On base of offered algorithm the program permitting to get optimum 2D and a 3D-images of a graph is created. Is

shown, that for graphs, with number of vertices does not exceed 30, the obtained images allow visually to recognize them isomorphism and to discover various structural properties.

1. ВВЕДЕНИЕ.

В развитии и применении теории, методов и алгоритмов обработки структурной информации важную роль играют формы и способы ее представления, среди которых особую роль играют визуальные. Основным способом представления структурной информации являются графы. Проблема визуализации графа важна потому, что сам по себе граф является достаточно абстрактным математическим понятием и весьма желательным является наличие простых средств, позволяющих "увидеть" особенности его внутреннего устройства или установить некоторые структурные отношения двух заданных графов. С другой стороны известно, что некоторые трудные проблемы теории графов непосредственно сводятся к построению стандартного способа представления графа. Примером может служить т.н. проблема канонизации: если бы удалось построить некоторое эффективно вычисляемое представление не конкретного заданного графа, а его класса изоморфной эквивалентности (представление непомеченного графа), это решило бы известную проблему изоморфизма и еще ряд связанных с ней проблем.

В настоящей работе сделана попытка построения геометрического представления графа, удовлетворяющего следующим требованиям:

- быть наглядным и удобным для практической работы с графами, в том числе для публикаций и обмена

інформацією;

- быть единым для всех графов, входящих в соответствующий класс изоморфной эквивалентности.

2. ОПТИМАЛЬНЫЙ ГЕОМЕТРИЧЕСКИЙ ОБРАЗ ГРАФА

Будем рассматривать неориентированные графы без петель и кратных ребер. Под графом, как обычно, будем понимать пару (V, α) , где V - некоторое непустое множество, α - заданное на нем бинарное отношение. Следуя идее, сформулированной автором в работе [1], определим понятие геометрического образа графа следующим образом.

Пусть G - неориентированный, без петель и кратных ребер n -вершинный граф. Геометрическим образом или R -представлением графа G в декартовом пространстве R^n , будем называть набор векторов $R = \{\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_n\}$, $\rho_i \in R^V$, $i = 1 \dots n$, где ρ_i - радиус-вектор i -той вершины графа в пространстве R^V . Введем понятие энергии взаимодействия вершин графа, которую будем описывать парой числовых функций вида $\varphi_s(\rho)$, где ρ есть расстояние между i -той и j -той вершинами в пространстве R^V :

$$\rho = |\rho_i - \rho_j| = \sqrt{\sum_{k=1}^v (\rho_k^i - \rho_k^j)^2}. \quad (1)$$

Индекс s , принимающий значения 0,1 учитывает отношение смежности указанных вершин.

Энергию i -той вершины определим как сумму:

$$\Psi(\rho_i) = \sum_{j=1}^n \{(1-s_{ij})\varphi_0(|\rho_i - \rho_j|) + s_{ij}\varphi_1(|\rho_i - \rho_j|)\}, \quad (2)$$

где s_{ij} - элемент матрицы смежности графа. Величину

$\Psi(\rho_i)$ можно представлять себе как энергию взаимодействия i -той вершины со всеми остальными, включая и взаимодействие вершины с собой.

Энергию графа в R -представлении положим равной сумме энергий всех вершин графа:

$$\Phi(R) = \sum_{i=1}^n \Psi(\rho_i). \quad (3)$$

Будем считать R -представление графа оптимальным, если значение соответствующей ему энергии (3) минимально на множестве всех возможных R -представлений при заданной размерности пространства v . Таким образом, проблема канонизации геометрического представления графа сводится к задаче классической оптимизации с целевой функцией вида (2,3).

3. АЛГОРИТМ ОПТИМИЗАЦИИ

Особенностью сформулированной выше задачи оптимизации является большое число варьируемых параметров, равное $v \cdot n$. В связи с большим порядком задачи и нелинейным ее характером стандартные методы ее численного решения оказываются малоэффективными.

В то же время, эффективную процедуру решения задачи можно построить, если использовать идею групповой градиентной релаксации, описание которой приводится ниже.

Пусть имеем некоторый геометрический образ $R = \{\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_n\}$ графа G в пространстве R^V . И пусть $R = \{\rho_1, \dots, \rho_i^*, \dots, \rho_n\}$ другой геометрический образ этого же графа, полученный путем перемещения i -той вершины из точки ρ_i в точку ρ_i^* . Покажем, что из определения целевой функции $\Phi(R)$ следует:

$$\forall i = \overline{1, n}: \Psi(\rho_i^*) < \Psi(\rho_i) \Rightarrow \Phi(R^*) < \Phi(R). \quad (4)$$

Рассмотрим симметричную матрицу $A = \{a_{ik}\}$, элементы которой равны

$$a_{ik} = (1-s_{ik})\varphi_0(|\rho_i - \rho_k|) + s_{ik}\varphi_1(|\rho_i - \rho_k|). \quad (5)$$

Величина $\Psi(\rho_i)$ равна сумме элементов i -той строки (или i -того столбца), а $\Phi(R)$ - сумме всех элементов матрицы A . Особенностью ее является то, что при изменении положения i -той вершины графа изменяются значения только тех элементов матрицы, которые принадлежат i -той строке или i -тому столбцу. Переместим i -тую вершину из точки ρ_i в точку ρ_i^* , тогда условие $\Psi(\rho_i^*) < \Psi(\rho_i)$ означает, что сумма элементов матрицы A , принадлежащих i -той строке или i -тому столбцу уменьшилась, в то время как сумма остальных ее элементов не изменилась. Отсюда следует справедливость (4).

Групповой градиент от функции $\Phi(R)$ определим как результат действия на нее вектор-производной следующего вида:

$$\nabla^i = \left(\frac{\partial}{\partial x_1^i}, \frac{\partial}{\partial x_2^i}, \dots, \frac{\partial}{\partial x_v^i} \right), \quad (6)$$

где x_k^i - k -тая компонента радиус-вектора i -той вершины. Основной итерационный цикл описываемого алгоритма базируется на следующем.

Пусть имеется непрерывная и достаточно гладкая функция вида $\Phi(r_1, r_2, \dots, r_n)$, где $r_i \in R^V$, и пусть для заданных значений r_1, r_2, \dots, r_n и заданного i выполнено

$|\nabla^i \Phi| \neq 0$. Обозначим

$$r_i^* = r_i - \lambda \frac{\nabla^i \Phi}{|\nabla^i \Phi|}, \quad (7)$$

где λ - некоторое число. Тогда существует такое $d > 0$, что для любого положительного $\lambda \leq d$ выполняется

$$\Phi(r_1, \dots, r_i^*, \dots, r_n) < \Phi(r_1, \dots, r_i, \dots, r_n).$$

При использовании (7) для построения итерационного цикла вместо группового градиента $\nabla^i \Phi(R)$ лучше использовать $\nabla^i \Psi(\rho_i)$, который вычисляется быстрее. Действительно, из определения целевой функции $\Phi(R)$ следует:

$$\nabla^i \Phi(R) = \nabla^i \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^n a_{ij} = 2 \nabla^i \sum_{j=1}^n a_{ij} = 2 \nabla^i \Psi(\rho_i),$$

где a_{ij} определяется выражением (5).

Далее, для описания схемы алгоритма будем использовать обозначения:

λ - величина допустимой ошибки R-представления графа для текущего шага,

λ_0 - начальное значение λ ,

ε - допустимая погрешность результата,

R_0 - исходное R-представление графа,

i - номер вершины.

Общая схема алгоритма приведена ниже.

1. Положить $\lambda = \lambda_0$, $R = R_0$.

2. Положить $i = 1$.

3. Вычислить ρ_i^* по формуле

$$\rho_i^* = \rho_i - \lambda \frac{F_i}{|F_i|}, \quad (8)$$

где F_i - вектор, равный

$$F_i = \nabla^i \Psi(\rho_i), \quad (9)$$

4. Проверить условие $\Psi(\rho_i^*) < \Psi(\rho_i)$. Если оно выполнено, выбрать для ρ_i новое значение, равное ρ_i^* .

5. Увеличить i на 1 и перейти к п.3.

6. Если при выполнении п. 2-5 для $i = 1 \dots n$ ни один из векторов ρ_i не изменил своего значения, проверить условие $\lambda < \varepsilon$. Если оно выполнено, тогда завершить алгоритм, считая текущее значение R-представления результатом, в противном случае разделить λ на 2 и перейти к шагу 2.

Функции парного взаимодействия вершин графа $\phi_s(\rho)$, были выбраны на основе известного в атомной физике потенциала межатомного взаимодействия Морзе:

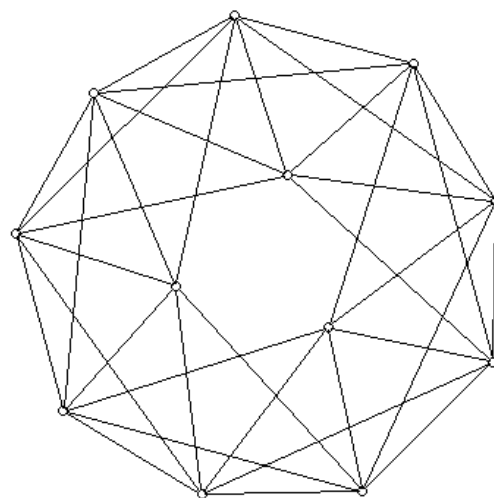
$$\phi_0(\rho) = k e^{-\alpha_0(\rho - \rho_0)}, \quad (10)$$

$$\phi_1(\rho) = e^{-2\alpha_1(\rho - \rho_0)} - 2e^{-\alpha_1(\rho - \rho_0)}. \quad (11)$$

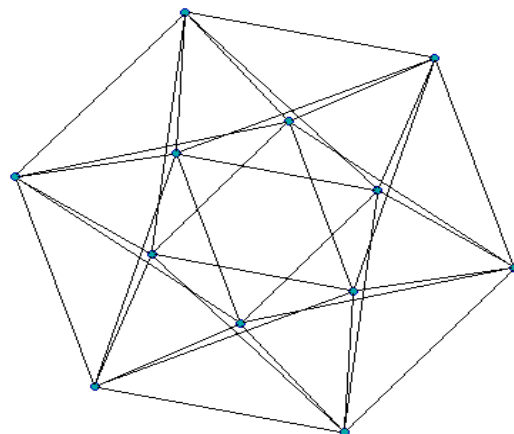
где r_0 - расстояние равновесного состояния пары атомов, a_0 , a_1 и k - параметры функции взаимодействия вершин.

Типичные значения параметров, которые использовались при выполнении расчетов: $a_0 = 6.0$, $a_1 = 2.0$, $r_0 = 0.12$, $k = 0.03$.

Ниже, на рис.1. показаны рассчитанные оптимальные изображения для регулярных графов. Графы а, б принадлежат семейству регулярных (12,36)-графов 6 степени, графы в, г являются сильнорегулярными (16,48)-графами 6 степени (в скобках указано число вершин и ребер). Показанные графы взяты из специальных наборов графов, разработанных для тестирования программ распознавания изоморфности [2]. Отметим, что в настоящее время не существует эффективных алгоритмов распознавания изоморфности графов[3,4]. Особенно трудно различать сильнорегулярные графы, основные характеристики которых совпадают. Приведенные на рисунке рассчитанные оптимальные изображения позволяет визуально установить неизоморфность указанных графов.



a)



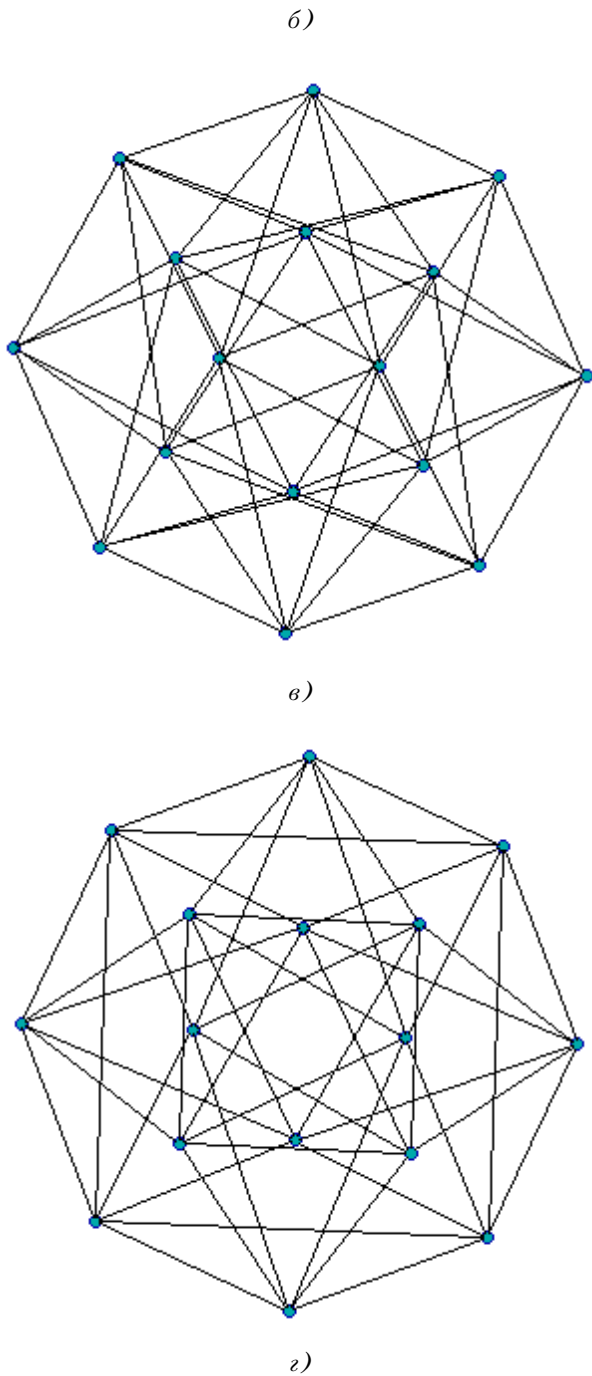


Рисунок 1 - Примеры оптимальных 2D-изображений для регулярных графов

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Задача построения оптимального изображения графа, формулировка которой приведена выше, и методы ее решения являются актуальными как с позиции проблемы

визуализации научных и инженерных данных, так и для собственно исследований и получения конкретных результатов в различных областях науки и техники в широком спектре наших исследований - от конкретных разработок и до "чистой математики" (геометрическая и другая топология, теория групп и т.д.).

Задача построения оптимального изображения графа сведена к задаче отыскания минимума функции многих переменных вида (2,3). При этом целевая функция строится по аддитивному принципу на основе пары так называемых функций взаимодействия вершин графа. Выбор этих функций желательно делать таким образом, чтобы обеспечить если не унимодальность, то, по крайней мере, минимальное число локальных минимумов функции $\Phi(R)$. Полученные результаты показали, что при использовании функций взаимодействия вершин вида (10) и в случае, если число вершин превышает некоторую пороговую величину m , целевая функция теряет свойство унимодальности. При этом величина m быстро растет с увеличением размерности R -пространства. Таким образом, применение процедуры, описанной выше, может приводить в некоторый локальный минимум и давать в итоге R -представление графа, которое не обязательно соответствует глобальному минимуму. В таких случаях можно применять стохастический подход: выполнять многократное решение задачи оптимизации, используя в качестве начальных случайные R -представления графа и выбирая затем из полученных решений лучшее. Хотя полученное таким образом решение будет иметь вероятностно-приближенный характер, оно все же может иметь определенную ценность. Достаточно высокая эффективность предложенного алгоритма в сочетании с возросшей вычислительной производительностью современной компьютерной техники делает такой подход оправданным.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. V.A.Perepelitsa, V.P.Pinchuk, L.N.Sergeeva, A.J.Pozdnjakova. Fractal Graphs and their Properties. Digital Proceedings IKM: Internationales Kolloquium uber Anwendungen der Informatik und Mathematik in Architektur und Bauwesen. Bauhaus - Universitat Weimar, 1997.
2. Пинчук В.П. Основанная на волновом разложении система инвариантов для простых графов и алгоритм распознавания изоморфности.- Деп. в ГНТБ Украины 10.05.95, N 1002- Ук95.- 56 с.
3. А.А.Зыков. Основы теории графов.- Наука, 1987.- 384 с.
4. В.П.Козырев, С.В.Юшманов. Теория графов (алгоритмические, алгебраические и метрические проблемы). В сб. "Теория вероятностей. Мат. статистика. Теоретическая кибернетика. Т. 23 (Итоги науки и техн. ВИНТИ АН СССР)", М.: 1985, 68-117.

УДК 658.512.011.56

РЕЛЯЦИОННАЯ БАЗА ДАННЫХ ДЛЯ РАСЧЁТОВ ЗА ПОЛЬЗОВАНИЕ

ЭЛЕКТРОЭНЕРГИЕЙ.

В.М. Порохня, Ю.В. Головки.

Предложена структура реляционной базы данных предназначенная для ведения учёта расчётов с физическими лицами за пользование электроэнергией. Приводится алгоритм корректировки таблиц в базе данных с учётом изменения или удаления лицевого счетов, сведений об оплате и льготах абонентов, тарифах, показания счётчиков и инспекторских проверках. Применение реляционных баз данных будет способствовать решению проблемы неплатежей бытовых потребителей и во всём энергетическом секторе экономики Украины.

Пропонується структура реляційної бази даних, призначеної для ведення обліку розрахунків з фізичними особами за користування електроенергією. Наводиться алгоритм коректування таблиць в базі даних з урахуванням відомостей про оплату та льготи абонентів, тарифи, показники лічильників та інспекторські перевірки. Впровадження реляційних баз даних сприятиме розв'язанню проблеми неплатежів побутових споживачів та у всьому енергетичному секторі економіки України.

Offered structure of relational database intended for conduct of the account calculations with physical persons for the use by the electric power. Happens to an algorithm of adjustment of tables in the database with the account of change or removing the face counts, information on the payment and priveleges of abonents, tariffs, evidences of counters and inspect check. Using the relational databases will promote a deciding a problem not payments of home consumers and in all energy sector of economy of Ukraine.

Критическая ситуация с состоянием электроэнергетики Украины на сегодня напрямую связана с решением комплекса проблем по своевременной оплате потребителями электроэнергии. Суммарная доля, так называемых, "бытовых" потребителей в общей сумме потребляемой электроэнергии не столь уж велика (8-10%), однако эта категория оплачивает электроэнергию наличными деньгами, зачастую тем самым выводя значительные суммы из условной "теневого экономики", позволяя наполнять бюджет страны.

Одним из препятствий в работе отделов сбыта предприятий районных электрических сетей (РЭСов) с этой категорией потребителей является отсутствие инструмента, позволяющего оперативно, в режиме реальной работы с каждым потребителем (зачастую при личной встрече), убедить в правильности представленных к оплате счетов.

Неоднократное изменение за последние годы нормативно-правовой базы Украины породило многочисленные тарифы, действовавшие в разные периоды на одни и те же виды услуг. Помимо этого, большое число, так называемых, льготных категорий потребителей, также усложняет выдачу оперативной информации о состоянии расчетов по конкретному абонентскому счету. В то же время, значительная часть населения, особенно в сельских районах, имеет

задолженности по потребленной электроэнергии за период до нескольких лет. Применение карательных санкций в такой ситуации необходимо, однако на практике зачастую по целому ряду причин не разрешает проблемы. По мнению сотрудников РЭСов, возможность убедить человека в правильности представленных расчетов на оплату за потребленную его семьей электроэнергию часто снимает проблему полностью.

Оперативность и полноту предоставляемой абоненту информации возможно повысить только с применением инструментов, разработанных на базе вычислительной техники. Основным путем такого решения проблемы является разработка программного инструмента под условным названием „Учет расчетов с физическими лицами за пользование электроэнергией". Однако попытки по созданию таких комплексов до настоящего времени наталкивались на ряд серьезных препятствий. Сама структура базы данных должна быть оптимизирована на содержание в себе оперативно изменяющейся информации по десяткам тысяч абонентских счетов, связанных к тому же с многочисленными справочниками тарифов, льгот, видов оплат, результатов инспекторских проверок и т.д. Комплексы, разрабатывавшиеся на базе персональных компьютеров, до последнего времени в основном использовали базы данных на основе структур dBASE. Являясь по своей сути нереляционными, dBASE-базы данных не обеспечивали в режиме реального времени выдачи полного расчета по счету абонента. Не так давно наконец появились реляционные базы данных, надежно работающие как на отдельном, так и на небольшой группе персональных компьютеров[1].

Теперь главной проблемой стало создание действенного программного инструмента по оперативной реализации следующих функций:

- 1) ввод, просмотр, корректировка карточек лицевого счетов физических лиц; ввод суммы оплаты за пользование электроэнергией с квитанцией об оплате из „Абонентской книжки по расчету за электроэнергию";
- 2) расчет количества оплаченных Квт-часов по сумме оплаты с учетом тарифа, льгот и субсидий каждого индивидуального плательщика;
- 3) ввод показаний счетчиков по результатам инспекторских проверок для внесения в заактированное потребление электроэнергии, неоплаченное населением и включенное в полезный отпуск;
- 4) внесение Квт-часов по составленным и неоплаченным актам хищения электроэнергии;
- 5) внесение оплаты по составленным актам хищения электроэнергии;
- 6) составление отчета по льготным категориям

населения в разрезе количества абонентов и Квт-часов по РЭСу (форма Приложения 1);

7) составление отчета по льготным категориям населения в денежном выражении по РЭСу (форма Приложения 2);

8) составление отчета по всем бытовым абонентам в разрезе городского и сельского населения по РЭСу (форма Приложения 3);

9) составление расшифровки потребления электроэнергии населением за месяц и с нарастающим итогом с начала года по РЭСу .

В основу решения проблемы ложится методика расчета, предложенная Киевским Политехническим институтом. Положения этой методики проходят окончательные согласования в Министерстве энергетики Украины. Для ведения учета расчетов с физическими лицами за пользование электроэнергией нами предложена следующая структура реляционной базы данных.

Как видно из структуры, существующий абонентский счет будет теперь выглядеть в в предложенной информационной реляционной компьютерной базе как класс объектов, характеризующийся рядом основных атрибутов (свойств). Группы атрибутов в базе данных группируются в виде таблиц - регулярных структур, состоящих из конечного набора однотипных записей. Для внесения данных необходимо применить разработанный алгоритм корректировки таблиц, установив внутри базы соответствующие отношения (связи):

1. ЛИЦЕВЫЕ СЧЕТА

При ВВОДЕ нового лицевого счета добавляются строки в таблицы:

1) T_LIC_SCHET (лицевые счета);

2) T_LG_AB (льготы абонентов) - при наличии льготы у абонента. „Дата предоставления льготы" по умолчанию DATE();

3) T_TAR_AB (тариф абонента) - заполняется для каждого лицевого счета. „Дата изменения тарифа" по умолчанию DATE(). „Код тарифа" - „11" (городское, без нагревательных приборов);

4) T_SCH_AB (счетчики абонентов) - заполняется для каждого лицевого счета. Заносятся „номер лицевого счета", „номер счетчика", „ код типа счетчика", „показания оплаченные" (при вводе задачи в опытно-промышленную эксплуатацию), „дата установки" - DATE(), „показания при установке".

При ИЗМЕНЕНИИ лицевого счета :

Изменяются строки в таблицах:

1) T_LIC_SCHET (лицевые счета) - заполняется „дата аннулирования лицевого счета"

Добавляются строки в таблицах:

1) T_LIC_SCHET (лицевые счета) - новый „номер лицевого счета" и переносятся все поля „старого"

лицевого счета;

2) T_LG_AB (льготы абонентов) - при наличии льготы у абонента „старые" льготы;

3) T_TAR_AB (тариф абонента) - переносятся все поля „старого" последнего Тарифа абонента;

4) T_SCH_AB (счетчики абонентов) - переносятся все поля „старого" последнего установленного счетчика.

УДАЛЕНИЕ лицевого счёта:

Ошибочно введенного - с подтверждением.

Для аннулированного - изменяются строки в таблицах:

1) T_LIC_SCHET (лицевые счета) - заполняется „дата аннулирования лицевого счета".

2. ОПЛАТА АБОНЕНТОВ

При ВВОДЕ оплаты добавляются строки в таблицы:

1) T_OPL (оплата абонента) - заполняется для каждой суммы оплаты. Заносятся „номер лицевого счета", „дата и время оплаты", „ сумма оплаты ", „месяц, за который оплачено", „год, за который оплачено", „код вида документа", „код вида оплаты", „Киловат-часы, оплаченные (расчетные)", далее не обязательные данные с квитанции абонента : „текущее показание", „предыдущее показание", „разность", „тариф".

При ИЗМЕНЕНИИ оплаты :

Изменяются строки в таблицах:

1) T_OPL (оплата абонента) - суммы оплаты, месяца и (или) года, за который оплачено изменяются „сумма оплаты ", „месяц, за который оплачено", „год, за который оплачено", „Киловат-часы оплаченные (расчетные)."

При УДАЛЕНИИ оплаты :

Удаляются строки в таблицах с предупреждением:

1) T_OPL (оплата абонента) .

3. ЛЬГОТЫ АБОНЕНТОВ

При ВВОДЕ нового лицевого счета и (или) наличия льготы - описано в „Лицевые счета":

При ИЗМЕНЕНИИ льготы :

Изменяются строки в таблицах:

1) T_LG_AB (льготы абонентов) - заполняются „дата аннулирования льготы" для старой строки и вводится новая строка для этого лицевого счета с новыми значениями „дата предоставления льготы", „код льготы".

При УДАЛЕНИИ льготы

При удалении ошибочной - удаление с предупреждением с T_LG_AB (льготы абонентов):

При аннулировании - изменяются строки в таблицах:

1) T_LG_AB (льготы абонентов) - заполняются „дата аннулирования льготы” .

4. ТАРИФЫ АБОНЕНТОВ

При ВВОДЕ нового лицевого счета - описано в „Лицевые счета”:

При ИЗМЕНЕНИИ тарифа и (или) процента оплаты:

Изменяются строки в таблицах:

1) T_TAR_AB (тарифы абонентов) - вводится новая строка с новыми значениями „Дата изменения тарифа (процента)”, „код тарифа”, „процент оплаты”.

При УДАЛЕНИИ тарифа :
ЗАПРЕЩЕНО.

5. СЧЕТЧИКИ АБОНЕНТОВ

При ВВОДЕ нового счетчика (лицевого счета) - описано в „Лицевые счета”:

При ИЗМЕНЕНИИ счетчика :

Изменяются строки в таблицах:

1) T_SCH_AB (Счетчики абонентов) - заполняются „дата снятия” и „показания при снятии” для снятого счетчика.

Добавляются строки в таблицах:

1) T_SCH_AB (Счетчики абонентов) - „номер лицевого счета”, „номер счетчика”, „ код типа счетчика”, „дата установки” , „ показания при установке”.

УДАЛЕНИЕ счетчика :

ЗАПРЕЩЕНО.

6. ИНСПЕКТОРСКИЕ ПРОВЕРКИ

При ВВОДЕ новой инспекторской проверки добавляются строки в таблицы:

1) T_INSP_PROV (инспекторские проверки);

При ИЗМЕНЕНИИ инспекторской проверки изменяется строка в таблицах:

1) T_INSP_PROV (инспекторские проверки);

УДАЛЕНИЕ инспекторской проверки:
Ошибочно введенной - с подтверждением.

Технической базой для осуществления проекта выбрано семейство программных продуктов американской корпорации MicroSoft, включающее в себя продукты MicroSoft Backoffice [2], MicroSoft Visual Studio новейших версий[3,4]. Опираясь на описанные выше структуры баз данных, разрабатываемый программный продукт позволит высвободить значительную часть сил сотрудников отделов сбыта электроэнергии для индивидуальной работы с пользователями электроэнергией, что должно способствовать решению проблемы неплатежей в секторе бытовых потребителей и во всем энергетическом секторе экономики в целом.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Горев А., Ахаян Р., Макашарипов С. Эффективная работа с СУБД. - СПб.: Питер, 1997. - 704 с.
2. Саливан Г., Бенаж Д. Microsoft Back Office в подлиннике. - СПб.: ВHV- Санкт-Петербург, 1997. - 976 с.
3. Маккели М., Мартинсон Р., Веб Дж., Ризельнап Б. Visual Basic 5. - СПб.:ВHV - Санкт-Петербург, 1998.- 976 с.
4. Ливингстон Б., Штрауб Д. Секреты Windows 95. - К.:Диалектика, 1997. - 704 с.

УДК 519.688

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ И ЛОГИКИ ВЫСШИХ ПОРЯДКОВ

С.Ф. Теленик

Рассматриваются проблемы формализации процессов разработки, поддержки и развития интеллектуальных информационно-управляющих систем (ИУС) в рамках создания адаптивной технологии реализации указанных процессов. Предлагается формальная система высшего (конечного) порядка, допускающая переопределение новых типов объектов в процессе функционирования системы. Разработана процедура вывода, интегрирующая методы привнесения знаний, аналогий и упорядоченную линейную m-резолюцию. Показана полнота процедуры вывода.

Розглядаються проблеми формалізації процесів розробки, підтримки та розвитку інтелектуальних інформаційно-керуючих систем з метою створення адаптивної технології

реалізації заданих процесів. Пропонується формальна система вищого (скінченно) порядку, що дозволяє перевизначення нових типів об'єктів в процесі функціонування системи. Розроблена процедура виведення, яка інтегрує методи використання знань, аналогій та впорядковану лінійну m-резолюцію. Доведена повнота процедури виведення.

The formalization problems of intelligence management information systems design, maintenance and development processes for this processes implementation mobile technologies creation are considered. The higher (finite) order formal system to enable new object types definition in functioning is described. The theorems proving procedure, combining knowledge representation and abstraction methods and ordered liniar m-resolution, is elaborated. The proce-

dure completeness is proved.

ВВЕДЕНИЕ.

Одним из основных направлений интеллектуализации ИУС сегодня является применение адаптивных технологий их разработки, поддержки и развития [1-3]. До недавних пор подобные исследования практически сводились к автоматизации программирования. Достигнутый уровень технологии разработки программного обеспечения (ПО) еще не обеспечивает требований надежности, производительности и легкости адаптации. В работе [4] автор анализирует причины сложившейся ситуации и обосновывает необходимость применения формальных методов.

В этом качестве хорошо зарекомендовали себя аксиоматические формальные системы, в частности в проектах Z, VDM, Larch и B [5]. Они естественным образом должны объединить традиционные приемы и средства автоматизации программирования с потребностями более широкой проблемы разработки, поддержки и развития ИУС. Для создания адаптивных технологий недостаточно традиционных формализации понятий программирования, строгих методов рассуждений о свойствах программ и преобразования формальных моделей программ в код на языке программирования. Речь идет об обобщении идеи формализации с целью создания надежного и дешевого ПО в идею формализации с целью разработки, поддержки и развития ИУС.

В работе [5] автор приводит обобщенную модель представления ИУС, позволяющую интегрировать процессы их разработки, поддержки и развития. В наиболее общем плане речь идет о системе $\langle M, S \rangle$, где M - реализуемая системой модель, определяющая поведение объекта управления в некоторой среде, а S - обучающая система. Структурное и функциональное многообразие объекта управления и среды предопределяет сложный комплекс требований к модели M . Поэтому целесообразно представлять модель M обобщенным автоматом вида $\langle Q, L, P, R \rangle$, где Q - множество состояний объекта и окружающей среды (определяется средствами инженерии знаний, что позволяет объединить все компоненты модели универсальными языковыми средствами), L - логико-алгебраическая модель запросов, P - логико-алгебраическая модель ответов, R - логико-алгебраическая модель переходов. Обучающая система предназначена для сбора и анализа информации о функционировании модели M , модификации ее компонентов Q, L, P, R . Модели запросов L и ответов P необходимы для организации взаимодействия с пользователем в плане решения возникающих проблем, связи с управлением по состояниям. Модель переходов предназначена для подключения к решению возникающих проблем механизмов вывода, алгоритмов,

моделей принятия решений, конструирования решений и других.

Реализация обобщенной модели связана с созданием интегрированной на единой базе системы формализмов, способных учесть требования адаптивных технологий разработки, поддержки и развития ИУС. По меньшей мере необходимо выделить три уровня формализмов: отдельных функций; комплексирования функций (структурный уровень); взаимодействия агент - среда.

В статье определяется и исследуется формальная система структурного уровня, позволяющая определить процесс программирования как процесс сборки или компоновки программного продукта из имеющихся программных заготовок.

РОЛЬ КОНСТРУКТИВНЫХ ЛОГИК ВЫСШИХ ПОРЯДКОВ В ПРОЕКТИРОВАНИИ.

Уточним требования адаптивных технологий к разрабатываемому формализму.

1. Формализм должен применяться как для проектирования, так и для функционирования.

2. В основу семантики формализма должна быть положена объектная модель.

3. Формализм должен носить конструктивный характер. Ответом на любой запрос должна быть выдача требуемого объекта либо построение программы его выдачи или конструирования.

4. Формализм должен ориентироваться на возможности языков описания бизнес-логики приложений типа Smart и документального языка запросов адаптивной технологии SmartPlus [1,5].

Сформулированные выше требования позволяют говорить о формализме, объединяющем элементы интеллектуальной системы, действующей по принципу целенаправленной деятельности, с формальной основой, присущей традиционным логико-математическим исчислениям. Речь идет о системе, реагирующей на изменения состояния объектов, распознающей и решающей проблемы, обучающейся и отвечающей на запросы о свойствах объектов, существовании объектов с заданными свойствами и некоторых других. Ответ на запрос - построение, в общем случае, объекта с заданными свойствами. При этом в процессе построения объекта сначала выводится последовательность функций (методов), которая затем исполняется. Для этого каждая функция (метод), включенная в систему, должна быть описана в терминах объектов. Таким образом, вывод о том, что объекты существуют, в нашем формализме должен быть заменен выводом (построением) объектов, о которых идет речь. Поиск доказательств в системе является программой решения задачи и одновременно достигается доказуемость программ.

Такой формализм обычно называют конструктивной логикой. На структурном уровне она выступает универсальной логикой, позволяющей управлять

функциями с целью решения задач пользователя. Классические логики не могут быть использованы с этой целью. Они не учитывают динамику порождения и исчезновения объектов, не допускают сомнений в принадлежности объекта классу. Актуальна разработка конструктивных логик с типизацией.

Важно, чтобы структура языка системы была связана с подразумеваемым смыслом. Мы аксиоматизируем множество объектов, существенных для ИУС и составляющих универсум Ω аксиоматической системы, а его элементы назовём индивидами и будем обозначать: $\omega_1, \omega_2, \dots$

Обычно на Ω определена структура Σ , под которой будем понимать систему подмножеств $\Sigma_1, \Sigma_2, \dots, \Sigma_m$ такую, что выполняются следующие условия: 1) \emptyset, Σ s подмножества Σ ; 2) каждый элемент Ω_j универсума Ω принадлежит в точности одному из подмножеств структуры Σ ; 3) каждое подмножество $\Sigma_j, j = 1, \dots, m$, кроме Σ , может включаться в качестве собственного в одно или более подмножеств системы Σ ; 4) каждое подмножество $\Sigma_j, j = 1, \dots, m$, кроме \emptyset , может включать в качестве собственного \emptyset и более подмножеств. Далее подмножества структуры Σ будем называть типами. Это отвечает потребностям объектно-ориентированных языков с множественным наследованием и предопределяет применение формальных систем с многосортными языками.

Однако, адаптивная технология должна позволять пользователю динамически определять новые классы (типы) объектов, используя, например, возможности предлагаемой в работе [2] объектно-ориентированной СУБД, и запросы на объекты произвольной структуры в процессе решения возникающих проблем. При этом пользователь может определять, а система рассматривать не только упомянутые базовые подмножества универсума Ω , но и произвольные их подмножества и т.д. Следовательно, аксиоматизация должна допускать часть современной аксиоматической теории множеств и оправдан переход к логикам высших (конечных) порядков.

На универсуме Ω определена система P отношений $\rho_1^1, \dots, \rho_{n_1}^1, \rho_1^2, \dots, \rho_{n_2}^2, \dots$, в числе которых мы будем выделять: универсальные (в частности, отношения равенства, строгого и нестрого порядков, включения) и специфические (таксономические, характеризующие, оценочные, общего вида, объяснительные и другие). Должны быть определены все полезные с точки зрения реализации процессов адаптивной технологии типы отношений.

На универсуме Ω определена система Φ операций, из

которых выделим универсальные (ограничители, расширители, сумма и произведение типов, преобразователи типов) и специфические (функциональные преобразователи, конструкторы, распознаватели объектов).

Итак, формализм должен реализацию запросов к системе представить как процесс поиска или построения требуемого в запросе объекта универсума Ω . Для повышения эффективности будем интегрировать концепции комплексности, многоуровневости и структурированности.

Многоуровневость можно представить с помощью многократного применения концепции пары <объектный язык, метаязык>, сопровождаемой внедрением процессов интерпретации в функционирование механизмов вывода.

Комплексность позволяет в рамках традиционной пары <объектная система, метасистема> естественным образом (путем формализации метасистемы) рассматривать в одном формализме объекты, базовую систему типов, систему операций над типами и объектами различных типов. При этом пара <объектная система, метасистема> будет рассматриваться в плане аксиоматизации универсума объектов, их свойств и отношений, операций над объектами в пределах типа и над типами, так и в плане аксиоматизации того же универсума и операций над его объектами, выводящими за пределы типа.

Обеспечивается возможность реализации процессов интеграции знаний структурированного универсума объектов, тип более высокого уровня обобщает знания дочерних типов. Мы разделяем, сохраняя возможность управления, вывод интересующих нас свойств и отношений объектов и вывод преобразований объектов с целью построения интересующих нас объектов. Речь, таким образом, собственно идет о выделении двух комплексов в рамках единой формальной системы, называемых аксиоматизациями свойств и отношений и преобразований, соответственно.

Структурированность, отсутствием которой объясняется неэффективность логических формализмов, привносится путем внедрения упомянутой концепции типов объектов. Это позволяет закрепить в символьном виде знания в структуре типов, преобразователей типов и свойств преобразователей. Рассмотренный подход создает предпосылки для:

- 1) поддержки динамического характера процесса рассуждений;
- 2) существенного повышения эффективности вывода;
- 3) реализации схем правдоподобных рассуждений;
- 4) формализации понятия выводимости в рамках второго уровня формализма;
- 5) осуществление проблемного подхода, как основы функционирования ИУС.

Итак, в рамках предлагаемого формализма речь

должна идти об интеграции взаимодействий на каждом шаге рассуждений двух формальных аксиоматизаций: свойств и отношений (PR-система) и преобразований (TS-система). Каждая из этих систем, в свою очередь, разбивается на объектный уровень (О-систему) и уровень типов (М-систему). На уровне языка О-системы PR-системы описываются свойства и отношения конкретных объектов, свойства объектов базовых типов, а язык соответствующей М-системы должен позволять описывать свойства и отношения типов, преобразователей типов. На уровне языка О-системы TS-системы описываются функциональные преобразователи объектов, а язык соответствующей М-системы должен позволять описывать свойства функциональных преобразователей и конструировать их схемы. По отношению к PR-системе TS-система также выступает как система более высокого уровня, так как в ней выводятся схемы преобразований, которые затем детализируются в PR-системе на уровне конкретных объектов определенных типов.

Таким образом, в каждой из систем, формируется основа для двухуровневого механизма вывода, в котором на верхнем уровне выводится схема доказательства, а на нижнем она детализируется. По сути, на уровне типов мы будем описывать проблемы и методы их решения, в том числе декомпозицию проблем объектов классов, а на нижнем уровне (уровне объектов) - детализировать решения для объектов. Типизация формул наряду с типизацией объектов позволит использовать более совершенное разбиение символических конструкций на подклассы и создаст основу для сокращения перебора в процессе вывода. Аналогичное соотношение связывает и механизмы вывода PR- и TS-систем. При этом все механизмы могут функционировать одновременно и за счет обмена результатами повышать эффективность друг друга. В частности, используя формальные средства определения типа формулы, мы можем на каждом шаге выбирать те шаги, которые уменьшают различия цели и текущего предложения, а вывод на уровне типов с последующей детализацией можно рассматривать как модель, эквивалентную методу абстракции. Создается основа для качественно нового механизма функционирования интеллектуального ИУС. Пара систем (PR и TS) как бы составляет некоторое исчисление проблем, в котором выводятся сложные схемы решения сложных проблем из решений для простых проблем.

Введем необходимые понятия. Для рассматриваемой логики важно не только выделить тип объекта, но и определить его структуру. В структуре Σ универсума Ω выделим подмножество простых типов: целый (int); вещественный (real); символьный (char); булевский (bool).

Индуктивно определим структурный тип.

1) каждый простой тип - структурный тип;

2) если τ_1, \dots, τ_j - структурные типы, то $[\tau_1, \dots, \tau_j]$ - также структурный тип.

Введем теперь ссылочный тип для простых и структурных типов (pntr) и расширим индуктивное определение структурного типа, включив в него дополнительные пункты:

3) каждый ссылочный тип - структурный тип;

4) других структурных типов нет.

Введем процедурный тип (proc) и индуктивно определим объектный тип.

1) каждый структурный тип - объектный тип;

2) если τ_1, \dots, τ_j - объектные типы, а π_1, \dots, π_l - процедурные типы, то $\{\tau_1, \dots, \tau_j, \pi_1, \dots, \pi_l\}$ - также объектный тип;

3) других объектных типов нет.

Теперь перейдем к определению формальных аксиоматизаций.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ PR-СИСТЕМЫ.

Попытаемся учесть динамику классов.

1. Язык системы. Определим многосортный язык.

1.1. Символы классифицируем следующим образом:

1) служебные символы: (,), [,], {, }, :, <, >, ;;

2) константы:

2.1) индивидуальные константы:

- простых типов: $a_1^1, a_2^1, \dots, a_1^2, a_2^2, \dots$ (пустое, конечное или счётное множество), причем каждая константа a_i^k принадлежит сорту (простому типу) k ;

- ссылочного типа: b_1, b_2, \dots (пустое, конечное или счётное множество);

- структурного типа: c_1, c_2, \dots (пустое, конечное или счётное множество);

- процедурного типа: d_1, d_2, \dots (пустое, конечное или счётное множество);

- объектного типа: e_1, e_2, \dots (пустое, конечное или счётное множество);

2.2) константы для типов: простых (int, real, char, bool); структурных (Agent, RealObject, Conception, Situation, Action, Relation, Value - базовые реализационные в системе SmartBase классы); процедурного (proc); ссылочного (pntr); объектных (TAgent, TRealObject, TConception, TSituation, TAction, TRelation, TValue, TProblem);

2.3) функциональные константы (i-местные):

- для индивидов типа k (пустое, конечное или счётное множество): $h_1^1, h_2^1, \dots, h_1^2, h_2^2, \dots$;

- для типов (пустое, конечное или счётное

множество): $g_1^1, g_2^1, \dots, g_1^2, g_2^2, \dots$;

2.4) предикатные константы (i-местные):

- для индивидов типа k (непустое, конечное или счётное множество): $A_1^1, A_2^1, \dots, A_1^2, A_2^2, \dots$ (рассмотренные в предыдущем разделе отношения);

- для типов (непустое, конечное или счётное множество): $B_1^1, B_2^1, \dots, B_1^2, B_2^2, \dots$ (традиционные отношения равенства = и включения);

3) переменных:

а) для индивидов типа k: $x_1^1, x_2^1, \dots, x_1^2, x_2^2, \dots$ (непустое, конечное или счётное множество), причем каждая переменная x_i^k принадлежит типу k;

б) для типов: $V_1^1, V_2^1, \dots, V_1^2, V_2^2, \dots$ (непустое, конечное или счётное множество) причем в символе V_i^j индекс j означает местность переменной;

4) логические символы: $\neg, \wedge, \vee, \rightarrow, \exists, \forall$;

1.2. Индуктивно определим индивидные термы типа k.

1) каждая индивидная константа a_i^k типа k является индивидным термом типа k;

2) каждая переменная x_i^k для индивидов типа k является индивидным термом типа k;

3) если h_i^j - некоторая функциональная константа для индивидов типа k, τ_1, \dots, τ_j - термы для индивидов типа k, то $h_i^j(\tau_1, \dots, \tau_j)$ - является индивидным термом типа k;

4) других индивидных термов типа k нет;

Далее термы, полученные в результате применения правила построения из пунктов 1 и 2 определения будем называть простыми, а все другие - сложными.

1.3. Используя введенные выше индуктивные определения структурного и объектного типов, введем в язык определение типа.

1) int, real, char, bool - определения простых типов;

2) $pnt(\tau)$, где τ - определение типа, - определение ссылочного типа;

3) proc - определение процедурного типа;

4) определение простого или ссылочного типа - определение структурного типа;

5) если τ_1, \dots, τ_j - определения структурного типа, то $[\tau_1, \dots, \tau_j]$ - определение того же типа;

6) каждое определение структурного типа - определение объектного типа;

7) если τ_1, \dots, τ_j - определения объектного типа, а

π_1, \dots, π_l - определения процедурного типа, то $\{\tau_1, \dots, \tau_j, \pi_1, \dots, \pi_l\}$ - определение объектного типа;

π_1, \dots, π_l - определение объектного типа;

8) других определений типа нет.

1.4. Индуктивно определим термы для типов.

1) каждая константа для типов является термом для типов;

2) каждая переменная для типов является термом для типов;

3) определение типа - терм для типов;

4) если g_i^j - некоторая функциональная константа

для типов, τ_1, \dots, τ_j - термы для типов, то $g_i^j(\tau_1, \dots, \tau_j)$ - терм для типов;

5) других термов для типов нет;

Далее термы, полученные в результате применения правила построения из пунктов 1 и 2 определения будем называть простыми, а все другие - сложными.

1.5. Определим формулы для индивидов. Если A_i^j - предикатная константа для индивидов, а τ_1, \dots, τ_j - термы для индивидов, то $A_i^j(\tau_1, \dots, \tau_j)$ - атомарная формула для индивидов.

1) атомарная формула для индивидов - формула для индивидов;

2) если A и B - формулы для индивидов, то $(\neg A)$, $(A \wedge B)$, $(A \vee B)$, $(A \rightarrow B)$, $(\forall A)$, $(\exists A)$ - формулы для индивидов;

3) других формул для индивидов нет;

Предполагаем наличие в системе универсального преобразователя формул к традиционному для клаузуальной формы виду с единственным символом \rightarrow , атомарными формулами слева и справа от него, подразумеваемым квантором \forall , без кванторов \exists и символа \neg (клаузы Хорна).

1.6. Определим абстракты типов.

1) терм для типа - абстракт типа;

2) формула для типов - абстракт типа;

3) если A - формула для индивидов, τ - абстракт типа, то $\{\tau A\}$ - абстракт типа;

4) других абстрактов типов нет.

В зависимости от вида формулы для индивидов A абстракт может представлять собою подмножество объектов либо индивидный объект. Любой абстракт типа может послужить основой для определения еще одного абстракта того же типа с помощью некоторой формулы. Даже индивидный объект может быть переопределен в значениях своих свойств;

1.7. Определим спецификаторы как конструкции вида $\tau_1: \tau_2$, где τ_1 - терм для типов или индивидного объекта, τ_2 - абстракт типа;

1.8. Определим предусловия.

- 1) если τ_1 - спецификатор, то $\langle \tau_1 \rangle$ - элементарное предусловие;
- 2) элементарное предусловие - предусловие;
- 3) если $\langle \tau_1 \rangle$ - предусловие, а τ_2 - элементарное предусловие, то $\langle \tau_1, \tau_2 \rangle$ - предусловие;
- 4) других предусловий нет;

1.9. Определим постусловия.

- 1) если τ_1 - спецификатор, то $\langle \tau_1 \rangle$ - элементарное постусловие;
- 2) элементарное постусловие - постусловие;
- 3) если $\langle \tau_1 \rangle$ - постусловие, а τ_2 - элементарное постусловие, то $\langle \tau_1, \tau_2 \rangle$ - постусловие;
- 4) других постусловий нет;

1.10. Определим спецификаторы процедур.

- 1) если τ - индивидуальный терм типа процедура, $\langle \tau_1 \rangle$ - предусловие, $\langle \tau_2 \rangle$ - постусловие, то $\tau : (\langle \tau_1 \rangle, \langle \tau_2 \rangle)$ - спецификатор процедуры;
- 2) других спецификаторов процедур нет;

1.11. Определим спецификаторы проблем.

- 1) если $\langle \tau_1 \rangle$ - предусловие, а $\langle \tau_2 \rangle$ - постусловие, τ - терм для типов или индивидуального объекта типа TProblem, то $\tau : \langle \langle \tau_1 \rangle, \langle \tau_2 \rangle \rangle$ - спецификатор проблемы;
- 2) других спецификаторов проблем нет;

1.12. Определим формулы для типов. Если A_i^j - предикатная константа для типов или V_i^j - свободная переменная для типов, а τ_1, \dots, τ_j - термы для типов, то $A_i^j(\tau_1, \dots, \tau_j)$, $V_i^j(\tau_1, \dots, \tau_j)$ - атомарные формулы для типов. Атомарными формулами для типов являются также спецификаторы, спецификаторы процедур, спецификаторы проблем.

- 1) атомарная формула для типов - формула для типов;
- 2) если A и B - формулы для типов, то $(\neg A)$, $(A \wedge B)$, $(A \vee B)$, $(A \rightarrow B)$, $(\forall A)$, $(\exists A)$ - формулы для типов;
- 3) других формул для типов нет;

Для формул для типов справедливо все сказанное выше о клаузах для формул для индивидов.

1.13. Клаузой будем называть выражение вида $\Pi \rightarrow \Lambda$, где Π - последовательность атомарных формул языка PR-системы, Λ - единственная атомарная формула. В зависимости от вида атомарных формул будем выделять клаузы:

- 1) индивидуальные (содержат только атомарные формулы для индивидов);

- 2) типизированные (содержат только атомарные формулы для типов);
- 3) общего вида (содержат атомарные формулы для индивидов и типов).

2. Базу знаний PR-системы составляют:

- 1) фактуальная компонента: множество спецификаторов конкретных индивидуальных объектов;
- 2) понятийная компонента: множество спецификаторов типа;
- 3) преобразовательная компонента для индивидов: множество клауз, специфицирующих свойства операций и предикатов для индивидов;
- 4) преобразовательная компонента для типов: множество клауз, специфицирующих свойства операций и предикатов для типов;

ОПРЕДЕЛЕНИЕ TS-СИСТЕМЫ.

TS-систему определим как систему высшего (конечного) порядка. Воспользуемся концепцией определения теорий высших порядков путем расширения языка, аксиом и правил вывода теории первого порядка. В качестве O-системы примем PR-систему. Остается определить лишь M-систему. Язык M-системы определим как расширение языка PR-системы.

Расширение языка TS-системы:

1.1. Расширение алфавита языка TS-системы:

- 1) константы:
 - индивидуальные константы M-системы k_1, k_2, \dots (для схем);
 - функциональные константы $g_1^1, g_2^1, \dots, g_1^2, g_2^2, \dots$ - для операций над объектами различных типов, результат которых также принадлежит иному типу (в символе g_i^k индекс k означает местность операции);

- предикатные константы: P_1^1 (реализуемость типа);

P_1^2 (представимость через другие типы);

2) переменные:

- переменные M-системы (для схем) y_1, y_2, \dots ;

- синтаксические переменные типов $Y_1^1, Y_2^1, \dots, Y_1^2, Y_2^2, \dots$

(в символе Y_i^j индекс j означает местность переменной);

1.2. Термами расширения языка TS-системы являются термы языка PR-системы и схемные термы, которые определим следующим образом:

- 1) переменная M-системы (для схем) - схемный терм;
- 2) индивидуальная константа (для схем) - схемный терм;
- 3) других схемных термов в языке TS-системы нет.

1.3. Определим схему.

- 1) если τ - индивидуальный терм типа процедура, $\langle \tau_1 \rangle$ -

предусловие, $\langle \tau_2 \rangle$ - элементарное постусловие, то $\langle \tau_1 > \tau < \tau_2 \rangle$ - элементарная схема, а τ_1, τ_2 - ее предусловие и постусловие;

2) элементарная схема - схема;

3) если $\langle \tau_1, \dots, \tau_j, \dots, \tau_k > \tau < \tau_m \rangle$ - схема, $\langle \pi_1, \dots, \pi_l > \sigma < \tau_j \rangle$ - элементарная схема, то $\langle \tau_1, \dots, \langle \pi_1, \dots, \pi_l > \sigma < \tau_j \rangle, \dots, \tau_k > \tau < \tau_m \rangle$ также схема;

3) других схем в языке TS-системы нет;

1.4. Определим спецификаторы схем.

1) если σ - схемный терм, $\langle \tau_1 > \tau < \tau_2 \rangle$ - схема, то $\sigma : \langle \tau_1 > \tau < \tau_2 \rangle$ - спецификатор элементарной схемы;

2) других спецификаторов схем нет;

1.5. Атомарными формулами языка TS-системы будем называть атомарные формулы языка PR-системы, спецификаторы схем и выражения вида:

1) $R_1^1(\tau)$, где R^1 - предикатная константа P_1^1 или одноместная свободная переменная второго порядка, τ - терм;

2) $R_2^2(\tau_1, \tau_2)$, где R^2 - предикатная константа P_1^2 или двухместная синтаксическая переменная, τ_1 - простой терм, τ_2 - сложный терм.

1.6. Формулы языка TS-системы определим индуктивно следующим образом:

1) всякая атомарная формула есть формула;

2) если A и B - формулы, то $(A \vee B)$, $(A \wedge B)$ - формулы;

3) если A - формула, y - переменная для индивидов или схемная переменная, v - переменная для индивидов или схемная переменная, не входящая в A, то формулами будут выражения: $\forall_v A'$, $\exists_v A'$, где A' - выражение, полученное из A подстановкой v вместо y в каждом ее вхождении в A;

4) если A - формула, Y - переменная для типов или синтаксическая переменная, V - переменная для типов или синтаксическая переменная, не входящая в A и имеющая ту же местность, что и Y, то формулами также будут выражения $\forall_V A'$, $\exists_V A'$, где A' - выражение, полученное из формулы A подстановкой V вместо Y в каждом ее вхождении в A;

5) других формул в языке TS-системы нет.

1.7. Клаузой в языке TS-системы будем называть выражение вида $\Pi \rightarrow \Lambda$, где Π - последовательность атомарных формул расширения языка PR-системы, Λ - единственная атомарная формула расширения языка PR-системы.

Для клауз расширения языка PR-системы будем

использовать ту же классификацию по виду атомарных формул, что и для языка PR-системы.

2. Базу знаний TS-системы составляют:

1) схемная фактуальная компонента: множество спецификаторов конкретных схем;

2) схемная проблемная компонента: множество клауз, специфицирующих схемы решения проблем;

3) схемная преобразовательная компонента: множество клауз, специфицирующих свойства построения и предикатов схем.

В частности, в последней компоненте речь идет о формулах вида $\forall_v V_i^2(y, \tau) \rightarrow P_1^1(y)$, преобразуемых в соответствующие клаузы.

ПРОЦЕДУРА ВЫВОДА.

Предварительно введем ряд понятий, которые будут необходимы для определения процедуры вывода. Основу процедуры вывода будут составлять следующие шаги:

1) выбор схемы для сформулированной проблемы;

2) при необходимости построение дерева схем в рамках преобразований TS-системы;

3) доопределение дерева схем преобразованиями типов в рамках PR-системы;

4) установление применимости полученной схемы для индивидных термов запроса.

Рассмотрим используемые приемы сокращения перебора. В первую очередь, сокращению перебора содействует определение выводимости в терминах формальной системы, что позволяет хранить знания об эффективных схемах вывода для наиболее часто используемых запросов.

Во-вторых, воспользуемся комбинированной стратегией структурирования, факторизации и абстрагирования при построении выводов на нижних уровнях. Для блокирования порождения избыточных резольвент будем использовать средства и методы искусственного интеллекта, которые естественным образом обеспечивают необходимые структурирование, классификацию и т.д. Следуя Р.Ковальски [7], будем использовать типизацию утверждений, а следуя Д.А.Плейстеду [8,9] - метод аналогий, в котором построенный в абстрактном пространстве вывод используется для управления процессом вывода в исходном пространстве поиска решений, позволяя отсеять бесперспективные ветви вывода в исходном пространстве и сокращая время поиска. В качестве отображения для перехода к абстрактному пространству естественно использовать таксономические связи. Иными словами, вывод в абстрактном пространстве представляет собою вывод в системе типов с постепенным углублением в систему подтипов и так далее вплоть до индивидов. Для сокращения перебора как в абстрактном (для типов),

так и в исходном (для индивидов) пространствах будем применять упорядоченную линейную модификацию стратегии резолюции Робинсона. Для применения данного подхода необходимо придать используемым отображениям определенные свойства. Осуществление взаимной адаптации метода аналогий и модификации упорядоченной линейной стратегии резолюции Робинсона выполняется естественным образом для предлагаемых структурированных, типизированных, комплексных и многоуровневых представлений.

Введем традиционное для метода аналогий определение мультиклаузы (m -клаузы) как мультимножества литералов и будем записывать в m -клаузе литерал L столько раз, сколько раз он повторяется. Под литералом понимаем атомарную формулу. Обыкновенную клаузу будем считать m -клаузой, кратность каждой литеры в которой равна единице. На m -клаузы перенесем операции \cup (объединения), \cap (пересечения), $-$ (разности), \cdot (конкатенации) и отношение \subseteq (вхождения) для мультимножеств (операции выполняются для левой и правой частей клауз отдельно).

Пусть $A_1 \in C_1$, $A_2 \in C_2$, а α_1 и α_2 такие подстановки, что для некоторой литеры L , находящейся справа от символа \rightarrow в A_1 и слева от символа \rightarrow в A_2 , $A_1\alpha_1 = \{L\}$, $A_2\alpha_2 = \{L\}$, причем, если мощность A_i ($i=1,2$) больше единицы, то соответствующая подстановка является наиболее общим унификатором литер из A_i . Тогда клауза, полученная из объединения клауз $C_1\alpha_1$ и $C_2\alpha_2$ удалением L справа и слева от символа \rightarrow называется m -резольвентой m -клауз C_1 и C_2 . Пусть теперь все m -клаузы исходного множества S упорядочены и C_1 и C_2 две из них. Пусть $A_1 \in C_1$, $A_2 \in C_2$, а α_1 и α_2 такие подстановки, что для некоторой литеры L , находящейся справа от символа \rightarrow в A_1 и последней слева от символа \rightarrow в A_2 , $A_1\alpha_1 = \{L\}$, $A_2\alpha_2 = \{L\}$, причем, если мощность A_i ($i=1,2$) больше единицы, то соответствующая подстановка является наиболее общим унификатором литер из A_i . Тогда клауза, полученная из конкатенации упорядоченных клауз $C_1\alpha_1$ и $C_2\alpha_2$ подчеркиванием (читай, обрамлением) L справа от символа \rightarrow , удалением последней L слева от символа \rightarrow и вычеркиванием любой неподчеркнутой литеры, за которой не следует никакая другая литера, называется упорядоченной линейной m -резольвентой упорядоченных m -клауз C_1 и C_2 . В случае, если

последняя литера слева от символа \rightarrow упорядоченной m -клаузы унифицируется с подчеркнутой литерой справа от символа \rightarrow этой же клаузы, то упорядоченная линейная m -резольвента может быть получена удалением последней литеры слева от символа \rightarrow упорядоченной m -клаузы (говорят, редукцией m -клаузы).

Определим m -резольционный вывод T_m как пару, где первая компонента - множество вершин вывода, вторая компонента - множество троек вершин. Будем использовать пару функций-селекторов: $s-N(T_m)$ и $s-M(T_m)$ - для выделения первой и второй компонент T_m , соответственно. Каждая вершина m -резольционного вывода характеризуется меткой и значением глубины в выводе таким образом, что если $n \in s-N(T_m)$, то $s-L(n)$ - метка вершины n и $s-D(n)$ - значение ее глубины в выводе. Если $\langle n_1, n_2, n_3 \rangle \in s-M(T_m)$, то $s-L(n_3)$ является m -резольвентой $s-L(n_1)$ и $s-L(n_2)$. Каждая тройка такого вида называется m -резольцией. Если $n \in s-N(T_m)$ и вершина n не является третьей компонентой ни одной из троек из $s-M(T_m)$, то n называется начальной вершиной вывода T_m . Метка такой вершины является начальной m -клаузой. Если $n \in s-N(T_m)$ и вершина n не является ни первой, ни второй компонентой ни одной из троек из $s-M(T_m)$, то n называется терминальной вершиной вывода, а ее метка - терминальной m -клаузой. На T_m накладывается следующее ограничение: если $\langle n_1, n_2, n_3 \rangle \in s-M(T_m)$, то $\langle n_1, n_2, n_3 \rangle \in s-M(T_m)$. Значение глубины (в выводе) каждой вершины n , $n \in s-N(T_m)$, по определению:

- (1) $s-D(n)=0$ для любой начальной вершины n ,
- (2) $s-D(n)=1+\min\{\max\{s-D(n_1), s-D(n_2)\} \mid \langle n_1, n_2, n_3 \rangle \in s-M(T_m)\}$, для любой не начальной вершины n .

Будем называть m -резольционный вывод T_m выводом из S , если метки начальных вершин T_m принадлежат множеству m -клауз S . С выводимо из S , если T_m является выводом из S и C является меткой одной из вершин T_m . Следуя Плейстеду [8] введем функцию $Result()$, значение которой определено для T_m и равно C , если терминальная клауза C вывода T_m является единственной. В таком случае будем записывать, что $Result(T_m)=C$.

Пусть T_{m_1} и T_{m_2} являются m -резольционными выводами. Назовем T_{m_1} субвыводом T_{m_2} (обозначим $T_{m_1} \subseteq T_{m_2}$), если выполняются следующие условия: $s-N(T_{m_1}) \subseteq s-N(T_{m_2})$ и $s-M(T_{m_1}) \subseteq s-M(T_{m_2})$. При этом, если все начальные вершины T_{m_1} являются начальными

вершинами Tm_2 , то Tm_1 называется начальным субвыводом Tm_2 .

Определим теперь упорядоченный линейный m -революционный вывод. Пусть Tm - m -революционный вывод из S , все m -клаузы которого упорядочены. Если для любой тройки $\langle n_1, n_2, n_3 \rangle$ из $s-M(Tm)$ $s-L(n_3)$ является упорядоченной линейной m -резольвентой $s-L(n_1)$ и $s-L(n_2)$, то Tm назовем упорядоченным линейным выводом из S . В этом случае, по определению m -революционного доказательства: $\max\{s-D(n_1), s-D(n_2)\} = s-D(n_3) - 1$. Общие свойства m -революционных выводов переносятся на упорядоченные линейные m -революционные выводы, однако последние имеют свои особенности. В частности, для упорядоченного линейного m -революционного вывода Tm справедливы следующие условия:

1) если $\langle n_1, n_2, n_3 \rangle \in s-M(Tm)$, то $\langle n_1, n_2, n_3 \rangle \notin s-M(Tm)$;

2) для каждой неначальной вершины n_3 глубины r существует тройка $\langle n_1, n_2, n_3 \rangle$, в которой n_1 имеет глубину $r-1$, n_2 отвечает начальной вершине, либо отсутствует, что свидетельствует о применении редукции для получения m -резольвенты;

3) Tm содержит единственную терминальную клаузу.

Для управление упорядоченным линейным m -революционным выводом будем использовать абстракцию типизации. Сначала рассмотрим отображение f из множества m -клауз в множество подмножеств m -клауз, такое что:

1) если m -клауза C_3 является m -резольвентой m -клауз C_1 и C_2 и $D_3 \in f(C_3)$, то существуют $D_2 \in f(C_2)$ $D_1 \in f(C_1)$ и $D_2 \in f(C_2)$ такие, что применение подстановки некоторой m -резольвенты D_1 и D_2 принадлежит D_3 ;

2) $f\{\square\} = \{\square\}$;

3) если применение некоторой подстановки m -клаузы C_1 принадлежит m -клаузе C_2 , то для любой абстракции D_2 для C_2 имеется абстракция D_1 для C_1 такая, что применение подстановки D_1 принадлежит D_2 .

Назовем такое отображение f m -абстрактным отображением, а любое D из $f(C)$, - m -абстракцией. Под отображением типизации будем понимать некоторое отображение из литералов в литералы, отображающее каждую атомарную формулу в формулу, термы которой имеют тип, наиболее близкий по иерархии к базовым типам. Несложно показать, что отображение типизации

является m -отображением.

Будем говорить, что упорядоченные линейные выводы Tm и Um находятся в отношении \rightarrow_j (обозначим $Tm \rightarrow_j Um$), где f - m -отображение, если

вершины выводов Tm и Um находятся в таком отношении соответствия R , что :

(1) одновременно истинно $\forall n(n \in s-N(Tm)) \exists n'(n' \in s-N(Um))(nRn')$ и $\forall n(n \in s-N(Um)) \exists n'(n' \in s-N(Tm))(nRn')$;

(2) если nRn' , где $n \in s-N(Tm)$, $n' \in s-N(Um)$, то n и n' могут быть начальными или терминальными вершинами только одновременно;

(3) для терминальных вершин Tm и Um отношение R является отношением один к одному;

(4) если $\langle n_1, n_2, n_3 \rangle \in s-M(Tm)$, $\langle n_1', n_2', n_3' \rangle \in s-M(Um)$ и n_3Rn_3' то n_1Rn_1' и n_2Rn_2' ;

(5) если n и n' начальные вершины выводов Tm и Um , соответственно, и nRn' , то выполняется $s-L(n') \in f(s-L(n))$;

(6) если n и n' неначальные вершины выводов Tm и Um , соответственно, и nRn' , то выполняется "пример $s-L(n') \in f(s-L(n))$ ".

Следует заметить, что упорядоченные линейные выводы обладают свойством минимальности, иными словами имеют в точности одну терминальную вершину и, если тройка $\langle n_1, n_2, n_3 \rangle$ принадлежит минимальному упорядоченному линейному выводу, то никакая другая тройка не может содержать вершину n_3 в качестве третьей компоненты, за исключением тройки $\langle n_1, n_2, n_3 \rangle$.

Теперь мы можем управлять выводом. Сначала строим упорядоченный линейный вывод нулевого уровня в абстрактном пространстве (пространстве типов), вершинам которого приписываются m -клаузы из $f(S)$. Затем, постепенно увеличивая глубину вывода, строим упорядоченные линейные выводы в абстрактном пространстве, отслеживая при этом, - не появилась ли среди терминальных вершин этого вывода, вершина, помеченная m -клаузой, пример которой содержится в $f(C)$, если требуется получить вывод C из S . Если это так, то из полученного упорядоченного линейного вывода, продвигаясь вверх по дереву вывода, выделяется начальный субвывод, который может быть использован для управления выводом в исходном пространстве (пространстве индивидов), в котором делается попытка получить все упорядоченные линейные выводы C из S . Для этого, вначале начальным вершинам выделенного субвывода сопоставляется множество m -клауз из S следующим образом. Если m - начальная вершина упорядоченного линейного вывода в

абстрактном пространстве и D - ее метка, что означает $D=s-L(m)$, то вершине m сопоставляется следующее множество m -клауз исходного пространства: $\{C'' | f(C'') = D, C'' \in S\}$. Начальным вершинам сопоставляются множества m -клауз таким образом, что если $\langle m_1, m_2, m_3 \rangle$ m -резольвента выделенного начального субвывода и вершинам m_1 и m_2 сопоставлены множества M_1 и M_2 m -клауз исходного пространства, соответственно, то вершине m_3 сопоставляется множество M_3 , такое, что если $C_3 \in M_3$, то C_3 является m -резольвентой C_1 и C_2 , $C_1 \in M_1$, $C_2 \in M_2$, и пример $s-L(m_3)$ содержится в $f(C_3)$. Если попытка получить хотя бы один упорядоченный линейный вывод m -клаузы из S не удается, то необходимо продолжить процесс построения вывода большей глубины.

АНАЛИЗ СВОЙСТВ ПРОЦЕДУРЫ ВЫВОДА.

С точки зрения практического применения описанной процедуры вывода основным результатом представляется доказательство его полноты. Полнота процедуры следует из ряда теорем. Общая схема доказательства полноты включает доказательство полноты упорядоченной линейной m -резольвентой и доказательство управляемости выводом.

Для рассмотренного упорядоченного линейного m -резольвентой вывода справедлива теорема о полноте, так как он является частным случаем m -резольвентой вывода, для которого доказано свойство полноты [8].

Доказательство управляемости выводом основывается на общих свойствах абстракций и том, что справедлива следующая

Теорема. Пусть Tm - упорядоченный линейный вывод m -клаузы C из множества S упорядоченных m -клауз. Пусть, также, f - m -отображение типизации. Тогда для каждой m -клаузы $C' \in f(C)$ существует упорядоченный линейный вывод Um из $f(S)$ такой, что выполняется $Tm \rightarrow_j Um$, $Result(Um)$ определено и C' является его примером.

Доказательство. Индукцией по глубине вывода.

Рассмотрим сначала случай, когда $C \in S$. Доказательство тривиально: $s-M(Tm)=s-M(Um)=\{C\}$, $s-N(Tm)=\{n | s-L(n) = C\}$ и $s-N(Um)=\{m | s-L(m) \in f(C)\}$.

Индуктивное предположение: теорема выполняется для глубины вывода меньшей g .

Рассмотрим случай, когда имеется упорядоченный линейный вывод Tm m -клаузы C из S глубины g , где $n=s-D(Tm)$. Это означает, что существует такая

резольвентой $\langle n_1, n_2, n_3 \rangle$ в $s-M(Tm)$, что n_3 является терминальной вершиной, $s-D(n_3)=g$ и $s-L(n_3) = C$ ($\langle n_1, n_2, n_3 \rangle$ также входит в $s-M(Tm)$). Пусть $C_1=s-L(n_1)$ и $C_2=s-L(n_2)$. Если Tm - упорядоченный линейный вывод, то для вершин n_1 и n_2 возможны два случая:

1) из Tm могут быть выделены минимальные начальные субвыводы Tm_1 и Tm_2 , являющиеся упорядоченными линейными выводами, для которых терминальными вершинами являются n_1 и n_2 (в этом случае применялось правило редукции);

2) из Tm может быть выделен минимальный начальный субвывод Tm_1 , а вторая вершина отвечает начальной клаузе.

Пусть $C' \in f(C)$. Так как f - m -отображение, то для C' существуют такие $D_1' \in f(C_1)$ и $D_2' \in f(C_2)$, что C' является примером упорядоченной линейной m -резольвентой D' , полученной из D_1' и D_2' . В первом случае, по предположению индукции для D_1' и D_2' существуют упорядоченные линейные выводы, соответственно, Um_1 и Um_2 из $f(S)$ такие, что выполняется $Tm_1 \rightarrow_j Um_1$, $Tm_2 \rightarrow_j Um_2$, причем m_1 и m_2 - терминальные вершины Um_1 и Um_2 , соответственно, и $Result(Um_1)=s-L(m_1)=D_1'$, $Result(Um_2)=s-L(m_2)=D_2'$, причем D_1' и D_2' являются примерами D_1 и D_2 , соответственно. При этом, для вершины m_1 выполняется условие редукции. Образует упорядоченный линейный вывод Um путем включения в Um_1 дополнительной вершины m_3 и новой резольвентой $\langle m_1, m_2, m_3 \rangle$. Так как $D=s-L(m_3)$ - является упорядоченной линейной m -резольвентой D_1 и D_2 , то по лемме подъема [10] D' является примером D . Так как D' является примером D , то и C' является примером D . Отсюда следует, что $Tm \rightarrow_j Um$, поскольку соответствующие друг другу терминальные вершины из Tm и Um находятся на одинаковой глубине вывода, Tm и Um находятся в отношении соответствия R . $Result(Um)$ определено и C' является примером $Result(Um)$, причем $C' \in f(C)$. Um является упорядоченным линейным m -выводом, минимальным по определению. Во втором случае, по предположению индукции для D_1 существует упорядоченный линейный вывод Um_1 из $f(S)$ такой, что выполняется $Tm_1 \rightarrow_j Um_1$,

причем m_1 - терминальная вершина Um_1 , и $Result(Um_1) = s-L(m_1) = D_1$, причем D_1' является примером D_1 . Для D_2' существует упорядоченная м-клауза из $f(S)$ такая, что выполняется теорема как для тривиального случая, причем D_2' является примером D_2 . Образует упорядоченный линейный вывод Um из Um_1 . Так как $D = s-L(m_3)$ - является упорядоченной линейной м-резольвентой D_1 и D_2 , то по лемме подъема [10] D' является примером D . Так как D' является примером D , то и C' является примером D . Отсюда следует, что $Tm \rightarrow_j Um$, поскольку соответствующие друг другу терминальные вершины из Tm и Um находятся на одинаковой глубине вывода, Tm и Um находятся в отношении соответствия R . $Result(Um)$ определено и C' является примером $Result(Um)$, причем $C' \in f(C)$. Теорема доказана.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. В статье рассмотрены проблемы формализации процессов разработки, поддержки и развития ИУС и предложена формальная система высшего (конечного) порядка, допускающая возможность переопределения типов объектов в процессе функционирования.

2. Предложена процедура вывода, учитывающая комплексность, многоуровневость и структурированность формализма, позволяющая реализовать возможность обучения системы в терминах схем вывода для классов проблем и решения проблем путем комбинирования схем. Переход от обычных клауз к м-клаузам предполагает простое преобразование, а переход к построению упорядоченного линейного вывода в абстрактном пространстве предполагает применение м-отображений типизации, позволяющих получить в

абстрактном пространстве упорядоченный линейный вывод, структура которого позволила бы организовать управление упорядоченным линейным выводом в исходном пространстве (путем сопоставления вершинам, полученного вывода подходящих м-клауз исходного пространства). При этом будут отсечены заведомо ложные пути вывода и выделены только перспективные пути для достижения цели. Эксперименты демонстрируют преимущества сочетания схем вывода и их комбинирования, абстракции и упорядоченной линейной резолюции в исходном и абстрактном пространствах по сравнению с применением обычных процедур прямого вывода.

3. Доказана полнота процедуры вывода.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Лузан А.В., Лысенко Ю.Г., Теленик С.Ф., Цокол С.А. АБДАН: информационная система и технология проектирования АСОД. -М.: Финансы и статистика, 1990. -160с.
2. Теленик С., Лозинский В. Объектно-ориентированная СУБД для интеллектуальных систем// Праці V української конференції з автоматичного керування "Автоматика-98".- К.: НТУУ "КПІ", 1998.-с.339-343.
3. Теленик С., Лозинский В. Система SmartBase: организация, функционирование и реализация// Проблемы информатизации и управления, вып.6.- К.: КМУЦА, 1999.-с.209-221.
4. Теленик С. Логика представления процессов функционирования интеллектуальных систем// Проблемы информатизации и управления, вып.7.-К.: КМУЦА, 1999.-с.150-161.
5. Теленик С. Проблемы создания гибких технологий разработки, поддержки и развития информационно-управляющих систем// Автоматика, автоматизация, электротехнические комплексы и системы, №1, 1999, с.49-58.
6. Праці I міжнародної науково-практичної конференції з програмування УкрПРОГ'98.-К.: Кібцентр НАН України, 1998.-610с.
7. Р.Ковальски. Логика в решении проблем. -М.: Наука, 1990.-278с.
8. Plaisted D.A. Theorem proving with abstraction// Artificial Intelligence, 1981, №16, p.47-108.
9. Plaisted D.A. Abstraction mappings in mechanical theorem proving// LNCS, vol.87, 1980, p.264-280.
10. Чень Ч., Ли Р. Математическая логика и автоматическое доказательство теорем. -М.: Наука, 1983.- 362с.

УДК 519.24

ПОСТРОЕНИЕ МОДЕЛИ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ПАССИВНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

С. Г. Федорченко

В данной статье рассмотрены особенности получения математических моделей по результатам пассивного эксперимента с помощью модифицированного метода случайного баланса. Предложена модификация метода, позволяющая увеличить точность получаемых математических моделей.

Для построения математических моделей (ММ) реальных объектов, в частности технологических

процессов (ТП), по результатам пассивного эксперимента (ПЭ) используется модифицированный метод случайного баланса (ММСБ) или метод Ю. А. Долгова [1]. При использовании этого метода строки таблицы исходных данных, содержащие значения факторов, поступающих на вход объекта, преобразуются (кодируются) по следующему правилу:

- если $X_{ij} \leq M(X_i) - Step$, то $X_{ij} = -1$;
- если $X_{ij} \geq M(X_i) + Step$, то $X_{ij} = +1$;
- если $M(X_i) + Step > X_{ij} > M(X_i) - Step$, то $X_{ij} = 0$.

Здесь приняты следующие обозначения:

- X_{ij} - j-е значение i - го фактора;
- $M(X_i)$ - математическое ожидание i - го фактора, которое на практике заменяется средним арифметическим;
- $Step = 0,5S_i$;
- S_i - оценка среднеквадратичного отклонения i-го фактора.

Таким образом производится переход от пассивного к псевдоактивному эксперименту и уже относительно закодированной таблицы исходных данных строится математическая модель исследуемого объекта. При построении модели используются данные, принадлежащие областям, закодированным как +1 и -1. Можно сказать, что мы "опираемся" на эти области. Назовем, в дальнейшем области, закодированные как +1 и -1, опорными областями.

При разработке метода данный способ кодирования факторов был выбран исходя из того, что при нормальном распределении фактора в указанные области попадает приблизительно одинаковое количество точек (около 30%).

Целью данной работы является проверка оптимальности вышеуказанного метода построения опорных областей.

Для решения поставленной задачи был использован метод имитационного моделирования. Объект моделировался с помощью программы - имитатора, которая реализовала математическую модель (ММ) объекта в следующем виде:

$$Y = b_0 + b_1X_1 + b_2X_2 + b_3X_3 + b_{12}X_1X_2 + b_{13}X_1X_3 + b_{23}X_2X_3 + b_{123}X_1X_2X_3 + \epsilon \quad (1)$$

где:

$b_0, b_1, b_2, b_3, b_{12}, b_{13}, b_{23}, b_{123}$ - постоянные

коэффициенты, задаваемые оператором;

X_1, X_2, X_3 - значения факторов, поступающих на вход объекта;

ϵ - нормально распределенная ошибка с нулевым средним.

Методика исследования выглядела следующим образом:

1. Считаем каждый фактор случайной величиной с некоторым заданным законом распределения.

2. Меняя значения факторов случайным образом, в соответствии с выбранным законом распределения, заполняем столбцы значений факторов таблицы исходных данных.

3. Вычисляем для каждой комбинации значений

факторов (X_i) выходную величину Y и заполняем, соответствующий выходной величине столбец таблицы исходных данных.

4. К полученной таблице применяем ММСБ и находим ММ объекта.

5. Сравниваем полученную математическую модель с заданной.

Поскольку мы сами задаем коэффициенты модели и можем после применения МД сравнить величину оценки конкретного коэффициента модели с заданной, представляет интерес рассмотреть график зависимости точности определения коэффициента модели от величины опорных областей.

На первом этапе исследования был задан нормальный закон распределения факторов, при этом математические ожидания и дисперсии факторов были различны. Для одной и той же таблицы исходных данных строилось семейство математических моделей для различной величины $Step = VS_x$. Величина V менялась от 0.1 до 1.0 с шагом 0.1. Для оценки степени адекватности ММ использовался критерий Фишера. Результаты вычислений приведены на рис. 1.

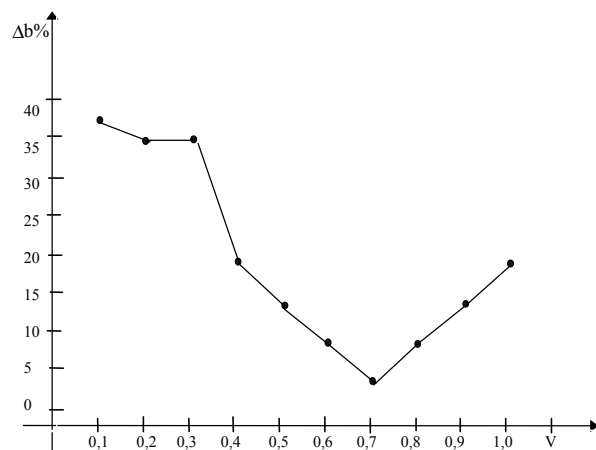


Рис. 1. Зависимость точности нахождения оценок коэффициентов модели от величины V .

Как видно из рис. 1, для значений $V = 0.7$ точность нахождения оценки коэффициента модели максимальна (ошибка составляет 3% от заданного значения). Вероятность попадания в опорные области значений величины X , при $V = 0.7$ составила 26%. Отсюда вывод - при нормальном распределении факторов предложенное в [1] разбиение области их определения на опорные области близко к оптимальному.

Рассмотрим случай распределения факторов по закону, отличному от нормального. Пусть все факторы подчиняются нормальному закону распределения, а один из них, например X_2 , - нет. Зададим экспоненциальный закон распределения для этого фактора. Установим

следующие значения коэффициентов модели: $b_0 = 1$, $b_1 = 1$, $b_2 = 1$, $b_3 = 1$, значения остальных коэффициентов - на порядок ниже. Полученная с помощью ММСБ модель вообще не содержала b_2 . Причина заключалась в том, что в одну из опорных областей, в нашем случае, кодируемой как -1, не попало ни одной точки. Следовательно, предлагаемая методика формирования опорных областей, для случай ненормального распределения фактора неприемлема. Рассмотрим другой способ формирования опорных областей. Пусть таблица исходных данных содержит N строк. Отсортируем значения фактора в порядке возрастания и выберем справа и слева из полученной последовательности N_1 последовательно расположенных чисел. Те числа, которые занимают $N_1 + 1$ и $N - N_1 - 1$ место и будут границами опорных областей. Вероятности попадания случайной величины X в каждую из крайних областей при таком способе разбиения будут одинаковы. Исследуем зависимость точности оценок коэффициентов модели от величины N_1 . Поскольку N в каждом конкретном случае будет различной, введем вспомогательный коэффициент K, характеризующий долю чисел от исходного объема выборки, участвующих в формировании опорных областей $N_1 = K \cdot N$, и будем исследовать влияние величины K на точность оценок коэффициентов модели.

В процессе исследования были рассмотрены следующие законы распределения факторов - нормальный, экспоненциальный, равномерный, неунимодальный типа "двугорбый верблюд". Для одной и той же заданной ММ формировалась таблица исходных данных с заданным законом распределения второго фактора и по ней строилась ММ с помощью ММСБ. Для каждого случая фиксировались мера крутости t, мера косости a, вычисленные по выборке второго фактора и $K_{опт}$, при котором достигалась наибольшая точность оценивания соответствующего коэффициента модели. Результаты исследования приведены в табл. 1.

Таблица 1 - Результаты имитационного моделирования

τ	α	$\Delta b \%$	$K_{опт}$
0,06	0,15	0,08	0,55
1,92	0,08	1,8	0,46
3,5	0,13	1,3	0,42

Таблица 1 - Результаты имитационного моделирования

τ	α	$\Delta b \%$	$K_{опт}$
2,17	0,09	0,08	0,35
-1,35	0,042	1,3	0,85
-1	0,01	0,6	0,7
-1,49	0,075	1,1	0,9
0,6	0,005	0,7	0,51
1,9944	1,393	0,2	0,48
0,577	0,21	0,1	0,49
2,46	1,55	0,2	0,445

Как видно из приведенной таблицы, при некоторых значениях коэффициента K, которые будем называть $K_{опт}$, мы можем получить оценки коэффициентов модели с погрешностью Δb менее 1 % от его истинного значения. Представляет интерес найти зависимость $K_{опт}$ от параметров выборки величины X. В результате проведенного анализа было выяснено, что наиболее сильное влияние на величину $K_{опт}$ оказывает коэффициент крутости - τ . Эта зависимость описывается следующим уравнением

$$K_{опт} = 0,42 + 0,11e^{-\tau}. \quad (2)$$

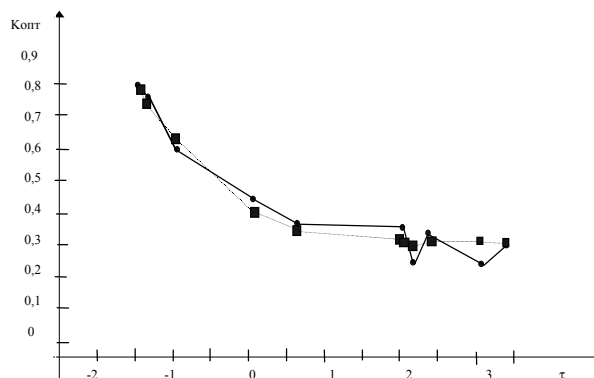


Рис. 2. Зависимость $K_{опт}$ от коэффициента крутости фактора.

Сплошная линия - экспериментальные данные, пунктирная - теоретическая кривая (см. уравнение 2).

На рис. 2 приведены две кривых - экспериментально

полученная кривая $K_{\text{опт}}(\tau)$ и теоретическая кривая, построенная по уравнению (2). Как видно из графика, кривые достаточно близки друг к другу. Некоторое расхождение отмечается в области значений $\tau > 2$. Объяснить эти выбросы можно только тем, что существуют еще какие-то параметры, например коэффициенты кривизны и крутости выходной величины, которые также оказывают влияние на точность нахождения коэффициентов модели. Однако, в любом случае их влияние, судя по всему, меньше, чем влияние τ фактора X . Из-за присутствия этих выбросов неточность нахождения коэффициентов модели, при предсказаном согласно уравнению (2) значению $K_{\text{опт}}$, составила 8 % от истинного значения. В точках кривой, где таких выбросов нет, ошибка в нахождении коэффициентов не превышает 2%. Поиск других факторов, оказывающих влияние на точность полученной модели, должен быть, по нашему мнению, продолжен.

ВЫВОДЫ

1. При обработке результатов пассивного эксперимента с помощью ММСБ необходимо учитывать вид закона распределения не только выходной величины, но и факторов. Предлагаемый способ кодирования таблицы исходных данных представляет собой по сути учет вида закона распределения каждого фактора в отдельности и позволяет увеличить точность получаемых моделей.

2. При оценке влияния взаимодействий факторов, целесообразно ввести фиктивный фактор, равный взаимодействию рассматриваемых факторов, и учитывая закон распределения этого фиктивного фактора, выбрать для него границы опорных областей по предлагаемой методике. В этом случае точность оценки влияния взаимодействий факторов также будет увеличена.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Долгов Ю. А. Модифицированный метод случайного баланса // Электрон. моделирование.-1987.-N 4. (с. 79 - 84).

III. УПРАВЛІННЯ

УДК 62.505

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ И ПОДГОТОВКА СПЕЦИАЛИСТОВ ПО КОМПЬЮТЕРНОЙ ИНЖЕНЕРИИ И УПРАВЛЕНИЮ В ХТУРЭ

Е. В. Бодянский, М. Ф. Бондаренко, Г. Ф. Кривуля

В работе рассмотрены основные направления теории интеллектуальных систем управления - адаптивные системы управления; системы, основанные на знаниях; фаззи-системы на основе нечетких множеств; искусственные нейронные сети. Приведен список литературы по рассматриваемым вопросам, а также учебные дисциплины в подготовке специалистов по компьютерной инженерии и управлению.

В роботі розглянуті основні напрямки теорії інтелектуальних систем управління - адаптивні системи управління; системи, ґрунтовані на знаннях; фаззи-системи на основі нечітких множин; штучні нейронні мережі. Наведений список літератури по питанням, які розглядаються, а також навчальні дисципліни в підготовці фахівців по комп'ютерній інженерії і управлінню.

The basic trends of intellectual control systems theory - adaptive control systems, knowledge-based systems, indistinct sets-based Fuzzy systems, artificial neuron nets, have been considered. The list of the literature in problems discussed, as well as study the subjects in training specialists in the field of computer science and control has been shown.

Современные требования к качеству управления сложными объектами в технике, экономике, экологии, медицине и других областях человеческой деятельности привели к тому, что во многих случаях методы классической теории управления, системного анализа, принятия решений, исследования операций и т.д. оказались неэффективными, а иногда и вообще неработоспособными. Сложность реальных объектов, порождаемая их многомерностью, нелинейностью, стохастичностью, нестационарностью, высоким уровнем априорной и текущей неопределенности, а также постоянно изменяющимися свойствами окружающей среды и дефицитом необходимой информации, резко усложняют задачу построения математической модели объекта в традиционном аналитическом смысле, а иногда вообще не позволяют получить приемлемое решение. В этих условиях на первый план выходят, так называемые методы интеллектуального управления (Intelligent Control) [1-7], бурно развивающиеся в настоящее время во всех теоретических и практических направлениях.

Естественно, что теория интеллектуального управления возникла не на ровном месте. Уже достаточно давно для управления плохоформализованными объектами в условиях дефицита количественной информации широко

используются экспертные системы, однако низкий уровень их "интеллектуальности" позволяет решать только задачи, связанные с достаточно стандартными ситуациями. Необходимость решения в реальном времени задач контроля, управления и диагностики в условиях априорной неопределенности привела к созданию математической теории адаптивных систем, а созданный Л. Заде аппарат нечеткой логики (Fuzzy Logic), привел к созданию фаззи-регуляторов, реализующих функции управления на основе нечеткой информации в качественной форме.

Понятие интеллектуального управления впервые было введено в 70-х годах К. С. Фу [3,4] и было им определено как способ выработки управляющих воздействий с применением элементов искусственного интеллекта (Artificial Intelligence). Естественно, что такая нечеткость формулировки мало кого могла удовлетворить и со временем появились десятки определений и признаков интеллектуальных систем управления, однако основная цель создания подобных систем большинством исследователей понималась приблизительно одинаково: ввести в системы управления гибкость и адаптируемость к непредсказуемым ситуациям, свойственные человеческому интеллекту, вместе с тем избегая ненадежности и нестабильности, связанных, опять-таки, с человеческим фактором. При этом подразумевалось, что эти системы, основываясь на информации, выраженной в любой форме с учетом ее возможной недостоверности и искаженности, обязаны обеспечивать достаточно высокое качество управления (об оптимальности речь не идет) в широком диапазоне варьирования переменных, быть достаточно дешевыми в проектировании, изготовлении и эксплуатации, желательно инвариантными к конкретному типу объекта управления, устойчивыми к сбоям и структурным изменениям в объекте, иметь возможность адаптироваться к новым неожиданным ситуациям, а также к изменению или появлению новых целей управления. Понятно, что интенсивно формирующаяся в настоящее время теория интеллектуального управления является синтетической наукой и кроме теории искусственного интеллекта опирается на современные теории управления, оптимальных и адаптивных систем, исследования операции

и принятия решений, аппроксимации и экстраполяции, диагностики и обнаружения изменения свойств, нечеткой логики, моделирования и идентификации, словом, весь спектр компьютерной инженерии и управления.

Центральным в интеллектуальном управлении пониманием, как впрочем и в других разделах компьютерного управления, является понятие модели процесса, хотя в данном случае это отнюдь не та строгая математическая конструкция, которая лежит в основе направления в современной теории управления, именуемого Model Based Control. Сложность объекта управления не позволяет построить математическую модель в чистом виде, а необходимость учета человеческого опыта заставляет использовать алгоритмические конструкции, включающие в себя и математические соотношения, и модели знаний, и метапродукционные модели, и модели естественного языка, и интеллектуальные агенты, и вообще все, что относится к интересующему нас объекту. Как следствие, синтезированная система управления представляет собой многоуровневую иерархическую структуру, содержащую кроме традиционного контура регулирования контуры адаптации, контроля и диагностики, оптимизации, координации и прогнозирования, накопления фактов и знаний. Одни из этих контуров работают в реальном времени в темпе с объектом управления, другие - в ускоренном времени, а некоторые решают разовые задачи для достаточно больших временных интервалов. При этом необходимо четко понимать, что подобная система управления существенно нелинейна и с трудом, а иногда и вообще не поддается аналитическому исследованию. Известно, например, что введение в традиционный линейный ПИД-регулятор нечетких правил настройки делает систему в целом нелинейной, а ее исследование может быть проведено только с помощью имитационного моделирования [2,5].

По мнению К.-Ю. Острема и Б. Виттенмарка [1], главным свойством интеллектуальных систем является их обучаемость, или способность целенаправленно изменять свое поведение в соответствии с изменяющимися обстоятельствами. Теория обучающихся систем тесно связана с адаптивным управлением и, хотя последнее развивается уже около сорока лет, нерешенных проблем остается предостаточно. Отметим хотя бы вопросы взаимосвязи структур моделей и алгоритмов обучения, сходимости и устойчивости процессов обучения, необходимости установления компромисса между фильтрующими и следящими, аппроксимирующими и экстраполирующими свойствами, между сложностью модели и ее способностью к обучению. Фундаментальной проблемой является способность обучаться в условиях ограниченных объемов информации, в связи с чем по-прежнему остро стоит вопрос оптимизации процедур обучения по скорости сходимости. Здесь же можно отметить, что крайне низкое быстродействие столь популярных сегодня генетических алгоритмов, вряд ли обеспечит им широкое применение в интеллектуальных системах управления

реального времени.

В настоящее время теория интеллектуальных систем управления развивается в четырех основных взаимосвязанных направлениях [1,4]:

- адаптивные системы управления;
- системы управления, основанные на знаниях, включая экспертные системы;
- фаззи-системы управления, использующие аппарат теории нечетких множеств;
- искусственные нейронные сети.

Адаптивные системы управления образуют наиболее разработанный класс и предназначены для работы в реальном времени в условиях априорного дефицита информации, которая накапливается в процессе функционирования системы; при этом текущая информация имеет, как правило, форму стохастических последовательностей. По архитектуре адаптивные системы делятся на прямые и непрямые (с настраиваемой моделью), хотя в последнее десятилетие интенсивно развиваются и так называемые квазипрямые системы с настраиваемым упредителем. По принципу накопления информации адаптивные системы можно разделить на пассивно-адаптивные, активно-адаптивные и осторожные. Не вдаваясь в дальнейшие подробности, заметим, что при синтезе адаптивных систем необходимо иметь хоть какое-то представление о структуре модели объекта управления.

Системы, основанные на знаниях, используют множество фактов, эвристик, других форм знаний, способны путем соответствующей обработки и обобщения формировать управляющие воздействия при неполной и неопределенной информации. Качество управления существенно зависит от наполнения базы знаний, которая может постоянно дополняться. Эти системы достаточно гибки и получили широкое распространение при управлении сложными объектами. Вместе с тем, это наименее формализованный класс и роль субъективного фактора здесь как нигде велика.

Фаззи-системы, основанные на нечеткой логике, объединяя в себе достоинства адаптивных и экспертных систем, способны работать с качественной информацией, преобразуя и обрабатывая ее в численной форме, при этом конечный результат в процессе дефаззификации формируют опять в качественных терминах. Бурное развитие этих систем по мнению некоторых исследователей [1,5] может привести к тому, что они инкорпорируют в себя экспертные системы в качестве "наименее интеллектуального" подмножества.

Наиболее новым и перспективным классом интеллектуальных систем управления, появившемся на стыке 80-х и 90-х годов, являются искусственные нейронные сети, представляющие собой мозгоподобные структуры, способные к обучению в реальном времени в условиях минимальной априорной информации об объекте управления. Пока еще рано говорить о теории искусственных нейронных сетей как о сложившемся научном направлении, однако количество решенных с их помощью задач

растет с каждым днем и здесь достаточно лишь заметить, что в основе системы управления создаваемой космической станции "Альфа" лежат нейросетевые технологии. На сегодня известно несколько десятков видов нейронных сетей, отличающихся архитектурами, типами нейронов, алгоритмами обучения (самообучения), однако, в задачах нейроуправления наибольшую популярность получили многослойные структуры, обучаемые с помощью алгоритмов обратного распространения. Низкая скорость обучения в ряде случаев заставляет отдавать предпочтение однослойным сетям радиального основания, которые также пока еще далеки от совершенства. Так что поиск архитектур и алгоритмов обучения продолжается.

Целый ряд перспективных результатов получен на стыке основных направлений. Здесь можно отметить адаптивные системы с эталонной моделью и фаззи-законом управления, в непрямых адаптивных системах в качестве настраиваемой модели может быть использован многослойный перцептрон, а в квазипрямых в качестве упредителя - рекуррентная искусственная нейронная сеть. Последние пять лет характеризуются появлением, так называемых, нейро-фаззи-систем, представляющих собой нейронные сети, способные обрабатывать качественную информацию.

Можно смело утверждать, что интеллектуальные системы управления находятся на острие научно-технического прогресса, они все более широко распространяются во все новые области на новом уровне эффективности, позволяя решать все более сложные проблемы реального мира.

Харьковский государственный технический университет радиоэлектроники, отнесенный решением Государственной аккредитационной комиссии к высшим учебным заведениям IV уровня аккредитации, имеет право на основе полного среднего образования готовить специалистов с присвоением квалификационного уровня БАКАЛАВР, СПЕЦИАЛИСТ, МАГИСТР, а на основе высшего образования - специалистов высшей квалификации с присвоением ученых степеней кандидата и доктора наук в установленном порядке.

Решительные перемены в становлении института нового направления начались в 1966 году, когда был образован Харьковский институт радиоэлектроники (ХИРЭ).

К началу 1971 года ХИРЭ утвердился как дееспособный инженерный вуз по радиоэлектронике, единственный в своем роде на Украине. На пяти факультетах стационара велась подготовка инженеров в области радиоэлектроники и вычислительной техники.

В 1993 году на базе ХИРЭ был создан Харьковский государственный технический университет радиоэлектроники (ХТУРЭ). С 1994 года ректором университета

является доктор технических наук, профессор Бондаренко Михаил Федорович.

С целью дальнейшего совершенствования учебной и научной работы в университете образовано два института с различными профилями подготовки специалистов, 7 факультетов дневной формы обучения, факультет заочного обучения, подготовительный факультет иностранных учащихся, центр довузовского образования.

Учебный процесс ведут 32 кафедры, из которых 23 являются профилирующими (выпускающими).

Институт радиотехники и электроники готовит специалистов в отраслях радиоэлектроники и телекоммуникаций. Современная физико-математическая и компьютерная подготовка, широкая база знаний дают возможность выпускникам университета легко адаптироваться в смежных областях, таких как компьютерная техника, банковская и офисная техника, системы автоматизации и т.д.

Выпускники университета получают квалификации радиоинженер, инженер-электрик, инженер-конструктор-электроник, инженер связи, инженер по внедрению новой техники и технологий.

Структурно институт состоит из четырех факультетов (см. табл. 1).

Институт компьютерных и информационных технологий образован в составе трех факультетов. На 15-ти специальностях института обучается свыше 2500 студентов дневной формы обучения. В табл. 2 перечислены специальности трех факультетов института.

Рассмотрим подготовку специалистов на факультете Компьютерной инженерии и управления (КИУ). Факультет КИУ создан в 1995 году на базе факультета Вычислительной техники, существовавшего с 1963 года, и осуществляет подготовку специалистов на трех выпускающих кафедрах по двум направлениям.

Первое - это компьютеризированные системы, автоматика и управление.

Объект деятельности выпускников связан с проектированием, производством и эксплуатацией элементов, устройств, подсистем и комплексных компьютеризированных систем управления сложными роботизированными предприятиями.

Современные проблемы управления реализуются для данного направления в следующих учебных дисциплинах в последовательности их изучения:

- теория автоматического управления;
- основы современного автоматизированного производства;
- нейросистемы и генетические алгоритмы;
- динамика управляемых систем;
- гибкое автоматизированное управление;
- автоматизированные информационно-поисковые системы.

Таблиця 1

Факультеты	Специальности
Радиотехнический	Радиотехника
	Аппаратура радиосвязи, радиовещания и телевидения
	Радиотехнические устройства, системы и комплексы
Телекоммуникаций и измерительной техники	Метрология и измерительная техника
	Информационные сети связи
	Телекоммуникационные системы и сети
Электронных аппаратов	Производство электронных средств
	Биотехнические и медицинские аппараты и системы
	Технологии и средства телекоммуникаций
	Бытовая электронная аппаратура
Электронной техники	Электронные приборы и устройства
	Физическая и биомедицинская электроника
	Лазерная и оптоэлектронная техника

Таблиця 2

Факультеты	Специальности
Компьютерных наук	Информационные управляющие системы и технологии
	Информационные технологии проектирования
	Программное обеспечение автоматизированных систем
	Интеллектуальные системы принятия решений
	Издательско-полиграфическое дело
Компьютерной инженерии и управления	Компьютерные системы и сети
	Системное программирование
	Специализированные компьютерные системы
	Системы управления и автоматизации
	Гибкие компьютеризированные системы и робототехника
	Защита информации с ограниченным доступом и автоматизация ее обработки
Прикладной математики и менеджмента	Информатика
	Прикладная математика
	Системный анализ и управление
	Экономическая кибернетика

Второе направление факультета - компьютерная инженерия - объединяет три специальности: компьютерные системы и сети, системное программирование, специализированные компьютерные системы.

Объект деятельности выпускников данного направления составляет аппаратное и системное программное обеспечение компьютерных систем и сетей универсального и специального назначения, включая вопросы разработки, изготовления, отладки и обслуживания.

В учебных планах направления имеются такие учебные дисциплины:

- системы цифровой обработки информации;
- машинные методы проектирования интеллектуальных систем;
- цифровые системы управления;
- специализированные системы и сети;
- высокопроизводительные вычислительные системы;
- нейронные вычислительные структуры;
- управление в технических и биологических системах;

УДК 621.382.3

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Handbook of Intelligent Control. Neural, Fuzzy and Adaptive Approaches // Ed. by D. A. White, D. A. Sofge. - N.Y.: Van Nostrand Reinhold, 1992. - 568 p.
2. Applications of Artificial Intelligence in Process Control // Ed. by L. Boullart, A. Krijgsman, R. A. Vingerhoeds. - Oxford: Pergamon Press, 1992. - 531 p.
3. Harris C. J., Moore C. G., Brown M. Intelligent Control: Aspects of Fuzzy Logic and Neural Nets. - Singapore: World Scientific, 1993. - 380 p.
4. Advances in Intelligent Control // Ed. by C.J.Harris. - London: Taylor and Francis, 1994. - 373 p.
5. Silva C. W. de. Intelligent Control. Fuzzy Logic Applications. - Boca Raton: CRC Press, 1995. - 343 p.
6. Pham D. T., Oztemel E. Intelligent Quality Systems. - London: Springer - Verlag, 1996. - 230 p.
7. Kingdom J. Intelligent Systems and Financial Forecasting. - Berlin: Springer - Verlag, 1997. - 227 p.

Надійшла 05.04.99

РАСЧЕТ ОПТИМАЛЬНЫХ ЦИФРОВЫХ РЕГУЛЯТОРОВ СИСТЕМ ЧАП ПРИ СТУПЕНЧАТЫХ ВХОДНЫХ СИГНАЛАХ

В. И. Гостев, В. М. Саленко, А. К. Бондарь

Изложен метод расчета цифровых регуляторов в системах частотной автоподстройки. Коэффициенты передаточной функции цифрового регулятора находятся в результате решения оптимизационной задачи методом Хука-Дживса с использованием квадратичного критерия качества для заданной аналоговой части системы. Расчет производится с учетом инерционности фильтра дискриминатора. Рассчитанные изложенным методом цифровые регуляторы обеспечивают весьма высокое быстродействие систем частотной автоподстройки.

Викладений метод розрахунку цифрових регуляторів в системах частотної автопідстроювання. Коефіцієнти передавальної функції цифрового регулятора знаходяться за результатами рішення оптимізаційної задачі за допомогою методу Хука-Дживса з використанням квадратичного критерію якості для заданої аналогової частини системи. Розрахунок робиться з урахуванням інерційності фільтру дискримінатора. Розраховані викладеним методом цифрові регулятори забезпечують достатньо високу швидкість систем частотної автопідстроювання.

The method of digital regulators designed for the systems of frequent automatic frequency control is shown. The factors of the transfer function of the digital regulator are calculated as an outcome of the solution of an optimization problem by Hooke-Jeeves method using of a square criterion of quality for the present analog part of the system. The design is made with allowance for inertia of the filter of the discriminator. The digital regulators, designed by the shown method, ensure rather high operation speed of the systems of frequent automatic frequency control.

ВВЕДЕНИЕ

Описание моделей динамических объектов в дискретном времени позволяет существенно упростить синтез регуляторов и их техническую реализацию в замкнутых системах автоматического управления. Поэтому целесо-

образно в аналоговых системах вводить цифровую коррекцию.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим параметрический синтез оптимальных цифровых регуляторов для широко используемой системы частотной автоподстройки (ЧАП), функциональная схема которой приведена на рис.1,а. Разомкнутый контур системы состоит из последовательного соединения частотного дискриминатора ЧД, усилителя У, двигателя Дв с редуктором Ред, управляемого элемента УЭ, подстраиваемого генератора ПГ, смесителя См и усилителя промежуточной частоты УПЧ. Работа системы подробно описана в [1]. Структурную схему системы можно изобразить в виде рис.1.б, где частотный дискриминатор представлен последовательным соединением устройства сравнения, нелинейности $F(\omega)$ и фильтра нижних частот с передаточной функцией $G_{\phi}(s) = K_{\text{чд}}(T_{\phi}s + 1)^{-1}$, $K_{\text{чд}}$ - коэффициент преобразования дискриминатора, T_{ϕ} - постоянная времени фильтра на выходе дискриминатора. Объект управления включает элементы после усилителя У и описывается передаточной функцией $G_0(s) = K_0[(T_{\text{дв}}s + 1)(T_{\text{г}}s + 1)]^{-1}$, где $T_{\text{дв}}$ - постоянная времени двигателя, $T_{\text{г}}$ - постоянная времени генератора, а коэффициент передачи $K_0 = K_{\text{дв}}K_{\text{ред}}K_{\text{г}}K_{\text{см}}K_{\text{упч}}$.

$$G(s) = G_0(s)G_{\Phi}(s) = \frac{\alpha}{s(s+a)(s+b)(s+c)},$$

где $\alpha = K_0 K_{\text{чд}} abc$, $a = 1/T_{\Phi}$, $b = 1/T_{\Gamma}$, $c = 1/T_{\text{дв}}$, запишем дискретную передаточную функцию $HG(z)$ в виде [2]:

$$HG(z) = \frac{C(z)}{D(z)} = \frac{c_1 z^3 + c_2 z^2 + c_3 z + c_4}{z^4 + d_1 z^3 + d_2 z^2 + d_3 z + d_4}.$$

Для такой передаточной функции $HG(z)$ передаточная функция цифрового регулятора определяется в виде [2]

$$W(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_0 z^3 + b_1 z^2 + b_2 z + b_3}{z^3 + a_1 z^2 + a_2 z + a_3}.$$

Пусть система имеет следующие параметры непрерывной части: $a = 1/0,02c^{-1}$; $b = 1/0,08c^{-1}$; $c = 1/0,03c^{-1}$; $\alpha = 1,2 \cdot 10^8 c^{-4}$. Шаг квантования в цифровом регуляторе $h=0,01c$.

Выберем интегральный критерий оптимальности

$$J = \sum_{n=0}^M \theta_n^2,$$

где θ_n - ошибка системы на интервалах моделирования, M -число, показывающее сколько интервалов моделирования укладывается во времени затухания переходных процессов в системе. Этот критерий используется наиболее часто и пригоден для монотонных и колебательных переходных процессов. Ошибку системы можно определять при любых детерминированных входных воздействиях. Ниже для единичного ступенчатого воздействия на входе системы модифицированным методом условной оптимизации Хука-Дживса определяются коэффициенты передаточной функции цифрового регулятора, при которых функционал достигает минимального значения. Метод Хука-Дживса подробно изложен в работе [2].

При моделировании непрерывных частей системы рис.2,б используем рекуррентные формулы по методу трапеций. Так, для интегрирующего и аperiodического звеньев соответственно имеем:

$$x_n = x_{n-1} + \frac{h_0}{2}(u_n + u_{n-1});$$

$$x_n = \frac{2 - bh_0}{2 + bh_0} x_{n-1} + \frac{h_0}{2 + bh_0} (u_n + u_{n-1}),$$

где u - входная, x - выходная величины звеньев, b - параметр аperiodического звена.

Разностное уравнение цифрового регулятора:

$$m(k) = \sum_{i=0}^{\infty} b_i \theta(k-i) - \sum_{i=1}^{\infty} a_i m(k-i),$$

где $\theta(k) = u_1(k) - u_2(k)$.

Отметим, что временной параметр k меняется через

Рисунок 1

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

При использовании цифрового регулятора, обеспечивающего требуемую динамику системы, применяют аналого-цифровой (АЦП) и цифро-аналоговый (ЦАП) преобразователи. ЦАП обычно является фиксатором нулевого порядка. Структурную схему системы рис.1,б преобразуют в схему рис.2,а, где $W(z)$ - передаточная функция цифрового регулятора. При малых рассогласованиях систему можно рассматривать как линейную ($F(\omega) = 1$) и структурную схему рис.2,а привести к виду рис.2,б. Ниже изложен параметрический синтез оптимальных цифровых регуляторов в системе рис.2,б при ступенчатых входных сигналах.

Рисунок 2

Для передаточной функции непрерывной части замкнутой системы

шаг квантования $h = 0,01c$, а временной параметр n меняется через шаг моделирования $h_0 = 0,05h = 0,005c$.

В результате решения оптимизационной программы при $M=1000$ (время наблюдения $0,5c$) получаем следующие значения коэффициентов передаточной функции цифрового регулятора: $b_0 = 3,05$; $b_1 = -6,568$; $b_2 = 4,561$; $b_3 = -1,001$; $a_1 = 1,856$; $a_2 = 1,079$; $a_3 = 0,119$.

Таким образом, передаточная функция цифрового регулятора определяется как

$$W(z) = \frac{3,05z^3 - 6,568z^2 + 4,561z - 1,001}{z^3 + 1,856z^2 + 1,079z + 0,119}.$$

На рис.3 показано установление промежуточной частоты $\omega_{пр}$ при скачке сигнальной частоты ω_c в рассмотренной системе. Реакция системы - колебательный процесс, перерегулирование $\sigma = 56\%$, время установления $t_y = 0,024c$, время регулирования $t_p = 0,067c$. Установившаяся ошибка равна нулю. На этом же рисунке показано ступенчатое управляющее воздействие на входе объекта управления (на выходе фиксатора) m_v .

В некоторых системах частотной автоподстройки вместо электродвигателя и редуктора используют электронный интегратор с передаточной функцией $G_{ин}(s) = K_{ин}/s$. В этом случае передаточная функция непрерывной части замкнутой системы

$$G(s) = G_0(s)G_{ф}(s) = \frac{\alpha}{s(s+a)(s+b)},$$

где $\alpha = K_{чд}K_{ин}K_{Г}K_{см}K_{упч}ab$, $a = 1/T_{ф}$, $b = 1/T_{Г}$.



Рисунок 3

Дискретная передаточная функция $HG(z)$ определяется из табл.1.4, N10 [2] в виде

$$HG(z) = \frac{C(z)}{D(z)} = \frac{c_1z^2 + c_2z + c_3}{z^3 + d_1z^2 + d_2z + d_3}.$$

Из табл.1.1, N9 [2] запишем передаточную функцию

цифрового регулятора в виде

$$W(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_0z^2 + b_1z + b_2}{z^2 + a_1z + a_2}.$$

Пусть система имеет следующие параметры непрерывной части: $a = 1/0,02c^{-1}$; $b = 1/0,08c^{-1}$; $\alpha = 1,2 \cdot 10^5 c^3$. Шаг квантования в цифровом регуляторе $h = 0,01c$. Шаг моделирования $h_0 = 0,02h = 0,0002c$.

В результате решения оптимизационной программы при $M=500$ (время наблюдения $0,1c$) получаем следующие значения коэффициентов передаточной функции цифрового регулятора: $b_0 = 16,641$; $b_1 = -25,019$; $b_2 = 9,14$; $a_1 = 1,171$; $a_2 = 0,199$.

Таким образом, передаточная функция цифрового регулятора определяется как

$$W(z) = \frac{16,641z^2 - 25,019z + 9,14}{z^2 + 1,171z + 0,199}.$$

На рис.4 показано установление промежуточной частоты $\omega_{пр}$ при скачке сигнальной частоты ω_c в рассмотренной системе. Реакция - колебательный процесс, перерегулирование $\sigma = 24\%$, время установления $t_y = 0,022c$, время регулирования $t_p = 0,04c$. Установившаяся ошибка равна нулю. На этом же рисунке показано ступенчатое управляющее воздействие на входе объекта управления (на выходе фиксатора) m_v .



Рисунок 4

В статических системах частотной автоподстройки интегратор не используется и передаточная функция непрерывной части замкнутой системы может быть записана в виде

$$G(s) = G_0(s)G_{ф}(s) = \frac{\alpha}{(s+a)(s+b)},$$

где $\alpha = K_{чд}K_{Г}K_{см}K_{упч}ab$, $a = 1/T_{ф}$, $b = 1/T_{Г}$. Из табл.1.4, N4 [2] передаточную функцию $HG(z)$ запишем

в виде

$$HG(z) = \frac{C(z)}{D(z)} = \frac{c_1 + c_2}{z^2 + d_1z + d_2}.$$

Из табл.1.1, N3 [2] запишем передаточную функцию цифрового регулятора в виде

$$W(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_0z^2 + b_1z + b_2}{(z-1)(z+a_1)}.$$

Пусть система имеет следующие параметры непрерывной части: $a = 1/0,02c^{-1}$; $b = 1/0,08c^{-1}$; $\alpha = 1,2 \cdot 10^5 c^{-2}$. Шаг квантования в цифровом регуляторе $h = 0,01c$. Шаг моделирования $h_0 = 0,02h = 0,0002c$.

В результате решения оптимизационной программы при $M=500$ (время наблюдения $0,1c$) получаем следующие значения коэффициентов передаточной функции цифрового регулятора: $b_0 = 0,127$; $b_1 = -0,191$; $b_2 = 0,069$; $a_1 = 0,469$.

Таким образом, передаточная функция цифрового регулятора

$$W(z) = \frac{0,127z^2 - 0,191z + 0,069}{(z-1)(z+0,469)}.$$

На рис.5 показано установление промежуточной частоты $\omega_{пр}$ при скачке сигнальной частоты ω_c в рассматриваемой системе. Реакция системы - колебательный процесс, перерегулирование $\sigma = 13\%$, время установления $t_y = 0,018c$, время регулирования $t_p = 0,027c$. Устано-

вившаяся ошибка равна нулю. Цифровой регулятор обеспечивает астатизм первого порядка. На этом же рисунке показано ступенчатое управляющее воздействие на входе объекта управления m_v .



Рисунок 5

ВЫВОД

Рассчитанные изложенным методом цифровые регуляторы обеспечивают весьма высокое быстродействие систем ЧАП. В тех случаях, когда перерегулирование превышает допустимое, нужно использовать другой критерий оптимизации и/или увеличивать шаг квантования в цифровом регуляторе[2].

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Зайцев Г.Ф., Стеклов В.К. Радиотехнические системы автоматического управления высокой точности. - К.: Техника, 1988. - 208 с.
2. Гостев В.И., Стеклов В.К. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами: Справ.-К.: "Радиоаматор", 1998.-704 с.

Надійшла 04.03.99

РАСЧЕТ ЦИФРОВЫХ РЕГУЛЯТОРОВ В ДВУХКОНТУРНЫХ СИСТЕМАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

В. И. Гостев, А. Е. Чуприн, В. В. Гостев

Рассмотрены двухконтурные системы управления, в которых при помощи использования цифровых регуляторов в основном и дополнительном контурах можно получить желаемый переходный процесс, если одноконтурная система управления с цифровыми регуляторами в замкнутом контуре не может обеспечить удовлетворительных динамических характеристик при заданном объекте управления.

Розглянуті двохконтурні системи управління, в яких за допомогою використання цифрових регуляторів в головному та додатковому контурах можна отримати бажаний перехідний процес, якщо одноконтурна система управління з цифровими регуляторами в замкнутому контурі не може забезпечити задовільних динамічних характеристик при заданому об'єкті управління.

The summary. The two-loop control systems are considered, in which it is possible to obtain the desirable transient process, using the digital regulators in the main and additional loops, if the single-loop control system with digital regulators in the closed loop can not provide satisfactory dynamic characteristics for the present object of control.

ВВЕДЕНИЕ

При проектировании цифровых регуляторов в замкнутом контуре одноконтурных систем управления с объектами управления, содержащими, например, форсирующие звенья, часто не удается получить удовлетворительных переходных процессов (переходные процессы могут иметь большое перерегулирование, иногда превышающее сотни процентов). Особенно это характерно для систем, содержащих дискриминатор в качестве элемента сравнения, когда перед замкнутым контуром системы управления нельзя включить дополнительный цифровой регулятор (фильтр). Примером могут служить системы автоматического сопровождения по направлению, в которых элементом сравнения является пеленгационное устройство, а также локальные системы управления летательными аппаратами. В этом случае целесообразно использовать двухконтурные системы управления, в которых при помощи дополнительного цифрового регулятора можно получить желаемый переходный процесс.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим структурную схему двухконтурной системы управления (см. рис.1), в которой выделим вспомогательный контур, представляющий собой замкнутую систему с цифровыми регуляторами 1 и 2, элементом сравнения, фиксатором и объектом управления. Для такой замкнутой системы методом размещения полюсов

и нулей дискретной передаточной функции (метод подробно описан в работе [1]) произведем расчет регуляторов 1 и 2 с целью получения удовлетворительного переходного процесса. При этом вспомогательный контур при помощи цифровых регуляторов "трансформирует" дискретную передаточную функцию $HG(z)$ в новую дискретную передаточную функцию $HG_0(z)$. Теперь для передаточной функции $HG_0(z)$ можно спроектировать основной цифровой регулятор 3, обеспечивающий требуемые свойства системы управления.



Рисунок 1

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Проектирование цифровых регуляторов в двухконтурной системе управления (см. рис.1) рассмотрим на конкретном примере.

Пусть объект управления описывается передаточной функцией:

$$G(s) = k_0 K_{\delta}^{\vartheta} \frac{T_1 s + 1}{s(T^2 s^2 + 2\zeta Ts + 1)(\tau_2 s + 1)} = \frac{\alpha(s+r)}{s(s^2 + bs + a)(s+a)},$$

где $r = 1/T_1$; $b = 2\zeta/T$; $a = 1/T^2$; $c = 1/\tau_2$;

$$\alpha = k_0 K_{\delta}^{\vartheta} ac/r.$$

Дискретную передаточную функцию объекта управления с фиксатором нулевого порядка запишем в виде [1]

$$HG(z) = \frac{C(z)}{D(z)} = \frac{c_1 z^3 + c_2 z^2 + c_3 z + c_4}{z^4 + d_1 z^3 + d_2 z^2 + d_3 z + d_4},$$

где

$$d_1 = -(1 + C + 2\sqrt{B}\cos\lambda h); d_2 = B + C + 2(1 + C)\sqrt{B}\cos\lambda h;$$

$$d_3 = -B(1 + C) - 2C\sqrt{B}\cos\lambda h; d_4 = BC;$$

$$c_1 = d_1 D_{01} + h D_{02} - D_2(2 + C) - D_3 - D_4(2 + 2\sqrt{B}\cos\lambda h);$$

$$c_2 = d_2 D_{01} + h(1 + d_1) D_{02} + D_2(1 + 2C) + D_3(2 + C) + D_4(1 + B + 4\sqrt{B}\cos\lambda h);$$

$$c_3 = d_3 D_{01} + h(1 + d_1 + d_2) D_{02} - D_2 C - D_3(1 + 2C) - D_4(2B + 2\sqrt{B}\cos\lambda h);$$

$$c_4 = d_4 D_{01} - h d_4 D_{02} + D_3 C + D_4 B;$$

$$D_{01} = \alpha \frac{ac - r(a + bc)}{(ac)^2}; D_{02} = \frac{\alpha r}{ac};$$

$$D_2 = \alpha \frac{a(b - c) + r(a + bc - b^2)}{a^2(a - bc + c^2)};$$

$$D_3 = \alpha \sqrt{B} \frac{\left(a + \frac{b}{2}c - \frac{b^2}{2}\right) \frac{1}{\lambda} \sin\lambda h + (b - c) \cos\lambda h}{a(a - bc + c^2)} +$$

$$+ \alpha r \sqrt{B} \times$$

$$\times \frac{\left[\left(a - \frac{b^2}{2}\right)c - \frac{b}{2}(3a - b^2)\right] \frac{1}{\lambda} \sin\lambda h + (a + bc - b^2) \cos\lambda h}{a^2(a - bc + c^2)};$$

$$D_4 = \frac{\alpha(r - c)}{c^2(a - bc + c^2)}; B = e^{-bh}; C = e^{-ch}; \lambda = \sqrt{a - \frac{b^2}{4}}.$$

Числитель передаточной функции $HG(z)$ представим в виде произведения

$$C(s) = c_1(z - n_1)(z - n_2)(z - n_3),$$

где n_1, n_2, n_3 – нули передаточной функции $HG(z)$.

Зададим численные значения параметров передаточной функции объекта управления:

$$T_1 = 4,7667c, T = 1,1833c, \zeta = 0,3233, \tau_2 = -5,8333c,$$

$$k_0 K \frac{\partial}{\delta} = 280. \text{ Пусть шаг квантования } h = 0,1c.$$

Для этих значений параметров получаем следующие значения коэффициентов дискретной передаточной функции объекта управления:

$$c_1 = -0,02711; c_2 = -0,08143; c_3 = 0,07885; c_4 = 0,02633;$$

$$d_1 = -3,95717; d_2 = 5,87741; d_3 = -3,88343; d_4 = 0,96319.$$

Используя программу определения корней полинома методом Ньютона, найдем нули передаточной функции $HG(z)$:

$$n_1 = -0,2669; n_2 = 0,9792; n_3 = -(3,7154).$$

Разложим числитель дискретной передаточной функции $HG(z)$ на множители:

$$C(z) = C^+(z)C^-(z),$$

$$\text{где } C^+(z) = c_1(z - n_1)(z - n_2); C^-(z) = z - n_3$$

(множитель $C^+(z)$ содержит корни уравнения $C(z) = 0$, лежащие внутри единичного круга на плоскости z , а множитель $C^-(z)$ содержит корни уравнения, находящиеся вне единичного круга).

Зададим желаемую дискретную передаточную функцию вспомогательного контура в виде

$$HG_0(z) = \frac{C_m(z)}{D_m(z)}; C_m(z) = \frac{P(1)C^-(z)}{C^+(1)}; D_m(z) = z^k P(z),$$

$$\text{где } k = 1; P(z) = z^2 + p_1 z + p_2;$$

$$p_1 = -2e^{-\xi\omega h} \cos(\omega h \sqrt{1 - \xi^2}); p_2 = e^{-2\xi\omega h}.$$

Выберем коэффициент относительного затухания $\xi = 0,9$ и собственную частоту вспомогательного замкнутого контура $\omega = 5c^{-1}$ (при этих значениях $p_1 = -1,2451, p_2 = -0,4066$).

Таким образом, желаемая дискретная передаточная функция вспомогательного контура в числовом виде запишется как

$$HG_0(z) = \frac{(1 + p_1 + p_2)(z - n_3)}{(1 - n_3)z(z^2 + p_1 z + p_2)} = \frac{0,0342(z + 3,7154)}{z(z^2 - 1,2451z + 0,4066)}.$$

Для получения записанной желаемой дискретной передаточной функции вспомогательного контура произведем синтез цифровых регуляторов 1 и 2 методом размещения полюсов и нулей этого контура. Метод синтеза подробно изложен в работе [1].

Определим степень полинома наблюдателя при $l=1$:

$$\text{deg}D_0 \geq 2\text{deg}D - \text{deg}D_m - \text{deg}C^+ + 1 - 1 = 3.$$

Примем полином наблюдателя в виде $D_0(z) = z^3$.

Определим степени полиномов $R'_1(z)$ и $S(z)$:

$$\text{deg}R'_1 = \text{deg}D_0 + \text{deg}D_m - \text{deg}D - 1 = 1;$$

$$\text{deg}S < \text{deg}D + 1 = 5.$$

Примем $\text{deg}S = \text{deg}R = \text{deg}R'_1 + \text{deg}C^+ + 1 = 4$.

Выберем многочлены $R'(z)$ и $S(z)$ в виде

$$R'(z) = (z - 1)R'_1(z) = (z - 1)(z + w);$$

$$S(z) = s_0 z^4 + s_1 z^3 + s_2 z^2 + s_3 z + s_4.$$

При этом Диофантово уравнение будет иметь следующий вид:

$$(z^4 + d_1 z^3 + d_2 z^2 + d_3 z + d_4)(z - 1)(z + w) + (z - n_3)(s_0 z^4 + s_1 z^3 + s_2 z^2 + s_3 z) = z(z^2 + p_1 z + p_2)z^3.$$

Раскрывая скобки и приравнявая коэффициенты при

одинаковых степенях z , получим систему линейных алгебраических уравнений в матричной форме:

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d-1 & -n_3 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ d_2-d_1 & 0 & -n_3 & 1 & 0 & 0 \\ d_3-d_2 & 0 & 0 & -n_3 & 1 & 0 \\ d_4-d_3 & 0 & 0 & 0 & -n_3 & 1 \\ -d_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & -n_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} w \\ s_0 \\ s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p_1-d_1+1 \\ p_2-d_2+d_1 \\ d_2-d_3 \\ d_3-d_4 \\ d_4 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Решая систему линейных алгебраических уравнений методом Гаусса, получим следующие значения неизвестных коэффициентов передаточных функций цифровых регуляторов:

$$w = 2,162;$$

$$s_0=1,55; s_1=-4,4697; s_2=5,1053; s_3=-2,7119; s_4=0,5605.$$

Теперь находим:

$$R(z) = C^+(z)R'(z) = c_1(z-n_1)(z-n_2)(z-1)(z+w);$$

$$\begin{aligned} T(z) &= C'_m(z)D_0(z) = \frac{C_m(z)}{C^-(z)}D_0(z) = \\ &= \frac{P(1)}{C^-(1)}D_0(z) = \frac{(1+p_1+p_2)z}{1-n_3}. \end{aligned}$$

Передаточные функции цифровых регуляторов 1 и 2 определяются как

$$W_1(z) = \frac{T(z)}{R(z)} = \frac{1,265z^3}{(z+0,267)(z-0,979)(z-1)(z+2,162)};$$

$$\begin{aligned} W_2(z) &= \frac{S(z)}{R(z)} = \\ &= \frac{57,167z^4 - 164,845z^4 + 188,286z^2 - 100,015z + 20,67}{(z+0,267)(z-0,979)(z-1)(z+2,162)}. \end{aligned}$$

При таких передаточных функциях цифровых регуляторов 1 и 2 дискретная передаточная функция вспомогательного замкнутого контура будет равна желаемой, которую перепишем в виде

$$\begin{aligned} HG_0(z) &= \frac{C_0(z^{-1})z^{-1}}{D_0(z^{-1})z^{-1}} = \frac{c_1z^{-1} + c_2z^{-2}}{1 + d_1z^{-1} + d_2z^{-2}} = \\ &= \frac{0,0342z^{-1} + 0,1271z^{-2}}{1 - 1,2451z^{-1} + 0,4066z^{-2}}. \end{aligned}$$

Теперь для дискретной передаточной функции $HG_0(z)$ можно определить, например, передаточную функцию цифрового регулятора 3, обеспечивающего оптимальный по быстродействию переходный процесс. На основании формул (1.77)-(1.79) из [1] передаточная функция цифрового регулятора 3, оптимального для ступенчатых воздействий на входе системы управления, изображенной на рис.1, определяется как

$$W(z) = \frac{K_0 D_0(z^{-1})}{1 - K_0 C_0(z^{-1})z^{-1}} = \frac{6,1996 - 7,7191z^{-1} + 2,5208z^{-2}}{1 - 0,212z^{-2} - 0,788z^{-3}},$$

$$\text{где } K_0 = [c_1 + c_2]^{-1} = 6,1996.$$

На рис.2 показана реакция вспомогательного контура на единичное ступенчатое возмущение, поступающее на вход АЦП при отсутствии цифрового регулятора 3 и главной единичной обратной связи. Реакция контура на единичное ступенчатое возмущение (переходная функция контура) - апериодический процесс, время регулирования (равное времени установления) $t_p = 1c$. Установившаяся ошибка равна нулю. На этом же рисунке показано управляющее воздействие на входе объекта управления m_v .



Рисунок 2

На рис.3 показана реакция двухконтурной системы управления (см. рис.1) на единичное ступенчатое возмущение при наличии оптимального по быстродействию цифрового регулятора 3. Здесь же изображено управляющее воздействие на входе объекта

управления m_v . Реакция системы запаздывает на шаг квантования $h=0,1c$ и переходный процесс длится $0,3c$.



Рисунок 3

Без вспомогательного контура для дискретной передаточной функции объекта управления с фиксатором нулевого порядка $HG(z)$ передаточная функция цифрового регулятора 3, оптимального для ступенчатых воздействий на входе системы управления, на основании формулы (1.77) определяется как

$$W(z) = \frac{K_0 D_0(z^{-1})}{1 - K_0 C(z^{-1})} =$$

$$= \frac{297,619 - 1177,738z^{-1} + 1749,226z^{-2} - 1155,774z^{-3} + 286,66}{1 - 8,068z^{-1} - 24,235z^{-3} + 23,467z^{-3} + 7,362z^{-4}},$$

где $K_0 = [c_1 + c_2 + c_3 + c_4]^{-1} = -297,619$.

Переходный процесс системы с таким регулятором имеет перерегулирование несколько сот процентов, поэтому система, хотя и устойчива, но неработоспособна.

ВЫВОД

Если одноконтурная система управления с цифровыми регуляторами в замкнутом контуре не может обеспечить удовлетворительных динамических характеристик при заданном объекте управления, то целесообразно использовать двухконтурные системы управления, в которых при помощи использования цифровых регуляторов в основном и дополнительном контурах можно получить желаемый переходный процесс.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Гостев В.И., Стеклов В.К. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами: Справочник.-К.: "Радиоаматор", 1998.-704 с.

Надійшла 04.03.99

УДК 629.113.001.2

ОФЛАЙНОВЫЕ МЕТОДЫ УПРАВЛЕНИЯ КАЧЕСТВОМ

В. И. Дубровин, Г. В. Табунщик

Рассмотрены методы управления качеством, не встроенные в процесс производства. Предложена методика робастного проектирования, позволяющая обеспечить устойчивость изделий и процессов к шумовым воздействиям на основе стоимостного подхода.

Розглянуто методи керування якістю, не вмонтовані у процес виробництва. Запропонована методика робастного проектування, що дозволяє забезпечити стійкість виробів і процесів до шумових впливів на основі вартісного підходу.

Quality Control Methods applied at the product and process design stages are considered. The model of robust design, which can provide less sensitive of product and process to noise influence, is offered in the article.

Концепция "Всеобщего Управления Качеством" (TQM), интегрируя почти вековой опыт, накопленный развитыми странами, представляет собой системный подход к задаче управления качеством, который охватывает весь жизненный цикл изделия. Одним из примеров такой интеграции являются офлайн-методы управления качеством - методы не встроенные в процесс производства, которые позволяют улучшить качество изделий и их технологичность, а также снизить стоимость разработки, изготовления, эксплуатации и ремонта. Эти методы являются техническим средством обеспечения качества на стадии проектирования изделий и разработки технологического процесса.

Офлайн-методы управления качеством являются целостной системой, позволяющей обеспечить выпуск продукции как с заданным номиналом, так и с заданным разбросом вокруг этого номинала, причем, разброс максимально нечувствителен к неизбежным колебаниям внешней среды, износу и неопределенности производ-

ственного процесса.

В основе данного подхода к качеству лежит положение, согласно которому любое отклонение рабочей характеристики от заданного значения наносит потери обществу. Степень отклонения от номинала оценивается с помощью функции потерь, которая является центральным понятием в офлайн-методах, и имеет вид

$$L(y) = k(y - \tau)^2, \quad (1)$$

где y - показатель качества, измеряемый непрерывно; τ - номинал и k - некоторая константа потерь.

Из формулы (1) следует, что, чем больше отклонение y от номинала, тем больше потери потребителей $L(y)$. Константа k может быть определена, если известно значение $L(y)$ для некоторого конкретного случая y . Пусть Δ - расстояние от номинала до границы допуска, и, если y превышает данный интервал, то изделие бракуется и затраты на его ремонт или списание равны A денежных единиц. Подставив Δ в уравнение (1), получим $k = A/\Delta^2$. Этот вариант применим, когда конкретная заданная величина является наилучшей, а потери увеличиваются симметрично аналогично отклонению y от τ .

Для определения потерь при выпуске партии изделий усредняются потери для всех изделий, входящих в эту партию, после чего функция потерь принимает следующий вид:

$$L = k\delta^2, \quad (2)$$

где $\delta^2 = E(y - \tau)^2$ - средний квадрат ошибки.

Для контроля отклонений рабочих характеристик необходимо знать их значения. Для этого используется понятие воспроизводимости процесса (C_p). Многие производители ориентируются на значение C_p , определяемое следующим образом:

$$C_p = \frac{\text{интервал допуска}}{6 \cdot (\text{квадратичная ошибка})}. \quad (3)$$

Однако значение C_p отражает только соотношение между фактическим рассеянием рабочей характеристики и шириной допуска и никак не связано с положением центра распределения. Поэтому Тагути [2] предлагает свой индекс воспроизводимости:

$$C_{mp} = \frac{U - L}{6\sqrt{\sigma^2 + \delta^2}}, \quad (4)$$

где U , L - соответственно, верхняя и нижняя границы допуска; σ - стандартное отклонение; C_{mp} - характеризует влияние воспроизводимости процесса на квадратичные затраты.

Этот индекс чувствителен к смещению распределения по отношению к заданному значению.

Для минимизации потерь, нанесенных обществу, в основу разработки нового изделия Тагути положил принцип робастности, в соответствии с которым надо разрабатывать такие объекты, которые были бы способны противостоять спонтанным колебаниям неуправляемых воздействий в достаточно широких пределах, не теряя при этом сколько-нибудь существенно своих оптимальных свойств. Можно выделить три источника вариаций:

- внутренний шум, который включает факторы внутри продукции (например, износ, изменение характеристик в период хранения);
- внешний шум, который включает неконтролируемые факторы, внешние по отношению к продукции или процессу (например, температура, грязь);
- шум, находящийся между шумами, присутствующими в продукции, и колебаниями (отклонениями) в производственном процессе (например, различие между однотипными изделиями).

Главная задача обеспечения качества заключается в том, чтобы производить изделия, устойчивые к любым из выше перечисленных шумовых воздействий. Так как на этапе изготовления возможно воздействовать только на шум, порожденный несоответствиями производственного процесса, решение данной задачи переходит на этап проектирования, где возможно учесть все виды шумов. Концепция робастного проектирования включает в себя три этапа: проектирование системы, проектирование параметров и расчет допустимых отклонений.

На первое место здесь выходит этап проектирования параметров, потому что именно здесь реализуется идея подавления шумов и создание робастных производственных систем. Ключевую роль на этапе проектирования

играют методы планирования эксперимента.

Робастное проектирование включает себя 7 шагов[3]:

- 1) определение целевой функции;
- 2) определение контролируемых факторов и их уровней;
- 3) определение шумовых факторов;
- 4) создание матрицы планирования и процедуры анализа данных;
- 5) проведение эксперимента;
- 6) анализ данных и определение оптимальных уровней контролируемых факторов;
- 7) использование полученной информации для предсказаний.

Определив целевую функцию, необходимо выделить контролируемые параметры и уровни их варьирования. Затем определяются шумовые факторы, влияющие на рабочие характеристики, а, следовательно, на качество.

При составлении плана эксперимента Тагути предлагает использовать "ортогональные множества". В основном, он использует планы Плеккета-Бермана, основным недостатком которых является предположение об аддитивности всех эффектов факторов.

Эксперименты по Тагути[4] основываются на двух составляющих: матрице проектируемых параметров и матрице шум-факторов. Первая матрица задает испытываемые наборы значений проектируемых параметров. Вторая матрица характеризует испытываемые уровни шум-факторов. Полному эксперименту соответствуют все возможные комбинации матриц параметров и шум факторов. В каждом цикле испытаний одна строка матрицы параметров совмещается по очереди со всеми строками матрицы шум-факторов, так что для каждого цикла испытаний оценивается влияние всех требуемых вариантов различных по уровню шумовых воздействий.

Эксперименты могут быть выполнены одним из двух способов: посредством компьютерного или физического моделирования. Компьютерное моделирование возможно если функция $Y = \int(\theta, \varpi)$, где $\theta = (\theta_1, \theta_2 \dots \theta_k)$ - проектируемые параметры и $\varpi = (\varpi_1, \varpi_2 \dots \varpi_k)$ - шум-факторы, включенные в эксперимент, может быть выражена числом. В этом случае возможно получить более детальный анализ, чем в случае физического моделирования, так как рабочие характеристики изделия могут быть вычислены с учетом как внутреннего так и внешнего шума.

Наряду с обычными, Тагути вводит новый показатель качества, названный им отношение "сигнал-шум"[5].

В классических процедурах прикладной статистики обычно предполагается, что дисперсия, характеризующая ошибку воспроизводимости, постоянна или, по крайней мере, однородна во всей области экспериментирования. Тагути предлагает подойти к проблеме иначе. Предположение об однородности дисперсий он отвергает, как, в основном, не соответствующее

действительности в большинстве практических случаев. Следовательно, в результате получается два оптимизируемых параметра: сам отклик и его дисперсия или квадратичная ошибка. Тагути предлагает построить из двух показателей один - отношение "сигнал/шум" (с/ш), чтобы на его основе выбирать робастный режим.

Разработано более 70 отдельных отношений с/ш. Большая часть из этих отношений разрабатывалась для определенных производственных условий. Но следующие три отношения сигнал-шум $z(\Theta)$ не имеют данного ограничения:

1) в случае, когда для рабочей характеристики Y существует заданное значение $\tau = \tau_0$, и функция потерь увеличивается независимо от того, как Y отклоняется от τ_0 , используется отношение: "точно заданное значение - самое лучшее":

$$Z(\Theta_{\sim}) = 101 \log \left(\frac{\bar{y}^2}{s^2} \right), \quad (5)$$

где

$$\bar{y} = \frac{1}{n} \sum y_i \quad \text{где} \quad s^2 = \frac{1}{n-1} \sum (y_i - \bar{y})^2, \quad (6)$$

y_1, y_2, \dots, y_n - множество значений рабочей характеристики Y ; \bar{y} - математическое ожидание; n - количество наблюдений.

2) "чем меньше, тем лучше" (шум, загрязнение и т.д.) применяется в случае, когда рабочая характеристика Y имеет неотрицательное распределение, требуемое значение равно нулю, и функция потерь возрастает с возрастанием Y :

$$Z(\Theta_{\sim}) = -101 \log \left(\frac{1}{n} \sum y_i^2 \right); \quad (7)$$

3) когда рабочая характеристика Y имеет неотрицательное распределение, заданное значение стремится к бесконечности, и функция потерь убывает в соответствии с возрастанием Y , то используется характеристическая статистика типа "чем больше, тем лучше" (мощность, сила и т.д.):

$$Z(\Theta_{\sim}) = -101 \log \left(\frac{1}{n} \sum \frac{1}{y_i^2} \right). \quad (8)$$

Для удобства пользования Тагути предлагает всегда строить показатель типа "чем больше, тем лучше".

Если рабочая характеристика измеряется по двоичной шкале (например, "плохо" или "хорошо"), Г. Тагути предлагает следующую характеристическую статистику:

$$Z(\Theta_{\sim}) = -101 \log \left(\frac{p}{1-p} \right), \quad (9)$$

где p - доля исправных изделий.

Пример планирования эксперимента по Тагути представлен на рис.1.



Рисунок 1 - Планирование эксперимента по методу Тагути

После расчета $Z(\Theta)$, возникает проблема разделения факторов на четыре группы:

- факторы, влияющие только на разброс;
- факторы, влияющие только на номинал;
- факторы, влияющие и на разброс и на номинал;
- факторы с неопределенной сферой влияния.

В первую очередь для дальнейшего анализа определяются факторы, больше всего влияющие на Z (факторы первой группы). Однако никакой конкретной модели анализа нет. Обычно просто выбирается Z_{max} .

Затем для факторов второй группы требуется найти такое значение отклика, которое ближе всего к желаемому. В основном, эти факторы известны заранее и не включаются в эксперимент. Для упрощения задачи последней группу можно исключить из рассмотрения [6].

На этапе проектирования параметров выбираются оптимальные уровни контролируемых факторов. Однако, когда с помощью проектирования параметров нельзя уменьшить должным образом влияние внутренних и внешних шумов, возникает необходимость обратиться к проектированию допусков, что приводит к дополнительным затратам. При проектировании допусков Тагути [7] ставит основной целью приравнять потери производителя и потребителя. Например, когда функция потерь у изготовителя принимает значение $L = k\Delta^2$, то соответствующая ей функция потерь у потребителя $L_0 = k_0\Delta_0^2$ должна иметь такое же значение. Следовательно, получается что $\Delta = \Delta_0 \sqrt{L/L_0}$, а так как потери изготовителя много меньше, чем потери потребителя ($L \ll L_0$), то допуск изготовителя должен быть гораздо жестче допуска потребителя.

В заключение проводится эксперимент, подтверждающий оптимальность разработки.

Применение офлайнных методов целесообразно, в частности, при изучении поверхности отклика для составления смесей компонентов веществ в пищевой, химической и других отраслях промышленности (при экспериментировании со смесями измеренные отклики зависят не от количества смеси, а исключительно от

пропорций содержащихся в них ингредиентов). Подобная задача была поставлена при оптимизации состава установочной керамики, широко применяемой в электронной и радиоэлектронной технике [8].

Добавки, влияющие на процесс спекания стеатитовых масс, условно можно подразделить на две группы: добавки, снижающие температуру спекания, и добавки, расширяющие интервал спекшегося состояния. К первой группе следует отнести оксиды бария, кальция, магния, стронция и цинка, которые вводят в стеатитовые массы в виде карбонатов (исключение составляет оксид цинка); ко второй - оксиды щелочных металлов, вводимые в виде полевошпатовых материалов, кварц, диоксид циркония. Добавки первой группы оказывают решающее влияние на диэлектрические характеристики стеатитовых материалов, особенно на тангенс угла диэлектрических потерь $tg\delta$. Введение добавок этой группы в стеатитовые массы обеспечивает получение стекловидной фазы с более плотной структурой, затрудняющей колебания ионов в поле высокой частоты, что приводит к снижению $tg\delta$. Оксиды щелочных металлов и избыток кварца способствуют разрыхлению структуры стекловидной фазы, вызывая более интенсивные колебания ионов в переменном электрическом поле, что увеличивает $tg\delta$. Оценить влияние добавок на механические характеристики стеатитовых материалов довольно трудно из-за противоречий, связанных с химическим и фазовым составом и структурой стеатита.

Для представления функциональных зависимостей физико-технических характеристик стеатитовых материалов от состава аналитическими выражениями был использован экспериментально-статистический подход.

В результате обработки экспериментальных данных были получены регрессионные модели, связывающие $tg\delta$ с химическим составом стеатитового материала при различных температурах его обжига. Были получены также регрессионные зависимости предела прочности при изгибе σ_u от химического состава для различных температур обжига. Исследования показали, что наилучшими диэлектрическими свойствами и механической прочностью обладает стеатитовый материал СБЦ-2, обожженный при 1310°C ($tg\delta = 3,7 \cdot 10^{-4}$ и $\sigma_u = 192$ МПа). Была проведена оптимизация указанного состава стеатитового материала с целью уменьшения $tg\delta$ и увеличения σ_u . Была поставлена задача уменьшения $tg\delta$ до $3 \cdot 10^{-4}$ и увеличения σ_u до 200 МПа. Поскольку ди-

оксид кремния и оксид цинка имели наибольший разброс по содержанию в опытных массах, оптимизация была проведена по этим оксидам. Состав стеатитового материала, обеспечивающий заданное улучшение диэлектрических и механических характеристик, был найден с помощью регрессионных моделей. При определении $tg\delta$ и σ_u на экспериментальных образцах стеатитового материала найденного оптимального состава, обожженного при 1310°C , получено: $tg\delta = 3,2 \cdot 10^{-4}$ и $\sigma_u = 198$ МПа.

Таким образом, математические модели, связывающие значения тангенса угла диэлектрических потерь и предела прочности при изгибе с химическим составом стеатитовых материалов, позволили оптимизировать состав. Экспериментальные значения этих показателей удовлетворительно коррелировали с расчетными, хотя методология робастного проектирования не была реализована в полном объеме (в частности, не были учтены различия дисперсий на всех стадиях эксперимента).

В заключение следует отметить, что, так как реализация матрицы планирования при робастном проектировании является, по существу, активным экспериментом со всеми присущими ему ограничениями, в условиях непрерывного промышленного производства следует использовать комбинированный метод получения информации об объекте исследования - активно-пассивный эксперимент [9].

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Kakar R. N. Off-Line Quality Control, Parameter Design, and the Taguchi Method // Journal of Quality Technology, Vol.17, No. 4, October 1985, pp.176-188
2. Biscard S., Graves S. Quality Quandaries // Quality Engineering, 10(2), 1998, pp.409-414
3. Dean E. Taguchi Approach to Design Optimization for Quality And Cost: an Overview. Presented at the Annual Conference of the International society of Parametric Analysts, 1991
4. Dean E.B. and Unal R. Designing For Cost // Transaction of the American Association of Cost Engineers, 35th Annual Meeting, June 23-26, Seattle WA, pp.D.4.1-D.4.6.
5. Baker T.B. Quality Engineering By Design: Taguchi's Philosophy // Quality Progress, December 1986, pp.32-42
6. Hunter J.S. Statistical Design Applied to Product Design. // Journal of Quality Technology. Vol.17, No4, pp.210-221
7. Taguchi G. Introduction to Quality Engineering: Designing Quality Into Products And Process. Tokyo. Asian: Productivity Organization, 1986, 191p.
8. Дубровин В.И., Зонов А.В., Харитонов Ф.Я. Оптимизация состава стеатитового материала // Стекло и керамика. -1984, № 8. -С.23
9. Дубровин В. Використання активно-пасивного експерименту для отримання регресійних моделей у промислових умовах // Сучасні проблеми засобів телекомунікації, комп'ютерної інженерії та підготовки спеціалістів. Матеріали міжнародної науково-технічної конференції TCSET'98.-Львів: Державний університет "Львівська політехніка", 1998. - С.6-7

Надійшла 10.12.98

АЛГОРИТМ АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ МНОГОМЕРНЫМ ДИНАМИЧЕСКИМ СТОХАСТИЧЕСКИМ ОБЪЕКТОМ НА ОСНОВЕ МНОГОШАГОВОГО НАСТРАИВАЕМОГО УПРЕДИТЕЛЯ

О. В. Запорожец, Ж. Н. Полянская

В статье рассматривается задача адаптивного управления многомерным стохастическим объектом, описываемым уравнением авторегрессии - скользящего среднего. Предлагается алгоритм адаптивного управления на основе настраиваемого многошагового упредителя, являющийся обобщением ряда известных законов управления.

В статті розглядається задача адаптивного керування багатовимірним стохастичним об'єктом, що описується рівнянням авторегресії - ковзного середнього. Пропонується алгоритм адаптивного керування на основі настроюваного багатокрокового випереджувача, який є узагальненням ряду відомих законів керування.

Adaptive control problem for multidimensional ARMAX object is presented. Proposed adaptive control algorithm is based on tuned multistep predictor and can be considered as a generalisation of several known algorithms.

В статье рассматривается задача адаптивного управления при наличии ограничений объектом, описываемым многомерным уравнением авторегрессии - скользящего среднего с управляемыми и неуправляемыми наблюдаемыми входами и возмущениями типа нормального стационарного случайного процесса с дробно-рациональной спектральной плотностью и временными запаздываниями во входных каналах.

Итак, пусть объект управления описан разностным уравнением

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-d}B(z^{-1})u(t) + C(z^{-1})w(t) + z^{-p}D(z^{-1})z(t) + EI_s, \quad (1)$$

где $y(t)$, $u(t)$, $w(t)$, $z(t) - (s \times 1)$, $(r \times 1)$, $(s \times 1)$, $(g \times 1)$ - векторы выходов, управлений, неизмеряемых и измеряемых возмущений соответственно, $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$, $C(z^{-1})$, $D(z^{-1})$ - $(s \times s)$, $(s \times r)$, $(s \times s)$, $(s \times g)$ - λ - матрицы степени n_A , n_B , n_C , n_D соответственно, $E = \text{diag}(e_1, e_2, \dots, e_s) - (s \times s)$ - матрица, задающая уровень выходного сигнала при нулевых входах, I_s - вектор, состоящий из единиц, z^{-1} - оператор сдвига назад, d и p - времена чистого запаздывания по соответствующим каналам.

Относительно объекта (1) принимаются следующие допущения:

$$A(z^{-1}) = I + \tilde{A}(z^{-1}), \quad (A(0) = I),$$

$$B(z^{-1}) = B_0 + \tilde{B}(z^{-1}), \quad \text{rank} B_0 = \min\{s, r\},$$

$C(z^{-1}) = I + \tilde{C}(z^{-1})$, $((C)(0) = I)$, $\det C(z^{-1})$ - гурвицев полином,

$$D(z^{-1}) = D_0 + \tilde{D}(z^{-1}),$$

I - единичная матрица,

$$M\{w(t)\} = 0, \quad M\{w(t)w^T(t)\} = P_w < \infty,$$

$M\{\bullet\}$ - оператор математического ожидания.

Задачу управления объектом (1) будем решать на основе квазипрямого подхода к синтезу адаптивных систем [1-6], для чего исходное описание необходимо привести к форме упредителя. Поскольку управляющая переменная запаздывает по отношению к выходной, как минимум, на d тактов, при вычислении управлений необходимо иметь d -шаговый прогноз $\hat{y}(t+d|t) = M\{y(t+d)\}$. Запишем критерий прогнозирования

$$J^P = M\{\|y(t+d) - \hat{y}(t+d|t)\|^2\}. \quad (2)$$

Используя теорему о делении λ - матриц [7], запишем соотношение между $A(z^{-1})$ и $C(z^{-1})$ вида

$$C = AF + z^{-d}G,$$

$$\text{где } F(z^{-1}) = I + F_1z^{-1} + \dots + F_{d-1}z^{-d+1},$$

$$G(z^{-1}) = G_0 + G_1z^{-1} + \dots + G_{n_A-1}z^{-n_A+1}.$$

Существуют λ - матрицы F' , G' , C' (не обязательно единственные) такие, что

$$F'G = G'F, \quad F'(0) = I, \quad \det F' = \det F,$$

$$C'F = F'C, \quad C'(0) = I, \quad \det C' = \det C,$$

$$C = F'A + g^{-d}G'.$$

Очевидны следующие преобразования:

$$F'Ay(t) = F'Bu(t-d) + F'Cw(t) + F'Dz(t-p) + F'EI_s,$$

$$(C' - z^{-d}G')y(t) = F'Bu(t-d) + F'Cw(t) + F'Dz(t-p) + F'EI_s,$$

$$C'y(t) - C'Fw(t) = G'y(t-d) + F'Bu(t-d) + F'Dz(t-p) + F'EI_s,$$

$$C'y(t) - C'Fw(t) - C'\hat{y}(t|t-d) = G'y(t-d) + F'Bu(t-d) + F'Dz(t-p) + F'EI_s - \hat{y}(t|t-d) - \tilde{C}'\hat{y}(t|t-d),$$

после чего несложно записать выражение для оптималь-

ного упредителя

$$\hat{y}(t|t-d) = G'y(t-d) + F'Bu(t-d) + F'Dz(t-p) + F'EI_s - \tilde{C}'\hat{y}(t|t-d). \quad (3)$$

Введем вектор

$$\begin{aligned} \varphi(t) = & (y^T(t-d), \dots, y^T(t-d-n_A+1), u^T(t-d), \dots \\ & \dots, u^T(t-2d-n_B+1), z^T(t-p), \dots \\ & \dots, z^T(t-p-n_D+1), 1, -\hat{y}^T(t-1|t-d-1), \dots \\ & \dots, -\hat{y}^T(t-n_C|t-n_C-d))^T \end{aligned}$$

и $sn_A + r(d+n_B) + g(d+n_D) + 1 + sn_C$ $s \times s$ - матрицу

$$X(t) = I \otimes \varphi(t) = \begin{pmatrix} \varphi(t) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \varphi(t) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \varphi(t) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \varphi(t) \end{pmatrix},$$

где \otimes - символ тензорного произведения. Тогда оптимальный d - шаговый упредитель можно записать в виде псевдолинейной регрессии

$$\hat{y}(t|t-d) = X^T(t)\theta,$$

где $\theta - (n_\theta \times 1) = (sn_A + r(d+n_B) + g(d+n_D) + 1 + sn_C) s \times 1$ - вектор параметров, подлежащих определению.

Расширим задачу и преобразуем описание объекта управления к форме d -шагового упредителя, полагая при этом, что качество прогнозирования оценивается при помощи квадратичного критерия вида

$$J^p = M \left\{ \left\| P(z^{-1})(y(t+d) - \hat{y}(t+d|t)) \right\|^2 \right\}, \quad (4)$$

где $P(z^{-1})$ передаточная функция обобщенного линейного фильтра

$$P(z^{-1}) = \frac{P_N(z^{-1})}{P_D(z^{-1})} = \frac{1 + p_1^N z^{-1} + p_2^N z^{-2} + \dots}{p_0 + p_1^D z^{-1} + p_2^D z^{-2} + \dots},$$

$P_N(z^{-1}), P_D(z^{-1})$ - некоторые заданные устойчивые полиномы.

Введем в рассмотрение отфильтрованный выход объекта $x(t) = P(z^{-1})y(t)$ и найдем его прогноз $\hat{x}(t|t-d) = M\{x(t)\}$. По аналогии с предыдущим запишем матричные соотношения

$$P_N C = A F P_D + g^{-d} G,$$

$$F'G = G'F, \quad F'(0) = I, \quad \det F' = \det F,$$

$$C'F = F'C, \quad C'(0) = I, \quad \det C' = \det C,$$

$$P_N C' = F'AP_D + z^{-d} G'$$

и цепочку очевидных преобразований

$$F'AP_N y(t) = F'P_N Bu(t-d) + F'P_N Cw(t) + F'P_N Dz(t-p) + F'P_N EI_s,$$

$$F'AP_D x(t) = F'P_N Bu(t-d) + F'P_N Cw(t) + F'P_N Dz(t-p) + F'P_N EI_s,$$

$$(P_N C' - z^{-d} G')x(t) = F'P_N Bu(t-d) + F'P_N Cw(t) + F'P_N Dz(t-p) + F'P_N EI_s,$$

$$P_N C' x(t) - F'P_N Cw(t) = F'P_N Bu(t-d) + F'P_N Dz(t-p) + F'P_N EI_s + G'x(t-d),$$

$$C'P_N x(t) - C'FP_N w(t) = F'P_N Bu(t-d) + F'P_N Dz(t-p) + F'P_N EI_s + G'x(t-d),$$

$$C'x(t) - C'Fw(t) = F'Bu(t-d) + F'Dz(t-p) + F'EI_s + P_N^{-1} G'x(t-d).$$

Тогда уравнение объекта с отфильтрованным выходом можно записать в виде

$$x(t) = (C')^{-1} F' Bu(t-d) + (C')^{-1} F' Dz(t-p) + (C')^{-1} F' EI_s + (P_N C')^{-1} G' x(t-d) + Fw(t) \quad (5)$$

или

$$x(t) = F' Bu(t-d) + F' Dz(t-p) + F' EI_s + P_N^{-1} G' x(t-d) - \tilde{C}' x(t) + C' Fw(t).$$

Продолжая выкладки

$$C'x(t) - \hat{x}(t|t-d) - Fw(t) = F' Bu(t-d) + F' Dz(t-p) + F' EI_s + P_N^{-1} G' x(t-d) - \hat{x}(t|t-d) - \tilde{C}' \hat{x}(t|t-d),$$

получаем выражение для оптимального упредителя

$$\hat{x}(t|t-d) = P_N^{-1} G' x(t-d) + F' Bu(t-d) + F' Dz(t-p) + F' EI_s - \tilde{C}' \hat{x}(t|t-d). \quad (6)$$

Вводя вектор

$$\begin{aligned} \tilde{x}(t) = & (\hat{x}^T(t-d), \dots, \hat{x}^T(t-d-n_A+1), \\ & u^T(t-d), \dots, u^T(t-n_B-2d+1), \\ & z^T(t-p), \dots, z^T(t-p-n_D-d+1), 1, \\ & -(\hat{x}^T(t-1|t-d-1), \dots, -\hat{x}^T(t-n_C|t-n_C-d))^T \end{aligned}$$

и матрицу

$$X(t) = I \otimes \tilde{x}(t),$$

где $\tilde{x}(t) = P_N^{-1} x(t) = P_D^{-1} y(t)$, запишем упредитель в форме псевдолинейной регрессии

$$\tilde{x}^T(t|t-d) = X^T(t)\theta.$$

Для оценивания параметров предложенных упредителей можно воспользоваться различными рекуррентными процедурами, которые можно представить в обобщенной форме

$$\begin{cases} \hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + (I \otimes \Gamma(t))X(t)(x(t) - \hat{x}(t)) = \\ = \hat{\theta}(t-1) + I \otimes (\Gamma(t)\varphi(t))(x(t) - \hat{x}(t)), \end{cases} \quad (7)$$

где $\theta - (n_\theta \times 1)$ - вектор оценок параметров настраиваемого упредителя $\hat{x}(t) = X^T(t)\hat{\theta}(t-1)$ на t -й итерации уточнения, $\Gamma(t)$ - коэффициент усиления, который определяется конкретным алгоритмом идентификации. Так, например, широко распространенному алгоритму Качмажа соответствует $\Gamma(t) = \|\varphi(t)\|^{-2}$, стохастической аппроксимации $-\Gamma(t) = \left(\sum_{i=1}^t \varphi^T(i)\varphi(i) \right)^{-1}$, методу наименьших квадратов $-\Gamma(t) = \left(\sum_{i=1}^t \varphi(i)\varphi^T(i) \right)^{-1}$ и т.д.

Задачу синтеза квазипрямого адаптивного алгоритма управления рассмотрим с позиций стохастического программирования, когда требуется минимизировать функцию

$$J_t^C = M \left\{ \left\| R(z^{-1})y^*(t+d) - P(z^{-1})y(t+d) \right\|_{Q_1}^2 + \left\| M(z^{-1})u(t) \right\|_{Q_2}^2 \right\}. \quad (8)$$

Здесь $y^*(t+d)$ - некоторая желаемая s -мерная траектория движения объекта, $R(z^{-1}), P(z^{-1})$ - передаточные функции фильтров, $M(z^{-1}) = I + M_1 z^{-1} + M_2 z^{-2} + \dots = I + \tilde{M}(z^{-1})$ - устойчивая λ -матрица, Q_1 и $Q_2 - (s \times s)$ и $(r \times r)$ - неотрицательно определенные симметрические весовые матрицы. Передаточные функции фильтров $R(z^{-1}), P(z^{-1}), M(z^{-1})$ определяют характер переходных процессов в системе, влияют на расположение нулей и полюсов замкнутой системы, вводят астатизм по управлению и т.д., матрицы Q_1 и Q_2 ограничивают амплитуды ошибок и управлений. Параметры критерия $R(z^{-1}), P(z^{-1}), M(z^{-1}), Q_1, Q_2$ могут задаваться либо априорно, либо на более высоком уровне координации адаптивной системы управления.

Вводя отфильтрованные переменные

$$x^*(t+d) = R(z^{-1})y(t+d),$$

$$x(t+d) = P(z^{-1})y(t+d),$$

критерий (8) можно переписать в виде

$$J_t^C = M \left\{ \left\| x^*(t+d) - x(t+d) \right\|_{Q_1}^2 + \left\| u(t)\tilde{M}(z^{-1})u(t) \right\|_{Q_2}^2 \right\} =$$

$$= M \left\{ \left\| x^*(t+d) - \tilde{x}(t+d|t) - \tilde{w}(t+d) \right\|_{Q_1}^2 + \left\| u(t) + \tilde{M}(z^{-1})u(t) \right\|_{Q_2}^2 \right\} \quad (9)$$

где $\tilde{x}(t+d|t)$ прогноз, полученный с помощью d -шагового оптимального упредителя с отфильтрованным выходом, $\tilde{w}(t+d) = F(z^{-1})w(t+d)$.

Для синтеза закона управления упредитель, представленный в форме псевдолинейной регрессии

$$\tilde{x}(t+d|t) = X^T(t+d)\theta, \quad (10)$$

удобнее записать в несколько иной форме. Для этого запишем вектор $\varphi(t+d)$ в виде

$$\begin{aligned} \varphi(t+d) = & u^T(t); u^T(t-1), \dots, u^T(t-n_B-d-n_p+1), \\ & z^T(t-p+d), \dots, z^T(t-p+n_D+1-n_p), 1, y^T(t), \dots, \\ & y^T(t-n_G-d-n_p), -\tilde{x}^T(t-1+d|t-1), \dots, \\ & -\tilde{x}^T(t-n_C-n_p+d|t-n_C-n_p) \end{aligned} \quad (11)$$

после чего (10) можно представить в виде

$$\tilde{x}(t+d|t) = L_0 u(t) + L_1 \psi(t) = L_\varphi(t+d), \quad (11)$$

где $L_0, L_1, L - (s \times r)$, $(s \times (n_\theta - sr)s^{-1})$, $(s \times n_\theta s^{-1})$ - матрицы параметров оптимального упредителя, подлежащие определению. Соотношение между формами упредителей (10) и (11) задается выражением

$$X^T(t+d)\theta = (I \otimes \varphi(t+d))^T \theta = L_\varphi(t+d),$$

а расположение элементов в матрице L может быть найдено с помощью следующей процедуры: пусть номера элементов вектора θ пробегает все значения $i = 1, 2, \dots, n_\theta$, а индексы элементов матрицы $L - j = 1, \dots, s$; $l = 1, \dots, n_\theta s^{-1}$. Всегда найдется пара k, k' ($k = 0, 1, \dots, s-1$; $k' = 1, \dots, n_\theta s^{-1}$) такая, что $i = kn_\theta s^{-1} + k'$. Тогда i -му элементу вектора θ

$$k \frac{n_\theta}{s} < i = k \frac{n_\theta}{s} + k' \leq (k+1) \frac{n_\theta}{s}$$

соответствует jl -элемент матрицы L : $j = k+1$, $l = k'$. Несложно видеть, что первые r столбцов матрицы L образуют матрицу L_0 .

Поскольку в процессе идентификации проще восстанавливать вектор θ , а управление удобнее рассчитывать с помощью L , подобный пересчет является необходимым этапом. Тогда критерий (9) можно записать в виде

$$J_t^C = M \left\{ \left\| x^*(t+d) - L_0 u(t) - L_1 \psi(t) - \tilde{w}(t+d) \right\|_{Q_1}^2 \right\} + \left\| u(t)\tilde{M}(z^{-1})u(t) \right\|_{Q_2}^2, \quad (12)$$

а поскольку $\tilde{w}(t+d)$ не коррелирует с $u(t)$, $x^*(t+d)$,

$\psi(t)$ (12) можно преобразовать к виду

$$J_t^C = \|x^*(t+d) - L_0 u(t) - L_1 \psi(t) + \left\|_{Q_1}^2 + \|u(t) \tilde{M}(z^{-1}) u(t)\|_{Q_2}^2 + M \left\{ \|\tilde{w}(t+d)\|_{Q_1}^2 \right\} = (x^*(t+d)^T Q_1 x^*(t+d) - 2x^*(t+d)^T \times Q_1 L_1 \psi(t) + \psi^T(t) L_1^T Q_1 L_1 \psi(t)) + (\tilde{M}(z^{-1}) u(t))^T Q_2 \tilde{M}(z^{-1}) u(t) + M \left\{ \|\tilde{w}(t+d)\|_{Q_1}^2 \right\} - 2(x^*(t+d)^T Q_1 L_0 - \psi^T(t) L_1^T Q_1 L_0 - (\tilde{M}(z^{-1}) u(t))^T Q_2) u(t) + u^T(t) (L_0^T Q_1 L_0 + Q_2) u(t), \quad (13)$$

после чего несложно определить минимум квадратичной формы (13)

$$u^*(t) = (L_0^T Q_1 L_0 + Q_2)^{-1} (L_0^T Q_1 L_1 x^*(t+d) - L_0^T Q_1 L_1 \psi(t) - Q_2 \tilde{M}(z^{-1}) u^*(t)). \quad (14)$$

Поскольку в рамках рассматриваемой задачи корректен принцип стохастической эквивалентности, естественно в законе управления (14) заменить истинные значения параметров их оценками, полученными в процессе идентификации, и вычислить управляющие воздействия

УДК 681.5.015

КОНЦЕПТУАЛЬНОЕ И МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ УПРАВЛЕНИЯ В СЛОЖНЫХ СИСТЕМАХ

А. А. Малафеева

Предлагается концепция моделирования сложных систем, основанная на использовании аппарата дифференциальной геометрии, алгебр и групп Ли. Такой подход дает возможность исследовать динамику неинтегрируемых систем на основе аналитического расчета траекторий эталонной системы и определения количественной оценки отклонения траекторий реальной системы от траекторий эталонной системы в любой точке фазового пространства.

The concept of modeling of complex systems based on use of the device of differential geometry, algebras and groups of Lie is offered. Such approach enables to investigate dynamics of non-integration systems on the basis of analytical account of trajectories of reference system and definition of a quantitative estimation of a deviation of trajectories of real system from trajectories of reference system in any point of phase space.

Идея Н. Винера о единстве законов управления в живых организмах и машинах, положенная в основу кибернетики, сыграла важную роль в развитии технических систем. Однако попытки использования этой логики для управления в системах другой природы не увенчались такими же успехами [1, 2]. Причина этого

согласно выражению:

$$u(t) = \left(\hat{L}_0^T(t) Q_1 \hat{L}_0(t) + Q_2 \right)^{-1} \times \left(\hat{L}_0^T(t) Q_1 x^*(t+d) - \hat{L}_0^T(t) Q_1 \hat{L}_1 \psi(t) - Q_2 \tilde{M}(z^{-1}) u(t) \right). \quad (15)$$

Таким образом, получен закон квазипрямого локально-оптимального адаптивного управления объектом (1) на основе многошагового настраиваемого упредителя, являющийся обобщением ряда известных алгоритмов таких, как регулятор Койво, Кларка-Гофтропа, Острема, Гудвина-Рэмеджа-Кейнеса, Бориссона и др.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Astrom K.-J. Theory and application of adaptive control: a survey // Automatica. - 1983. - 19. - N 5. - P. 471-486.
2. Narendra K.S., Annaswamy A.M. Recent trends in adaptive control theory // J. Soc. Instrum. and Contr. Eng. - 1984. - 23. - N 5. - P. 441-448.
3. Kumar P.R. A survey of some results in stochastic adaptive control // SIAMJ. Contr. and Optim. - 1985. - 23. - N 3. - P. 441-448.
4. Wittenmark B. Stochastic adaptive control methods: a survey // Int. J. Contr. - 1975. - 21. - N 5. - P. 705-730.
5. Martin-Sanchez J.M. Adaptive control for time-variant processes // Int. J. Contr. - 1986. - 44. - N 2. - P. 315-329.
6. Bayomi M.M., Wong K.J., El-Bagouri M.A. A self-tuning regulator for multivariable systems // Automatica. - 1981. - 17. - N 4. - P. 575-592.
7. Ланкастер П. Теория матриц. - М.: Наука, 1978. - 280 с.

Надійшла 18.01.99

заключается в некорректности рассмотрения живых систем как замкнутых, что было доказано Л. фон Берталанди [3].

Сложные системы, главным образом, живые, демонстрируют на разных уровнях организации множество принципов и алгоритмов управления, основная часть которых не только не используется в техногенных системах, но и вообще не изучена. В технике автоматического регулирования доминируют только два принципа управления: по отклонению и по возмущению. Гомеостатическое, координирующее и др. принципы управления являются объектами интенсивного изучения с целью применения в различных областях техники, медицины, экономики и др., но эффективного практического использования в настоящее время не нашли. Непосредственное применение классического принципа обратной связи в сложных системах во многих случаях не только не приводит к желаемым результатам, но и часто служит причиной ошибок [4].

Таким образом, практическая потребность в изучении сложных систем определяет актуальность исследования принципов управления как в плане методологии, так и математического описания.

Анализ концептуальных и математических моделей сложных систем свидетельствует о том, что процессы управления в системах с эволюцией существенно отличаются от тех, что рассматриваются в классической теории управления в динамических системах. Само определение эволюции и выделение систем с эволюцией в отдельный класс предусматривает наличие особенностей в процессах управления таких систем [5, 6].

Концептуальные модели эволюционных процессов, рассмотренные в [5,6], позволяют четко выделить в эволюционном движении следующие этапы:

- 1) хаотическое движение;
- 2) самоорганизация движения;
- 3) упорядоченное движение.

Эти же этапы можно выделить в динамике неинтегрируемых и диссипативных систем:

- 1) хаотическое движение;
- 2) самоорганизация движения от хаоса к аттрактору;
- 3) упорядоченное движение, соответствующее аттрактору.

Такой тип динамики могут иметь как большие диссипативные системы, включающие множество подсистем и описываемые большим числом переменных, так и динамические системы с порядком $n \geq 3$ и имеющие нелинейность. Возможность хаотической динамики в системах с нелинейностью порядка $n = 3$ и выше, отмечена в работах, например, [4, 7] и подтверждается простыми примерами [8]. Поэтому под сложной системой будем понимать систему с определенным типом динамики, а именно, соответствующей модели эволюционного процесса, и такие системы будем называть системами с эволюцией.

Наличие аттрактора в системе свидетельствует о том, что в результате ее предыстории, т.е. предыдущих этапов эволюции, в ней содержится информация и механизм реализации этой информации в состояниях системы о цели функционирования системы (цель функционирования - движение к аттрактору). Кроме того, процессы самоорганизации движения от хаоса к аттрактору свидетельствуют о наличии внутренних управляющих процессов.

Итак, анализ динамики систем с эволюцией выявляет следующие важные особенности, связанные с проблемой управления такими системами:

- 1) наличие цели управления (цели функционирования), связанной с собственно существованием системы;
- 2) наличие внутренних процессов управления, связанных с достижением цели функционирования и, соответственно, подсистемы управления, как механизма реализации этих процессов.

Эти особенности логически выявляют ряд проблем,

связанных с управлением в сложных системах.

Становится очевидным невозможность подходов к управлению в таких системах, выработанных классической ТАУ для консервативных интегрируемых динамических систем. Невозможность использования традиционных принципов управления связана, прежде всего, с невозможностью формирования траекторий движения посредством изменения параметров. Во-первых, потому что движение на стадии хаоса не имеет траекторного характера, т.е. оно вообще не связано с какой-либо траекторией. Мы можем лишь указать область фазового пространства, где с определенной вероятностью в данный момент находится изображающая точка. Во-вторых, что движение является хаотическим и его параметры не имеют непосредственной зависимости от параметров системы.

Кроме того, наличие аттрактора и определенной "программы" самоорганизации движения к этому аттрактору ставит вопрос о взаимодействии этих внутренних управляющих процессов с внешними управлениями. Как показывает опыт создания многих сложных технических систем, вмешательство человека в сложные природные системы, некоторый опыт в управлении социальными и этническими системами, наложение на сложные системы внешних управлений часто приводят к разрушению не только их синергетических программ (т.е. внутренних самоорганизационных процессов), но к разрушению самих систем, часто столь трагичному, насколько трагичными могут быть крупномасштабные катастрофы [4]. Возникает вопрос о возможности управления вообще в системах с эволюцией и, в случае положительного ответа, о критериях, в соответствии с которыми следует формировать это управление.

Что касается возможности управления вообще в системах с эволюцией, то на этот вопрос существуют различные точки зрения, выражающие как утвердительный ответ, так и отрицательный. В [1] высказывается следующее мнение: "...попытки управлять законами функционирования природных систем или внутренними механизмами биосферы привели к печальным последствиям..., поэтому не стоит этим заниматься...". В [4] звучит следующая точка зрения: "...представляется весьма перспективным для развития современной теории управления осуществить попытку переноса ... свойств синергетических систем на конструируемые системы управления нелинейными техническими объектами... Эта фундаментальная проблема отличается от синергетики тем, что не отыскивает возможные диссипативные структуры, а формирует, "навязывает" нужные нам структуры для решения различных задач...".

Анализируя различные точки зрения, необходимо отметить, что человек не вправе уже отказываться от управления в сложных системах по следующим причинам. Во-первых, сама сущность человека направлена, как известно, Всевышним на то, чтобы "наполнять зем-

лю и обладать ею". По мнению Л.Н.Гумилева человек, как и другие живые существа, обменивается со средой веществом и энергией, но отличается от них тем, что почти все необходимое для существования он добывает трудом. Иными словами, он взаимодействует с природой не только как биологическое, но и как социальное существо. При этом социальные закономерности развития человечества не отменяют действия законов природы [9]. Во-вторых, вмешательство человека в естественный ход событий началось уже со времен Адама и Евы и выйти из этого процесса просто невозможно. В-третьих, сложными стали и многие искусственные системы, созданные самим человеком. Следовательно, вмешательство человека в процессы развития сложных систем неизбежно, но оно должно быть таким, чтобы оно не противоречило законам природы, т. е. всегда осуществлялся принцип "кесарево - кесарю, а божие - богу". Именно поэтому вопросом первостепенной важности является оценка возможностей, определение границ и формирование алгоритмов управления. Однако, очевидно, что это управление невозможно реализовать без учета особенностей сложных систем и без разработки фундаментальной теории управления такими системами. Возможность управления в сложных системах доказывает наличие процессов самоорганизации, которые есть суть внутреннее управление. Поэтому внешнее управление также возможно, но оно должно быть согласовано с синергетикой системы.

Следует отметить, что введение управлений в сложные системы не только возможно, но и необходимо. Если рассматривать процессы деградации как обратные к эволюции, то такими процессами, следовательно, также возможно управлять. Необходимость же управления такими процессами часто диктуется соображениями безопасности или даже выживания человека (экстремальные условия экологических катастроф, лечебные воздействия на больной организм и т.д.). Поэтому сформулируем условия и принципы введения управления в сложные системы.

Само понятие управления в сложных системах существенно отличается от понятия управления в классической теории автоматического управления, которое подразумевает компенсацию отклонения выходных координат от заданных значений (управление по отклонению), либо компенсацию возмущающих воздействий (управление по возмущению), либо и того, и другого (комбинированное управление) по принципу обратной связи. При этом критериями управления являются устойчивость системы по Ляпунову, выполнение ограничений на время переходных процессов (быстродействие) и достигаемая точность.

Под управлением в сложных системах будем понимать обеспечение достижения системой некоторого заданного аттрактора. Такой подход не противоречит из-

вестным вариантам постановки задачи синтеза управлений в различных конкретных системах.

Таким образом, целью управления в сложных системах является достижение системой некоторого заданного состояния. Это желаемое состояние системы определяется заданным аттрактором, а задачей управления является, соответственно, "проведение" системы из произвольного состояния к заданному аттрактору. Основным требованием при этом является неразрушение системы и обеспечение эффективности ее функционирования.

В соответствии с принятой концепцией математического моделирования динамики сложных систем, произвольное состояние системы есть многообразие $P_0(x^i)$. Система есть поле кососимметричных тензоров (форм объема фазового пространства $\omega(p_i, g_j)$). Динамика системы изображается фазовым потоком. Динамические свойства системы оцениваются по скорости сжатия фазового потока при перемещении изображающей области фазового пространства в некотором заданном направлении (векторное поле i) по величине производной Ли $\mathcal{L}\omega(p_i, g_j)$. Показано, что для диссипативных систем $\mathcal{L}\omega(p_i, g_j) < 0$. При достижении аттрактора

$$\mathcal{L}\omega|_A = 0.$$

Проведем анализ полученной модели динамики с точки зрения решения задачи управления. Во-первых, будем использовать тот факт, что сужение производной Ли от формы объема на аттракторе равно нулю. Этот факт можно использовать как для идентификации имеющихся у системы аттракторов, так и для конструирования заданного. Так как $\mathcal{L}\omega(p_i, g_j) = d[\omega(\zeta)]$, т.е. производная Ли так же есть форма, причем точная форма, то задача отыскания аттракторов сведется к отысканию подмногообразий, на которых форма является замкнутой. Таким образом, каждый аннулятор производной Ли $\mathcal{L}\omega(p_i, g_j)$ является аттрактором системы. В соответствии с теоремой Фробениуса набор $\{\alpha_i, i = 1, \dots, m\}$ полей линейно-независимых форм в открытой области U n -мерного многообразия M замкнут, тогда и только тогда, когда существуют функции $\{P_{ij}, Q_j, i, j = 1, \dots, m\}$ такие, что

$$\alpha_i = \sum_{j=1}^m P_{ij} \cdot dQ_j.$$

В силу леммы Пуанкаре о локальной точности замкнутых форм такое разложение на аттракторе должно существовать всегда.

Таким образом, $\mathcal{L}\omega(p_i, g_j) = d[\omega(\zeta)]$ равна нулю всюду, где $\omega(\zeta)$ замкнута, т.е. на всех подмногообразиях Q_j , удовлетворяющих соотношению

$$\omega(i) = \sum_{j=1}^m P_{ij} \cdot dQ_j.$$

Следовательно, определение подмножеств Q_i , (гиперповерхностей) есть определение аттракторов системы. Соответственно, задание гиперповерхностей Q_j есть задание аттракторов системы. Рассмотрим, какова природа самоорганизации в диссипативных системах. Известно, что в консервативных системах имеет место сохранение фазового объема при эволюции системы во времени. Это явление сформулировано как теорема Лиувилля. Даже в системах с хаотическим движением при сохранении фазового объема часть потока испытывает сжатие, а часть - растягивается (системы с перемеживанием, модели которых известны как "преобразование пекаря" и "подкова"). Однако, эволюционируя во времени, эти части фазового потока перемешиваются, в результате чего фазовый поток равномерно заполняет некоторую область фазового пространства. При этом наступает состояние равновесия, а информация о начальном состоянии полностью утрачивается. Очевидно, для отбора состояний системы в соответствии с некоторым критерием требуется определенное количество энергии и информации. В фазовом пространстве это будет соответствовать сосредоточению состояний системы в некоторой ограниченной области. Глубина такого отбора может характеризовать уровень организованности системы. Равномерное распределение ("растекание") фазового потока по области фазового пространства соответствует усреднению, выравниванию состояний и, "соответственно", уменьшению уровня организованности системы.

В диссипативных системах в результате эволюции из состояний системы отбираются лишь те, которые соответствуют аттрактору, т.е. по сравнению с исходным, уровень организованности системы возрастает. Поскольку движение к аттрактору происходит благодаря сжатию фазового потока, обусловленного диссипацией, то основой механизма самоорганизации следует считать процессы диссипации. Происходящее сжатие

фазового потока можно рассматривать при этом как эквивалентное воздействие на поле форм фазового объема некоторого векторного поля, с которым свертывается форма объема. Для возможности свертки необходимо повторение индексов у компонент формы и компонент векторов деформирующего поля. Поскольку диссипативные процессы, как правило, недетерминированы, то высокая вероятность совпадения индексов может быть обеспечена лишь при большой размерности компонент. Это положение согласуется с принципом необходимого разнообразия, сформулированном Эшби [10].

Выполняя требование неразрушения системы, внешнее управление должно иметь ту же природу, что и внутренние процессы управления. То есть внешнее управление сложной системой должно представлять векторное поле, изменяющее объем фазового потока заданным образом.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. *Прангишвили И.В.* Особенности управления предсказуемым и устойчивым развитием страны // Приборы и системы управления.- 1996.- N 12.- С. 1-8.
2. *Гиг Дж. Ван.* Прикладная общая теория систем . Пер. с англ. В 2-х кн. -М.: Наука, 1981. Кн. 1.- 366 с. Кн. 2.- 733 с.
3. *Берталанфи фон Л.* Общая теория систем - критический обзор/ Исследования по общей теории систем. - М.: Прогресс, 1969. - 520с.
4. *Колесников А. А.* Синергетическая теория управления. - Таганрог, ТГРТУ. - М.: Энергоатомиздат, 1994. - 344 с.
5. *Малафеева А.А.* О моделировании биологических систем // Физика и радиоэлектроника в медицине и биотехнологии. Материалы Всероссийской научно-технической конференции. 18-20 мая 1994., Владимир, ВлГУ.- 1994.-С.131-133.
6. *Малафеева А.А.* Синтез алгоритма управления в сложной системе с эволюцией/ Конверсия, приборостроение, рынок.// Материалы Всероссийской научно-технической конференции. 20 - 22 июня 1995, Владимир, ВлГУ.- 1995.- С. 141 -143.
7. *Rapoport A., Horvath W.J.* Thoughts on Organization Teory/ General Systems.- 1959.- N 4.- P. 87 - 91.
8. Патент РФ № 2076439/ Способ формирования колебаний синхронного двигателя / С.И.Малафеев, А.А.Малафеева, А.Ю.Лыков. Опубл. в БИ, 1997, №9.
9. *Гумилев Л.Н.* Этносфера: История людей и история природы. _ М.: Экспрос, 1993.-544 с.
10. *Эшби У. Росс.* Введение в кибернетику/ Пер. с англ. М.: Издательство иностранной литературы, 1959. - 432 с.

Надійшла 27.01.99

АНАЛИЗ РОБАСТНОСТИ КОМБИНИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛЕММЫ БАРБАЛАТА

Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко, Е. В. Васильева

В [1] рассмотрен ряд комбинированных систем управления с наблюдателями. Ниже исследуется их робастность по отношению к динамической, параметрической и экзогенной неопределенностям объекта управления, исполнительных органов и чувствительных элементов. Исследование проводится с использованием леммы Барбалата. Выявлены факторы, способствующие повышению робастности систем управления. Дано сравнение различных методов исследования робастности.

У [1] розглянуто ряд комбінованих систем керування зі спостерігачами. Нижче досліджується їхня робастність стосовно динамічної, параметричної і екзогенної невизначеностей об'єкта керування, виконавчих органів і датчиків. Дослідження проводяться з використанням лемми Барбалата. Виявлено чинники, що сприяють підвищенню робастності систем керування. Дано порівняння різноманітних методів дослідження робастності.

In [1] the number of combined control systems with the observers is considered. It is investigated their robustness in relation to dynamic, parametrical and exogenous uncertainty of control object, actuators and sensors below. The research is carried out with use of a Barbalat lemma. The factors promoting increase of robustness of control systems are revealed. The comparison of various methods of a research of robustness is given.

ВВЕДЕНИЕ

Одной из сложных проблем современной теории управления является исследование робастности систем управления. К настоящему времени предложено большое количество методов исследования робастности [2-9]. (Перечень не претендует на полноту). Большая часть методов [3-5] предназначена для исследования робастности только линейных систем. Для исследования робастности нелинейных систем могут быть использованы методы скалярных [2] и векторных [7] функций Ляпунова, метод разложения сингулярно возмущенных систем [6], лемма Беллмана-Гронуолла [8]. В работе [9] для исследования робастности линейной стационарной системы успешно использована лемма Барбалата.

Целью данной статьи является исследование робастности нелинейной нестационарной системы управления с компенсатором комбинированного принципа действия с помощью леммы Барбалата и сравнение различных вариантов систем управления и методов исследования робастности.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Уравнение движения объекта задаются в виде

$$\dot{x}'_1 = A_{11}x'_1 + Bu + Gf, x_1 \in R^n, \quad (1.1)$$

$$\dot{x}_r = A_{21}x'_1 + A_{22}x_r + B_r u + G_r f, \quad (1.2)$$

$$y = C_1 x'_1 + Ru + Hf, \quad (1.3)$$

где x_1, y_1 - векторы состояния основной и паразитной частей системы, y, u - векторы выходных и входных координат; $f = f(x_1, x_r, u, t)$ - вектор неопределенности, нелинейностей, нежелательных перекрестных связей и внешних (экзогенных) воздействий, допускающий существование и единственность решения системы (1.1), (1.2). Полагается, что $f(0, 0, 0, t)$ тождественно не равно нулю. Матрицы коэффициентов системы постоянны и достоверно известны. Предполагается, что тройка (A_{11}, B, C_1) полностью управляемая и наблюдаемая.

Ставится задача по уравнениям (1.1), (1.3) синтезировать компенсатор (управляющее устройство), обеспечивающий робастность системе по отношению к параметрической и экзогенной неопределенностям f и паразитной динамике (1.2).

В соответствии с [1, 6, 7] компенсатор состоит из наблюдателя

$$\dot{\hat{x}}_1 = A_{11}\hat{x}_1 + Bu + GD\hat{z} + L_0(C_1\hat{x} + HD\hat{z} + Ru - y), \quad (1.4)$$

$$\dot{\hat{z}} = F\hat{z} + L_z(C_1\hat{x} + HD\hat{z} + Ru - y), \hat{z} \in R^{k\alpha} \quad (1.5)$$

и закона управления

$$u = (E_m - K_2 R)^{-1} \times [-K_1 \hat{x}_1 - Q\hat{z} + K_2(C_1 \hat{x}_1 + HD\hat{z} + Ru - y)]. \quad (1.6)$$

В (1.4)-(1.6) \hat{x}_1 - оценка вектора x_1 ; $k = 0, 1, 2, \dots$; L_0, L_z, K_1, Q, K_2 - постоянные корректирующие матрицы;

$$D = [E_\alpha \quad 0]_{\alpha \times k\alpha}$$

$$N = [0 \quad E_\alpha^T]_{\alpha \times k\alpha}$$

$$E_\alpha = \text{diag} \underbrace{[1, 1, \dots, 1]}_\alpha$$

$$F_{k\alpha \times k\alpha} = \begin{bmatrix} 0 & E_\alpha & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & E_\alpha & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & E_\alpha \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}. \quad (1.7)$$

Построение компенсатора (1.4)-(1.7) требует дифференцируемости k раз ($k = 0, 1, 2, \dots$) вектора неопределенности по его аргументам.

Пусть ошибки наблюдателя \tilde{x}_1 определены зависимостью $\tilde{x}_1 = \hat{x}_1 - x_1'$. Тогда вычитание из уравнения (1.4) уравнения (1.1) и уравнение (1.5) с учетом (1.3) дают

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}_1 &= (A_{11} + L_0 C_1) \tilde{x}_1 + (G + L_0 H)(D\hat{z} - f), \\ \dot{\hat{z}} &= (F + L_z H D)\hat{z} + L_z(C_1 \tilde{x}_1 - Hf). \end{aligned} \quad (1.8)$$

Принимаются следующие обозначения:

$$\begin{aligned} s &:= \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \hat{z} \end{bmatrix}, A_2 := \begin{bmatrix} (A_{11} + L_0 C_1)(G + L_0 H)D \\ L_z C_1 & (F + L_z H D) \end{bmatrix}, \Phi_2 := \begin{bmatrix} G + L_0 H \\ L_z H \end{bmatrix}, \\ A_1 &:= A_{11} - BK_1, A_3 := A_{22}, \Phi_1 := G - BK_2 H, \\ \Gamma &:= [(K_2 C_1 - K_1), (K_2 H D - Q)], \Phi_3 := G_r - B_r K_2 H, \\ A_{31} &:= A_{21} - B_r K_1, \tilde{x}_1 = \hat{x}_1 - x_1'. \end{aligned} \quad (1.9)$$

С учетом обозначения $\tilde{x}_1 = \hat{x}_1 - x_1'$ и выражения (1.3) равенство (1.6) принимает вид

$$u = -K_1 \hat{x}_1 - Q\hat{z} + K_2 [C_1 \tilde{x}_1 + H(D\hat{z} - f)]. \quad (1.10)$$

Подстановка (1.10) в (1.1), (1.2) с обозначениями (1.9) дает уравнения

$$\dot{x}'_1 = A_1 x'_1 + B T s + \Phi_1 f, \quad (1.11)$$

$$\dot{s} = A_2 s - \Phi_2 f, \quad (1.12)$$

$$\dot{x}_r = A_3 x_r + A_{31} x'_1 + B_r T s + \Phi_3 f. \quad (1.13)$$

Для декомпозиции системы (1.11)-(1.13) на связанные только через f уравнения вводятся обозначения

$$x_1 := x'_1 + Xs, \quad x_2 := s, \quad x_3 := x_r + Ys + Zx'_1, \quad (1.14)$$

где X, Y, Z удовлетворяют уравнениям

$$\begin{aligned} XA_2 - A_1 X + B T &= 0, \quad YA_2 - A_3 Y = -B_r T + A_{31} X, \\ ZA_1 - A_3 Z + A_{31} &= 0. \end{aligned} \quad (1.15)$$

Если спектры матриц A_1, A_2, A_3 не пересекаются, что всегда можно сделать, то уравнения (1.15) имеют единственные решения [10]. Следует отметить, что, когда нормы матриц подчиняются соотношениям $\|A_2\| \gg \|A_1\| \gg \|A_3\|$ (эти условия всегда можно выполнить соответствующим назначением спектров матриц A_1, A_2), можно записать

$$X \approx -B T A_2^{-1}, \quad Y \approx -B_r T A_2^{-1}, \quad Z \approx -A_{31} A_1^{-1}. \quad (1.16)$$

Поскольку A_1 и A_2 формируются гурвицевыми, то A_1^{-1} и A_2^{-1} существуют. Обозначения (1.14) и уравнения (1.15) приводят систему (1.11)-(1.13) к виду

$$\dot{x}_i = A_i x_i + \Delta_i f, \quad i = 1, 2, 3, \quad (1.17)$$

где дополнительно к (1.14) принято

$$\Delta_1 := \Phi_1 - X\Phi_2, \quad \Delta_2 := \Phi_2, \quad \Delta_3 := \Phi_3 - Y\Phi_2 + Z\Delta_1, \quad (1.18)$$

2. ИССЛЕДОВАНИЕ РОБАСТНОСТИ

Определение робастности дано в приложении А. Решение уравнения (1.17) имеет вид

$$x_i(t) = \exp(A_i t) x_i(0) + \int_0^t \exp[A_i(t-\tau)] \Delta_i f(\tau) d\tau. \quad (2.1)$$

Полагая, что матрицы A_i имеют только простые собственные значения (что можно всегда сделать за счет матрицы K_1 в (1.9)), взяв нормы левой и правой частей уравнения (2.1) и используя (B.2), можно записать

$$\begin{aligned} \|x_i(t)\| &\leq \|x_i(0)\| m_i \exp(-\alpha_i t) + m_i \|\Delta_i\| \int_0^t \exp[-\alpha_i(t-\tau)] \times \\ &\times \|f(\tau)\| d\tau, \end{aligned} \quad (2.2)$$

где $\alpha_i = -\max[\operatorname{Re}(\lambda(A_i))]$ - степень устойчивости матрицы A_i , m_i - число обусловленности. В отношении вектора неопределенности f с учетом (1.6), (1.9), (1.14) будет полагаться следующее:

$$\begin{aligned} \|f(x'_1, x_r, u, t)\| &= \|f(x_1, x_2, x_3, t)\| \leq \|f'(x_1, x_2, x_3)\| + f_0, \\ \|f'(x_1, x_2, x_3)\| &\leq \chi_1 \|x_1\| + \chi_2 \|x_2\| + \chi_3 \|x_3\|, \end{aligned} \quad (2.3)$$

где $\chi_1, \chi_2, \chi_3, f_0$ - положительные константы. В этом случае правая часть в (2.2) является мажорантой для $\|x_i(t)\|$, описываемой линейным уравнением с составляющей

$$\begin{aligned} m_i \alpha_i^{-1} \|\Delta_i\| f_0 [1 - \exp(-\alpha_i t)], \\ \text{которая асимптотически стремится к значению} \\ a_i f_0, \quad a_i = m_i \alpha_i^{-1} \|\Delta_i\|. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Исследуем робастность по отношению к неопределенности f' , введенной в (2.3). Заменим в (2.2) $\|f\|$ на $\|f'\|$ из (2.3) и проинтегрируем неравенство (2.2). Тогда с учетом (C.1) приложения интеграл в правой части (2.2) можно представить в виде

$$\int_0^t \int_0^t \exp[-\alpha_i(t-\tau)] \|f'(\tau)\| (d\tau) dt =$$

$$= \int_0^{\infty} \exp(-\alpha_i t) dt \int_0^{\infty} \|f'\| dt = \alpha_i^{-1} \int_0^{\infty} \|f'\| dt. \quad (2.5)$$

Последовательная подстановка (2.3) в (2.5), а (2.5) в проинтегрированное соотношение (2.2) дает соотношение

$$\int_0^{\infty} \|x_i(t)\| dt \leq \|x_i(0)\| m_i \alpha_i^{-1} + m_i \alpha_i^{-1} \|\Delta_i\| (\chi_1 \int_0^{\infty} \|x_1(t)\| dt + \chi_2 \int_0^{\infty} \|x_2(t)\| dt + \chi_3 \int_0^{\infty} \|x_3(t)\| dt), \quad i = 1, 2, 3. \quad (2.6)$$

Приняв обозначения

$$P_i := \|x_i(0)\| m_i \alpha_i^{-1}, \quad a_i := m_i \alpha_i^{-1} \|\Delta_i\|, \quad (2.7)$$

из системы (2.6) можно найти

$$\int_0^{\infty} \|x_1(t)\| dt \leq M^{-1} [P_1(M + a_1 \chi_1) + P_2 a_1 \chi_2 + P_3 a_1 \chi_3],$$

$$\int_0^{\infty} \|x_2(t)\| dt \leq M^{-1} [P_1 a_2 \chi_1 + P_2(M + a_2 \chi_2) + P_3 a_2 \chi_3], \quad (2.8)$$

$$\int_0^{\infty} \|x_3(t)\| dt \leq M^{-1} [P_1 a_3 \chi_1 + P_2 a_3 \chi_2 + P_3(M + a_3 \chi_3)],$$

где $M = 1 - a_1 \chi_1 - a_2 \chi_2 - a_3 \chi_3$.

Если $M > 0$ и $\alpha_i > 0$, то выражения в квадратных скобках в (2.8) положительны и конечны. Поэтому, для того чтобы при $t \rightarrow \infty$ $\|x_i(t)\|$ стремилась к значению, не превышающему $a_i f_0$, в соответствии с леммой Барбалата (приложение D) должны выполняться условия

$$M = 1 - a_1 \chi_1 - a_2 \chi_2 - a_3 \chi_3 > 0, \quad \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3 > 0. \quad (2.9)$$

Проделанные выкладки позволяют сформулировать следующую теорему.

Теорема. Для того чтобы система (1.1)-(1.7), (1.9) была робастной, достаточно, чтобы выполнялись следующие условия:

- (а) спектры матриц A_{22} и A_{11} не пересекаются,
- (б) тройка (A_{11}, B, C_1) полностью управляемая и наблюдаемая,
- (в) спектры матриц A_1, A_2, A_3 не пересекаются, являются гурвицевыми, а их элементы являются простыми,
- (г) норма вектора неопределенности кусочно непрерывна и удовлетворяет соотношениям (2.3),
- (е) (2.9).

Примечание. Требование кусочной непрерывности нормы вектора неопределенности следует из условия равномерной непрерывности $\|x_i(t)\|$ леммы Барбалата и выражения (2.2).

Для оценки возможностей системы, связанных с вы-

бором быстродействия наблюдателя, в соответствии с (1.9) полагается, что

$$A_2 = \delta^{-1} \bar{A}_2, \quad L_0 = \delta^{-1} \bar{L}_0,$$

$$L_z = \delta^{-1} \bar{L}_z, \quad \alpha_2 = \delta^{-1} \bar{\alpha}_2, \quad \Phi_2 = \delta^{-1} \bar{\Phi}_2, \quad (2.10)$$

где δ положительный скаляр, а матрица \bar{A}_2 имеет спектр, близкий к спектру матрицы A_1 , и α_2 близка к α_1 .

Последовательная подстановка в a_i из (2.4), (2.7) выражений (1.18), (1.16), Φ_2 из (1.9) с учетом (2.10) дает

$$a_1 \approx m_1 \alpha_1^{-1} \|\Phi_1 + B T \bar{A}_2^{-1} \bar{\Phi}_2\|,$$

$$a_2 \approx m_2 \alpha_2^{-1} \|\bar{\Phi}_2\|, \quad \bar{\Phi}_2 = \begin{bmatrix} \delta G + \bar{L}_0 H \\ \bar{L}_z H \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

$$a_3 \approx m_3 \alpha_3^{-1} \|\Phi_3 + B_r T \bar{A}_2^{-1} \bar{\Phi}_2 - A_{31} \bar{A}_1^{-1} m_1^{-1} \alpha_1 a_1\|.$$

Как следует из (2.11), путем изменения δ (изменения быстродействия наблюдателя) нельзя свободно влиять на значения a_i , которые входят в (2.4) и (2.9). Кроме того, из (2.4) можно заключить, что система управления является статической. Все это противоречит результатам работ [1,6] и свидетельствует о грубости оценки робастности с помощью данного метода. Выражения (2.9) и a_1 из (2.11) показывают, что существует такое сочетание параметров объекта и компенсатора, при котором влияние характеристик закона управления (1.6) (влияние α_1) на робастность минимально. Это будет иметь место при минимальности a_1 . Минимизацию a_1 можно осуществить путем выбора матриц Q и K_2 , входящих в T . Как следует из (2.4), минимизировать a_i можно путем минимизации статической ошибки.

Для общности результатов будет полагаться, что рассматривается робастность не нулевого положения, а некоторого программного положения x_p . В связи с этим вместо закона управления (1.10) будет рассматриваться закон

$$u = -P x_p - K_1 (\hat{x}_1 - x_p) - Q \hat{z} + K_2 [C_1 (\hat{x}_1 - x_1') + H(D \hat{z} - f)] =$$

$$-P x_p - K_1 (x_1' - x_p) - Q \hat{z} - (K_1 - K_2 C_1) (\hat{x}_1 - x_1') +$$

$$+ K_2 H(D \hat{z} - f). \quad (2.12)$$

Подстановка второго равенства из (2.12) в (1.1) в квазистационарном случае приводит к уравнению

$$A_{11} x_1' = B [P x_p + K_1 (x_1' - x_p) + Q \hat{z} + (K_1 - K_2 C) (\hat{x}_1 - x_1') -$$

$$- K_2 H(D \hat{z} - f)] - G f. \quad (2.13)$$

Поскольку предполагается, что пара (A_{11}, B) является полностью управляемой, то из определения полной

управляемости следует, что изображающую точку системы (1.1) при $f = 0$ можно поместить в любую точку фазового пространства, определяемую вектором x_p , т.е. обеспечить выполнение равенства $(A_{11} - BK_1)(x'_1 - x_p) = 0$. Это означает, что в (2.13) всегда можно подобрать такую матрицу Π , чтобы выполнялось равенство $B\Pi x_p = A_{11}x_p$. Будем полагать, что выполняется условие согласованности $G = BQ_0$ [6]. Тогда матрицу Q назначим в виде Q_0D . Из первого уравнения системы (1.8) в квазистационарном случае

$$\tilde{x}_1 = \hat{x}_1 - x'_1 = -(A_{11} + L_0C_1)^{-1}(G + L_0H)(D\hat{z} - f). \quad (2.14)$$

Подстановка равенств $B\Pi x_p = A_{11}x_p$, $G = BQ_0$, $Q = Q_0D$ и (2.14) в (2.13) дает

$$(A_{11} - BK_1)(x'_1 - x_p) = \theta(D\hat{z} - f). \quad (2.15)$$

Из (2.15) видно, что, для того чтобы $\|x'_1 - x_p\|$ была минимальной, необходимо минимизировать

$$\|\theta\| = \|B[(K_2C_1 - K_1)(A_{11} + L_0C_1)(BQ_0 + L_0H) + (Q_0 - K_2H)]\| \quad (2.16)$$

путем выбора матрицы K_2 . Минимизация $\|D\hat{z} - f\|$ достигается за счет выбора матриц L_0 и L_z . В частности, при $H = 0$ выражение (2.16) приводится к виду, соответствующему выражению (1.8) работы [1], но, в отличие от работы [1], выражение (2.16) получено для расширенного наблюдателя. Для нерасширенного наблюдателя в (2.15), (2.16) следует положить $D\hat{z} \equiv 0$. Для расширенного наблюдателя, наряду с минимизацией (2.16), за счет выбора матриц L_0 , L_z , $\|D\hat{z} - f\|$ а следовательно, и $\|x'_1 - x_p\|$, можно сделать достаточно малыми вне зависимости от $\|A_{11} - BK_1\|$, а матрицу K_1 выбрать исходя из показателей качества, не связанных с робастностью. В системе с нерасширенным наблюдателем и $K_2 = 0$ для обеспечения робастности (уменьшения $\|x'_1 - x_p\|$) необходимо увеличивать $\|A_{11} - BK_1\|$ и, следовательно, придется отказываться от оптимизации по другим показателям качества.

Исследования позволяют сделать следующие выводы.

1. Повышению робастности способствуют следующие мероприятия:

- выполнение условия согласованности $G = BQ_0$ и задание в законе управления матрицы Q , равной Q_0D ;
- уменьшение влияния вектора неопределенности на измерения (минимизация $\|H\|$);
- при минимальности $\|H\|$ увеличение быстродействия наблюдателя;

- выбор матрицы K_2 из условия минимальности (2.16).

2. Мероприятия из предыдущего пункта уменьшают влияние матрицы K_1 закона управления на робастность и позволяют выбирать эту матрицу исходя из оптимизации показателей качества, не связанных с робастностью, а робастность обеспечивать за счет выбора матриц Q, K_2, L_0, L_z .

3. Условия робастности являются достаточными и зависят от применяемых типов норм векторов и матриц. Поэтому, если хотя бы для одной пары векторной и подчиненной ей матричной норм условия робастности выполняются, а при других парах норм не выполняются, то система будет робастной.

Численное моделирование исследуемых робастных систем представлено в работах [7, 13].

3. СРАВНЕНИЕ МЕТОДОВ ИССЛЕДОВАНИЯ РОБАСТНОСТИ

В качестве кандидатов для исследования робастности комбинированных систем управления с наблюдателями, содержащих нелинейности, нестационарности, параметрическую, динамическую и экзогенную неопределенности, рассматривались следующие методы:

- 1) метод, использующий скалярные функции Ляпунова;
- 2) метод с применением леммы Беллмана-Гронуолла;
- 3) метод, оснований на разложении сингулярно возмущенных систем [6];
- 4) метод, построенный на векторных функциях Ляпунова [7];
- 5) метод, базирующийся на лемме Барбалата (настоящая статья).

Первые два метода требуют агрегатирования (объединения) уравнений управляемого объекта и наблюдателя в одну систему, вследствие чего предъявляются одинаково жесткие требования с точки зрения робастности как к наблюдателю, так и к закону управления.

В то же время, как показали исследования с помощью методов 3, 4, 5, робастность можно обеспечить за счет наблюдателя выбором матриц L_0, L_z и матриц коэффициентов закона управления Q и K_2 , а матрицу K_1 выбирать исходя из оптимизации показателей качества, не связанных с робастностью. Это свидетельствует о грубости методов 1 и 2 в случае комбинированных систем.

Третий метод наглядно показывает, что без потери робастности спектр управляемого по вектору состояния объекта на комплексной плоскости можно расположить гораздо ближе к началу координат, чем спектр наблюдателя. В отличие от методов 1, 2, 4, метод 3 работает при неравных тождественно нулю экзогенных неопределенностях. Третий метод не требует преобразований ко-

ординат (1.14), необходимых для использования методов 4 и 5. В отличие от метода 5, метод 3 не требует простоты элементов спектров. Этот метод хорошо демонстрирует возможности системы. К недостаткам третьего метода можно отнести требование дифференцируемости вектора неопределенности и невозможность получить численные значения малого параметра, при которых метод работает.

К достоинствам методов 4 и 5 по сравнению с методом 3 относятся отсутствие требований существенного разнесения желаемого спектра системы и спектра упругих колебаний и дифференцируемости вектора неопределенности, а также возможность получить значения параметров системы, при которых гарантируется робастность. Метод 4 позволяет построить мажоранту переходного процесса для $\|x_1^T(t), x_2^T(t), x_3^T(t)\|$ или, что то же самое, для $\|x^T(t), x_r^T(t), \hat{x}_1^T(t), \hat{z}^T(t)\|$. Критерии робастности, полученные с помощью методов 4 и 5, хотя и отличаются по форме, позволяют сделать практически одинаковые выводы. Недостатками метода 4 по сравнению с методом 5 являются отсутствие возможности исследовать робастность с экзогенной неопределенностью и невозможность выявить роль собственных векторов системы в робастности. Можно предположить, что использование приема Шилака и Вукчевича [12] позволит уменьшить последний недостаток.

Таким образом, для более детального выявления свойств робастных систем можно рекомендовать метод 3, а для получения количественных оценок робастности методы 4 и 5.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение А. Система называется практически устойчивой в области $\Sigma(x)$ относительно области $\Gamma(x) \subset \Sigma(x)$, если при начальных условиях из области Σ изображающая точка x фазового пространства за конечный промежуток времени попадает в область Γ , содержащую начало координат ($x = 0$), и там остается в дальнейшем. Размер области Γ определяется конкретной задачей.

Под робастностью системы управления понимается ее практическая устойчивость при всех возможных видах и значениях неопределенности, обусловленных конкретной задачей.

Приложение В. Пусть матрица A имеет только простые собственные значения. Тогда она может быть диагонализирована с помощью модальной матрицы M , составленной из собственных векторов матрицы A . В этом случае можно записать

$$\exp(At) = M \exp(\Lambda t) M^{-1}, \quad (B.1)$$

где Λ - диагональная матрица, на диагонали которой стоят собственные значения матрицы A . Для норм уравнения (B.1) имеют место соотношения

$$\|\exp(At)\| \leq \|M\| \cdot \exp(\Lambda t) \cdot \|M^{-1}\| \leq m \exp(-\alpha t). \quad (B.2)$$

Здесь $0 \leq \alpha = -\max[\operatorname{Re}(\lambda(A))]$ - степень устойчивости матрицы A , $1 \leq m = \|M\| \cdot \|M^{-1}\|$ - число обусловленности матрицы M .

Приложение С. Лемма С. Пусть $a(t)$ и $b(t)$ функции, удовлетворяющие условиям их преобразования по Лапласу, т.е. кусочно непрерывны с разрывами первого рода и экспоненциально ограничены. Тогда имеет место равенство

$$\int_0^{\infty} \int_0^{\infty} a(t-\tau)b(\tau)d\tau dt = \int_0^{\infty} a(t)dt \int_0^{\infty} b(t)dt. \quad (C.1)$$

Доказательство.

$$\begin{aligned} & \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} a(t-\tau)b(\tau)d\tau dt = \\ & = \int_0^{\infty} \left\{ \int_0^t [a(t-\tau)e^{s(t-\tau)}] \cdot [b(\tau)e^{s\tau}] d\tau \right\} \times e^{-st} dt = \\ & = \int_0^{\infty} [a(t)e^{st}] e^{-st} dt \int_0^{\infty} [b(t)e^{st}] e^{-st} dt = \\ & = \int_0^{\infty} a(t)dt \int_0^{\infty} b(t)dt. \end{aligned}$$

Предпоследнее равенство соответствует теореме свертки в преобразовании Лапласа.

Приложение D. Лемма (И. Барбалат [11]). Если $\varphi(t)$ - вещественная функция вещественной переменной t , определенная и равномерно непрерывная при $t > 0$, и если предел интеграла

$$\int_0^t \varphi(t)dt \text{ при } t \rightarrow \infty \text{ существует и равен конечному числу, то } \lim_{t \rightarrow \infty} \varphi(t) = 0$$

числу, то $\lim_{t \rightarrow \infty} \varphi(t) = 0$ при $t \rightarrow \infty$.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Потапенко Е.М. Сравнительная оценка робастных систем управления с различными типами наблюдателей // Изв. РАН. Теория и системы управления. - 1995. - № 1. - С. 109-117.
2. Corless M. and Leitman G. Continuous state feedback guaranteeing uniform ultimate boundedness for uncertain dynamic systems // IEEE Trans. Automatic Control. - 1981. - V. AC-26, № 10. - P. 1139-1144.
3. Позняк А.С., Семенов А.В., Себряков Г.П., Федосов Е.А. Новые результаты H_{∞} - теории управления // Изв. РАН. Техническая кибернетика. - 1991. - № 6. - С. 10-39.
4. Первозванский А. А., Первозванский Ал. А. Некоторые оценки параметрической робастности линейных систем //

- Автоматика. - 1992. - № 1. - С. 3-8.
5. Гусев Ю. М., Ефанов В. Н., Крымский В. Г., Рутковский В. Ю. Анализ и синтез линейных интервальных динамических систем. Состояние проблемы // Изв. АН СССР. Техническая кибернетика. - 1991. - № 1. - С. 3-23. - № 2. - С. 3-30.
 6. Потепенко Е. М. Робастные комбинированные системы управления с наблюдателями // Проблемы управления и информатики. - 1995. - № 2. - С. 36-44.
 7. Потепенко Е. М. Исследование робастности систем управления с наблюдателями // Проблемы управления. - 1996. - № 2. С. 104-108.
 8. Chiang C. -C., Chen B. -S. Robast compensator synthesis for dynamic systems subjected to parameter perterbations // Int. J. Systems Sci. - 1988. - V.19, № 1. - P. 125-137.
 9. Lin C. -L., Hsiao F. -B., Chen B. -S. Stabilization of large structural

systems under mode truncation, parameter perturbations and actuator saturations // Int. J. Systems Sci. - 1990. - V.21, № 8. - P. 1423-1440.

10. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. - М.: Наука, 1988. - 552 с.
11. Попов В. М. Гиперустойчивость автоматических систем. - М.: Наука, 1970. - 456с.
12. Воронев А. А. Введение в динамику сложных управляемых систем. - М.: Наука, 1985. - 352с.
13. Потепенко Е. М., Бичай В. Г. Робастное управление электроприводом робота // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Труды конференции. / Под общей ред. В. Б. Клепикова и др. - Харьков: Основа, 1995. - С. 61-64.

Надійшла 21.05.98

УДК 681.511.46

СИНТЕЗ УПРАВЛЕНИЯ ПЕРЕХОДНЫМИ ПРОЦЕССАМИ В НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Е. А. Шушляпин, Л. Н. Канов

Предложены алгоритмы расчета управлений переходными процессами при включении и отключении электродвигателей постоянного тока последовательного и параллельного возбуждения. Алгоритмы построены на основе нового подхода, использующего представление систем моделями конечного состояния.

Запропоновані алгоритми розрахунку управлень перехідними процесами при включенні та відключенні електродвигунів постійного струму послідовного та паралельного збудження. Алгоритми збудовані на засаді нового підходу, який використовує зображення систем моделями кінцевого стану.

The algorithms of calculating the transition processes when including or disconnecting direct current's electric motors of consequent and parallel excitement are offered. Algorithms are built on the base of a new approach, which uses system's presentation by the models of terminal states.

ВВЕДЕНИЕ

Многие модели электрических машин имеют существенно нелинейный характер, для управления которыми до настоящего времени нет достаточно эффективных методов. При использовании вариационных подходов или динамического программирования возникают существенные вычислительные проблемы. Методы, основанные на решении обратной задачи динамики, не всегда приводят к желаемым результатам ввиду существенных ограничений на класс управляемых объектов. В настоящей статье для синтеза управлений используется подход, основанный не на привычных моделях состояния, а на так называемых моделях конечного состояния [1]. Данный подход имеет определенные преимущества, основные из которых - относительная простота подготовительной работы, большая универсальность, меньшие вычислительные проблемы при реализации.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим управление разгоном и торможением электродвигателей постоянного тока последовательного и параллельного возбуждения [2] с приведенными ниже математическими моделями.

Двигатель последовательного возбуждения

$$L_A \frac{di_A}{dt} + r_A i_A + k_1 i_A \omega = u, \quad J_M \frac{d\omega}{dt} + k_M \omega = k_2 i_A^2. \quad (1)$$

Двигатель параллельного возбуждения

$$L_B \frac{di_B}{dt} + r_B i_B = u, \quad L_A \frac{di_A}{dt} + r_A i_A + k_1 i_B \omega = u, \\ J_M \frac{d\omega}{dt} + k_M \omega = k_2 i_A i_B, \quad (2)$$

где i_B, i_A - токи возбуждения и якоря, ω - скорость вращения, u - напряжение на выводах двигателя, r_B, L_B, r_A, L_A - сопротивления и индуктивности обмотки возбуждения и якоря, k_1, k_2 - электрическая и механическая постоянные, k_M - коэффициент пропорциональности момента нагрузки и скорости, J_M - момент инерции, приведенный к валу двигателя. В процессе разгона начальные значения переменных нулевые, а конечные значения определяются из установившегося стационарного режима и удовлетворяют уравнениям:

для двигателя с последовательным возбуждением -

$$\left(i_A^*\right)^3 + i_A^* \frac{r_A k_M}{k_1 k_2} - U_{\text{НОМ}} \frac{k_M}{k_1 k_2} = 0, \quad \omega^* = \left(i_A^*\right)^2 \frac{k_2}{k_M}, \quad (3)$$

для двигателя с параллельным возбуждением -

$$i_B^* = \frac{U_{\text{НОМ}}}{r_B}, \quad i_A^* = \frac{U_{\text{НОМ}}}{r_A + \frac{k_1 k_2}{k_M} \left(i_B^*\right)^2}, \quad \omega^* = \frac{k_2}{k_M} i_B^* i_A^*, \quad (4)$$

где $U_{\text{НОМ}}$ - номинальное значение напряжения двига-

теля.

В случае торможения начальные и конечные значения переменных меняются местами.

МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ РЕШЕНИЯ

Применим к синтезу управлений для моделей (1) и (2) предлагаемый подход, основы которого изложены в [1].

Алгоритм данного метода состоит из следующих шагов.

1) Представляем модель системы в нормальной форме Коши с аддитивно входящим управлением, т.е. в виде

$$\frac{dx}{dt} = \Phi(x, t) + B(t) \cdot u(t), \quad t \in [t_0, t_f], x(t_0) = x^0. \quad (5)$$

В случаях, когда какие-то управляющие воздействия входят неаддитивно, для каждого из них следует ввести дополнительное дифференциальное уравнение, правая часть которого - новое управляющее воздействие. Для моделей (1) и (2) этого делать не нужно, так как управляющее напряжение u входит в модели аддитивно.

Элементы представления (5) для модели (1) следующие:

$$\Phi = \begin{pmatrix} -\frac{r_A}{L_A} i_A - \frac{k_1 i_A \omega}{L_A} \\ -\frac{k_M}{J_M} \omega + \frac{k_2 i_A^2}{J_M} \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} 1 \\ L_A \\ 0 \end{pmatrix}, x = \begin{pmatrix} i_A \\ \omega \end{pmatrix} \quad (6)$$

Для модели (2) векторы Φ и B следующие:

$$\Phi = \begin{pmatrix} -\frac{r_B}{L_B} i_B \\ -\frac{r_A}{L_A} i_A - \frac{k_1 i_B \omega}{L_A} \\ -\frac{k_M}{J_M} \omega + \frac{k_2 i_A i_B}{J_M} \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} 1 \\ L_B \\ L_A \\ 0 \end{pmatrix}, x = \begin{pmatrix} i_B \\ i_A \\ \omega \end{pmatrix} \quad (7)$$

2) Составляем систему уравнений для нелинейной вевой матрицы W согласно векторно-матричному представлению:

$$\frac{dW(\vartheta, t, x(t))}{d\vartheta} = A(\vartheta, \bar{x}(\vartheta, t)) \cdot W(\vartheta, t, x(t)),$$

$$W(t, t, x(t)) = I,$$

$$A(\vartheta, \bar{x}(\vartheta, t)) = \left\{ \frac{\partial \Phi_i(x, \vartheta)}{\partial x_j} \right\}_{x = \bar{x}(\vartheta, t)}, i, j = 1 \dots n, \vartheta \in [t, t_f] \quad (8)$$

где I - единичная матрица, Φ_i - i -я строка вектора Φ из (6) или (7), x - вектор состояния системы, $\bar{x}(\vartheta, t)$ - вектор переменных модели конечного состояния, о которых пойдет речь ниже.

Для модели (1) матрица A имеет вид:

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{r_A}{L_A} - \frac{k_1 \bar{\omega}}{L_A} - \frac{k_1 \bar{i}_A}{L_A} \\ \frac{2k_2 \bar{i}_A}{J_M} - \frac{k_M}{J_M} \end{pmatrix}. \quad (9)$$

Для модели (2) матрица A следующая:

$$A = \begin{pmatrix} \frac{r_B}{L_B} & 0 & 0 \\ -\frac{k_1 \bar{\omega}}{L_A} - \frac{r_A}{L_A} - \frac{k_1 \bar{i}_B}{L_A} \\ \frac{k_2 \bar{i}_A}{J_M} - \frac{k_2 \bar{i}_B}{J_M} - \frac{k_M}{J_M} \end{pmatrix}. \quad (10)$$

3) Формируем критерий качества управления. Для терминального управления это может быть заданное значение взвешенной суммы квадратов отклонений значений координат в конечный момент времени от их желаемых значений i_B^*, i_A^*, ω^* , т.е.

$$J = F_B (i_B(t_f) - i_B^*)^2 + F_A (i_A(t_f) - i_A^*)^2 + F_\omega (\omega(t_f) - \omega^*)^2 \rightarrow J^*, \quad (11)$$

где F_B, F_A, F_ω - коэффициенты веса (для модели (1) $F_B = 0$), J^* - желаемое значение критерия.

Желаемые значения i_B^*, i_A^*, ω^* , в частности, могут быть параметрами номинального режима из (3), (4).

4) Формируем эквивалентный критерий, для чего вводим новую переменную $S(t_f, t)$, равную выражению правой части критерия, где вместо переменных состояния (в нашем случае i_B, i_A, ω) записаны соответствующие переменные модели конечного состояния [1]. Модель конечного состояния (МКС) определяется через переменные, отображающие конечное состояние системы в предположении, что в некоторый момент t состояние системы - $(x(t))$ и на интервале $[t, t_f]$ управление обнулено. Переменные МКС $\bar{x}(t_f, t)$ как функции второго аргумента t определяются векторно-матричной системой уравнений [1]:

$$\frac{d\bar{x}(t_f, t)}{dt} = W(t_f, t, x(t)) B(t) u(t). \quad (12)$$

В нашем случае вектор $\bar{x} = colon(\bar{i}_A, \bar{\omega})$ для модели (1) и $\bar{x} = colon(\bar{i}_B, \bar{i}_A, \bar{\omega})$ для модели (2). Выражение, определяющее переменную $S(t_f, t)$, следующее:

$$S(t_f, t) = F_B (\bar{i}_B(t_f, t) - i_B^*)^2 + F_A (\bar{i}_A(t_f, t) - i_A^*)^2 + F_\omega (\bar{\omega}(t_f, t) - \omega^*)^2. \quad (13)$$

В силу равенства $\bar{x}(t_f, t) = x(t_f)$ [1] вместо исходного критерия записываем эквивалентный $S(t_f, t_f) \rightarrow J^*$.

5) Находим производную по t для (13) (аргументы для краткости опускаем).

$$\dot{S} = 2F_B \left(\bar{i}_B - i_B^* \right) \frac{d\bar{i}_B}{dt} + 2F_A \left(\bar{i}_A - i_A^* \right) \frac{d\bar{i}_A}{dt} + 2F_\omega (\bar{\omega} - \omega^*) \frac{d\bar{\omega}}{dt}. \quad (14)$$

Производные переменных МКС, входящие в последнее выражение, определяются из (12). Для модели (1)

$$\frac{d\bar{i}_A}{dt} = W_{11} \frac{1}{L_A} u, \quad \frac{d\bar{\omega}}{dt} = W_{21} \frac{1}{L_A} u, \quad (15)$$

где W_{11} , W_{21} определяются по системе (8) с матрицей A , определяемой (9) при начальных условиях в момент t $W_{11}(t, t, x(t)) = 1$, $W_{21}(t, t, x(t)) = 0$.

Для модели (2)

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{i}_B}{dt} &= \left(W_{11} \frac{1}{L_B} + W_{12} \frac{1}{L_A} \right) u, \\ \frac{d\bar{i}_A}{dt} &= \left(W_{21} \frac{1}{L_B} + W_{22} \frac{1}{L_A} \right) u, \\ \frac{d\bar{\omega}}{dt} &= \left(W_{31} \frac{1}{L_B} + W_{32} \frac{1}{L_A} \right) u, \end{aligned} \quad (16)$$

где W_{11} , W_{12} , W_{21} , W_{22} , W_{31} , W_{32} определяются по системе (8) с матрицей A , определяемой (10) при начальных условиях в момент t $W_{11}(t, t, x(t)) = 1$, $W_{12}(t, t, x(t)) = 0$, $W_{21}(t, t, x(t)) = 0$, $W_{22}(t, t, x(t)) = 1$, $W_{31}(t, t, x(t)) = 0$, $W_{32}(t, t, x(t)) = 0$.

6) Приравняем правую часть выражения (14) с производными из (15) или (16) некоторой функции от S такой, чтобы дифференциальное уравнение для S определяло ее заданное поведение. Например, если потребовать, чтобы S удовлетворяло уравнению

$$\dot{S} = -\frac{1}{T} S + \frac{1}{T} J^*, \quad S(0) = S^0, \quad \text{то}$$

$$S = J^* \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) + S^0 e^{-\frac{t}{T}},$$

и при достаточно большом t (практически при $t > 3T$) $S \approx J^*$. А поскольку $S(t_f, t_f)$ - это значение исходного критерия (11), тем самым обеспечивается его заданное значение, если оно достижимо. В результате получается соотношение, из которого можно определить управление.

Указанное соотношение имеет вид:

$$2F_B \left(\bar{i}_B - i_B^* \right) \frac{d\bar{i}_B}{dt} + 2F_A \left(\bar{i}_A - i_A^* \right) \frac{d\bar{i}_A}{dt} +$$

$$+ 2F_\omega (\bar{\omega} - \omega^*) \frac{d\bar{\omega}}{dt} = -\frac{1}{T} S + \frac{1}{T} J^*,$$

где для модели (1) S , $\frac{d\bar{i}_A}{dt}$, $\frac{d\bar{\omega}}{dt}$ определяются (13) при $F_B = 0$ и (15), а управление - выражением

$$u = \frac{L_A}{2T} \cdot \frac{J^* - F_A \Delta \bar{i}_A^{-2} - F_\omega \Delta \bar{\omega}^{-2}}{F_A \Delta \bar{i}_A \cdot W_{11} + F_\omega \Delta \bar{\omega} \cdot W_{21}}. \quad (17)$$

Для модели (2) S , $\frac{d\bar{i}_B}{dt}$, $\frac{d\bar{i}_A}{dt}$, $\frac{d\bar{\omega}}{dt}$ определяются (13) и (16), а управление - выражением

$$u = \frac{1}{2T} \times \frac{J^* - F_B \Delta \bar{i}_B^{-2} - F_A (\Delta \bar{i}_A^{-2}) - F_\omega \Delta \bar{\omega}^{-2}}{F_B \Delta \bar{i}_B \cdot \frac{W_{11}}{L_B} + F_A \Delta \bar{i}_A \cdot \left(\frac{W_{21}}{L_B} + \frac{W_{22}}{L_A} \right) + F_\omega \Delta \bar{\omega} \cdot \left(\frac{W_{31}}{L_B} + \frac{W_{32}}{L_A} \right)}, \quad (18)$$

где $\Delta \bar{i}_B = \bar{i}_B - i_B^*$, $\Delta \bar{i}_A = \bar{i}_A - i_A^*$, $\Delta \bar{\omega} = \bar{\omega} - \omega^*$. При записи (18) учтено, что $W_{12} = 0$ для всех t .

Элементы весовой матрицы и переменные МКС, входящие в (17) и (18), определяются с помощью интегрирования системы (8) совместно с системой дифференциальных уравнений, определяющих переменные МКС как функции первого аргумента. Последняя представляет собой не что иное, как систему (5) при $u = 0$, т.е.

$$\frac{d\bar{x}(\vartheta, t)}{d\vartheta} = \Phi(\bar{x}, \vartheta),$$

$$\vartheta \in [t, t_f], \quad \bar{x}(t) = x(t). \quad (19)$$

Так как переменные МКС и элементы весовой матрицы входят в (17), (18) как функции второго аргумента, а (8), (19) определяет эти элементы как функции первого аргумента, алгоритм их расчета следующий: в каждый момент t , для которого определяется управление по (17) или (18), интегрируется совместная система (8), (19) при начальных условиях $W(t, t, x(t)) = I$, $\bar{x}(t) = x(t)$, где $x(t)$ - текущие значения фазовых координат; система интегрируется до конечного момента t_f ; зафиксированные в момент t_f значения переменных системы (8), (19) и подставляются в (17) или (18).

ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ И ВЫВОДЫ

Для моделирования были выбраны двигатели малой мощности 5 кВт с номинальным напряжением 110 В и с параметрами: для двигателя последовательного возбуждения - $r_A = 2 \text{ Ом}$, $L_A = 3 \text{ Гн}$, $k_1 = 0,1 \text{ Ом} \cdot \text{с}$, $k_2 = 1 \text{ н} \cdot \text{м} / \text{А}^2$, $J_M = 1,05 \text{ кг} / \text{м}^2$, $k_M = 0,7 \text{ н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$, $T = 0,01 \text{ с}$, $t_f = 0,5 \text{ с}$,

$U_{max} = 500\text{В}$; для двигателя параллельного возбуждения - $r_B = 60\text{Ом}$, $L_B = 15\text{Гн}$, $r_A = 0,7\text{Ом}$, $L_A = 0,6\text{Гн}$, $k_1 = 0,37\text{Ом}\cdot\text{с}$, $k_2 = 0,8\text{н}\cdot\text{м}/\text{А}^2$, $J_M = 2\text{кг}/\text{м}^2$, $k_M = 0,7\text{н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}$, $T = 0,2\text{с}$, $t_f = 1,5\text{с}$, $U_{max} = 410\text{В}$.

Желаемое значение критерия в обоих случаях $J^* = 0$. Интегрирование дифференциальных уравнений выполнялось методом Рунге-Кутты 4 порядка на интервале $[0, t_f]$ с управлениями (17) или (18) и далее продолжалось еще некоторое время при номинальном входном напряжении $u = U_{ном} = 110\text{В}$ при разгоне и $u = 0$ при торможении. Весовые коэффициенты $F_A = F_B = 1$, $F_\omega = 25$, что объясняется желанием в большей мере управлять скоростью двигателя. Управляющие напряжения ограничивались значением U_{max} . Графики напряжений, токов и скорости при разгоне для двигателя последовательного возбуждения показаны на рис.1, для двигателя параллельного возбуждения - на рис.2. Кривые, помеченные цифрой 1, соответствуют предлагаемым алгоритмам, а цифрой 2 - включению постоянным напряжением $u = U_{ном}$. Параметры номинального режима, вычисленные по (3) и (4), следующие: для рис.1 - $i_A^* = 8,9$, $\omega^* = 110,7$; для рис. 2 - $i_B^* = 1,8$, $i_A^* = 52,2$, $\omega^* = 108,7$.

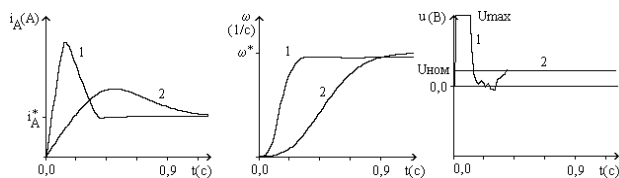


Рисунок 1 - Графики процессов разгона для модели (1)

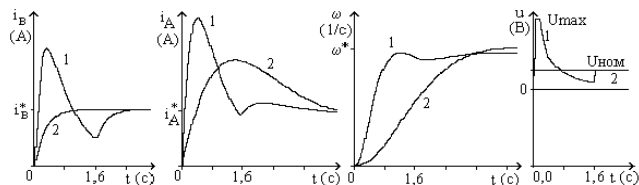


Рисунок 2 - Графики процессов разгона для модели (2)

Сравнение показывает, что предлагаемые алгоритмы позволяют значительно уменьшить длительности переходных процессов разгона.

При анализе процесса торможения был выявлен особый режим управления, когда знаменатели в выражениях (17), (18) мало отличались от нуля. Напряжение в этом случае имеет вид высокочастотных колебаний с амплитудой U_{max} . Токи двигателей в таком режиме очень быстро спадают до нуля и удерживаются далее почти на нулевом уровне, а скорость спадает по экспоненте, так как среднее значение подобного управляющего напряжения равно нулю. Физически это соответствует разрыву цепей якоря и двигателя, а формально - недостижимым J^* и экспоненциальному поведению функции (13).

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Шушляпин Е.А. Синтез линейных и нелинейных систем управления конечным положением на основе моделей конечного состояния // Проблемы управления и автоматике. - 1997. - №3. - С.10-16.
2. Вольдек А.И. Электрические машины. - Л.: Энергия, 1974. - 840с.

Надійшла 15.02.99

АВТОРЫ НОМЕРА

Белая Наталья Ивановна,

кандидат физико-математических наук, доцент Запорожского государственного технического университета

Белоус Татьяна Ивановна,

аспирантка Национального технического университета Украины "Киевский политехнический институт"

Бодянский Евгений Владимирович,

доктор технических наук, профессор Харьковского государственного технического университета радиоэлектроники

Бондарев Виктор Павлович,

кандидат физико-математических наук, доцент, ведущий специалист ПФК "Энергетические системы Украины", г. Днепропетровск

Бондаренко Михаил Федорович,

доктор технических наук, ректор Харьковского государственного технического университета радиоэлектроники

Бондарь Александр Карлович,

директор Ялтинского узла связи

Бугрова Татьяна Ивановна,

ассистент Запорожского государственного технического университета

Васильева Евгения Владимировна,

ассистент Запорожского государственного технического университета

Головко Юрий Викторович,

аспирант Запорожской государственной инженерной академии

Гостев Владимир Владимирович,

адъютант Киевского института военно-воздушных сил

Гостев Владимир Иванович,

доктор технических наук, начальник кафедры Киевского военного института управления и связи

Грядун Виктор Иванович,

старший преподаватель Запорожского государственного технического университета

Долгов Юрий Александрович,

доктор технических наук, декан Приднестровского государственного университета, г. Тирасполь

Дубровин Валерий Иванович,

кандидат технических наук, докторант Запорожского государственного технического университета

Житников Борис Юрьевич,

кандидат технических наук, преподаватель Владимирской школы милиции

Житников Юрий Захарович,

доктор технических наук, профессор, зав. кафедрой Ковровской государственной технологической академии

Журавлев Владимир Николаевич,

кандидат технических наук, доцент Запорожского государственного технического университета

Запорожец Олег Васильевич,

кандидат технических наук, доцент Харьковского государственного технического университета радиоэлектроники

Захаров Иван Сафонович,

доктор физико-математических наук, проректор Курского государственного технического университета.

Зубков Виктор Михайлович,

кандидат технических наук, главный инженер Научно-исследовательского технологического института приборостроения, г. Харьков

Канов Лев Николаевич,

кандидат технических наук, доцент Севастопольского государственного технического университета

-
- Карпуков Леонид Матвеевич,*
кандидат технических наук, докторант Запорожского государственного технического университета
- Касьян Константин Николаевич,*
кандидат технических наук, старший преподаватель Запорожского государственного технического университета
- Касьян Николай Николаевич,*
старший преподаватель Запорожского государственного технического университета
- Кику Андрей Григорьевич,*
кандидат технических наук, доцент Национального технического университета Украины "Киевский политехнический институт"
- Корниенко Сергей Константинович,*
кандидат технических наук, доцент Запорожского государственного технического университета
- Корольков Владислав Васильевич,*
кандидат экономических наук, доцент Запорожского государственного технического университета
- Кривуля Геннадий Федорович,*
доктор технических наук, зав. кафедрой Харьковского государственного технического университета радиоэлектроники
- Крищук Владимир Николаевич,*
кандидат технических наук, зав. кафедрой Запорожского государственного технического университета
- Кузавев Владимир Николаевич,*
кандидат технических наук, докторант Национальной горной академии Украины, г. Днепропетровск
- Левыкин Владимир Николаевич,*
студент магистратуры Запорожского государственного технического университета
- Логачёва Людмила Михайловна,*
ассистент Запорожского государственного технического университета
- Лопин Вячеслав Николаевич,*
кандидат технических наук, доцент Курского государственного медицинского университета
- Лысоконь Игорь Владимирович,*
аспирант Запорожского государственного технического университета
- Малафеева Алевтина Анатольевна,*
кандидат технических наук, доцент Владимирского государственного университета
- Мейстер Юрий Лазаревич,*
начальник отдела ЗКБ "Искра", г. Запорожье
- Морщавка Сергей Владимирович,*
аспирант Запорожского государственного технического университета
- Невлюдов Игорь Шакирович,*
доктор технических наук, зав. кафедрой Харьковского государственного технического университета радиоэлектроники
- Нечипоренко Нина Александровна,*
кандидат физико-математических наук, доцент Запорожского государственного технического университета
- Онуфриенко Владимир Михайлович,*
кандидат физико-математических наук, декан Запорожского государственного технического университета
- Палагин Виктор Андреевич,*
доцент Харьковского государственного технического университета радиоэлектроники
- Пархоменко Анжелика Владимировна,*
старший преподаватель Запорожского государственного технического университета
- Петрищев Алексей Александрович,*
кандидат технических наук, доцент Запорожского государственного технического университета
- Пиза Дмитрий Макарович,*
доктор технических наук, зав. кафедрой, декан Запорожского государственного технического университета

-
- Пинчук Вячеслав Павлович,*
кандидат физико-математических наук, доцент Запорожского государственного технического университета
- Политов Игорь Витальевич,*
ведущий инженер-программист Национальной горной академии Украины, г. Днепрпетровск
- Полянская Жанна Николаевна,*
младший научный сотрудник Проблемной НИЛ АСУ Харьковского государственного технического университета радиотехники
- Порохня Василий Михайлович,*
доктор технических наук, зав. кафедрой, декан Запорожской государственной инженерной академии
- Потапенко Евгений Евгеньевич,*
студент Запорожского государственного технического университета
- Потапенко Евгений Михайлович,*
доктор технических наук, профессор Запорожского государственного технического университета
- Саленко Валерий Митрофанович,*
директор Киевского центрального телефонного узла
- Самолчев Петр Александрович,*
студент магистратуры Запорожского государственного технического университета
- Скоробогатов Юрий Валерьевич,*
студент магистратуры Запорожского государственного технического университета
- Слюсарова Татьяна Ивановна,*
преподаватель Запорожского колледжа радиотехники, аспирант Запорожского государственного технического университета
- Смирнов Владимир Сергеевич,*
кандидат технических наук, доцент, главный специалист Министерства образования Украины
- Табунщик Галина Владимировна,*
аспирантка Запорожского государственного технического университета
- Теленик Сергей Федорович,*
кандидат технических наук, доцент Национального технического университета Украины "Киевский политехнический институт"
- Терновой Вячеслав Михайлович,*
кандидат технических наук, доцент Национального технического университета Украины "Киевский политехнический институт"
- Ткачев Эдуард Иванович,*
кандидат технических наук, доцент Запорожского государственного технического университета
- Федорченко Сергей Григорьевич*
доцент Приднестровского государственного университета, г. Тирасполь
- Флора Валентин Данилович,*
кандидат технических наук, доцент Запорожского государственного технического университета
- Чуприн Андрей Евгеньевич,*
адъютант Киевского военного института управления и связи
- Шалумов Александр Славович,*
кандидат технических наук, зав. кафедрой Ковровской государственной технологической академии
- Шаповалов Виталий Павлович,*
доктор физико-математических наук, профессор Запорожского государственного технического университета
- Шило Галина Николаевна,*
аспирантка Запорожского государственного технического университета
- Шушляпин Евгений Андреевич,*
кандидат технических наук, докторант Севастопольского государственного технического университета