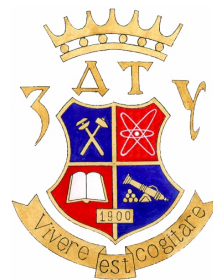


Науковий журнал
Радіоелектроніка
Інформатика
Управління



2000
2(4)

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

ЗАПОРІЗЬКОМУ ДЕРЖАВНОМУ ТЕХНІЧНОМУ УНІВЕРСИТЕТУ - 100 РОКІВ	
<i>С. Б. Бєліков, ректор, доктор технічних наук</i>	<i>4</i>
РАДІОЕЛЕКТРОНІКА 6	
ПРИМЕНЕНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮЩИХ РЕГУЛЯТОРОВ ДЛЯ ОБЪЕКТОВ УПРАВЛЕНИЯ С ЧИСТЫМ ЗАПАЗДЫВАНИЕМ <i>В. И. Гостев, И. П. Лесовой, А. Е. Чуприн</i>	АНАЛИЗ И СИНТЕЗ АДАПТИВНЫХ КОМПОЗИЦИОННЫХ СИСТЕМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ПРИМЕНИТЕЛЬНО К МНОГОЛУЧЕВЫМ РЛС <i>В. П. Прокофьев, Ю. П. Чиняев</i>
<i>6</i>	<i>18</i>
СИСТЕМА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ МИКРОСХЕМ СВЧ (SAMIS) <i>Л. М. Карпуков, С. Н. Романенко, А. С. Романенко</i>	ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЗМОВ РАСПЫЛЕНИЯ ПЛЕНОК МЕТАЛЛОВ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ АТОМОВ ВОДОРОДА <i>Г. В. Снежной, М. В. Матюшин</i>
<i>11</i>	<i>23</i>
ВПЛИВ ПОХИБОК ВИМІРУ ВИХІДНИХ ХАРАКТЕРИСТИК РЕП НА ТОЧНІСТЬ РОЗРАХУНКУ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕМЕНТІВ СХЕМИ <i>М. М. Касьян</i>	ВПЛИВ ПАРАМЕТРІВ ДЖЕРЕЛА ТА НАВАНТАЖЕННЯ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ІМПУЛЬСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА В РЕЖИМІ ЗНИЖЕННЯ НАПРУГИ <i>В. Д. Флора</i>
<i>15</i>	<i>26</i>

ПЕРЕДАЮЩАЯ АНТЕННА СИСТЕМЫ "МИТРИС"

Д. А. Худолый, С. В. Семенухин 30

ИНФОРМАТИКА 34

КОНТИНУАЛЬНЫЕ ЛОГИКО-АЛГЕБРАИЧЕСКИЕ ИСЧИСЛЕНИЯ КАК ОСНОВА ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В АНАЛОГОВОЙ ОБЛАСТИ

Л. И. Волгин 34

АНАЛИТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕШЕНИЯ НЕКОТОРОГО КЛАССА КРАЕВЫХ ЗАДАЧ

В. П. Клименко, А. Л. Ляхов, Т. Н. Швалюк 82

КОНЦЕПЦИЯ "ВИРУСНОГО ГЕНЕРАТОРА" В СТРУКТУРЕ БИОИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В ЖИВОЙ ПРИРОДЕ

В. Н. Веселовский, А. А. Яшин 39

КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ РОЗПОДІЛУ ПОВЕРХНЕВОГО ОПОРУ ПО ПЛАСТИНІ ТА В "КАСЕТІ" ДЛЯ ОПЕРАЦІЙ "ДИФУЗИЯ" В ПРОТОЧНОМУ РЕАКТОРІ

О. Р. Корбецький, П. П. Гранат, В. М. Теслюк 88

УСЛОВИЯ СИЛЬНОЙ И СЛАБОЙ ЭРГОДИЧНОСТИ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ НЕОДНОРОДНЫХ ПОЛУМАРКОВСКИХ СИСТЕМ

С. Н. Герасин, В. А. Лизгин 46

СВОЙСТВА СУПЕРПОЗИЦИЙ ТОЧЕЧНО-МНОЖЕСТВЕННЫХ ОТОБРАЖЕНИЙ

В. П. Мацталур 93

АЛГОРИТМ МНОГОМЕРНОЙ КЛАССИФИКАЦИИ И ЕГО НЕЙРОСЕТЕВАЯ ИНТЕРПРЕТАЦИЯ

В. И. Дубровин, С. А. Субботин 49

ОПЕРАЦІЇ НЕЧІТКОЇ МАТЕМАТИКИ НА ПІДСТАВІ ГЕНЕТИЧНИХ ТА ЕВОЛЮЦІЙНИХ АЛГОРИТМІВ

Ю. М. Мінаєв, О. Ю. Філімонова, В. В. Давиденко, Є.Е.Криксунов, Бенамур Лієс 97

КОМБИНИРОВАННАЯ ДИАГНОСТИКА И КОНТРОЛЬ ПАРАМЕТРОВ ГТД НЕЙРОНЕЧЕТКОЙ ГИБРИДНОЙ ЭКСПЕРТНОЙ СИСТЕМОЙ

С. В. Жернаков 55

НЕДЕТЕРМИНИРОВАННЫЕ ОБЪЕКТЫ В СИСТЕМАХ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ

А. В. Сырбачев 102

КАСКАДНЕ СТИСНЕННЯ ПРИ ОБРОБЦІ ІНФОРМАЦІЇ В АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМАХ УПРАВЛІННЯ

Б. Ю. Жураковський, Я. Ю. Жураковський 67

СИНТЕЗ СТРУКТУРЫ СЕТИ ПО ДЕТЕРМИНИРОВАННЫМ ПАРАМЕТРАМ ЖИВУЧЕСТИ

И. Н. Шамкова, А. А. Гагарин 106

МЕТОД СТАТИСТИЧЕСКОГО СРАВНЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Е. Н. Кирсанова, М. Г. Садовский 71

МЕТОД МАТЕМАТИЧНОГО ОПИСУ БАГАТОВИМІРНИХ КОМП'ЮТЕРНИХ МЕРЕЖ

А. В. Щокін 108

УПРАВЛІННЯ 112

СТРУКТУРНО-ДИНАМІЧНА СУТНІСТЬ ВІД'ЄМНОГО ЗВОРОТНЬОГО ЗВ'ЯЗКУ В АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМАХ

Н. А. Брикун, Л. М. Бойчук 112

СИНТЕЗ УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ ОРИЕНТАЦИИ И СТАБИЛИЗАЦИИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

Н. В. Ефименко, Н. В. Луценко 121

ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОКАНАЛЬНОЙ АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ ОБОРУДОВАНИЕМ ДЛЯ ГРУППОВОЙ СБОРКИ НА ОСНОВЕ МЕТОДА АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ <i>Б. Ю. Житников, А. Л. Симаков</i>	125	СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРІВ САР ЕЛЕКТРОПРИВОДУ ТПЧ-АД МЕТОДОМ УЗАГАЛЬНЕНОГО ХАРАКТЕРИСТИЧНОГО ПОЛІНОМА <i>Я. Ю. Марущак, В. М. Кравцов</i>	141
УПРАВЛЕНИЕ МНОГОСВЯЗНЫМИ ПАРАМЕТРИЧЕСКИ АДАПТИВНЫМИ МЕХАНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ <i>А. Н. Иванов</i>	130	ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ДИСКРЕТНОГО АВТОМАТА АВТОМАТАМИ МЕНЬШЕЙ РАЗМЕРНОСТИ И ОРГАНИЗАЦИЯ СВЯЗЕЙ МЕЖДУ НИМИ <i>И. А. Орловский</i>	146
СИНТЕЗ ФИЛЬТРА ПОГЛОЩЕНИЯ ПРИ КОМПЕНСАЦИОННОМ УПРАВЛЕНИИ <i>В. И. Кортунюв</i>	136	АВТОРЫ НОМЕРА	156

I. РАДІОЕЛЕКТРОНІКА

УДК 621.382.3

ПРИМЕНЕНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮ ЦИФРОВЫХ РЕГУЛЯТОРОВ ДЛЯ ОБЪЕКТОВ УПРАВЛЕНИЯ С ЧИСТЫМ ЗАПАЗДЫВАНИЕМ

В. И. Гостев, И. П. Лесовой, А. Е. Чуприн

Приведены формулы для оптимальных управляющих воздействий на объекты управления с чистым запаздыванием в системах управления с цифровыми регуляторами. Изложен расчет и представлены результаты математического моделирования системы автоматического управления с оптимальным по быстродействию цифровым регулятором и объектом управления "водогрейный котел + отопляемое здание".

Приведено формулы для оптимальных керуючих впливів на об'єкти керування з чистим запізнюванням у системах керування з цифровими регуляторами. Викладено розрахунок і представлені результати математичного моделювання системи автоматичного керування з оптимальним за швидкодією цифровим регулятором і об'єктом керування "водогрійний котел + опалювальний будинок".

The formulas for optimum control actions on plants of control with a dead time in control systems with digital regulators are reduced. The calculation is explained and the results of mathematical modelling of an automatic control system with optimum on speed a digital regulator and plant of control " hot-water boiler + heated building " represented.

Линейные математические модели некоторых объектов управления могут содержать звено запаздывания с передаточной функцией вида $e^{-\tau s}$. При проектировании системы управления с оптимальным по быстродействию цифровым регулятором и объектом управления с чистым запаздыванием так, чтобы система "аппроксимировала" произвольное входное воздействие сигналом, который линейно изменяется на интервалах регулирования, необходимо определять оптимальные управляющие воздействия на объект управления. Эти воздействия для объекта с передаточной функцией $G(s)e^{-\tau s}$ можно найти, модифицируя полученные в работе [1] формулы для оптимальных управляющих воздействий на объект управления с передаточной функцией $G(s)$ следующим образом:

1. Интервал регулирования определить как $t_p = Nh + \tau$, где N - порядок передаточной функции объекта управления, h - шаг квантования в цифровом регуляторе, τ - время запаздывания;

2. Вместо ошибки системы θ_n в момент начала n -го интервала регулирования (в момент nt_p) в формулы подставить величину $\theta_n + \tau\Delta\sigma$, где $\Delta\sigma = \sigma_n - \sigma_{n-1}$, σ_n - первая разность входного воздействия на n -м интервале регулирования $nt_p \leq t < (n+1)t_p$, σ_{n-1} - первая разность входного воздействия на $(n-1)$ -м интервале регулирования $(n-1)t_p \leq t < nt_p$.

Формулы для оптимальных управляющих воздействий на объекты управления без звеньев запаздывания приведены в работе [1]. Например, на вход объекта управления с передаточной функцией $G(s) = \alpha[s(s+a)(s+b)]^{-1}$ на n -м интервале регулирования необходимо подавать воздействия [1]:

$$m_0 = K_0(\Delta U + S_0\Delta\sigma) + \frac{ab}{\alpha}\sigma_{n-1}; \quad nt_p \leq t < nt_p + h;$$

$$m_1 = K_0[q_1(\Delta U + S_0\Delta\sigma) + h\Delta\sigma] + \frac{ab}{\alpha}\sigma_{n-1}; \\ nt_p + h \leq t < nt_p + 2h;$$

$$m_2 = K_0[q_2(\Delta U + S_0\Delta\sigma) + h\Delta\sigma(1 + q_1)] + \frac{ab}{\alpha}\sigma_{n-1}; \\ nt_p + 2h \leq t < nt_p + 3h;$$

$$K_0 = \frac{ab}{\alpha h(1-A)(1-B)};$$

$$S_0 = 3h + \frac{a+b}{ab} - \frac{h(2+q_1)}{(1-A)(1-B)};$$

$$q_1 = -(A+B); \quad q_2 = AB; \quad A = e^{-ah}; \quad B = e^{-bh}.$$

$\Delta U = \theta_n$, где θ_n - ошибка системы в момент начала n -го интервала регулирования, т.е. ошибка системы в момент nt_p . Интервал регулирования $t_p = Nh = 3h$, где $N = 3$ - порядок объекта; h - шаг квантования; на

$(n-1)$ -м интервале регулирования $(n-1)t_p \leq t < nt_p$ входное воздействие характеризуется первой разностью σ_{n-1} , на n -м интервале регулирования $nt_p \leq t < (n+1)t_p$ - первой разностью σ_n ; $\Delta\sigma = \sigma_n - \sigma_{n-1}$, $n=0,1,2,\dots$

На вход объекта управления с передаточной функцией $G(s) = \alpha e^{-\tau s} [s(s+a)(s+b)]^{-1}$ необходимо, начиная с момента nt_p , подавать воздействия:

$$m_0 = K_0(\Delta U + \tau\Delta\sigma + S_0\Delta\sigma) + \frac{ab}{\alpha}\sigma_{n-1}; \quad nt_p \leq t < nt_p + h;$$

$$m_1 = K_0[q_1(\Delta U + \tau\Delta\sigma + S_0\Delta\sigma) + h\Delta\sigma] + \frac{ab}{\alpha}\sigma_{n-1}; \\ nt_p + h \leq t < nt_p + 2h;$$

$$m_2 = K_0[q_2(\Delta U + \tau\Delta\sigma + S_0\Delta\sigma) + h\Delta\sigma(1 + q_1)] + \frac{ab}{\alpha}\sigma_{n-1}; \\ nt_p + 2h \leq t < nt_p + 3h.$$

$$m_3 = \frac{ab}{\alpha}\sigma_{n-1} \quad \text{при} \quad nt_p + 3h \leq t < nt_p + 3h + \tau. \\ t_p = Nh + \tau.$$

Цифровой регулятор на каждом подинтервале $nt_p \leq t < nt_p + Nh$ интервала регулирования $nt_p \leq t < (n+1)t_p$ можно описать передаточной функцией

$$W(z) = \frac{M(z)}{\Theta(z)} = \frac{m_0 + m_1 z^{-1} + m_2 z^{-2}}{\Delta U(1 + z^{-1} + z^{-2})}$$

или разностным уравнением

$$m_i = \left(\sum_{k=0}^i m_k \theta_{i-k} - \Delta U \sum_{k=1}^i m_{i-k} \right) / \Delta U,$$

где $\theta = \Delta U$ при индексе $i-k \geq 0$ и $\theta = 0$, $m = 0$ при индексе $i-k < 0$.

Если обозначить ΔU_i ошибку системы в моменты ih , $i=0,1,2$, на интервале регулирования t_p (ΔU_0 - ошибка системы в момент nt_p , ΔU_1 - ошибка системы в момент $nt_p + h$, ΔU_2 - ошибка системы в момент $nt_p + 2h$), то цифровой регулятор на каждом подинтервале $nt_p \leq t < nt_p + Nh$ интервала регулирования $nt_p \leq t < (n+1)t_p$ можно описать передаточной функцией

$$W(z) = \frac{M(z)}{\Theta(z)} = \frac{m_0 + m_1 z^{-1} + m_2 z^{-2}}{\Delta U_0 + \Delta U_1 z^{-1} + \Delta U_2 z^{-2}}$$

или разностным уравнением

$$m_i = \left(\sum_{k=0}^i m_k \Delta U_{i-k} - \Delta U \sum_{k=1}^i \Delta U_{i-k} m_{i-k} \right) / \Delta U_0.$$

Структурная схема системы управления астатическим объектом, имеющим звено запаздывания, изображена на рис.1. Аналого-цифровой преобразователь АЦП в этой схеме имеет неравномерный шаг квантования.

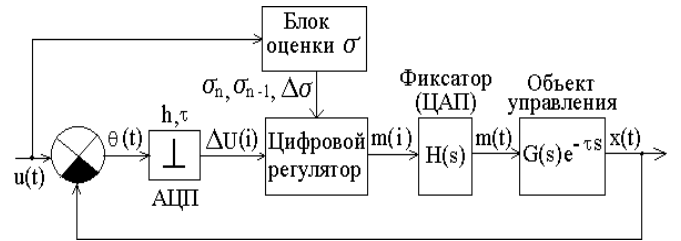


Рисунок 1

В качестве примера рассмотрим систему автоматического управления (см. рис.1), объект управления в которой имеет передаточную функцию $G_0(s) = \frac{\alpha}{s(s+b)} e^{-\tau s} = \frac{10}{s(s+1)} e^{-0,2s}$ и основной шаг квантования в регуляторе $h=0,4$. Тогда $t_p = Nh + \tau = 1$. На вход объекта необходимо, начиная с момента nt_p , подавать воздействия:

$$m_0 = K_0(\Delta U + \tau\Delta\sigma + S_0\Delta\sigma) + \frac{b}{\alpha}\sigma_{n-1}; \quad n \leq t < n + 0,4;$$

$$m_1 = K_0[q_1(\Delta U + \tau\Delta\sigma + S_0\Delta\sigma) + h\Delta\sigma] + \frac{b}{\alpha}\sigma_{n-1}; \\ n + 0,4 \leq t < n + 0,8;$$

$$m_2 = \frac{b}{\alpha}\sigma_{n-1} \quad \text{при} \quad n + 0,8 \leq t < n + 1,$$

где $K_0 = \frac{b}{\alpha h(1-B)}$; $S_0 = 2h + \frac{1}{b} - \frac{h}{1-B}$; $q_1 = -B$; $B = e^{-bh}$.

Пусть входное воздействие $u(t)$ на каждом интервале регулирования аппроксимируется линейно изменяющимся сигналом. Рассмотрим три первых интервала регулирования $[0,1,2]$, на которых входной сигнал характеризуется первыми разностями: $\sigma_0 = 1$ ($\Delta\sigma = 1$); $\sigma_1 = 1$ ($\Delta\sigma = 1$); $\sigma_2 = 0$ ($\Delta\sigma = -2$) и $\Delta U_0 = 4$. Обработка системой входного воздействия на трех первых интервалах регулирования показана на рис.2.

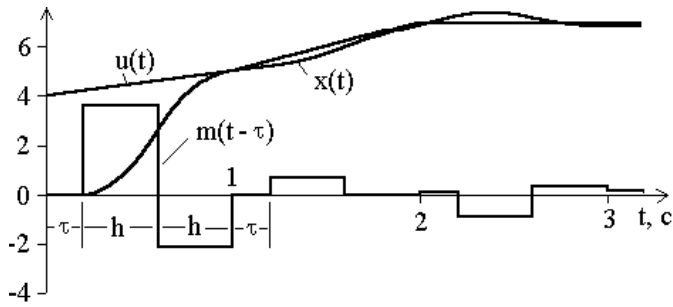


Рисунок 2

Для статических объектов управления блок оценки σ не нужен и структурная схема системы управления статическим объектом, имеющим звено запаздывания, упрощается. Например, на вход статического объекта с передаточной функцией $G(s) = \alpha e^{-\tau s} [(s+a)(s+b)]^{-1}$ необходимо, начиная с момента nt_p , подавать воздействия:

$$m_0 = K_0 \theta_n + \frac{ab}{\alpha} \theta_{n-1}; \quad nt_p \leq t < nt_p + h;$$

$$m_1 = K_0 q_1 \theta_n + \frac{ab}{\alpha} \theta_{n-1}; \quad nt_p + h \leq t < nt_p + 2h;$$

$$m_2 = \frac{ab}{\alpha} \theta_{n-1} \quad \text{при} \quad nt_p + 2h \leq t < nt_p + 2h + \tau.$$

$$t_p = Nh + \tau.$$

$$K_0 = \frac{ab}{\alpha(1-A)(1-B)}; \quad q_1 = 1 - A - B; \quad A = e^{-ah}; \\ B = e^{-bh}.$$

Рассмотрим систему управления водогрейным котлом с оптимальным по быстродействию цифровым регулятором.

В настоящее время системы управления отечественных водогрейных котлов малой и средней мощности, в основном, построены на основе термостатов. Данные системы отличаются простотой, дешевизной и надежностью, однако обладают всеми недостатками присущими релейным системам управления. Ниже изложен расчет оптимального по быстродействию цифрового регулятора для общего объекта управления "водогрейный котел + отапливаемое здание".

Типовое уравнение теплопередачи между внутренним воздухом здания и окружающей средой имеет вид:

$$Q = kA(\theta_B - \theta_A) + Mc \frac{d}{dt}(\theta_B - \theta_A),$$

где Q - тепло, передаваемое внутреннему воздуху за одну секунду, Дж/с; k - общий коэффициент теплопе-

редачи ограждающих конструкций здания, нелинейно зависящий от соотношения температур, Дж/м²/с/°С; A - граничная поверхность, нормальная к потоку тепла (площадь наружной поверхности здания), м²; M - масса внутреннего воздуха, кг; c - удельная массовая теплоемкость внутреннего воздуха, Дж/кг/°С; θ_A - температура окружающей среды, °С; θ_B - температура внутреннего воздуха, °С. Отметим, что мощность котла в 1кВт соответствует теплу 0,2388 ккал/с или 1000Дж/с. Величина, обратная произведению kA , называется термодинамическим сопротивлением ($kA = 1/R$).

Выражение $kA(\theta_B - \theta_A)$ описывает тепловые потери здания в окружающую среду. Выражение $Mc \frac{d}{dt}(\theta_B - \theta_A)$ описывает тепло, аккумулирующееся во внутреннем воздухе здания и обусловленное изменением его температуры. Уравнение теплопередачи справедливо для малых возмущений, когда можно считать, что зависящий от температуры коэффициент k является постоянной величиной. Кроме того, предполагается, что окружающая среда обладает бесконечно большой массой и что потери тепла зданием не повышают температуру окружающей среды.

На основании уравнения теплопередачи термодинамическую модель здания можно представить в виде структурной схемы объекта управления (см. рис.3). Вход объекта - тепло, передаваемое внутреннему воздуху Q , выход объекта - температура внутреннего воздуха θ_B , внешнее возмущающее воздействие - температура окружающей среды θ_A . Возмущающее воздействие можно представить в виде $\theta_A = \theta_0 + \theta_1 \sin \omega t$, где θ_0 - средняя внешняя температура, θ_1 - амплитуда суточных изменений внешней температуры, $\omega = 2\pi/(24 \times 3600)$ 1/с. $\theta_{уст}$ - требуемая внутренняя температура (уставка). Отметим, что термодинамические свойства реальных зданий нелинейны и изменяются как со временем, так и с изменением погодных условий, поэтому модель только приближенно описывает реальный объект.

При сгорании топлива G_T (природного газа) количество выделяемой теплоты описывается выражением $G_T = qm_T$, где $q = 4,4 \cdot 10^7$ Дж/кг - теплота сгорания природного газа, m_T - масса поступающего топлива. Если железный котел массой m_K кг наполнен водой массой m_B кг и вода (вместе с котлом) нагревается на

θ_p °С, то $G_T = qm_T = Q_1 + Q_2 = c_{ж}m_K\theta_p + c_Bm_B\theta_p$,
 где $c_{ж}=460$ Дж/кг/°С - удельная теплоемкость
 железа, $c_B=4200$ Дж/кг/°С - удельная теплоемкость
 воды, Q_1 Дж - количество теплоты, полученное котлом,
 Q_2 Дж - количество теплоты, полученное водой.

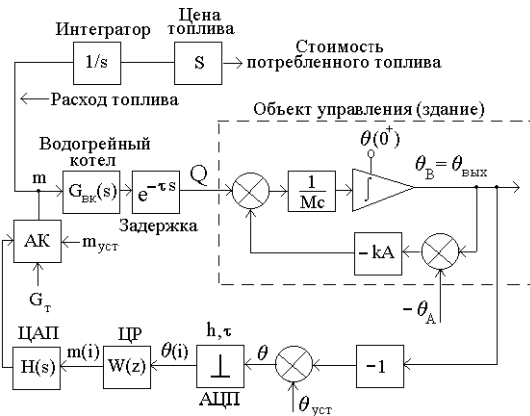


Рисунок 3

Водогрейный котел описывается аperiodическим звеном с передаточной функцией $G_{BK}(s) = K_{BK}/(T_{BK}s + 1)$, в которой коэффициент передачи K_{BK} равен максимальной мощностью котла P_{max} кВт. Подача топлива G_T регулируется автоматическим клапаном АК (см. рис.3). Выходная мощность котла mP_{max} , где m - степень открытия клапана (от 0 до 1). Транспортная задержка на τ секунд описывается передаточной функцией $e^{-\tau s}$.
 Для регулирования выходной мощностью котла применим оптимальный по быстродействию цифровой регулятор. В блок регулятора входят АЦП, собственно регулятор, ЦАП (фиксатор нулевого порядка с передаточной функцией $H(s)$) и клапан АК с устройством его регулировки.

Рассмотрим систему водяного отопления одноэтажного здания площадью $300m^2$, работающую от водогрейного котла мощностью 30кВт с модулирующей горелкой.

Здание описывается необходимыми теплоизоляционными и геометрическими параметрами: длиной, шириной и высотой здания, размерами и количеством окон, формой крыши, теплопроводностью и толщиной материала стен, окон, крыши. По этим параметрам вычисляются требующиеся для термодинамической модели величины M и R . Формулы для расчета следующие:

$$M = wl(\text{tg}\alpha_{\text{рад}} + h_{\text{зд}})\rho,$$

$$R = R_{\text{стен}}R_{\text{окон}}/(R_{\text{стен}} + R_{\text{окон}}),$$

$$R_{\text{стены}} = \frac{\delta_{\text{стены}}}{\lambda_{\text{стены}}A_{\text{стены}}}, R_{\text{окна}} = \frac{\delta_{\text{окна}}}{\lambda_{\text{окна}}A_{\text{окна}}},$$

$$A_{\text{окон}} = nh_{\text{окна}}w_{\text{окна}},$$

$$A_{\text{стен}} = 2h_{\text{зд}}(l+w) + 2lw/\cos(\alpha_{\text{рад}}/2) + w\text{tg}\alpha_{\text{рад}} - A_{\text{окон}},$$

ρ - плотность воздуха на уровне моря ($1,225\text{кг}/m^3$).

Расчет проведем для следующих конкретных данных. Здание имеет длину $l=30\text{м}$, ширину $w=10\text{м}$ и высоту $h_{\text{зд}}=4\text{м}$. Размеры окон: $h_{\text{окна}} = w_{\text{окна}} = 1\text{м}$. Количество окон $n=6$. Крышный угол $\alpha=40^\circ$, $\alpha_{\text{рад}} = \frac{40}{180/\pi}$ рад.

Коэффициент теплопроводности и толщина материала: $\lambda_{\text{стены}}=0,038$ Дж/м/с/К и $\delta_{\text{стены}}=0,2\text{м}$, $\lambda_{\text{окна}} = 0,78$ Дж/м/с/К и $\delta_{\text{окна}}=0,01\text{м}$, $\lambda_{\text{крыши}} = \lambda_{\text{стены}}$ и $\delta_{\text{крыши}} = \delta_{\text{стены}}$. По этим параметрам получаем следующие требующиеся для термодинамической модели объекта управления величины M и R (размерности указаны выше): $M=1778,4$; $R=0,0015$. Другие параметры модели заданы следующими: $c=1005,4$; $P_{\text{max}}=30$; $\tau=100$; $\theta_1=5$; $\theta_{\text{уст}}=20$; $T_{BK}=300$.

Рассматривая в качестве выходной величины объекта управления разность между внутренней и внешней температурами $\theta_B(t) - \theta_A(t)$ и принимая в качестве уставки температуру $\theta_{\text{уст}} - \theta_A(t)$, преобразуем структурную схему рис.3 в схему, приведенную на рис.4. Объект управления в этой схеме описывается аperiodическим звеном с передаточной функцией $G(s) = \alpha/(s + b)$, в которой

$$\alpha = \frac{1}{Mc}; b = \frac{1}{McR}.$$

При указанных параметрах $McR = 2682c = 44,7$ мин.

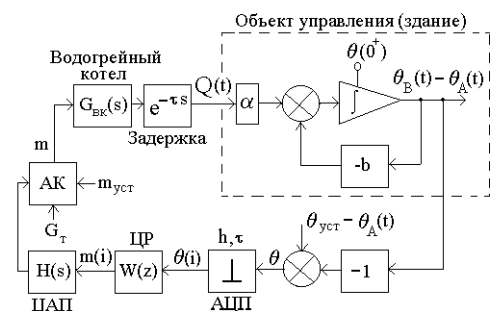


Рисунок 4

При моделировании опишем динамику аperiodического звена (здания), используя аппроксимацию по формуле трапеций [1]:

$$\theta_{B_v} - \theta_{A_v} = \frac{2 - bh_0}{2 + bh_0}(\theta_{B_{v-1}} - \theta_{A_{v-1}}) + \frac{\alpha h_0}{2 + bh_0}(Q_v + Q_{v-1}).$$

Временной параметр v меняется через шаг моделирования $h_0 = 0,02h$, где h - шаг квантования в АЦП и ЦАП. Примем $h = 300$ с, тогда $h_0 = 6$ с.

Динамику водогрейного котла при моделировании также опишем, используя формулу трапеций:

$$Q_v = \frac{2 - bh_0}{2 + bh_0}Q_{v-1} + \frac{K_{BK}}{T_{BK}} \cdot \frac{h_0}{2 + bh_0}(m_v + m_{v-1}).$$

Передаточную функцию общего объекта управления можно записать в виде

$$G_0(s) = \frac{\alpha_0}{(s+a)(s+b)} e^{-\tau s},$$

где $a = 1/T_{BK}$; $\alpha_0 = \frac{\alpha K_{BK}}{T_{BK}} = \frac{P_{\max}}{McT_{BK}}$.

Коэффициент передачи общего объекта управления в установившемся режиме

$$K_{уст} = \frac{\alpha_0}{ab} = P_{\max} \cdot R = 45.$$

Поэтому требуемая уставка в автоматическом клапане определяется как

$$m_{уст} = \frac{\theta_{уст} - \theta_0}{K_{уст}} = \frac{\theta_{уст} - \theta_0}{45}.$$

Оптимальные управляющие воздействия на общий объект управления:

$$m_0 = K_0 \theta_n + \frac{ab}{\alpha_0} \theta_{n-1} + m_{уст}; \quad nt_p \leq t < nt_p + h;$$

$$m_1 = K_0 q_1 \theta_n + \frac{ab}{\alpha_0} \theta_{n-1} + m_{уст}; \quad nt_p + h \leq t < nt_p + 2h;$$

$$m_2 = \frac{ab}{\alpha_0} \theta_{n-1} + m_{уст} \quad \text{при} \quad nt_p + 2h \leq t < nt_p + 2h + \tau.$$

$$t_p = Nh + \tau.$$

$$K_0 = \frac{ab}{\alpha_0(1-A)(1-B)}; \quad q_1 = 1 - A - B; \quad A = e^{-ah};$$

$$B = e^{-bh}.$$

Численные значения параметров: $A=0,36788$; $B=0,89417$;

$$q_1 = -0,26205; \quad \frac{ab}{\alpha_0} = \frac{1}{45}; \quad K_0 = 0,33218; \quad t_p = 700.$$

Результаты исследования системы автоматического управления (см. рис.3 и 4) путем математического моделирования представлены на рис.5, 6 и 7. Во всех случаях требуемая температура внутреннего воздуха здания $\theta_{уст}$ задавалась равной 20°C , амплитуда суточных изменений внешней температуры θ_1 задавалась равной 5°C , а средняя внешняя температура θ_0 принималась равной $+5^\circ\text{C}$, 0°C , -5°C . Закон суточных изменений внешней температуры принимался синусоидальным: $\theta_A(t) = \theta_0 + 5 \sin[2\pi t / (24 \times 3600)]$.

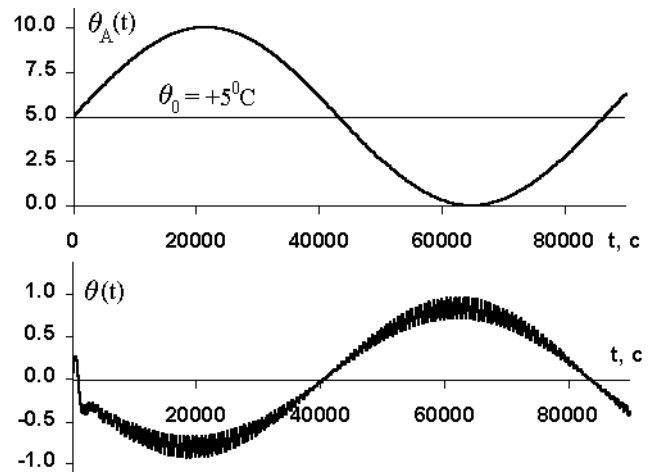


Рисунок 5

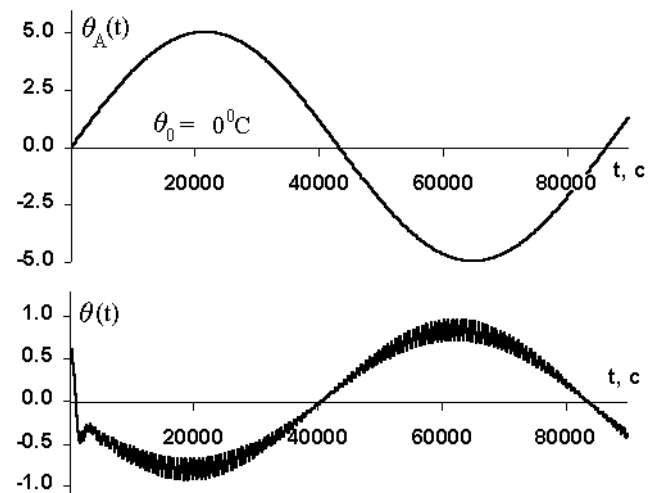


Рисунок 6

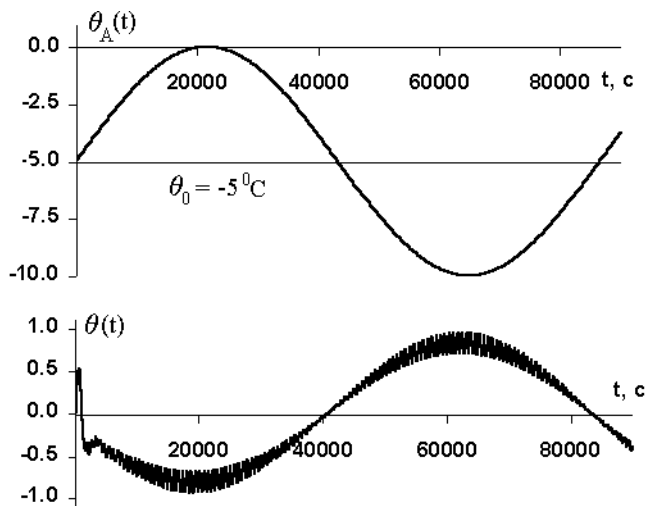


Рисунок 7

Ошибка системы $\theta(t) = \theta_{уст} - \theta_B(t)$ показывает отличие температуры внутреннего воздуха здания $\theta_B(t)$ от требуемой $\theta_{уст} = 20^\circ \text{C}$. Во всех случаях максимальная ошибка не превышает 1°C . Время наблюдения 90000 с.

Начальный участок (время наблюдения 3000 с) графика ошибки (см. рис.6) приведен на рис.8, где изображены также управляющее воздействие $m(t)$ и изменение внутренней температуры здания $\theta_B(t)$ при $\theta_0 = 0^\circ \text{C}$.

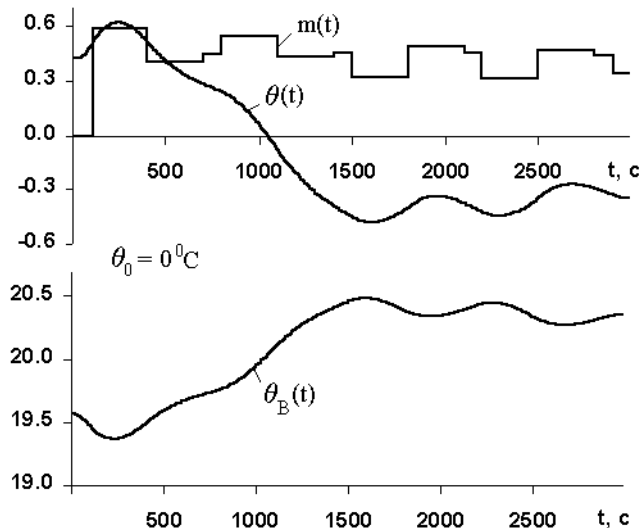


Рисунок 8

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Гостев В.И., Стеклов В.К. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами: Справочник. - К.: "Радиоаматор", 1998. - 704 с.

УДК 681.3.06:621.372.85

СИСТЕМА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ МИКРОСХЕМ СВЧ (SAMIS)

Л. М. Карпуков, С. Н. Романенко, А. С. Романенко

Рассмотрены принципы построения и состав интерактивной графической системы, предназначенной для моделирования микросхем СВЧ, реализуемых на микрополосковых и щелевых линиях. Дано описание функциональных возможностей системы на этапах схематехнического и топологического проектирования.

Розглянуто принципи і склад інтерактивної графічної системи, яка використовується для моделювання микросхем СВЧ, що реалізуються на мікросмужкових і щілинних лініях. Надано опис функціональних можливостей системи на етапах схематехнічного та топологічного проектування.

The principles of construction and structure of interactive graphic system intended for modelling of microcircuits of a microwave, sold on micristrip and slot lines are considered. The

description of functional capabilities of system at stages of schematic and topological design is given.

ВВЕДЕНИЕ

Развитие и совершенствование методов и средств автоматизации проектно-исследовательских работ на базе персональных ЭВМ представляет собой актуальную задачу, решение которой способствует массовому внедрению современных информационных и вычислительных технологий в науку, технику и образование.

Рассматриваемая учебно-исследовательская система SAMIS предназначена для моделирования микросхем СВЧ, реализуемых на микрополосковых (МПЛ) и

щелевых (ЩЛ) линиях передачи. В основу организации системы положены общие принципы моделирования СВЧ устройств [1] с учетом специфических особенностей применения персональных ЭВМ, связанных с разработкой вспомогательных программных средств, обеспечивающих эффективное взаимодействие пользователя с ЭВМ.

Процесс моделирования в системе носит итерационный характер и отражает основные черты реального процесса проектирования микросхем СВЧ, который представляет собой последовательность повторяющихся проектных процедур при постепенном повышении уровня адекватности используемых моделей базовых элементов (БЭ) и точности расчета топологии схемы, обусловленной степенью учета краевых эффектов и несанкционированных связей. При этом на начальных стадиях процесса проектирования применяются простейшие идеализированные модели, которые описывают основные физические явления и санкционированные связи и определяют, как правило, потенциально возможные характеристики разрабатываемого устройства.

Функциональная и конструктивная сложность микросхем СВЧ обуславливает расчленение процесса моделирования на схемотехнический и конструкторский этапы. На схемотехническом этапе осуществляется расчет матрицы рассеяния или рабочих характеристик моделируемого устройства по известным дескрипторам БЭ, составляющих его структуру. Основным аспектом конструкторского этапа моделирования в системе является синтез топологии БЭ по их электрическим характеристикам, полученным при схемотехнических расчетах.

Интерпретация моделей, методов и результатов моделирования в системе осуществляется с позиций теории цепей, что обеспечивает простоту, наглядность и информативность элементной базы и математического обеспечения и делает систему доступной широкому кругу пользователей с различным уровнем квалификации при сохранении качества моделирования.

Проблемно-ориентированное математическое обеспечение системы включает в себя алгоритмы анализа декомпозиционных моделей исследуемых устройств в частотной области [2] и математические модели базовых элементов.

Требования гибкости и универсальности элементной базы моделирования определили использование для базовых элементов математических моделей различного уровня адекватности. Модели линий передачи строятся с учетом их дисперсионных характеристик [3,4]. Моделирование неоднородностей и учет краевых эффектов осуществляется в квазистатическом приближении с использованием универсальных алгоритмов, разработанных для решения краевых задач электростатики, формулируемых для многослойных подложек микросхем [5,6].

ИНТЕРФЕЙС СИСТЕМЫ

Система SAMIS имеет дружелюбный Windows-ориентированный интерфейс, проста в освоении и обеспечивает пользователя необходимыми сервисными функциями. Развитая справочная система предоставляет требуемую информацию на любом этапе процесса моделирования.

Рабочая панель системы показана на рис.1 и включает в себя: рабочее поле для построения схемы, снабженное полосами прокрутки; кнопочное меню базовых элементов и функций редактирования; строку меню основных функций системы и кнопки быстрого доступа.

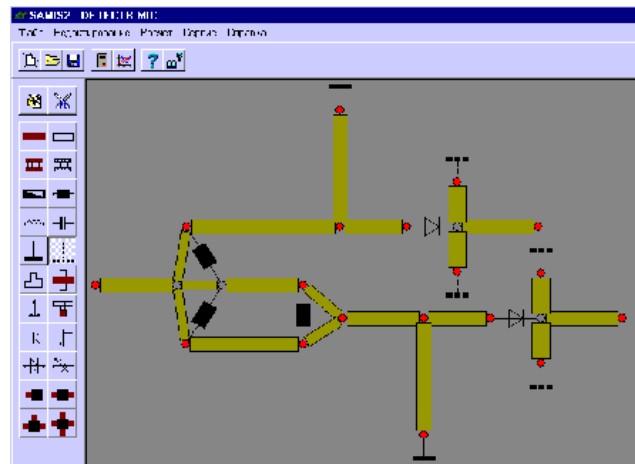


Рисунок 1 - Схема частотного детектора

На рис.1 для примера построена схема частотного детектора [7] на МПЛ, а на рис. 2 приведены результаты его расчета, представленные в графической форме с помощью раскрывающейся панели рабочего инструмента - "плоттера".

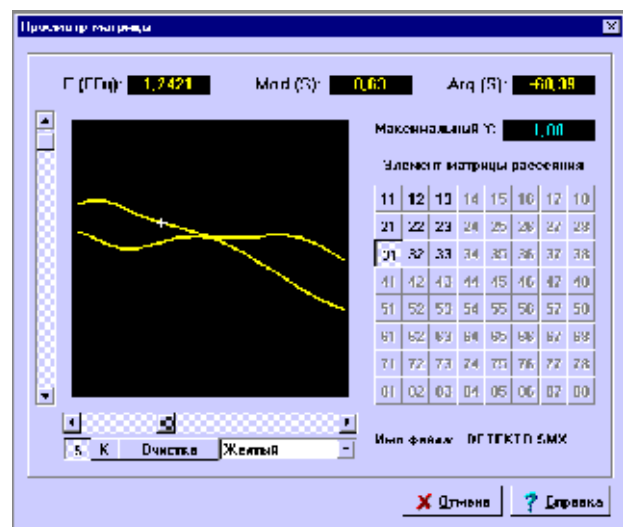


Рисунок 2 - Панель "плоттера"

Плоттер обеспечивает необходимый набор сервисных функций, предоставляя возможность построения графиков частотных зависимостей модуля и аргумента элементов матрицы рассеяния моделируемого устройства или его рабочих параметров. Маркер совместно с полосами прокрутки на панели плоттера обеспечивает съем данных в любой точке графиков.

Используемый в системе набор БЭ представлен слева от рабочего поля в виде кнопок с мнемоническими обозначениями соответствующих элементов. На рис.3 приведено полное меню БЭ с указанием их функционального назначения.

Выбор БЭ при построении схемы производится путем установки указателя "мыши" на необходимый элемент и нажатия левой клавиши, при этом кнопка БЭ визуально утапливается в панель. Затем указатель "мыши" переме-

щается в нужное место рабочего поля. Попадание указателя "мыши" в узел схемы, к которому подключается выбранный БЭ, фиксируется сменой вида указателя - контурная стрелка превращается в руку. После нажатия левой кнопки "мыши" на экране появляется диалоговое окно, в котором пользователь вводит параметры БЭ.

Для редактирования топологии схемы предоставляются режимы: **удаление, добавление, вставка** БЭ.

ВВОД И РЕДАКТИРОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ БЭ

БЭ системы можно условно разделить на три группы, различающиеся системой параметров:

- отрезки соединительных линий;
- элементы, описываемые эквивалентной схемой;
- элементы, представляемые матрицей рассеяния.

Параметрами МПЛ и ЩЛ, являются: электрическая длина, характеристический импеданс, постоянная затухания, импедансы волноведущих трактов, между которыми включен отрезок линии. По умолчанию эти импедансы принимаются равными 50 Ом.

В качестве примера описания элементов электрическими параметрами и эквивалентной схемой на рис.4 показаны диалоговые окна для ввода и редактирования параметров БЭ - **Отрезок МПЛ** и **Полевой транзистор**.

Помимо электрических параметров в диалоговом окне есть топологический параметр - угол поворота БЭ при установке его в схему.

Описание многополюсных БЭ осуществляется путем ввода элементов их матриц рассеяния. В системе имеется специальное приложение - редактор матриц, который упрощает обработку больших массивов чисел.



Рисунок 3 - Меню БЭ системы SAMIS

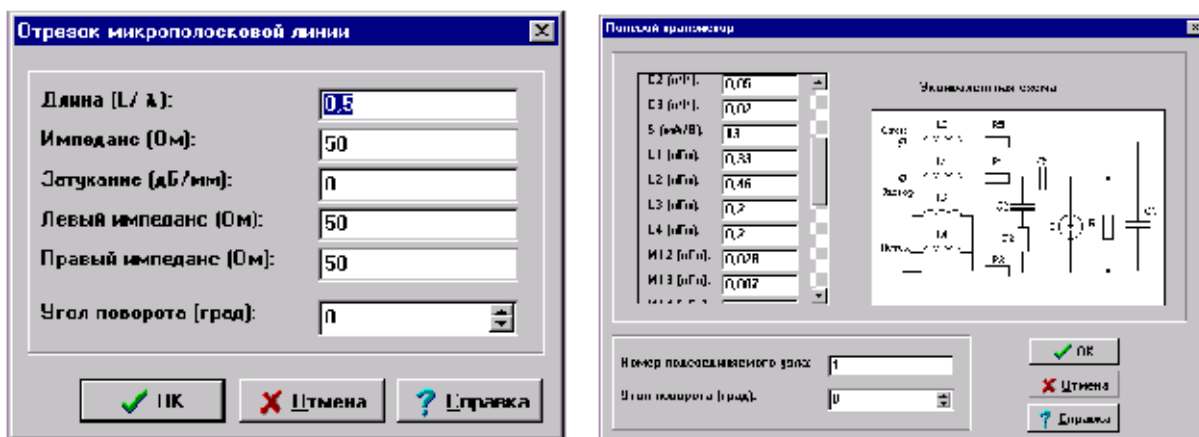


Рисунок 4 - Диалоговые окна для ввода и редактирования параметров БЭ

Просмотр и редактирование параметров БЭ производится на любом этапе построения схемы после нажатия кнопки **Изменить параметры** и фиксации мышью узлов БЭ. Во всплывающем окне выводятся параметры редактируемого БЭ, которые могут быть изменены пользователем.

СИНТЕЗ ТОПОЛОГИИ СХЕМЫ

Процесс преобразования электрической схемы в геометрическую информацию, задающую форму и взаимное расположение схемных элементов, включает в себя следующие процедуры:

- синтез геометрических размеров отрезков МПЛ или ШЛ,
- построение топологии неоднородностей,
- размещение схемных элементов.

Геометрические размеры отрезков МПЛ и ШЛ определяются по их электрическим параметрам. На рабочем поле панели системы отрезки линий в процессе построения моделируемой схемы изображаются с учетом их геометрических размеров и заданного пользователем угла поворота, что позволяет уже на этапе построения электрической схемы моделируемого устройства осуществлять предварительную компоновку схемных элементов на плате.

Синтез топологии неоднородности, возникающей при сочленении отрезков МПЛ, производится пользователем в интерактивном режиме и состоит в геометрическом построении области, объединяющей граничные сечения сочленяемых линий. Выбор неоднородности для синтеза осуществляется путем указания "мышью" на соответствующий узел сочленения линий в моделируемой схеме.

В рабочем поле появляется окно с изображением отрезков сочленяемых линий, расположенных под углами, заданными при построении схемы. Пользователю предоставляется возможность изменения расположения и углов наклона сочленяемых отрезков линий, а также построения топологии области неоднородности. В качестве примера на рис. 5 изображены исходная схема сочленения линий, составляющих фрагмент моделируемого устройства на рис. 1, и вариант построения топологии рассматриваемой неоднородности.

После построения топологии неоднородности производится расчет ее эквивалентной емкости, значение которой выводится на панель, где также имеются окна для значений ширины сочленяемых линий.

Процедура размещения схемных элементов обеспечивает операции по установке кристаллов полупроводниковых элементов на плате, выбору размеров выводов и точек подключения их на плате. Итоговая геометрическая информация этой процедуры используется в системе для вычисления эквивалентных индуктивностей и емкостей выводов элементов. На рис. 6 приведен пример размещения и подключения кристалла полевого транзистора.

Эквивалентные индуктивности и емкости схемных элементов и неоднородностей используются в системе для повторных схемотехнических расчетов, в процессе которых осуществляется анализ влияния выбранных конструкций и топологий на характеристики проектируемого устройства. По результатам анализа в интерактивном режиме проводится корректировка размеров соединительных линий, топологии неоднородностей и размещения полупроводниковых элементов, обеспечивающая улучшение характеристик устройства.

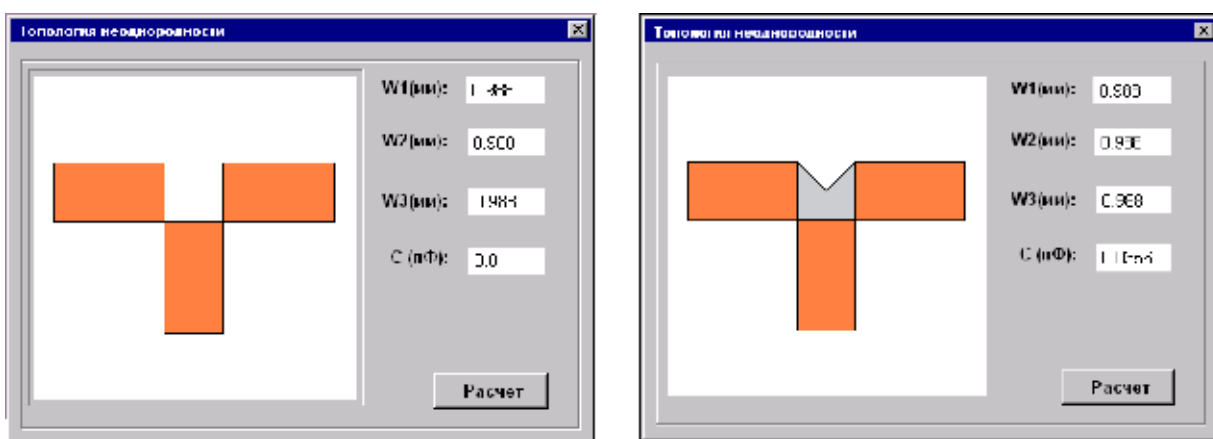


Рисунок 5 - Построение топологии неоднородности

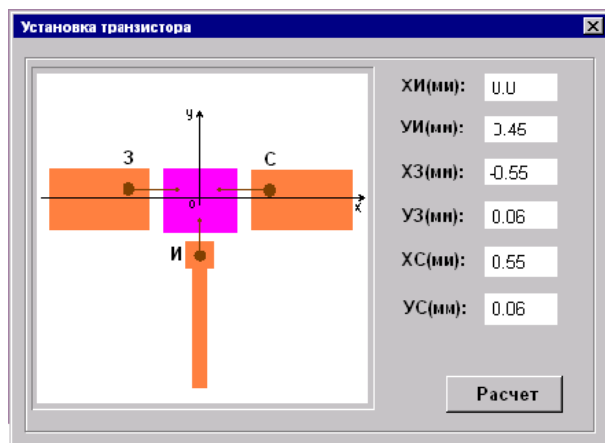


Рисунок 6 - Размещение и подключение кристалла полевого транзистора

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Опыт эксплуатации системы моделирования SAMIS показал ее надежность и эффективность. Доступность, гибкость и широкие функциональные возможности системы делают ее универсальной. Она может

УДК 621.396.6.004

ВПЛИВ ПОХИБОК ВИМІРУ ВИХІДНИХ ХАРАКТЕРИСТИК РЕП НА ТОЧНІСТЬ РОЗРАХУНКУ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕМЕНТІВ СХЕМИ

М. М. Касьян

Предлагается метод оценки влияния погрешностей измерения выходных характеристик радиоэлектронных устройств на точность идентификации параметров элементов схемы и даны рекомендации по повышению точности расчета.

Пропонується метод оцінки впливу похибок виміру вихідних характеристик радіоелектронних пристроїв на точність ідентифікації параметрів елементів схеми та приведені рекомендації по підвищенню точності розрахунку.

The method of an evaluation of influence of errors of measurement of the output characteristics of radio electronic devices on accuracy of identification of parameters of units of the circuit is offered and the recommendations for rise of accuracy of calculation are given.

При діагностуванні електронних схем необхідно визначити значення параметрів елементів схеми таким чином, щоб вихідні характеристики проектованого пристрою якомога краще співпадали з експериментально отриманими в точках вимірів. Цю задачу можна вирішити методом параметричної оптимізації з використанням відомого критерію мінімуму середньоквадратичної помилки [1]

использоваться в качестве обучающей системы при подготовке специалистов-пользователей САПР, а также служить инструментом профессиональной деятельности инженеров-разработчиков радиоэлектронной аппаратуры СВЧ диапазона.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Автоматизированное проектирование устройств СВЧ / Под ред. В. В. Никольского. - М.: Радио и связь, 1982. - 272 с.
2. Карпуков Л. М. Комплекс программ частотного анализа схем СВЧ // Радиоэлектроника. 1984. - Т.27. - №6. - С. 94-95. (Изв. высш. учеб. заведений).
3. Проектирование интегральных устройств СВЧ: Справочник/ Ю.Г. Ефремов, В.В.Конин, Б. Д. Солганик и др. - К. Техника, 1990. - 159 с.
4. Карпуков Л.М., Романенко С.Н. Упрощенный расчет дисперсии в МПЛ // Радиотехника. - 1991. - №5. - С. 97-98.
5. Карпуков Л.М. Построение и анализ декомпозиционных моделей микрополосковых структур // Радиоэлектроника. - 1984. - Т. 27. - №9. - С. 32 - 36. (Изв. высш. учеб. заведений).
6. Карпуков Л.М., Романенко С.Н. Алгоритм квазистатистического анализа многослойных полосковых структур с учетом конечных размеров диэлектрических пластин // Радиоэлектроника, информатика, управління. -Запоріжжя: ЗДТУ, 1999. - №2. - С.8 - 12.
7. Gruchala H., Rutkowski A. Frequency Detector with Power Combiner Dividers.// IEEE Microwave Guided Wave Lett., vol. 8, May 1998. - P.179-181.

$$f(\mathbf{q}) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N [Y_{ji\text{вим}}(\mathbf{q}) - Y_{ji\text{розра}}(\mathbf{q})]^2 \quad (1)$$

Враховуючи, що вихідні характеристики можуть бути різноманітними залежностями (напруги, струму, коефіцієнту передачі і т. і.), то доцільно в критерії (1) використовувати не абсолютні значення величин а відносні:

$$f(\mathbf{q}) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \left[1 - \frac{Y_{ji\text{розра}}(\mathbf{q})}{Y_{ji\text{вим}}(\mathbf{q})} \right]^2 \quad (2)$$

де $Y_{ji\text{розра}}(\mathbf{q})$ - розрахункове значення i -тої вихідної характеристики в j -тій точці, яка залежить від вектора параметрів схеми \mathbf{q} ;

$Y_{ji\text{вим}}(\mathbf{q})$ - виміряне значення i -тої вихідної характеристики в j -тій точці.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

При ідентифікації параметрів елементів схеми вихідні характеристики вимірюються реальними приладами, які мають похибку вимірювання. Тому ставиться задача оцінити вплив похибки вимірювання вихідних характеристик на точність визначення параметрів елементів схеми і дати рекомендації по підвищенню точності розрахунку.

МЕТОДИ ВИРІШЕННЯ ТА РЕЗУЛЬТАТИ

Враховуючи, що вимірювальний прилад має похибку вимірювання, критерій середньоквадратичної похибки можна записати

$$f(\mathbf{q}) = \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N \left[1 - \frac{Y_{ji\text{розр}}(\mathbf{q})}{Y_{ji\text{ТВИМ}}(\mathbf{q}) + \varepsilon_{ji}} \right]^2 =$$

$$= \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N \left[1 - \frac{Y_{ji\text{розр}}(\mathbf{q})}{Y_{ji\text{ТВИМ}}(\mathbf{q}) \left(1 + \frac{\varepsilon_{ji}}{Y_{ji\text{ТВИМ}}(\mathbf{q})} \right)} \right]^2, \quad (3)$$

де $Y_{ji\text{ТВИМ}}(\mathbf{q})$ - точне виміряне значення;

ε_{ji} - абсолютна похибка вимірювання в j -тій точці i -тої характеристики.

Так як абсолютна похибка вимірювання набагато менше виміряної величини з використанням розкладу в ряд Тейлора

$$\frac{Y_{ji\text{розр}}(\mathbf{q})}{Y_{ji\text{ТВИМ}}(\mathbf{q}) + \varepsilon_{ji}} \approx \frac{Y_{ji\text{розр}}(\mathbf{q})}{Y_{ji\text{ТВИМ}}(\mathbf{q})} \left(1 - \frac{\varepsilon_{ji}}{Y_{ji\text{ТВИМ}}(\mathbf{q})} \right) =$$

$$= \frac{Y_{ji\text{розр}}(\mathbf{q})}{Y_{ji\text{ТВИМ}}(\mathbf{q})} (1 - \gamma_{ji}),$$

де $\gamma_{ji} = \frac{\pm \varepsilon_{ji}}{Y_{ji\text{ТВИМ}}(\mathbf{q})}$ - відносна похибка вимірювання значення $Y_{ji\text{ТВИМ}}(\mathbf{q})$.

Вираз (3) можна перетворити до вигляду

$$f(\mathbf{q}) = \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N \left[1 - \frac{Y_{ji\text{розр}}(\mathbf{q})}{Y_{ji\text{ТВИМ}}(\mathbf{q})} (1 - \gamma_{ji}) \right]^2. \quad (4)$$

Отриманий вираз (4) можна представити в вигляді

$$f(\mathbf{q}) = f_T(\mathbf{q}) + \Delta f_{\Pi}(\mathbf{q}), \quad (5)$$

$$\text{де } f_T(\mathbf{q}) = \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N \left[1 - \frac{Y_{ji\text{розр}}(\mathbf{q})}{Y_{ji\text{ТВИМ}}(\mathbf{q})} \right]^2;$$

$$\Delta f_{\Pi}(\mathbf{q}) =$$

$$= \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N \left[1 - \frac{Y_{ji\text{розр}}(\mathbf{q})}{Y_{ji\text{ТВИМ}}(\mathbf{q})} \gamma_{ji} \left(\gamma_{ji} + 2 - 2 \frac{Y_{ji\text{розр}}(\mathbf{q})}{Y_{ji\text{ТВИМ}}(\mathbf{q})} \gamma_{ji} \right) \right].$$

Перший доданок виразу (5) представляє собою критерій середньоквадратичної похибки при точних вимірюваннях, а другий доданок $\Delta f_{\Pi}(\mathbf{q})$ визначає приріст критерію середньоквадратичної похибки за рахунок похибок вимірювань.

Для ідентифікації параметрів елементів схеми, яку розглядаємо методом оптимізації, задають мінімальне чисельне значення критерію середньоквадратичної похибки δ_f . В точці мінімуму

$$f_T(\mathbf{q}) = \delta_f - \Delta f_{\Pi}(\mathbf{q}), \quad (6)$$

$\Delta f_{\Pi}(\mathbf{q})$ може мати як додатні так і від'ємні значення.

При цьому можливі три випадки:

- 1) $\delta_f \gg \Delta f_{\Pi}(\mathbf{q})$ - вплив похибки вимірювальних приладів на значення критерію $f(\mathbf{q})$ незначний;
- 2) $\delta_f \approx \Delta f_{\Pi}(\mathbf{q})$ - значення критерію оптимізації порівнянно з впливом похибок вимірювальних приладів;
- 3) $\delta_f \ll \Delta f_{\Pi}(\mathbf{q})$ - вплив похибок вимірювальних приладів переважає.

Отже, якщо знаємо похибки вимірювальних приладів в точках вимірювання, можна приблизно визначити $\Delta f_{\Pi}(\mathbf{q})$, вважаючи що відношення значень $Y_{ji\text{розр}}(\mathbf{q})$ до $Y_{ji\text{ТВИМ}}(\mathbf{q})$ дорівнює одиниці, а потім задати значення $\delta_f \approx \Delta f_{\Pi}(\mathbf{q})$. Значення $\delta_f \gg \Delta f_{\Pi}(\mathbf{q})$ виключає вплив похибки вимірювальних приладів, але дає менш точну ідентифікацію параметрів елементів схеми.

В багатокритерійній задачі виникає необхідність об'єктивної оцінки важливості часткових критеріїв, які включені в критерій оптимальності. Оцінюють важливість часткових критеріїв за допомогою вагових коефіцієнтів, які повинні кількісно відображати важливість відповідних часткових критеріїв. Значні успіхи в останній час по логічному обґрунтуванню класично раціонального вибору та нові результати в галузі некласичного вибору дозволяють з загальних позицій подивитись на проблему порівняння цінностей. Ця проблема в свою чергу поділяється на дві підпроблеми: встановлення вигляду функції цінності або узагальненого критерію і визначення вагових коефіцієнтів - коефіцієнтів важливості. Проблема порівняння цінностей є центральною проблемою теорії векторної оптимізації в умовах, коли ефективність і вірогідність результатів оцінюється не одним, а декількома критеріями. Аксиоматичне рішення проблеми оцінки

важливості критеріїв в багатокритерійних задачах запропоноване Подиновським. Ним надані точні визначення рівності і нерівності критеріїв за важливістю, наведена структуризація засобів рішення багатокритерійних задач. Особливо виділені і докладно розглянуті методи, що використовують інформацію про відносну важливість критеріїв, наприклад, наведену у вигляді коефіцієнтів важливості критеріїв.

Поряд з цим мало публікацій у вітчизняній та зарубіжній пресі, де приводяться огляд та порівняльне дослідження про можливості всіх існуючих методів визначення коефіцієнтів важливості. Окрім порівняння Екендоре чотирьох методів визначення вагових коефіцієнтів (ранжирування, приписування балів, попарного і послідовного порівняння) і порівняння Павельєвим семи методів (безпосередньої чисельної оцінки, оцінки в балах, ранжирування, методу Черчмена-Акофа, методу частот переваги, методу Терстоуна, лінійної згортки критеріїв) не вдалося встановити дослідження по зіставленню більш як трьох методів визначення коефіцієнтів важливості.

Винятком не є і робота Сааті, в якій зіставляється метод власних векторів з методом найменших квадратів. В порівняльних дослідженнях Такеди і Коггера описуються результати чисельного експерименту з трьома методами (Сааті, Коггера і Такеди), а також дослідження Герсона, в яких метод ЕЛЕКТРЕ порівнюється з методами "ухилення від ідеальної точки або точки рівноваги ("статус-кво") і методами "кривих байдужості" (багатомірної функції корисності).

Зараз є більше двох десятків груп методів визначення коефіцієнтів важливості, що розрізняються виглядом вхідної інформації про переваги і засоби її переробки для отримання коефіцієнтів важливості. Насправді тільки шість груп: 1) узагальнений критерій по Подиновському; 2) функція цінності; 3) ухилення від "ідеальної" точки або точки рівноваги; 4) трансформації частот віднесення до класу; 5) трансформації частот переваги; 6) випадкових векторів (рандомізації) можна назвати методами визначення коефіцієнтів важливості критеріїв, якими можна користуватися в узагальнених згортках.

Вагові коефіцієнти, які отримані цими методами, можна використати в мажоритарних вирішальних правилах, але навіть і там вони підпадають на справедливую критику за недостатню обґрунтованість створюваних операцій над малодостовірними вхідними даними (наприклад балів і операцій над ними).

Однак, головний недолік і тих, і інших засобів полягає в певній "безпідставності" в виборі вагових коефіцієнтів. Цей недолік припустимий при вирішенні, наприклад, проектних оптимізаційних задач, коли найкраще в деякому розумінні рішення може бути отримане при різноманітних значеннях варіюваних параметрів. В якості міри достовірності використовуємої

інформації можна взяти точність вимірів, яку в свою чергу можна розрахувати через відомі похибки вимірів реакцій схеми РЕП на тестові дії по кожному із доступних вузлів.

Розглянутий критерій середньоквадратичної помилки (2) є усередненим критерієм по всіх точках виміру різноманітних вихідних характеристик, отриманих за допомогою вольтметра, амперметра, вимірника амплітудно і фазочастотних характеристик. Тому для підвищення точності розрахунку параметрів елементів схеми необхідно ввести в критерій (2) вагові коефіцієнти точності вимірів v_{ij} , що враховують точність виміру вихідної характеристики $Y_{j\text{ВІМ}}(\mathbf{q})$

$$f(\mathbf{q}) = \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N v_{ij} \left[1 - \frac{Y_{ji\text{розр}}(\mathbf{q})}{Y_{j\text{ВІМ}}(\mathbf{q})} \right]^2. \quad (7)$$

Це надає більшої ваги тим вимірам похибка яких виявляється меншою і веде до більш точного виконання вимог для значень характеристики в цій точці. Вирази для вагових коефіцієнтів точності можуть бути різноманітними, наприклад,

$$v_{ij} = 1 - \delta_{j\text{ВІМ}},$$

де $\delta_{j\text{ВІМ}}$ - відносна похибка виміру j -тої характеристики в i -тій точці.

Чим більша похибка виміру в точці, тим менше значення має ваговий коефіцієнт точності. При точних вимірах всі коефіцієнти v_{ij} рівні одиниці.

Інший підхід до формування виразу для вагового коефіцієнту точності виміру j -тої характеристики в i -тій точці може бути наступним:

$$v_{ij} = \frac{1}{\frac{\delta_{j\text{ВІМ}}}{M \cdot N}}; \quad j = \overline{1, M}; \quad i = \overline{1, N},$$

$$\sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N \frac{1}{\delta_{j\text{ВІМ}}}$$

Не важко перевірити умову нормування

$$\sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N v_{ij} = \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N \frac{1}{\frac{\delta_{j\text{ВІМ}}}{M \cdot N}} =$$

$$= \frac{\sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N \frac{1}{\delta_{j\text{ВІМ}}}}{M \cdot N} = 1.$$

Наприклад, якщо вихідними характеристиками радіоелектронного пристрою є напруги в двох вузлах схеми і

похибки їх вимірів рівні відповідно 0,005 і 0,01, тоді

$$v_1 = \frac{1/0,005}{1/0,005 + 1/0,01} = \frac{2}{3}; v_2 = \frac{1/0,01}{300} = \frac{1}{3}.$$

Таким чином, ваговий коефіцієнт точності частинного критерію, що сформувався для першого вузла схеми, вище. І це об'єктивно характеризує більш високий ступінь довіри до першого частинного критерію.

Очевидно, якщо всі вихідні характеристики, що беруть участь в формуванні частинних критеріїв вимірюються з однаковою точністю, то і відповідні коефіцієнти будуть рівні між собою, складаючи в сумі одиницю.

Для однозначного відображення інформативної вихідної характеристики кількість відліків на ній необхідно брати в відповідності з теоремою відліків (Котельнікова), причому не обов'язково, щоб відстань між відліками була однакою. На дільницях, де значення вихідної характеристики змінюються більш швидко, відстань між відліками доцільно зменшувати, бо ці дільниці мають більшу граничну частоту спектра. Важливо, щоб загальне число відліків $N = 2f_m T + 1$ задовольняло теоремі відліків. З іншого боку, відображення характеристик відліками, що відстоять

один від одного на інтервал часу $\Delta t = 1/2f_m$ надто чутливе до помилок виміру значень відліків. Тому для підвищення точності розрахунку необхідно збільшувати кількість відліків у порівнянні з теоремою відліків. Крім того, такий підхід зменшує вплив випадкової помилки при виміру значення характеристики в дискретній точці на осі часу або частоти.

ВИСНОВКИ

Таким чином, запропонований метод визначення мінімального чисельного значення мінімуму середньоквадратичної помилки при вимірах з похибкою, введення вагових коефіцієнтів точності вимірів в критерій середньоквадратичної помилки, рекомендації по вибору кількості дискретних точок на вихідних характеристиках дозволяють підвищити точність ідентифікації параметрів елементів радіоелектронних приладів шляхом оптимізації.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Strobach P. Linear prediction theory: a mathematical basis for adaptive systems. Berlin e. a.: Springer-Verlag, 1990

УДК 621.396.962

АНАЛИЗ И СИНТЕЗ АДАПТИВНЫХ КОМПОЗИЦИОННЫХ СИСТЕМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ПРИМЕНИТЕЛЬНО К МНОГОЛУЧЕВЫМ РЛС

В. П. Прокофьев, Ю. П. Чиняев

Применительно к гауссовым моделям помех и шумов и детерминированному сигналу на основе разработанного композиционного метода получены алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов в многолучевых РЛС.

Стосовно до гаусових моделей перешкод і шумів та детермінованому сигналу на основі розробленого композиційного методу отримані алгоритми просторово-часової обробки сигналів у багатопроменевих РЛС.

Conformably to Gauss's interference and noises models and to determined signal algorithms of space-time signals processing in multi-beam radar's have been obtained on base of designed composition method.

Проблема защиты радиоэлектронных средств от различного рода помех как естественного, так и искусственного происхождения имеет исключительно важное значение. В связи с непрерывным развитием средств радиопротиводействия, совершенствованием тактики их применения, ответственности и сложности решаемых радиоэлектронными средствами надгоризонт-

ной радиолокации задач актуальность указанной проблемы постоянно возрастает.

Среди задач, подлежащих решению современными и перспективными средствами радиолокации, к важнейшим следует отнести:

обнаружение и сопровождение в сложной помеховой обстановке большого числа воздушных целей, обладающих широким диапазоном скоростей и эффективностью маневра;

увеличение дальности обнаружения;

обеспечение высоких точностных характеристик и скорости обновления информации о целях.

Наиболее полно эти задачи могут быть решены в многоканальных адаптивных радиолокационных системах, которым в настоящее время уделяется большое внимание благодаря их многофункциональности и высоким потенциальным возможностям. Однако, реализация многоканальных адаптивных систем на базе

традиционных подходов, предусматривающих использование параллельного весового суммирования входных сигналов, приводит на практике к резкому снижению основных технических характеристик таких систем особенно по мере увеличения числа приемных каналов и усложнения сигнально-помеховой обстановки.

Принципиально новые возможности при решении задачи повышения эффективности функционирования многоканальных адаптивных систем в указанных условиях дает использование разработанного авторами композиционного метода пространственно-временной обработки сигналов. Преимущества композиционного метода по сравнению с традиционными подходами были рассмотрены в [1] применительно к однолучевым многоканальным адаптивным системам защиты от активных шумовых помех. Однако, область приложения композиционного метода в надгоризонтной радиолокации далеко не ограничивается рассмотренным примером. Так, например, использование композиционного подхода при построении адаптивных систем помехозащиты многолучевых РЛС позволяет, как будет показано ниже, не только реализовать высокую реальную эффективность за счет перехода к параллельно-последовательной обработке сигналов, но и обеспечить существенное снижение аппаратных затрат.

Рассмотрим возможности построения многолучевых систем пространственно-временной обработки сигналов на примере решения задачи обнаружения детерминированных сигналов с m заданных направлений на фоне нормально распределенных помеховых сигналов.

Как известно, первый этап оптимальной обработки заключается в выделении всей совокупности полезных сигналов на фоне мешающих путем компенсации последних. В этой связи на первом этапе многолучевая РЛС может рассматриваться как набор ориентированных на m направлений однолучевых, на каждую из которых воздействуют помехи от одних и тех же источников.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Имеется n -элементное устройство обработки сигналов с n пространственно разнесенными антеннами. На входе каждого из n элементов в общем случае имеются сигналы $u_1(t), u_2(t), \dots, u_n(t)$, образующие n -мерный вектор-столбец

$$u(t) = \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ u_n(t) \end{bmatrix}.$$

Реализация колебаний $u(t)$ может быть обусловлена либо одними помехами, либо наложением сигналов и помех

$$u(t) = Bu_C(t) + u_{II}(t) + u_{III}(t), \quad (1)$$

где $u_C(t), u_{II}(t), u_{III}(t)$ - векторные реализации соответственно сигнала, помехи и внутреннего шума; B - множитель, учитывающий наличие или отсутствие сигналов ($B = 1, 0$).

Предполагается, что спектр и направление прихода сигналов известны, а шумовые поля помех являются стационарными и неизвестными. Каждый из множества выходных сигналов любого из n элементов устройства обработки суммируется с определенным весом, образуя вектор-столбец выходного сигнала.

Задачу синтеза системы с параллельно-последовательной обработкой сигналов можно решить используя теорему ортогонального проектирования [2], в соответствии с которой алгоритм пространственно-временной обработки сигналов на фоне помех можно представить в виде

$$z = (A^{-1}\alpha, U), \quad (2)$$

где A^{-1} - обратная корреляционная матрица шумов;

α - весовой вектор полезного сигнала;

U - вектор входных сигналов.

Вид многолучевой адаптивной системы защиты, реализующей алгоритм (2) для случая $n = 4$ представлен на рис.1. При этом подразумевается, что операция обращения корреляционной матрицы шумов A^{-1} выполняется с помощью адаптивных композиционных матричных фильтров W , реализованных на базе систем с параллельно-последовательной обработкой сигналов [3], и схем нормировки (**Н**), включенных на выходах матричных фильтров W , а диаграммообразование осуществляется с помощью лучеобразующей матрицы (**ЛОМ**). Отметим, что матричный фильтр W состоит из включенных в определенном порядке $n(n-1)/2$ одноканальных модулей корреляционных автокомпенсаторов помех [4], каждый из которых, в свою очередь, состоит из сумматора и управляемого усилителя с комплексным коэффициентом передачи.

Анализ схемы, приведенной на рис. 1, свидетельствует о том, что такой вариант построения многолучевых адаптивных систем (АС) связано со значительным увеличением аппаратных затрат. Для реализации n -лучевой системы в соответствии с алгоритмом (2) потребное количество управляемых

усилителей с комплексным коэффициентом передачи составляет $n^2(n-1)/2$, что в $n/2$ раз больше, чем при реализации аналогичной структуры, построенной по одноступенчатой схеме с параллельным весовым суммированием, когда операции A^{-1} выполняются с помощью многоканальных корреляционных автокомпенсаторов помех [4], каждый из которых имеет в своем составе $n-1$ управляемый усилитель с комплексным коэффициентом передачи.

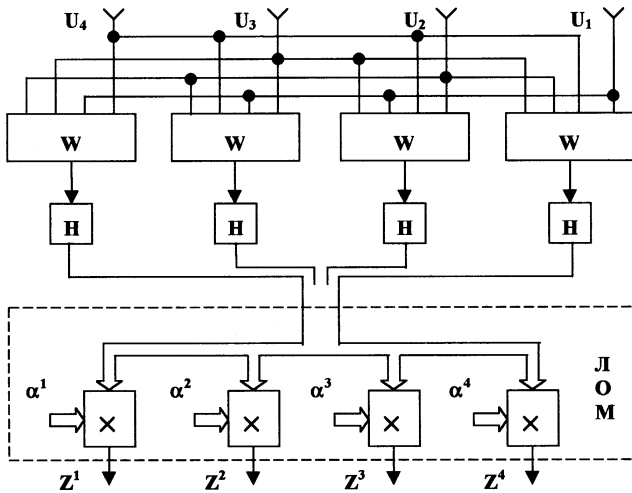


Рисунок 1

Упрощение технической реализации многолучевой АС можно осуществить за счет исключения из системы обработки одноканальных модулей автокомпенсации, выполняющих одни и те же операции.

Применение невырожденного матричного преобразования исходного базиса позволяет синтезировать ряд других структур многолучевых адаптивных систем с параллельно-последовательной обработкой сигналов. Учитывая "обеляющее" свойство адаптивного композиционного пространственно-временного фильтра исходную систему базисных векторов $\{u_i\}_{i=1}^n$ можно привести к ортогональному виду:

$$V = WU. \tag{3}$$

Корреляционная матрица окрашенного гауссова шума в новом базисе принимает диагональный вид:

$$D = \text{diag}\|V_i\|^2,$$

а весовой вектор полезного сигнала определяется выражением

$$\beta = W\alpha. \tag{4}$$

Таким образом, алгоритм оптимальной обработки приведен к виду

$$z = (\beta, D^{-1}V). \tag{5}$$

Для получения весового вектора сигнала в новом базисе необходимо каждый исходный сигнальный весовой вектор обрабатывать в матричном фильтре с характеристикой, аналогичной характеристике адаптивного матричного фильтра W . В качестве такого "ведомого" матричного фильтра можно использовать набор автокомпенсаторов, у которых значения коэффициентов передачи регулируемых усилителей будут устанавливаться с помощью управляющего напряжения с соответствующих автокомпенсаторов адаптивного матричного фильтра.

Матричный фильтр D представляет собой набор усилителей с коэффициентами усиления, обратными мощности сигналов на соответствующих выходах матричного фильтра W .

Для построения многолучевой адаптивной системы с параллельно-последовательной обработкой сигналов, реализующей алгоритм (5), требуется $(n+1)$ фильтров. Уменьшить количество аппаратных затрат можно, используя преобразование W^{-1} , которое позволяет представить вектор входных сигналов V и весовой вектор полезного сигнала β в базисе, совпадающем с исходным, т.е.

$$x = W^{-1}V, \gamma = W^{-1}\beta, L = (x, x^T).$$

В этом случае алгоритм преобразуется к виду

$$z = (\gamma, L^{-1}x) = (\alpha, W^T D^{-1}WU). \tag{6}$$

Обобщенная структурная схема многолучевой адаптивной системы с параллельно-последовательной обработкой сигналов, реализующая алгоритм, приведена на рис.2.

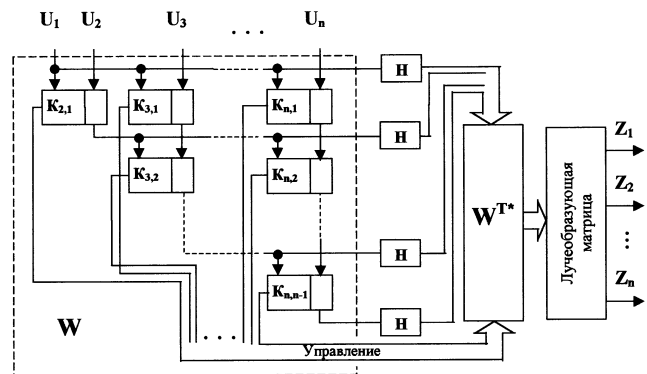


Рисунок 2

Анализ показывает, что для построения n -лучевой адаптивной системы, реализующей алгоритм (6),

требуется всего два матричных фильтра, один из которых адаптивный, а другой - подстраиваемый ("ведомый"). Для построения рассмотренной многолучевой адаптивной композиционной системы требуется $n(n-1)$ управляемых усилителей, т.е. столько же, сколько требуется для построения схемы, реализованной на базе традиционных систем с параллельным весовым суммированием, причем количество цепей обратной связи в схеме, реализованной на базе композиционного подхода, в 2 раза меньше, чем в ее одноступенчатом аналоге.

Одним из распространенных видов многолучевых РЛС являются РЛС с антенными системами, формирующими диаграммы направленности парциального вида в угломестной плоскости. Каждый из приемных каналов РЛС, формируемых парциальными лучами диаграммы направленности, может быть защищен от воздействия помех с помощью многоканальной одноступенчатой адаптивной системы, вспомогательные каналы которой формируются слабонаправленными компенсационными антеннами. В этом случае нет необходимости применять для защиты каждого основного луча свой набор компенсационных антенн, т.к. основные лучи не имеют фазовых различий в азимутальной плоскости. Синтез композиционной системы адаптации применительно к данному классу РЛС можно осуществить, используя метод последовательного проектирования каждого сигнального вектора $\{U_{0i}\}$ ($i = 1, 2, \dots, l$) на базисные функции подпространства H гильбертова пространства $L^2(T)$.

Воспользуемся известным представлением оператора проектирования на подпространство H в виде суммы двух операторов

$$F_H = F_M + F_N, \quad (7)$$

где M - подпространство размерности m в H ;

N - ортогональное дополнение к M в H .

Решение задачи будем проводить методом последовательного проектирования каждого сигнального вектора на базисные функции подпространства H .

Проекция U_{0i} на первую базисную функцию U_1

$$F_{U_1}(U_{0i}) = K_{1i}U_1 \quad \text{где} \quad K_{1i} = \frac{(U_{0i}, U_1)}{\|U_1\|^2}.$$

В соответствии с (7) проекция этого же вектора на две базисные функции будет равна

$$F_{U_1+U_2}(U_{0i}) = F_{U_1}(U_{0i}) + F_{(I-F_{U_1})U_2}(U_{0i}), \quad (8)$$

где $(I-F_{U_1})U_2 = U_2 - F_{U_1}(U_2)$ - подпространство, ортогональное к подпространству, натянутому на U_1 .

$$F_{U_1}(U_2) = K_{12}U_1; \quad K_{12} = \frac{(U_2, U_1)}{\|U_1\|^2}.$$

Соответственно оператор проектирования на набор базисных функций $L = \{U_1, U_2\}$ равен

$$F_{U_1+U_2} = F_{U_1} + F_{(I-F_{U_1})U_2}. \quad (9)$$

Учитывая, что оператор проектирования на некоторое подпространство R определяется выражением

$$F_R = R(R^T R)^{-1}R^T,$$

из (7) можно получить рекуррентное соотношение для осуществления последовательного проектирования любого сигнального вектора на набор базисных функций:

$$F_{L+U_j} = F_L + (I-F_L)U_j[U_j^T(I-F_L)U_j]^{-1}U_j^T(I-F_L) \quad (10)$$

В соответствии с (10) оператор проектирования на подпространство, ортогональное к $L + U_j$ будет равен

$$I-F_{L+U_j} = I-F_L - (I-F_L)U_j \frac{U_j^T(I-F_L)}{U_j^T(I-F_L)U_j}. \quad (11)$$

Тогда проекция любого сигнального вектора на это подпространство (т.е. искомый минимум разности сигнального вектора U_{0i} и его приближения в подпространстве $L + U_j$) определяется соотношением

$$(I-F_{L+U_j})U_{0i} = (I-F_L)U_{0i} - (I-F_L)U_j \frac{U_j^T(I-F_L)U_{0i}}{U_j^T(I-F_L)U_j}. \quad (12)$$

Вычисление этих проекций может осуществляться с помощью одноканальных модулей автокомпенсации.

Нетрудно убедиться, что аппаратная реализация рекуррентного соотношения (12) приводит к структуре построения многолучевой адаптивной композиционной системы в соответствии с рис.3 (где через \mathbf{M} обозначены одноканальные модули автокомпенсации помех) и требует значительного увеличения аппаратных затрат по сравнению с ее одноступенчатым аналогом.

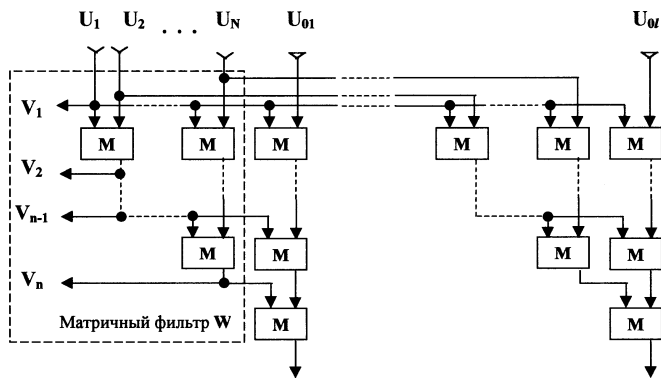


Рисунок 3

Однако, как следует из выражения (11), оператор проектирования на подпространство H одинаков для всех сигнальных векторов и представляет собой сумму операторов проектирования на векторы ортогонального базиса $\{V_1, V_2, \dots, V_N\}$, сформированного матричным фильтром W (см. рис.3).

Следовательно, для осуществления ортогонального проектирования всех сигнальных векторов на подпространство H достаточно один раз сформировать в H ортогональный базис $\{V_i\}_{i=1}^N$ (с помощью одного матричного фильтра W), а затем осуществить последовательное проектирование каждого U_{0i} на все V_i . Это приводит к структуре построения l -лучевой адаптивной композиционной системы с N выделенными компенсационными каналами, представленной на рис.4.

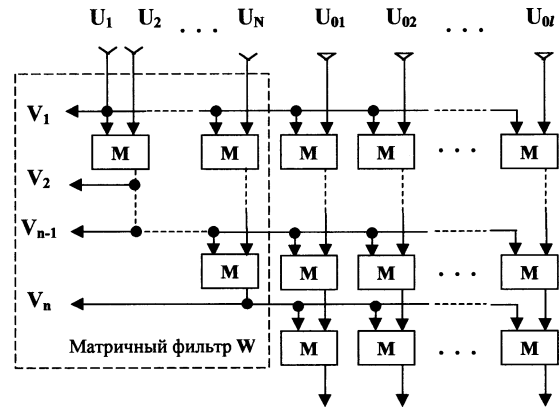


Рисунок 4

Таким образом, на основе композиционного метода разработаны многолучевые адаптивные системы помехозащиты, являющиеся новым классом многолучевых РЛС, обладающие высокой скоростью сходимости переходных процессов и динамической устойчивостью.

Разработанные адаптивные системы помехозащиты многолучевых РЛС позволяют решать задачи пространственно-временной обработки сигналов в сложной сигнально-помеховой обстановке, при незначительном увеличении, а в ряде случаев и с меньшими аппаратными затратами, чем при построении традиционных систем с параллельным весовым суммированием.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Прокофьев В.П., Неволько А.И., Чиняев Ю.П. Синтез адаптивной системы компенсации помех с параллельно-последовательной обработкой сигналов // Проблемы управления и информатики. - 1997. - № 6. - С. 66-69.
2. Бондаренко Б.Ф., Прокофьев В.П. Применение методов функционального анализа для решения задач синтеза системы пространственно-временной обработки сигналов // Изв. вузов, Радиоэлектроника. - 1982. - т. XXV, № 7. - С. 12-16.
3. Прокофьев В.П., Неволько А.И., Чиняев Ю.П. Синтез многоканальной адаптивной системы компенсации помех с комбинированной обработкой сигналов // Проблемы управления и информатики. - 1997. - № 5. - С. 136-140.
4. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. - М.: Радио и связь, 1981.- 416 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЗМОВ РАСПЫЛЕНИЯ ПЛЕНОК МЕТАЛЛОВ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ АТОМОВ ВОДОРОДА

Г. В. Снежной, М. В. Матюшин

Рассматриваются процессы, протекающие на поверхности структур металл-полупроводник и в газовой фазе при распылении металлических пленок под действием атомарного водорода (H). Кристаллы германия с пленками меди толщиной порядка м подвергались воздействию H различного времени (до 104с) при температурах, близких к комнатной. Для объяснения механизмов распыления пленок предложена модельная система Cu-Ge.

Розглядаються процеси, які протікають на поверхні структур метал-напівпровідник і в газовій фазі при розпиленні металевих плівок під впливом атомарного водню (H). Кристали германію з плівками міді товщиною м підпадали під вплив H різний час (до 104с) при температурах, близьких до кімнатної. Для пояснення механізмів розпилення плівок запропонована модельна система Cu-Ge.

Investigated of processes at the surface and gas phase at atomizing of metal films under influence of atomic hydrogen. Crystal of germanium with films of Cu ($d = m$) processing by atomic hydrogen at normal temperature. Investigated the mechanisms of atomizing of films at model system.

ВВЕДЕНИЕ

К настоящему времени в большей или меньшей степени исследован широкий круг эффектов, связанных с возбуждением при рекомбинации атомов на поверхности твердых тел электронной системы (радикало-рекомбинационная люминесценция [1], радикало-рекомбинационная эмиссия электронов [2], хемопроводимость [3], хемовольтаические эффекты [4]) и решетки кристаллов (радикало-рекомбинационный разогрев [5], изменение морфологии поверхности твердых тел [6]).

Анализ возможных путей диссипации энергии рекомбинации атомов водорода в молекулы на поверхности твердого тела показал, что при этом возможно распыление атомов и ионов [7]. Однако, механизмы процесса распыления в этом случае в достаточной мере не изучены. Кроме того, большой практический интерес имеют исследования процессов воздействия атомарного водорода на пленки металлов.

Данная работа посвящена исследованию механизмов распыления металлических пленок под воздействием атомарного водорода. В качестве модельной системы для исследования процесса распыления, стимулированного рекомбинацией атомов водорода в молекулы, была выбрана система медь-германий. На поверхностях этих веществ реакция рекомбинации протекает достаточно активно, а условия ее протекания исследованы [1].

МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТА

В качестве материала подложки использовался монокристаллический германий р-типа с $\rho = 1,5 \cdot 10^3 \text{ Ом} \cdot \text{м}$, с плотностью дислокаций 10^6 м^{-2} и ориентацией поверхности в направлении (111).

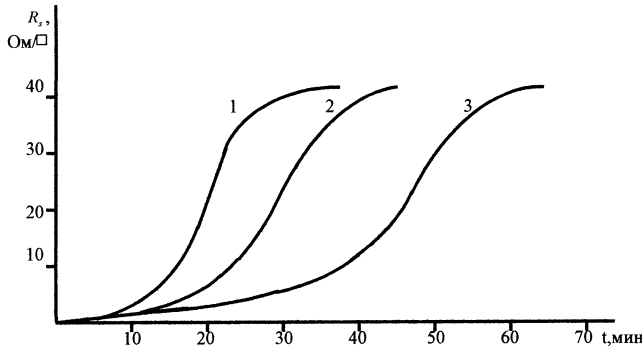
Пленки меди наносились методом термического испарения в вакууме. При нанесении пленок температура подложек составляла 393 К. Толщина пленок измерялась на рентгеновском микроанализаторе "МАР-2" и составляла $(1 \div 5) \cdot 10^{-7} \text{ м}$. В процессе обработки атомарным водородом толщина пленок контролировалась путем измерения поверхностного сопротивления R^s четырехзондовым методом. Состояние поверхности образцов исследовалось также визуально с помощью микроскопа МИМ-7 с 500-кратным увеличением.

Атомарный водород получался путем диссоциации молекул водорода в плазме, образуемой ВЧ-разрядом. Молекулярный водород выделялся из раствора 20% КОН и дистиллированной воды путем электролиза. Далее водород проходил через форбаллон для улавливания капель КОН, осушительную колонку (заполненную гранулированной щелочью КОН) и поступал в рабочую камеру. Концентрация атомарного водорода в рабочей камере измерялась калориметрическим методом [1], а также методом ЭПР и достигала 10^{21} м^{-3} при давлении в системе 15-20 Па. Образцы помещались на держатель из алюминия, удаленный на расстояние 0,25 м от области разряда, что позволяло исключить попадание радикалов гидроксила и ионов H^+ на образец [1]. Температура образцов измерялась хромель-копелевой термопарой, закрепленной на их поверхности. Образцы нагревались только за счет выделяющейся при рекомбинации энергии и их температура не превышала 330 К.

РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА МИГРАЦИИ И СРЕДНЕЙ ДЛИНЫ "ПРЫЖКА"

В процессе воздействия атомарного водорода на образцы пленки меди распылялись и поверхностное сопротивление кристаллов германия при этом увеличивалось. Для изучения механизмов процесса распыления пленок при протекании реакции рекомбинации H-атомов исследовались образцы различной площади:

$1,6 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2$, $25 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2$, $36 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2$. На рис.1 изображены кривые изменения R_s от времени обработки р-кристаллов германия с пленками меди, имеющих различную площадь поверхности.



размеры кристалла:

$$1 - (4 \times 4) \cdot 10^{-3} \text{ м};$$

$$2 - (5 \times 5) \cdot 10^{-3} \text{ м};$$

$$3 - (6 \times 6) \cdot 10^{-3} \text{ м}$$

Рисунок 1 - Зависимости поверхностного сопротивления R_s образцов р-германия (с пленками Си) с разной площадью при различном времени обработки в H

Было впервые замечено, что с увеличением площади кристаллов, время, которое необходимо для удаления пленки меди с поверхности образцов, возрастает (рис.1). Это может быть связано с процессом миграции атомов меди по поверхности кристалла. Поверхностный атом меди, на котором происходит адсорбция H или рекомбинация атомов водорода в молекулы может получить энергию, достаточную для отрыва и перескока в другое место на поверхности кристалла. Таким образом, атом мигрирует по поверхности до тех пор, пока не "уйдет" с нее. Для кристаллов с большей площадью возбужденным атомам меди требуется больше "прыжков", а, следовательно, и времени для того, чтобы "сойти" с поверхности.

Рассчитаем коэффициент поверхностной миграции D , используя соотношение для определения длины пробега X диффундирующей частицы: $X = \sqrt{Dt}$ [8]. Откуда:

$$D = \frac{X^2}{t}.$$

Из экспериментальных данных получено, что за 1 с (для случая кристалла размером $(4 \times 4) \cdot 10^{-3} \text{ м}$) расплывается примерно 5 атомных слоев пленки меди. Следовательно, за время равное 0,2 с атом меди, находящийся в центре поверхности образца, пройдет диффузионный путь, равный половине длины стороны

кристалла $L: X = \frac{L}{2}$. Следовательно, значение коэффициента поверхностной миграции ($L = 4 \cdot 10^{-3} \text{ м}$, $t=0,2 \text{ с}$) $D = 2 \cdot 10^{-5} \text{ м}^2/\text{с}$.

Для того чтобы распылить слой меди на кристалле размером $(6 \times 6) \cdot 10^{-3} \text{ м}$ требуется времени в 2,2 раза больше, чем в случае квадратного кристалла со стороной $4 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ (из сравнения кривых на рис.1). В этом случае: $D = 2,1 \cdot 10^{-5} \text{ м}^2/\text{с}$.

Аналогичные значения получились и при расчете D для кристалла размером $(5 \times 5) \cdot 10^{-3} \text{ м}$, что является подтверждением механизма миграции (перескоков) атомов меди по поверхности кристалла под воздействием атомарного водорода.

Рассчитаем число актов адсорбции и рекомбинации на одном поверхностном атоме в единицу времени. Число атомов, сталкивающихся с поверхностью образца в единицу времени, определяется из соотношения [9]:

$$N_{\text{ст}} = \frac{nU}{4} S, \quad (1)$$

где n - концентрация атомов водорода в газовой фазе; S - площадь поверхности образца; U - тепловая скорость атомов, определяемая по формуле [9]:

$$U = \sqrt{\frac{8kT}{\pi m}}, \quad (2)$$

где T - температура атомно-молекулярной смеси; m - масса атома водорода; k - постоянная Больцмана.

Число атомов водорода, сталкивающихся с $1 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$ поверхности (плотность тока) равно:

$$N_n = \frac{n}{4} \sqrt{\frac{8kT}{\pi m}}. \quad (3)$$

Учитывая, что только часть атомов, определяемая коэффициентом рекомбинации γ , соединяется на поверхности в молекулы, получаем число рекомбинаций на 1 м^2 в единицу времени:

$$N_{\text{рек}} = \gamma N_n = \gamma \frac{n}{2} \sqrt{\frac{kT}{\pi m}}. \quad (4)$$

Находим число рекомбинаций за одну секунду на одном поверхностном атоме:

$$H = \frac{N_{\text{рек}}}{n} = \frac{\gamma n}{2n_s} \sqrt{\frac{kT}{\pi m}}, \quad (5)$$

где n_s - число поверхностных атомов кристалла на 1 м^2

поверхности.

Все величины, входящие в последнюю формулу, известны: $T = 300$ К, $n = 10^{21} \text{ м}^{-3}$, $n_s = 10^{19} \text{ м}^{-2}$, $\gamma = 0,1$ [5]. Вычисляем значение H : $H \approx 6500 \text{ с}^{-1}$.

Учитывая, что на одном поверхностном атоме меди за $t=1$ с в условиях эксперимента происходит $H \approx 6500$ актов адсорбции и рекомбинации и за 1 с удаляется ~ 5 моноатомных слоев пленки меди, можно рассчитать среднюю длину одного "прыжка", используя соотношение $X^2 = Ha$ [8]: $a = \frac{1}{5} \sqrt{\frac{X^2}{H}}$.

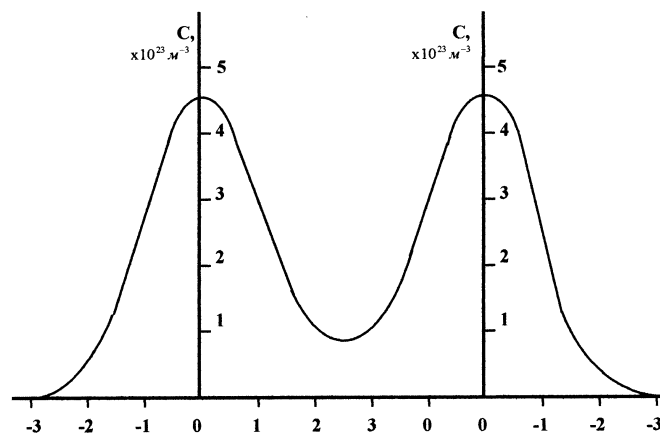
Подставляя известные величины X и H , получим значение $a \approx 12,5 \cdot 10^{-4} \text{ м} \approx 125 \text{ мкм}$.

ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

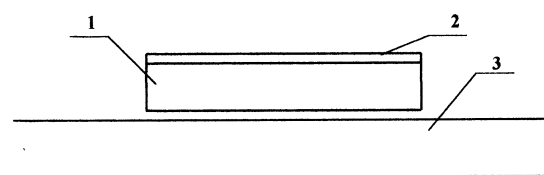
Из полученной средней длины "прыжка" следует, что миграция атомов меди под воздействием атомарного водорода по поверхности образцов связана с переходом в газовую фазу и повторным осаждением. Атом меди, получая энергию, выделившуюся при адсорбции или рекомбинации, может оторваться от поверхности и перейти в газовую фазу. Здесь он сталкивается с атомами и молекулами водорода, а также другими атомами меди. При столкновениях распрыснутый атом меди теряет энергию и, пройдя некоторый диффузионный путь, возвращается на поверхность образца или "садится" на поверхность подложки или другие поверхности реакционной камеры. Не исключен процесс рекомбинации H-атомов в газовой фазе с участием распрыснутого атома меди. В этом случае, атом меди получает довольно значительную энергию (порядка энергии рекомбинации H-атомов) и вероятность его возвращения на поверхность кристалла уменьшается.

Атом меди, "сошедший" с поверхности кристалла, может мигрировать по поверхности подложки. Возврат его на поверхность образца маловероятен, вследствие сравнительно большой толщины кристалла ($3 \cdot 10^{-4} \text{ м}$). Попадая на подложку (подложка изготавливается из алюминиевой фольги) атом меди продолжает возбуждаться атомарным водородом, и может мигрировать по ней на значительные расстояния. Миграция атомов меди происходит и на поверхности подложки, расположенной под кристаллом, т.к. атомарный водород проникает в пространство между образцом и подложкой.

Подтверждением выше сказанного служит кривая рис.2. Эта кривая показывает распределение поверхностной концентрации распрыснутой с кристалла меди на поверхности подложки. Распределение концентрации получено на рентгеновском микроанализаторе "МАР-2".



а)



$X < 0$ - открытая поверхность подложки;
 $X > 0$ - поверхность подложки под образцом

1 - кристалл германия; 2 - пленка меди; 3 - алюминиевая подложка.

б)

Рисунок 2 - Распределение поверхностной концентрации меди (а) на алюминиевой подложке (б) (время обработки в атомарном водороде 3 часа)

ВЫВОДЫ

На основании экспериментальных исследований и выполненных расчетов можно сделать следующие выводы:

1) под воздействием атомарного водорода атомы меди распрыскиваются с поверхности кристаллов германия ($16 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2$) со скоростью порядка 5 атомных слоев за секунду в условиях эксперимента;

2) обнаружена зависимость скорости распрыскивания пленок от размеров исследуемых кристаллов, что связывается с протеканием процесса миграции атомов меди по поверхности образцов;

3) рассчитанные коэффициенты миграции атомов меди по поверхности ($D \approx 2 \cdot 10^{-5} \text{ м}^2/\text{с}$) и средней длины элементарного прыжка ($a \approx 12,5 \cdot 10^{-4} \text{ м}$) позволяют предложить механизм миграции атомов меди через газовую фазу.

Полученные в работе результаты можно использовать при разработке новых перспективных технологических процессов при изготовлении изделий электронной техники и микроэлектроники.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Волькенштейн Ф.Ф., Горбань А.Н., Соколов В.А. Радиало-рекомбинационная люминесценция полупроводников. - М.: Наука. - 1976. - 278 с.
2. Стыров В.В. Эмиссия заряженных частиц с твердой поверхности при протекании на ней химической реакции // Письма в ЖЭТФ. - 1972. - Т. 15. - В. 5. - С. 242-245.
3. Стыров В.В. Толмачев В.М. Возбуждение неравновесной проводимости твердого тела при протекании на нем химической реакции // Доклады АН СССР. - 1974. - Т. 218. - №5. - С.1150-1152.
4. Горбань А.Н., Корнич В.Г. Хемовольтаические эффекты: возникновение ЭДС в полупроводнике при рекомбинации на его поверхности свободных радикалов // Материалы радиоэлектроники. - 1975. - В.74. - С.138-141.
5. Лавренко В.А. Рекомбинация атомов водорода на поверхности твердых тел. - Киев: Наукова думка, 1973. - 202 с.
6. Sharovalov V.P., Matyushin V.M., Tochilin S.D. Investigation of influence of atomic hydrogen on germanium crystal morphology // Vacuum. - 1993. - V.44. - №9. - P.949.
7. Пинчук В.П., Корнич В.Г., Горбань А.Н. Некоторые эффекты, стимулированные рекомбинацией атомов на поверхности твердых тел // ЖТФ. - 1974. - Т. 44. - №. 6. - С.1287-1291.
8. Гегузин Я.Е. Очерки о диффузии в кристаллах. - М.: Наука, 1974. - 254 с.
9. Савельев И.В. Курс общей физики. Ч.1. - М.: Наука, 1970. - 512 с.

УДК 621.314.12.001.5

ВПЛИВ ПАРАМЕТРІВ ДЖЕРЕЛА ТА НАВАНТАЖЕННЯ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ІМПУЛЬСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА В РЕЖИМІ ЗНИЖЕННЯ НАПРУГИ

В. Д. Флора

Используя метод равенства пульсаций, получены соотношения в относительных единицах для расчета рабочих и регулировочных характеристик импульсного преобразователя в квазиустановившемся режиме понижения напряжения. Приведены результаты расчетов для одного из вариантов источника и нагрузки.

Використовуючи метод рівності пульсацій, одержані співвідношення у відносних одиницях для розрахунку робочих та регулювальних характеристик імпульсного перетворювача в квазіусталеному режимі зниження напруги. Наведено результати розрахунків для одного з варіантів джерела та навантаження.

Using a method of equality of pulsations, the parities(ratio) in relative units for account of the working and adjusting characteristics of the pulse converter in квазиустановившемся a mode of downturn of a pressure(voltage) are received. The results of accounts for one of variants of a source and loading are given.

Як зазначається [1], для живлення радіоелектронних пристроїв, особливо електропривода, який в них використовується, застосовуються імпульсні перетворювачі в режимі зниження напруги. На робочі та регулювальні характеристики таких перетворювачів впливають параметри (опори, індуктивності) елементів схеми живлення та навантаження.

Як зазначається [1], в проміжку часу накопичення енергії, тобто $0 \leq t \leq T_{\text{HK}}$, розмах пульсації струму навантаження дорівнює:

$$\Delta I_{\text{H}} = \frac{[U - U_{\text{CP}} - I_{\text{H CP}}(\alpha^2 R_{\text{ДЖ}} + R_{\text{H}})]\alpha}{(L_{\text{ДЖ}} + L_{\text{H}})f}, \quad (1)$$

де U - напруга живлення без навантаження;

U_{CP} - середня напруга навантаження;

$I_{\text{H CP}}$ - середній струм навантаження;

$\alpha = \frac{T_{\text{HK}}}{T} = T_{\text{HK}} f$ - коефіцієнт заповнення імпульсом

періоду $T = 1/f$;

$R_{\text{ДЖ}}$, R_{H} , $L_{\text{ДЖ}}$, L_{H} - відповідно активні опори та індуктивності джерела та навантаження.

У формулі (1) враховано те, що середній струм джерела:

$$I_{\text{ДЖ CP}} = \alpha I_{\text{CP}}. \quad (2)$$

Для проміжку часу витрати накопиченої енергії $0 \leq t \leq T_{\text{B}}$ наведена формула [1]:

$$\Delta I_{\text{H}} = \frac{[U_{\text{CP}} + I_{\text{H CP}} R_{\text{H}}](1 - \alpha)}{L_{\text{H}} f}. \quad (3)$$

Порівнюючи вирази (1) та (3), після перетворень, визначається:

$$U_{\text{CP}} = \frac{U - I_{\text{H CP}} \left[\alpha^2 R_{\text{ДЖ}} + R_{\text{H}} \left(1 + \frac{1 - \alpha}{\alpha} \cdot \frac{L_{\text{ДЖ}} + L_{\text{H}}}{L_{\text{H}}} \right) \right]}{1 + \frac{1 - \alpha}{\alpha} \cdot \frac{L_{\text{ДЖ}} + L_{\text{H}}}{L_{\text{H}}}}. \quad (4)$$

Якщо перетворювач живиться від акумуляторної батареї, то можливо знехтувати індуктивністю джерела

($L_{дж} \approx 0$). Для цього випадку з формули (4) одержимо: то у відносних одиницях:

$$U_{ср} = U\alpha - I_{н ср}(\alpha^2 R_{дж} + R_{н}). \quad (5)$$

Розмах пульсацій струму навантаження зі співвідношення (3) з урахуванням (5):

$$\Delta I_{н} = \frac{[U - \alpha^2 R_{дж} I_{н ср}]\alpha(1 - \alpha)}{L_{н} f}. \quad (6)$$

Введемо позначення:

$$m_{R_3} = \frac{R_{дж}}{R_{н}}; \quad (7)$$

$$u_* = \frac{U_{ср}}{U}; \quad (8)$$

$$\Delta u_* = \frac{K_I I_{н ср} R_{н}}{U} = \frac{K_I R_{н}}{R_{не}} = K_1 u_{*N}; \quad (9)$$

$$R_{не} = \frac{U}{I_{н срN}}; \quad (10)$$

$$K_I = \frac{I_{н ср}}{I_{н срN}}; \quad (11)$$

$$\Delta u_{*N} = \frac{I_{н срN} R_{н}}{U}, \quad (12)$$

де $I_{н срN}$, $I_{н ср}$ - відповідно номінальний середній струм навантаження та його поточне значення.

Тоді з формули (5):

$$u_* = \alpha - K_I(\Delta u_{*N})(1 + \alpha^3 m_{R_3}). \quad (13)$$

Таким чином, (13) - це аналітичний вираз зовнішньої та регулювальної характеристик перетворювача у відносних одиницях. Діюче значення потужності, яка споживається перетворювачем від джерела:

$$P_1 = I_{дж} U, \quad (14)$$

де $I_{дж} = I_{н ср} \sqrt{\alpha}$ - діюче значення струму джерела.

Тоді з формули (14) з урахуванням (11):

$$P_1 = U I_{н ср} \sqrt{\alpha} = U I_{н срN} K_I \sqrt{\alpha}. \quad (15)$$

Якщо базовими величинами вважати номінальні середні струми $I_{н срN}$ та потужність:

$$P_{срN} = U I_{н срN}, \quad (16)$$

$$p_{1д*} = i_{дж д*} = K_I \sqrt{\alpha}. \quad (17)$$

Розмірковуючи аналогічно, визначаємо співвідношення для потужності та струму на вході перетворювача:

$$P_{1ср} = U I_{дж ср} = U I_{н срN} K_I \alpha, \quad (18)$$

або

$$p_{1ср*} = i_{дж ср*} = K_I \alpha. \quad (19)$$

Діюча потужність на виході перетворювача:

$$P_2 = I_{нд} U_{нд}, \quad (20)$$

де діючий струм навантаження за методикою [2]:

$$I_{нд} = \sqrt{I_{н ср}^2 + \frac{\Delta I_{н}^2}{12}}. \quad (21)$$

З формули (6), враховуючи (9), (11), (12) та вводячи позначення:

$$X_{LнN} = 2\pi f L_{нN}; \quad (22)$$

$$X_{Lн} = X_{LнN} K_L; \quad (23)$$

$$K_L = \frac{L_{н}}{L_{нN}}; \quad (24)$$

$$I_6 = \frac{U}{X_{LнN}}; \quad (25)$$

$$\Delta i_{н*} = \frac{\Delta I_{н}}{I_6}, \quad (26)$$

одержуємо вираз для розмаху пульсацій струму навантаження у відносних одиницях:

$$\Delta i_{н*} = \frac{2\pi}{K_L} (1 - \alpha^2 m_{R_3} K_I \Delta u_{*N}) \alpha (1 - \alpha). \quad (27)$$

Діючий струм навантаження у відносних одиницях за формулою (21) з урахуванням (11), (27):

$$i_{нд*} = K_I \left[1 + \frac{\pi^2 m_{Lн}^2 (1 - \alpha^2 m_{R_3} K_I \Delta u_{*N})^2 \alpha^2 (1 - \alpha)^2}{3K_I^2 K_L^2} \right]^{0,5}, \quad (28)$$

де позначено

$$m_{Lн} = \frac{R_{не}}{X_{LнN}}. \quad (29)$$

Діюча напруга навантаження з урахуванням формули (8) за методикою [2]:

$$U_{нд} = \sqrt{U_{ср}^2 + U^2\alpha(1-\alpha)} = U[u_*^2 + \alpha(1-\alpha)]^{0,5}. \quad (30)$$

Враховуючи (16), (20), (28), (30), діюча потужність навантаження у відносних одиницях:

$$p_{2д*} = K_I[u_*^2 + \alpha(1-\alpha)]^{0,5} \times \left[1 + \frac{\pi^2 m^2_{LH}(1-\alpha^2 m_{R_3} K_I \Delta u_{*N})^2 \alpha^2 (1-\alpha)^2}{3K_I^2 K_L^2} \right]^{0,5}. \quad (31)$$

Враховуючи (17) та (31), визначаємо ККД імпульсного перетворювача:

$$\eta = \frac{p_{2д*}}{p_{1д*}} = \left\{ \frac{1}{\alpha} [u_*^2 + \alpha(1-\alpha)] \times \left[1 + \frac{\pi^2 m^2_{LH}(1-\alpha^2 m_{R_3} K_I \Delta u_{*N})^2 \alpha^2 (1-\alpha)^2}{3K_I^2 K_L^2} \right] \right\}^{0,5}. \quad (32)$$

У формулах (31), (32) досить часто вираз, який записано в других прямокутних дужках, близький до одиниці. Це дає можливість користуватись приблизними, але простішими формулами:

$$p_{2д*} \cong K_I [u_*^2 + \alpha(1-\alpha)]^{0,5}, \quad (33)$$

$$\eta \cong \left\{ \frac{1}{\alpha} [u_*^2 + \alpha(1-\alpha)] \right\}^{0,5}. \quad (34)$$

Проаналізуємо вплив параметрів на зовнішню та інші характеристики перетворювача на прикладі імпульсного живлення двигуна постійного струму типу МТ-2 від акумуляторної батареї типу ТЖН-250. Основні дані джерела та навантаження, визначені за паспортними даними та експериментально, такі:

$U = 32 \text{ В}$, $I_{н срN} = 80 \text{ А}$, $L_{нN} = 1,22 \times 10^{-3} \text{ Гн}$,
 $R_{нN} = 0,043 \text{ Ом}$,
 при розрахунковій температурі $\Theta = 75 \text{ }^\circ\text{С}$,
 $R_{дж} = 0,064$, $L_{дж} \approx 0$.

Вважаючи $K_L = 1$, тобто $L_H = L_{нN} = \text{const}$, розраховано робочі та регульовальні характеристики імпульсного перетворювача, який живить двигун з наведеними параметрами від вказаної акумуляторної батареї. Комутатор побудовано на польових транзисторах MOS-FET, а частота комутації $f = 4000 \text{ Гц}$.

Залежність $u_*(K_P, \alpha)$, тобто зовнішні та регульовальні характеристики, визначаються співвідношенням

(13). За цим співвідношенням наведено результати розрахунків у табл. 1.

Таблиця 1 - Результати розрахунків зовнішніх та регульовальних характеристик $u_*(K_P, \alpha)$

K_I α	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
0,2	0,2	0,178	0,156	0,135	0,113	0,091
0,4	0,4	0,376	0,353	0,329	0,306	0,282
0,6	0,6	0,572	0,544	0,515	0,486	0,458
0,8	0,8	0,762	0,724	0,686	0,648	0,611
1,0	1,0	0,947	0,893	0,84	0,786	0,733

Залежність $\eta(K_P, \alpha)$ визначається формулою (34). За цим співвідношенням з урахуванням даних табл. 1 розраховані ККД, наведені у табл. 2.

Таблиця 2 - Розрахункові дані залежності $\eta(K_P, \alpha)$

K_I α	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
0,2	0,979	0,96	0,944	0,929	0,917
0,4	0,976	0,955	0,933	0,913	0,894
0,6	0,972	0,945	0,918	0,891	0,866
0,8	0,962	0,925	0,888	0,851	0,816
1,0	0,947	0,893	0,84	0,786	0,733

Залежність $p_{1ср*}(K_P, \alpha)$ та $i_{дж ср*}(K_P, \alpha)$ визначаються формулою (19), а $p_{2ср*}(K_P, \alpha)$ можливо визначити таким чином. Середня потужність, яка споживається навантаженням може бути розрахована, як:

$$p_{2ср} = U_{н ср} I_{н ср} = U I_{н срN} K_I u_*, \quad (35)$$

або у відносних одиницях:

$$p_{2ср} = K_I u_*(K_P, \alpha). \quad (36)$$

Розрахунки за формулою (19) наведено у табл. 3, а за співвідношенням (36) з урахуванням даних табл. 1 - у табл. 4.

Таблиця 3 - Розрахункові залежності $p_{1cp}^*(K_I, \alpha)$ та $i_{дж\ cp}^*(K_I, \alpha)$

α K_I	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
0,2	0,04	0,08	0,12	0,16	0,2
0,4	0,08	0,16	0,24	0,32	0,4
0,6	0,12	0,24	0,36	0,48	0,6
0,8	0,16	0,32	0,48	0,64	0,8
1,0	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0

Таблиця 4 - Розрахункові залежності $p_{2cp}^*(K_I, \alpha)$

α K_I	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
0,2	0,036	0,075	0,114	0,152	0,189
0,4	0,063	0,141	0,217	0,29	0,357
0,6	0,081	0,198	0,309	0,412	0,504
0,8	0,09	0,245	0,389	0,519	0,629
1,0	0,091	0,282	0,458	0,611	0,733

Таблиця 5 - Розрахункові залежності $p_{2д}^*(K_I, \alpha)$

α K_I	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
0,2	0,088	0,124	0,151	0,172	0,189
0,4	0,172	0,242	0,293	0,329	0,357
0,6	0,253	0,354	0,426	0,477	0,504
0,8	0,333	0,462	0,552	0,61	0,629
1,0	0,41	0,565	0,671	0,73	0,733

Таблиця 6 - Результати розрахунків характеристик $u_*(\alpha)$ та $\eta(\alpha)$ з різними активними опорами джерела та навантаження

α			0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
$m_{R3}=1$	$\Delta u_{*N}=0,1$	u_*	0,099	0,294	0,478	0,649	0,8
		η	0,922	0,903	0,884	0,852	0,8
	$\Delta u_{*N}=0,05$	u_*	0,15	0,347	0,539	0,724	0,9
		η	0,955	0,949	0,941	0,925	0,9
	$\Delta u_{*N}=0,02$	u_*	0,18	0,372	0,576	0,77	0,96
		η	0,981	0,979	0,976	0,97	0,96
$m_{R3}=0,5$	$\Delta u_{*N}=0,1$	u_*	0,1	0,297	0,489	0,674	0,85
		η	0,922	0,906	0,894	0,877	0,85
	$\Delta u_{*N}=0,05$	u_*	0,15	0,348	0,545	0,737	0,925
		η	0,955	0,951	0,946	0,938	0,925
	$\Delta u_{*N}=0,02$	u_*	0,18	0,379	0,578	0,775	0,97
		η	0,981	0,98	0,978	0,975	0,97
$m_{R3}=0,2$	$\Delta u_{*N}=0,1$	u_*	0,1	0,299	0,496	0,69	0,88
		η	0,922	0,907	0,9	0,892	0,88
	$\Delta u_{*N}=0,05$	u_*	0,15	0,349	0,548	0,745	0,94
		η	0,955	0,951	0,949	0,945	0,94
	$\Delta u_{*N}=0,02$	u_*	0,18	0,38	0,579	0,778	0,976
		η	0,981	0,98	0,979	0,978	0,976

Залежність діючої потужності навантаження від K_I та α визначається формулою (34). Результати розрахунків за цією формулою наведено у табл. 5 з урахуванням даних табл. 1.

Таким чином, за одержаними залежностями можливо розрахувати робочі та регулювальні характеристики імпульсного перетворювача в режимі зниження напруги.

Для виявлення впливу активних опорів джерела та навантаження на вихідну напругу та ККД перетворювача за формулами (13) та (34), вважаючи $K_I = 1$, було розраховано залежності $u_*(\alpha)$ та $\eta(\alpha)$ для трьох значень $m_{R_3}: 1, 0; 0, 5; 0, 2$. В кожному випадку розглянуто три значення $\Delta u_{*N}: 0, 1; 0, 05; 0, 02$. Результати розрахунків наведено у табл. 6.

За результатами виконаних досліджень можливо зробити такі висновки:

1. Одержані аналітичні залежності, за допомогою яких можливо розрахувати регулювальні характеристики перетворювача в режимі зниження напруги як у відносних, так і в абсолютних величинах з урахуванням параметрів джерела та навантаження.

2. Із зростанням α вихідна напруга перетворювача зростає, ККД зменшується.

3. Із змінням активного опору джерела вихідна напруга та ККД перетворювача збільшується, причому зі зростанням α це збільшення відчутніше.

4. Зі змінням активного опору навантаження вихідна напруга та ККД перетворювача змінюється більше, ніж від зміння внутрішнього активного опору джерела.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Флора В.Д. Дослідження режиму зниження напруги однополярного імпульсного регулятора. *Радіоелектроніка, інформатика, управління*, № 1, 1999, с. 40 - 41.
2. Флора В.Д. Апроксимація графіка несинусоїдної функції за допомогою найпростіших геометричних фігур та елементарних функцій. *Електротехніка та електроенергетика*, № 1, 1999, с. 24 - 25.

УДК 621.396.677.83

ПЕРЕДАЮЩАЯ АНТЕННА СИСТЕМЫ "МИТРИС"

Д. А. Худолий, С. В. Семенихин

Описана конструкция, технические характеристики и результаты экспериментального исследования передающей антенны центральной станции микроволновой интегрированной телерадиоинформационной системы

Описана конструкция, технічні характеристики та результати експериментального дослідження передавальної антени центральної станції микроволнової інтегрованої телерадіоінформаційної системи

The structure, technical characteristics and the experimental investigation results of the central station microwave integrated teleradioinformation system transmitting antenna are described.

ВВЕДЕНИЕ

Разработанная и развернутая впервые на Украине микроволновая интегрированная телерадиоинформационная система (МИТРИС) является аналогом известной за рубежом микроволновой многоточечной распределительной системы (MMDS), но благодаря ряду технических решений превосходит последнюю по основным показателям. МИТРИС имеет более высокие помехозащищенность (за счет использования частотной модуляции вместо амплитудной), экологическую безопасность (за счет более высокой направленности передающей антенны и более низкой мощности передатчика - 50 мВт на канал) и канальную емкость (за счет выбора более высокого диапазона частот, а именно диапазона 11,7-13,5 ГГц) [1,2,3]. Антенные устройства передающей

и приемных абонентских станций являются одними из важнейших элементов МИТРИС, обеспечивающих эффективное функционирование всей информационной сети. Ниже рассмотрены особенности конструкции и параметры передающего антенного устройства.

ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ К АНТЕННЕ

Исходя из особенностей системы МИТРИС, антенна центральной станции (АЦС) должна, во-первых, иметь направленную характеристику излучения в угломестной плоскости и ненаправленную характеристику излучения в азимутальной плоскости.

Во-вторых, антенна должна иметь простую конструкцию, на изготовление которой не потребуются сложных технологических процессов. Наиболее оптимальной будет конструкция антенны, для осуществления которой возможно будет использовать готовые узлы.

В-третьих, желательна возможность сравнительно несложного изменения направления максимального излучения АЦС в угломестной плоскости для учета кривизны поверхности Земли и высоты поднятия антенны.

В-четвертых, конструкция антенны должна быть пригодна для работы в нескольких рабочих диапазонах одновременно. Данное требование обусловлено дефицитом частотного спектра.

Остальные требования, предъявляемые к ненаправленным антеннам, аналогичны требованиям, предъявляемым к антеннам радиорелейных станций, а именно: обеспечение требуемого коэффициента усиления; низкий уровень бокового и заднего излучения; высокое значение КНД (в угломестной плоскости); высокая точность отражающей поверхности, а также, небольшие массогабаритные показатели, удобство монтажа и транспортировки, защита отражающей поверхности и облучателя от воздействия осадков, ветроустойчивость конструкции.

Коэффициент усиления антенны с круговой ДН в горизонтальной плоскости рассчитан по формуле: $G_n = 3 + 10 \lg(L/\lambda)$ дБ, где L - размер раскрыва антенны в вертикальной плоскости, λ - длина волны.

Требуемое значение коэффициента усиления определяется из графиков (см. рис.1), представляющих зависимости: 1. минимально необходимого диаметра D раскрыва приемной антенны в условиях прямой видимости от расстояния r до АЦС при коэффициентах усиления G_n АЦС 13 дБ (прямая 1), 16 дБ (прямая 2), 20дБ (прямая 3); 2. высоты подъема АЦС от радиуса прямой видимости (кривая 4); 3. коэффициента усиления передающей антенны на частоте 11,7 ГГц от линейного размера ее раскрыва в вертикальной плоскости (кривая 5). Как видно из графиков, при размещении передающей антенны на высоте $h=50-70$ метров (крыша 16-24 этажного здания) обеспечивается прямая видимость в радиусе до 30 км, что достаточно для обеспечения вещания на крупный город и ближайшие населенные пункты.

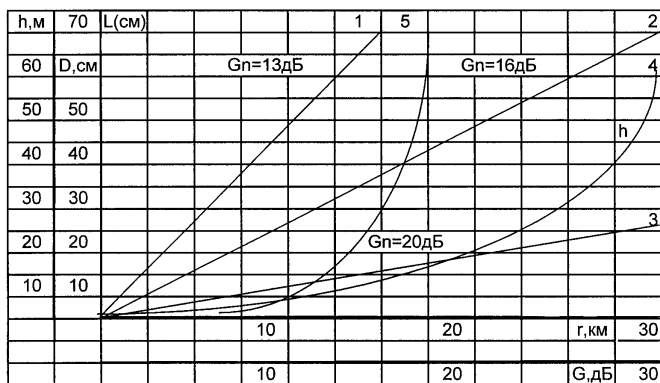


Рисунок 1

Для сравнительно дешевых абонентских антенн диаметром до 60 см достаточным является коэффициент усиления АЦС порядка 16 дБ при ширине ДН в вертикальной плоскости примерно 4° . При этом для обеспечения лучших условий приема удаленным абонентам, увеличения радиуса зоны обслуживания и предотвращения излучения энергии в свободное

пространство максимум ДН АЦС должен быть наклонен к Земле (см.рис.2), причем угол наклона зависит от высоты h размещения АЦС и может быть определен из графика (см.рис.3). При $h=100$ м требуемый угол наклона составляет $\Delta\theta=0,5-0,6$ градуса.

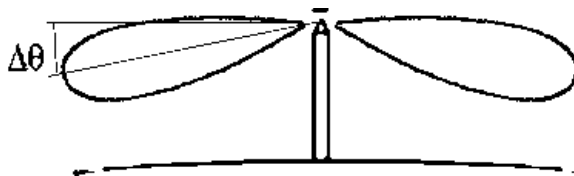


Рисунок 2

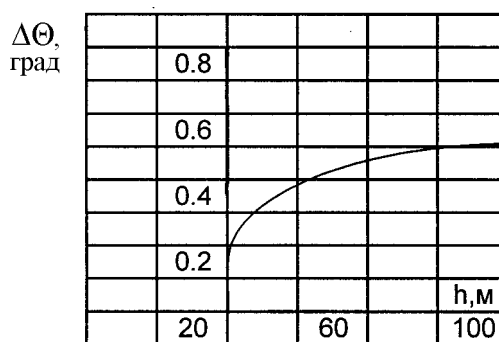


Рисунок 3

При оценке требуемой точности выполнения передающей зеркальной антенны могут быть использованы соотношения, полученные для остронаправленных зеркальных антенн. Так, допустимое отклонение поверхности $\delta_{\text{доп}}$ не должно превышать величину $\lambda/32$, а среднеквадратическое значение отклонения $\delta = \delta_{\text{доп}}/2,6$. В диапазоне частот 11,7...13,5 ГГц $\delta_{\text{доп}}=0,7$ мм, $\delta=0,27$ мм. При указанной точности выполнения зеркало может работать на частотах до 37 ГГц. Для работы на частотах до 45 ГГц необходимо поверхность зеркала выполнять с точностью 0,2 мм.

КОНСТРУКЦИЯ АНТЕННЫ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Конструктивно наиболее простым и технологичным вариантом выполнения антенны, отвечающей техническим требованиям, является использование перископической схемы построения, когда в состав антенны входят: облучатель 1, вспомогательное параболическое зеркало 2, конический отражатель 3 (см.рис.4). Канальная емкость информационной системы может быть значительно расширена при одновременной работе в нескольких диапазонах частот.

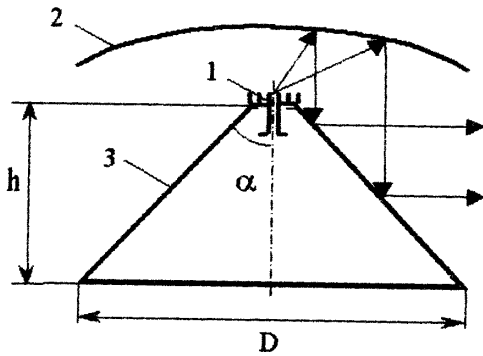


Рисунок 4

Многодиапазонный облучатель (МДО), предназначенный для работы с линейной поляризацией поля в трех частотных диапазонах выполнен по "последовательной схеме". К вершине ребристого раскрыва облучателя, представленного на рис. 5 и 6, подводятся сигналы трех частотных диапазонов тремя круглыми волноводами соединенными последовательно друг с другом. Для каждой рабочей частоты в круглых волноводах имеется два ортогональных узла возбуждения. Для диапазонов частот 11,7-13,0 ГГц; 27,65-29,65 ГГц они выполнены по принципу коаксиально-волноводных переходов, для диапазона частот 36,0-42,5 ГГц - в виде прямоугольных щелей. Развязка цепей питания по верхним частотам обеспечивается фильтрами, установленными в прямоугольных волноводах, а развязка по нижним частотам - запредельными свойствами волноводных секций облучателя. При достаточно плавном переходе между двумя секциями облучателя, возбуждение высших типов волн происходит с малой амплитудой. Так, при угле раскрыва конического перехода 15° , следующий после основного тип E_{01} возбуждается с амплитудой на 18 дБ меньшей. Это обстоятельство позволяет ограничиться учетом только основного типа волны H_{11} .

Такая конструкция МДО позволяет сравнительно просто заменять рабочие волноводные секции (рис.7) или изменять их число.

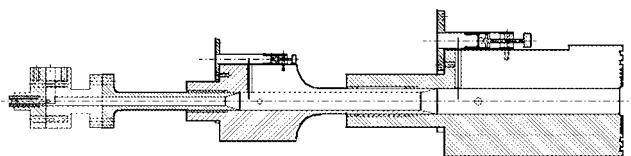


Рисунок 5

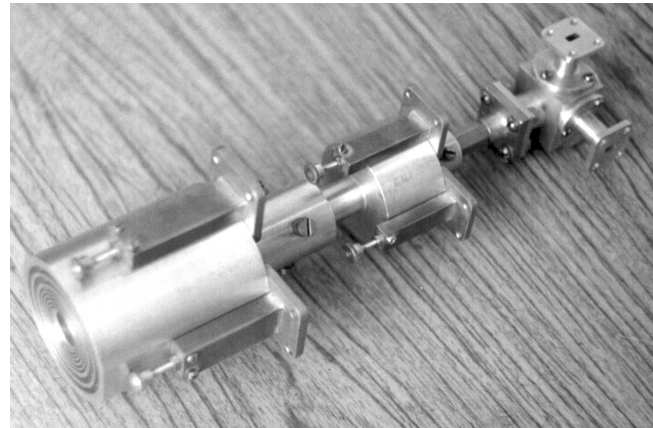


Рисунок 6

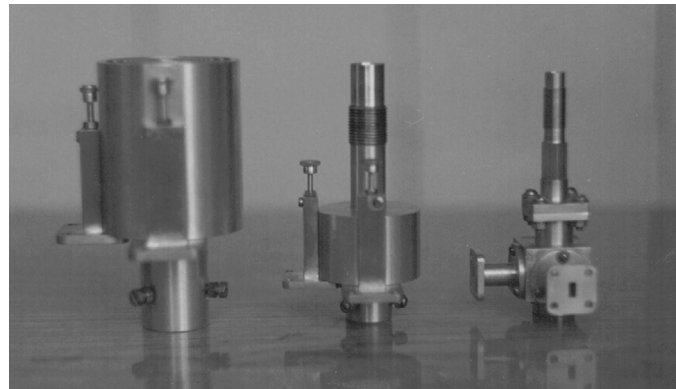


Рисунок 7

Практика эксплуатации МИТРИС показала, что при установке абонентских антенн в точке приема невозможно заранее знать поляризацию приходящей от АЦС волны, чего легко избежать в случае работы с волной круговой поляризации, типа H_{01} . Кроме того, это позволит получить более равномерную ДН АЦС в азимутальной плоскости. Перейти к работе на волне круговой поляризации позволит введение поляризатора в МДО.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ

Антенная система имеет следующие параметры: радиус основания конуса $D/2 = 90$ см, угол раскрыва конуса $\alpha = 44,5$ град, фокус параболического зеркала. Антенна установлена на крыше высотного здания на Львовской площади в Киеве.

Результаты измерения электрических характеристик антенны приведены в таблице 1.

ВЫВОДЫ

Таблица 1

№ п/п	Наименование параметров	Частота, ГГц		
		11,7-13,5	27,0-30,0	36,0-40,0
1	Коэффициент усиления, дБ	≥ 16, 1	≥ 18, 9	≥ 21, 0
2	Ширина ДН в вертикальной плоскости по уровню -3 дБ	4,0°	2,0°	1,3°
3	Уровень первого бокового лепестка	-15, 0	-16, 0	-17, 0
4	Развязка с кроссполяризационным сигналом, дБ	-27, 6	-27, 2	-26, 7
5	КСВН на входе антенны	≤ 1, 3	≤ 1, 3	≤ 1, 25

Разработанная антенна отвечает требованиям, предъявляемым к передающей АЦС. Дополнительным достоинством антенны служит то, что вспомогательное зеркало является "зонтом" всей конструкции АЦС, защищая облучатель и расположенное ниже оборудование от осадков.

Результаты эксплуатации системы МИТРИС с 24 передатчиками с канальной мощностью 50 мВт при работе с передающей АЦС показали, что приемная абонентская антенна диаметром 25 см обеспечивает устойчивый прием всех программ в радиусе 15 км от передающей станции, а антенна диаметром 60 см - в радиусе 30 км. Возможна установка пассивных ретрансляторов, что позволяет обеспечить прием телепрограмм в городских районах с плотной застройкой.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Гостев В.И., Гряник М.В., Худолий Д.А. Многофункциональные зеркальные антенны. - К.: "Радиоаматор", 1999.- 317 с.
2. Особенности создания микроволновой интегрированной телерадиоинформационной системы /авторы Т.Н. Нарытник, В.Л. Булгач, В.Н. Галич и др./ В кн." Стратегія входження України у світовий інформаційний простір". -К.: 1997, С.133-135.
3. Микроволновая интегрированная телерадиоинформационная система./ авторы М.В. Гряник, Т.Н. Нарытник, С.В. Семенихин // Радиоаматор, 1998, №3, с.10-12, 55.

II. ИНФОРМАТИКА

УДК 519.7.24/25 + 519.873

КОНТИНУАЛЬНЫЕ ЛОГИКО-АЛГЕБРАИЧЕСКИЕ ИСЧИСЛЕНИЯ КАК ОСНОВА ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В АНАЛОГОВОЙ ОБЛАСТИ

Л. И. Волгин

Проведен обзор континуального этапа развития логико-алгебраических исчислений; бесконечнозначная логика Лукасевича, логика исчисления иммитансов Шестакова, АМ-алгебра, непрерывная логика, предикатная алгебра выбора, комплементарная алгебра как эффективного направления построения моделей и аппаратной реализации средств искусственного интеллекта, информационных технологий и расширения интеллектуальных возможностей объектов проектирования.

„Мир культуры требует изменения логических ценностей,... необходимо разработать столько логик, сколько существует типов объектов любой природы”

Г.Бахляр (1884-1962) [1]

Булева двузначная алгебра логики охватывает весь двоично-дискретный (виртуальный) мир, в котором переменные-аргументы x_i формул (функций) принимают значения из двухэлементного множества $\{0,1\}$: "Ноль и единица от бога, остальное дело рук человеческих" - Л.Кронекер (1823-1891). По объёму и многообразию применений в информационных технологиях и в других областях науки и техники XX-й век по праву можно назвать булевым [2].

Но физический макромир, технологии производства и управления, измеряемые и контролируемые параметры в подавляющем большинстве случаев сопровождаются не дискретными, а сопутствующими континуальными (непрерывными, аналоговыми) процессами, что приводит к известным противоречиям использования и развития дискретных логик в континуальной области [3].

В отличие от дискретной в континуальной области каждая физическая ситуация и класс объектов проектирования требует использования или разработки своего логико-алгебраического исчисления [1], аксиомы которого хорошо согласуются с опытными данными и извлечёнными из них "законами природы" [4], для каждой предметной области и класса её задач необходим свой логико-алгебраический (ЛА) аппарат. Здесь под ЛА-исчислениями [5,6] понимаются математические (символические) предметно-ориентированные логики и специальные алгебры, так как по Б.

Расселу (1872-1970) "не существует пункта, где можно бы провести резкую границу, по одну сторону которой находилась бы логика, а по другую математика".

Согласно [7], исчисление - это основанный на чётких правилах формальный аппарат оперирования со знаниями определённого вида, позволяющий дать точное описание некоторого класса задач, а для отдельных подклассов этого класса - и алгоритм решения. Логические исчисления строятся на базе некоторого формализованного языка. После того как к ЛА-исчислению добавляется интерпретация, придающая значение его исходным символам и формулам, исчисление превращается в язык, описывающий некоторую предметную область.

Логика, в том числе и классическая алгебра логики Дж.Буля (1815-1864), традиционно считается одной из областей рассмотрения философии. Но в континуальной области философско-логическое осмысливание необозримо расширяется, при этом философская проблема истинности в научно-технических приложениях теряет смысл. Здесь при корректно принятых предпосылках (аксиомах), представленных в базе использованных операций ЛА-исчисления, результат всегда "истинный" (общезначим). Неправильный результат ("ложь") означает неверный выбор используемых базовых операции или системы исходных аксиом, т.е. в научно-технических приложениях философская проблема истинности - это проблема корректности выбора исходных предпосылок, которую относят не к рассматриваемой предметной области, а к проблеме профессиональной пригодности специалиста.

Попытки использования двузначной булевой алгебры в континуальной области приводят к различного вида искусственным дихотомическим конструкциям и релевантным логикам, отражающих стремление выделить уместные принципы и законы через исключение парадоксов классической логики, таких как закон отрицания отрицания (аналога пословицы "Закон, что дышло..." [8] и др.. Более того, во многих континуальных задачах булева алгебра логики противоречит рациональному мышлению, которое также является континуальным [9]. В частности, интуиционисты (математическая школа,

основанная в начале 20-х годов XX века Л.Э.Я.Брауэром и Г.Вейлем), категорически отвергают закон исключенного третьего, как полностью противоречащего человеческому интеллекту [10].

С другой стороны, для успешного развития континуальных информационных технологий и средств искусственного интеллекта [11,12] необходимо увеличить семантическую мощност ЛА-исчислений. Для этого требуется в философском и математическом планах чётко определить базовые понятия, используемые пока на интуитивном уровне, такие как "понимание", "интерпретация" и "смысл", применительно к машинно-механическим аналогам мыслительных процессов человека [13].

Исторически первой континуальной логикой является бесконечнозначная логика Я.Лукасевича (1878-1956) L_ω [14-15], построенная на базе естественного обобщения его конечнозначной логики L_n [16] и классических операций $\bar{x}_i = 1 - x_i$ - аддитивная инверсия (псевдодополнение), $x_1 \wedge x_2 = \min(x_1, x_2)$ - конъюнкция, $x_1 \vee x_2 = \max(x_1, x_2)$ - дизъюнкция, $x_1 \rightarrow x_2 = \bar{x}_1 \vee x_2 = \max(\bar{x}_1, x_2)$ - импликация, в которых переменные x_i определены на единичном интервале $[0,1]$. Указанное обобщение оказалось "не классическим", так как естественное обобщение классических булевых операций уже в конечнозначной логике и, в частности, трехзначной L_3 не удовлетворяют принципу идентичности, т. е. $x_i \rightarrow x_i = 1$ для всех $x_i \in [0, 1]$, в ней не выполняются законы исключенного третьего $x_i \vee \bar{x}_i = 1$, противоречия $x_i \wedge \bar{x}_i = 0$ и отсутствуют тавтологии.

Дальнейшее развитие этого направления континуальных исчислений получило в алгебраических логиках, порождаемых структурой (логической матрицей)

$$\langle [0, 1], \oplus, \bullet, -, 0 \rangle, \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned} x_1 \oplus x_2 &= \min(1, x_1 + x_2), \\ x_1 \bullet x_2 &= \overline{(\bar{x}_1 \oplus \bar{x}_2)} = \max(0, x_1 + x_2 - 1) \end{aligned} \quad (2)$$

есть базовые операции, связанные между собой законом де Моргана

$$\overline{x_1 \oplus x_2} = \bar{x}_1 \bullet \bar{x}_2.$$

Существенный вклад в развитие континуальных (К) ЛА-исчислений с минимаксными операциями $\min(x_1, x_2)$, $\max(x_1, x_2)$ внес шотландский логик

Р.Мак-Нотон [17]. Он снял ограничение принадлежности переменных x_i к единичному интервалу $[0,1]$ и ввел унарную операцию аддитивно-диаметральной инверсии $\bar{x}_i = 2x_0 - x_i$ относительно центра $x_0 = 0,5(x_{\min} + x_{\max})$ заданного произвольного интервала $[x_{\min}, x_{\max}]$ числовой оси, что расширило прикладные применения логики Мак-Нотона (непрерывная логика N_ω) в различных областях науки и техники, включая континуальные информационные технологии [18-26] и др..

Аналогично, как и логика L_ω , непрерывная логика Мак-Нотона N_ω не является классической. В ней сохранились многие законы и свойства булевой алгебры логики S_2 , но не выполняются законы исключенного третьего и противоречия. Логика N_ω , как и логика Лукасевича L_ω при $x_i \in \{0, 1\}$ вырождается в двузначную булеву алгебру логики S_2 .

В основе выше рассмотренных и многих других логик [16] лежат минимаксные базовые операции $\wedge = \min$, $\vee = \max$. Принципиально новым прорывом в континуальную область является открытие В.И.Шестаковым [27-29] континуальной ЛА-модели аналоговых двухполюсных электрических схем с параллельно-последовательным (ПП) соединением двухполюсных схемных элементов и как указано в [30] "одного из создателей алгебро-логической теории релейно-контактных схем - Виктора Ивановича Шестакова, кончина которого в 1987 г. прошла незамеченной математико-логической общественностью" [31]. В процитированном тексте допущены неточности. В отличии от магистерской диссертации К.Шеннона [32] (1938г.) в ЛА-модели Шестакова переменные x_i (иммитансы - электрические сопротивления или проводимости) рассматриваются в континуальной области $[0, \infty]$ и только в предельном (по Шестакову - в вырожденном) случае при $x_i \in \{0, \infty\}$ S-логика вырождается в двузначную булеву алгебру логики.

В логике Шестакова базовыми операциями являются мультипликативная инверсия $\bar{x}_i = 1/x_i$, S-конъюнкция (гармоническое среднее) и S-дизъюнкция (арифметическое сложение):

$$\begin{aligned} \wedge(x_1, x_2) &= x_1 \parallel x_2 = (x_1^{-1} + x_2^{-1})^{-1} = x_1 \cdot x_2 / (x_1 + x_2), \\ \vee(x_1, x_2) &= x_1 + x_2, \end{aligned} \quad (3)$$

связанными двусторонними преобразованиями (законами) де Моргана

$$\overline{x_1 \parallel x_2} = \bar{x}_1 + \bar{x}_2, \overline{x_1 + x_2} = \bar{x}_1 \parallel \bar{x}_2 \quad (4)$$

(использована терминология и обозначения работ [33,34]).

Функции S-логики могут быть представлены совмещенными структурно-параметрическими моделями [35]. Это означает, что математические символы конкатенации "||" и арифметического (A) сложения "+" одновременно являются обозначениями топологических операций соответственно параллельного и последовательного соединения схемных элементов $E_i = E(x_i)$ - изоморфизм логико-алгебраических (параметрических) и топологических (структурных) моделей.

Дальнейшее развитие логика Шостаковича получила в работах [33,34], в которых названа логикой исчисления иммитансов ПП-схем.

Общенаучная значимость S-логики, в частности, определяется тем, что модели динамические объектов любой природы могут быть представлены соответствующей электрической схемой, т.е. могут быть исследованы на аналоговых вычислительных машинах [36] с применением S-логики.

Выше были изложены наиболее значительные достижения в развитии континуальных логик в первой половине минувшего XX века. Далее рассмотрим развитие континуальных ЛА-исчислений во второй половине XX столетия.

Автором обнаружен дуальный изоморфизм базовых операций (унарных и бинарных) S-логики и аддитивно-мультипликативной (AM) алгебры [37-39]. Действительно, если в базовых операциях S-логики $\bar{x}_i = 1/x_i$, $x_1 \cdot x_2 / (x_1 + x_2)$ и $x_1 + x_2$, представленных в базисе операций A-алгебры, символы деления "/", умножения "." и сложения "+" (3) заменить соответственно на символы A-операций вычитания, сложения и умножения, то приходим к базовым операциям AM-алгебры:

$$\begin{aligned} \bar{x}_i &= 1 - x_i, \\ \vee(x_1, x_2) &= x_1 \oplus x_2 = x_1 + x_2 - x_1 x_2, \\ \wedge(x_1, x_2) &= x_1 \cdot x_2, \end{aligned}$$

связанных двусторонними преобразованиями де Моргана

$$\overline{x_1 \oplus x_2} = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2, \overline{x_1 \cdot x_2} = \bar{x}_1 \oplus \bar{x}_2.$$

В общем случае в формулах S-логики и AM-алгебры переменные x_i являются действительными и комплексными числами.

Базовые операции S-логики и AM-алгебры при $x_i \in [0, 1]$ коммутативны и ассоциативны, но не дистрибутивны, при этом имеют место субдистрибутивные и супрадистрибутивные законы:

$$\begin{aligned} x \parallel (x_1 + x_2) &\leq (x \parallel x_1) + (x \parallel x_2), \\ x + (x_1 \parallel x_2) &\geq (x + x_1) \parallel (x + x_2); \\ x \cdot (x_1 \oplus x_2) &\leq x \cdot x_1 \oplus x \cdot x_2, \\ x \oplus (x_1 \cdot x_2) &\leq (x \oplus x_1) \cdot (x \oplus x_2). \end{aligned}$$

AM-алгебра имеет многочисленные применения в науке и технике [37-40]. В частности, на единичном интервале [0,1] AM-алгебра является логикой исчисления надёжности по вероятности безотказной работы радиоэлектронной аппаратуры и изделий с независимыми отказами схемных элементов [40], а AM-импликация $x_1 \oplus \bar{x}_2$ является функцией-аксиомой в алгебре совести Лефевра-Шрейдера [41], на базе AM-алгебры строятся итерационные структуры и алгоритмы для стабилизации коэффициентов передачи измерительных и вычислительных преобразователей [39] и др.

Круг решаемых задач вышерассмотренных континуальных ЛА-исчислений ограничен непрерывными и линейно-изломными функциями. Указанное ограничение снимается в предикатной алгебре выбора (ПАВ) с базовыми операциями аддитивно-диаметральной инверсии непрерывной логики, ПАВ-конъюнкции и ПАВ-дизъюнкции:

$$\wedge(y_1, y_2) = y_1 I(x_2 - x_1) + y_2 I(x_1 - x_2), \quad (5a)$$

$$\vee(y_1, y_2) = y_1 I(x_1 - x_2) + y_2 I(x_2 - x_1), \quad (5b)$$

связанных между собой некоммутативным законом де Моргана $\overline{M(y_1, y_2)} = W(\bar{y}_1, \bar{y}_2)$.

Здесь $I(x)$ - единичная функция, равная единице при $x > 0$ и нулю при $x < 0$, $M(y_1, y_2) = W(y_2, y_1)$ - свойство коммутативной обратимости бинарных операций ПАВ, W есть либо \vee , либо \wedge , M - либо \wedge , либо \vee .

При отождествлении предметных и предикатных переменных в (5) (при $y_1 = x_1, y_2 = x_2$) приходим к базовым операциям непрерывной логики N_ω , которые на двоичном множестве $\{0,1\}$ вырождаются соответственно в булевы дизъюнкцию $x_1 \wedge x_2$ и конъюнкцию $x_1 \vee x_2$. Отличительной особенностью ПАВ является то, что её областями отправления являются два множества предметных y_1, y_2, \dots, y_n и предикатных x_1, x_2, \dots, x_m переменных, что существенно расширяет её функциональные и выразительные способности. Расширение значимости ПАВ-функций осуществляется через операции предметной и предикатной суперпозиции. Неполнота аксиоматики ПАВ оставляет её открытой для развития на её основе сопутствующих ЛА-исчислений, алгоритмов и моделей.

Обобщением ПАВ является комплементарная алгебра (КА) с базовыми операциями аддитивно-диаметральной

инверсии, КА-конъюнкции и КА-дизъюнкции:

$$\wedge (y_1, y_2) = a_1 y_1 + a_2 y_2, \vee (y_1, y_2) = a_2 y_1 + a_1 y_2,$$

где весовые коэффициенты $a_1 + a_2 = 1$ - условие комплементарности, которое является инвариантным относительно операций предметной суперпозиции, т. е.

$$W(y_1, y_2, \dots, y_n) = \alpha_1 y_1 + \alpha_2 y_2 + \dots + \alpha_n y_n,$$

где $\alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_n = 1$.

Комплементарная алгебра определяет логическую структуру абстрактных линейных пространств [41]. При $a_1 = I(x_2 - x_1)$, $a_2 = I(x_1 - x_2)$ КА вырождается в предикатную алгебру выбора, а при снятии условия комплементарности она вырождается в алгебру скалярных произведений.

Свойства и законы КА и ПАВ описаны в работах [42-47].

Непрерывная логика, предикатная и комплементарная алгебры и сопутствующие им исчисления являются овеществленными ЛА-исчислениями, т.е. их базовые операции реализованы соответствующим элементарным базисом, на котором базируется аппаратная реализация аналоговых объектов проектирования, информационные технологии и средства искусственного интеллекта: амплитудные селекторы для непрерывной логики [22], реляторы для ПАВ [43,48-50], скаляторы [51] для комплементарной алгебры и алгебры скалярных произведений, нейрореляторы и бинарные нейронные элементы для нейросетей и пороговой логики [50,52,53].

Многочисленные применения ПАВ описаны в работах [43, 48-50, 52, 54-69]. Укажем на поставленную Л.Эйлером (1707-1783) проблему: "Но возникает вопрос весьма важный, что следует думать о разрывных функциях и нельзя ли найти им какое либо применение в анализе" [70]. Нам кажется, что в прикладном аспекте изложенный здесь материал и библиография позволяет утвердительно ответить на поставленный Л.Эйлером вопрос: ПАВ открывает бесконечно разнообразный мир нелинейных разрывных, изломных, сшитых, логических функций и их аппаратных и программных реализаций.

Интенсивно продолжают развиваться и континуальные ЛА-исчисления на основе функций-аксиом и комбинированных исчислений [4, 71, 72], логики высших порядков [73], логика антонимов [74], частотная логика [75, 76] и др.

Можно сказать, что XX-й век передал веку XXI-му эстафету третьего (континуального) этапа развития логики, основоположниками которого по праву можно назвать Я.Лукаевича (львовско-варшавская школа) и В.И.Шестакова (Россия).

Работа выполнена при поддержке гранта Минобрзаования Российской Федерации.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Башляр Г. Новый рационализм, М.: Прогресс, 1987.- 276 с.
2. Bool G. An investigation of the laws of thought, on which are founded the mathematical theory of logic and probabilities.: - London, 1854. Последнее издание.
3. Волгин Л.И., Мишин В.А. Будущее за цифровыми или аналоговыми технологиями? // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: Материалы II всероссийской НТК. - Чебоксары: РесЦНИТ, 1998, С.86-89.
4. Рвачев В.Л. Исчисление для Вселенной //Успехи современной радиоэлектроники, 1998, №39, С. 66-67.
5. Волгин Л.И. Континуальные логики и предметные алгебры, порождаемые функцией взвешенных степенных средних // Информационные технологии, 1999, №9, С. 2-11.
6. Волгин Л.И. Континуальные булевы логико-алгебраические исчисления: специальные алгебры, предметные логики // Логико-алгебраические методы в науке, технике и экономике: Труды международной конф. "Континуальные логико-алгебраические и нейросетевые методы в науке, технике и экономике". - Ульяновск: УлГТУ, 2000, Том 1, С. 38-40.
7. Ивин А.А., Никифоров А.Л. Словарь по логике. - М.: Владос, 1998, 384 с.
8. Далин В.Я., Золотов С.Я., Ванин И.Д. Закон сопряжения ортогональностей взамен псевдозакона "борьбы" и единства противоположностей // XIX World Congress of Philosophy: Book of Abstracts. Секция 1: Метафизика. М.Ж 1993, Том 1.
9. Намимов В.В. Непрерывность против дискретности в языке и мышлении, - Тбилиси: ТИУ, 1978, 84 с.
10. Яглом И.М. Современная культура и компьютер. - М.: Знание, 1990, №11.
11. Волгин Л.И., Мишин В.А. Думать за нас никто не будет: Ретроспективный обзор и онтологическое осмысление искусственного интеллекта // Датчики и системы, 1999, Вып. 4 (8), С.43-48.
12. Волгин Л.И., Мишин В.А. Онтологические аспекты искусственного интеллекта // Вестник УлПУ, 1999, Вып. 4 (8), С.13-19.
13. Одинцов Б.Е., Дик В.В. Синтаксичность моделей баз знаний интеллектуальных систем // Приборы и системы управления, 1998, №1, С.15-17.
14. Lukasiewicz J. Elementy logiki matematycznej.- Warszawa, 1929.
15. Lukasiewicz J., Tarski A. Untersuchungen iiber den Aussagen - Kalkiil // Comptes Rendus des Seances de la Societe des Sciences'et des Lettres de varsovie. Classe III. Vol.23,P.1-23.
16. Карпенко А.С. Многозначные логики. Серия "Логика и компьютеры". - М.: Наука, Вып. 4, 223 с.
17. Mc Naughton R. A theorem about valued sentential logic // The Journal of Symbolic Logic, 1951, Vol.16, P. 1-13.
18. Мак-Нотон Р. Теорема о бесконечнозначной логике высказываний // Кибернетический сборник / Пер. с англ. - М.: Изд-во иностр. литературы, 1961, вып.3, С.59-78.
19. Гинзбург С.А. Математическая непрерывная логика и изображение функций. -М.: Энергия, 1968, 136 с.
20. Левин В.И. Бесконечнозначная логика в задачах кибернетики. - Радио и связь, 1982, 176 с.
21. Шимбирев П.Н. Гибридные непрерывно-логические устройства. -М.: Энергоатомиздат: 1990, 174 с.
22. Волгин Л.И., Левин В.И. Непрерывная логика. Теория и применения. - Таллин: Ан Эстонии, 1990, 210 с.
23. Волгин Л.И. Непрерывная логика и ее схематехнические применения. - Ульяновск: УлГТУ, 1996, 108 с.
24. Реляторные и непрерывнологические сети и модели // Труды международной НТК "Нейронные, реляторные и непрерывнологические сети и модели" / Под ред. Л.И.Волгина. - Ульяновск: УлГТУ, 1998, Том 2, 108 с.
25. Теория и общие вопросы обработки аналоговой информации//Труды международной конф. "Методы и средства преобразования и обработки аналоговой информации" / Под ред. Л.И.Волгина. - Ульяновск: УлГТУ, 1999, Том 1, 124 с.
26. Логико-алгебраические методы в науке, технике и экономике // Труды международной конф. "Континуальные логико-алгебраические и нейросетевые методы в науке, технике и экономике" / Под ред. Л.И.Волгина. - Ульяновск: УлГТУ, 2000, Том 1, 141 с.
27. Левин В.И. Непрерывная логика и ее обобщения. - Пенза: Пенз. технологический институт, 1999, 40 с.
28. Шестаков В.И. Некоторые математические методы конструирования и упрощения двухполюсных электрических схем класса А: Дисс. канд. техн. наук. -М.: НИИФ МГУ, 1938.
29. Шестаков В.И. Алгебра двухполюсных схем, построенных исключительно из двухполюсников // Журнал технической физики, 1941, Вып 9, С. 532-549.
30. Волгин Л.И. Топологические преобразования и синтез схем радиоэлектронных средств. -Тольятти: Изд-во ПТИС, 2000, 173 с.

30. Бирюков Б.В. "Свет не вне меня, а во мне" // Вейль Г. Математическое мышление. - М.: Наука, 1989, С.338-359.
31. Волгин Л.И., Шестаков В.И. - основоположник континуального этапа развития математических логик // Труды международной конф. "Континуальные логико-алгебраические и нейросетевые методы в науке, технике и экономике". - Ульяновск: УлГТУ, 2000, Том 1, С. 36-37.
Современная логика: Проблемы теории, истории и применения в науке: Материалы VI Международной научной конф. - Спб.: Изд-во С.-Петерб. ун-та, 2000, С. 443-446.
32. Шеннон К. Символический анализ релейных и переключаемых схем // Работы по теории информации и кибернетике / Перевод с англ.- М.: Изд-во иностр. литературы, 1963, С.9-45.
33. Волгин Л.И. Логика исчисления иммитансов многоэлементных электрических двухполюсников. - Ульяновск: УлГТУ, 1998, 24 с.
34. Волгин Л.И. Определение сопротивлений и проводимости логико-алгебраическим методом // Электричество, 1998, № 7, С.64-69.
35. Волгин Л.И. Совмещённые структурно-параметрические модели технических объектов // Труды международной НТК "Нейронные, реляторные и непрерывнологические сети и модели". - Ульяновск: УлГТУ, 1998, Том 3, С.3-6.
36. Алексаков Г.Н., Гафрилин В.В., Федоров В.А. Персональный аналоговый компьютер. - М.: Энергоатомиздат, 1992, 256с.
37. Волгин Л.И. Представление функций булевой алгебры на плоскости комплексных чисел // Электронное моделирование, 1995, № 4, С.3-10.
38. Volgin L.I. Representing functions of the boolean binary algebra on the complex plane // Engineering Simulation, 1996, Vol. 13, P. 537-550.
39. Волгин Л.И. АМ-алгебра и её применения. -Ульяновск: УлГТУ, 1997, 52 с.
40. Волгин Л.И. Логические основы математической теории надёжности. -Ульяновск: УлГТУ, 1997, 44 с.
41. Волгин Л.И. Алгебра совести Лёфевра-Шрейдера как семантическая модель АМ-алгебры // Труды международной конф. "Методы и средства преобразования и обработки аналоговой информации". - Ульяновск: УлГТУ, 1999, Том I, С.7-8.
42. Волгин Л.И. Комплементарная алгебра и логическая структура абстрактных линейных пространств // Труды международной НТК "Нейронные, реляторные и непрерывнологические сети и модели". - Ульяновск: УлГТУ, 1998, Том 4, С.3-6.
43. Волгин Л.И. Предикатная алгебра выбора и её модификации (остовы теории и элементный базис) // Опыт, результаты, проблемы: Повышение конкурентоспособности радиоэлектронной аппаратуры. Сб.статей. -Таллин: Валгус, 1986, Вып.4, С.64-104.
44. Волгин Л. И. Свойства и законы комплементарной алгебры //Известия АН ЭССР. Физика, математика, 1986, № 4, С.417-427.
45. Волгин Л.И. Свойства и структуры функций осреднения. - Таллинн: АН Эстонии, 1992, 72 с.
46. Волгин Л.И. Комплементарная алгебра и предикатная алгебра выбора. -Ульяновск: УлГТУ, 1996, 68 с.
47. Волгин Л.И. Векторная комплементарная алгебра. - Ульяновск: УлГТУ, 1996, 52 с.
48. Волгин Л.И. Элементный базис предикатной алгебры выбора // Известия АН СССР. Техническая кибернетика, 1987, № 5, С.75-79.
49. Волгин Л.И. Синтез устройств для обработки и преобразования информации в элементном базисе реляторов. - Таллинн: Валгус, 1989, 180 с.
50. Волгин Л.И. Элементный базис реляторной схемотехники. - Тольятти: Изд-во ПТИС, 1999, 71 с.
51. Пухов Г.Е., Бардаченко В.Ф., Королёв Ю.В. Вычислительные устройства на скаляторах.- Киев: Техника, 1983, 143 с.
52. Волгин Л.И. Единичные функции и сети на бинарных нейронах. -Ульяновск: УлГТУ, 1996, 58 с.
53. Дортоуос М. Пороговая логика / Пер.с англ. - М.: Мир, 1996, 58 с.
54. Volgin L.I., Rebane R. - V.P. Ordinar filters for the tolerance control and sorting based relators // 2nd International Symposium on Measurement Electrical Quantites. - Warsaw: IMEKO - TC4, May 26-28, 1987, P. 49-57.
55. Volgin L.I. Relator-based processors for rening and ordinal processing // Journal of New Generation Computers Systems, 1991, Vol.4, № 2, P. 131-141.
56. Volgin L.I. Relator-based processors for rank-adressi identification and selection of analog signals // Engineering Simulation, 1995, Vol.13, P. 47-62.
57. Volgin L.I. Pattern recognition and neurocomputing // Pattern Recognition and Analysys, 1996, Vol. 6, № 1, P. 31-32.
58. Volgin L.I., Cimovsky A. Expansion of intelligent opportunities of electric devices // Actual Problems of Measuring Technique: Proceedings of the International Conference. - Kyiv: KPI, 1998, P. 52-53.
59. Volgin L.I. Representation of continuous logic function in predicate option algebra and synthesis of relational processors // Engineering Simulation, 1999, Vol.16, P. 135-156.
60. Андреев Д.В. Реляторные коммутационно-логические преобразователи и процессоры ранговой обработки аналоговых сигналов: Дисс. канд. техн.наук. - Ульяновск: УлГТУ, 1998, 19 с.
61. Курносов В.Е., Курносова Т.В., Наумова И.Ю. Построение моделей конструкций на основе предикатной алгебры выбора и вариационной формулы МКЭ // Надежность и качество: Книга докладов Международного симпозиума. - Пенза: ПГУ, 1999, С.310-311.
62. Курносов В.Е. Теория и методы оптимального проектирования устройств радиотехники и связи: Автореферат дисс. д-ра техн.наук, 1999, 50 с.
63. Колосков В.А., Медведева М.В., Медведев А.В. Предикатная алгебра выбора в задаче построения клеточной самоорганизующей оболочки // Труды международной конф. "Континуальные логико-алгебраические и нейросетевые методы в науке, технике и экономике". -Ульяновск: УлГТУ, 2000, Том 1, С.63-65.
64. Медведев А.В. Континуально-логические алгоритмы и устройства клеточной самоорганизации мультимикроконтроллера с программируемым резервом: Дисс. канд.техн.наук. - Курск: КГТУ, 2000, 24 с.
65. Андреев Д.В. Однородный реляторный процессор для ранговой обработки аналоговых сигналов // Радиоэлектронная техника: Сб.научн.трудов. - Ульяновск: УлГТУ, 1999, С. 40-44.
66. Андреев Д.В., Сорокин А.В. Одномерные сети на основе рекуррентных функций предикатной алгебры выбора // Там же, С.48-52.
67. Волгин Л.И. Реляторные процессоры на основе графа Паскаля для адресно-ранговой идентификации селекции и ранжирования аналоговых сигналов. - Тольятти: Изд-во ПТИС, 2000, 81 с.
68. Л.И.Волгин. Век XX: Персональный библиографический указатель публикаций. - Ульяновск: УлГТУ, 2000, 114 с.
69. Волгин Л.И. Реляторные генераторы и формирователи нелинейных функций. - Ульяновск: УлГТУ, 1998, 76 с.
70. Отрадных Ф.П. Математика XVIII века и академик Леонард Эйлер. -М.: Советская наука, 1954, 40 с.
71. Рвачев В.Л. От специальной теории относительности к математике без аксиомы Архимеда и обратно // Радиотехника, 1995, № 1-2, С.58-70; 1995, № 6, С.39-48.
72. Ерименко С.Ю., Кравченко В.Ф., Рвачев В.Л. Комбинируемые неархимедовы исчисления и новые модели релятивистской механики // Успехи современной радиоэлектроники, 1997, № 9, С.26-38.
73. Теленик С.Ф. Интеллектуальные системы и логики высших порядков // Радиоелектроніка. Інформатика. Управління. Изд-во Запорожского техн. ун-та, 1999, № 1, С.96-105.
74. Голота Я.Я. Предикатная алгебра выбора и логика антонимов: что общего? // Труды международной конф. "Континуальные логико-алгебраические и нейросетевые методы в науке, технике и экономике". - Ульяновск: УлГТУ, 2000, Том 1, С.46-51.
75. Зверев Г.Н. Частотная логика - альтернатива классической логике в новых информационных технологиях // Информационные технологии, 1998, № 11, С.2-10.
76. Зверев Г.Н. Оценка точности логических приближений и границ применимости классической и неоклассических логик//Информационные технологии, 1999, № 12. С.12-19.

КОНЦЕПЦИЯ "ВИРУСНОГО ГЕНЕРАТОРА" В СТРУКТУРЕ БИОИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В ЖИВОЙ ПРИРОДЕ

В. Н. Веселовский, А. А. Яшин

В статье, основываясь на информационной парадигме и концепции сущности живой материи, рассмотрена с позиций биоинформатики, и др. дисциплин гипотеза "вирусного генератора", то есть испускания одноклеточными организмами, находящимися в составе организма многоклеточного, вирусов, в частности, при облучении организма электромагнитными волнами, как ответ на "информационное раздражение" - сигнал опасности. Данная концепция укладывается в общебиологический закон борьбы за существование.

The article deals with the hypothesis concerning "a viral generator" (i.e., an emission of viruses by unicellular organisms being within a many-celled organism, in particular, under an exposure of the organism to electromagnetic waves as a response to "an informational irritation" being a signal of danger). The hypothesis is based on the informational paradigm and concept of the living matter essence and is substantiated from the viewpoint of bioinformatics and other disciplines. This concept is in agreement with a general biological law "Struggle for Existence".

ВВЕДЕНИЕ

В комплексной программе исследований [1], начатых несколько лет тому назад Тульской научной школой биофизики полей и излучений и биоинформатики, намечены основные направления теоретико-экспериментального изучения воздействия электромагнитного излучения (ЭМИ) на целостный организм, оперативно открытые органы (эксперименты на животных) и так далее вплоть до воздействия ЭМИ СВЧ- и КВЧ-диапазонов на одноклеточные организмы. В частности, с учетом теоретических результатов, полученных в работах [2-5], предполагается выполнить исследование воздействия модулированного ЭМИ СВЧ и КВЧ нетепловой, то есть биоинформационной [3] интенсивности на морфологические, биохимические, репродуктивные и другие изменения у условно-патогенных микроорганизмов [6]. Последние (*S.aureus*, *E.coli*, *Pag.streptococcus*, *V.cereus*, *Pseudomonas*, *Z.palatinum*) выбираются, как объект эксперимента, исходя из их "сродственности" организму человека, а также организмам подопытных животных.

Воздействующее ЭМИ имеет следующие характеристики: плотность потока энергии (ППЭ) $P_{ППЭ} < 10$ мВт/см²; частоты облучения $f_{обл} = 20 \div 200$ ГГц; частоты модулирующего сигнала $f_{мод} = 1 \div 25$ Гц, причем наиболее полные данные относятся к поддиапазону

$4 \div 16$ ГГц; формы модулирующего сигнала: синусоидальная, импульсная с длительностью импульсов $10^{-5} \div 10^{-6}$ сек.

По программам исследования [1, 6] ЭМИ также характеризуется такими (изменяемыми) параметрами, как киральность, то есть право- и левостороннее вращение вектора \vec{E} , спектральный состав $S(\omega)$ модулированного сигнала и пр.

В процессе экспериментов изучаются и анализируются наиболее существенные показатели жизнедеятельности микроорганизмов из числа условно-патогенных бактерий: изменение морфологических признаков (появление внешних - по форме - различий); характер роста на питательных средах; биохимическая активность; чувствительность к антибиотикам; чувствительность к дезинфектантам; изучение способности к размножению (по качеству колоний).

В то же время эксперименты по облучению одноклеточных организмов преследуют параллельную основную задачу, связанную с разрабатываемой авторами статьи концепцией о информационной природе вирусов [2, 4-7].¹

В статье, основываясь на информационной парадигме и концепции сущности живой материи, разработанной профессором В.Н. Веселовским [2], рассмотрена с позиций биофизики полей и излучений и биоинформатики [3], современной вирусологии, общей и молекулярной биологии и ряда других дисциплин гипотеза "вирусного генератора", то есть испускания одноклеточными организмами, находящимися в непосредственном контакте (в составе с организмом-хозяином) с многоклеточным организмом, вирусов. В частности, этот гипотетический процесс предполагается интенсифицирующимся при облучении одноклеточного организма ЭМИ с указанными выше параметрами, как ответ на "информационное раздражение" - сигнал опасности. Данная концепция является непротиворечивой в рамках существующих теорий происхождения вирусов и укладывается в рамки общебиологического закона борьбы за существование.

Экспериментальное подтверждение гипотезы возможно даст чрезвычайной важности выводы для медицинской вирусологии [4].

1. В настоящее время авторы работают над книгой (название рабочее) "Внимание: вирусы!", обобщающей первый, теоретический этап изучения данной проблематики.

1. КОНЦЕПЦИЯ "ВИРУСНОГО ГЕНЕРАТОРА"

Уже более ста лет, с конца XIX века, когда Дм. Ивановский, а затем Мартин Бейеринком, исследуя табачную мозаику, установили, что вирусы не есть "микробактерии" [4], при всех впечатляющих успехах биологии и вирусологии, в частности, вирусы так окончательно и однозначно не отнесены к миру живого или неживого, оставаясь в классификации где-то посредине... То есть, при всех значимых достижениях медицинской вирусологии, в сфере теоретической вирусологии не решены фундаментальные вопросы определения их сущности. Очевидный вывод: решать эти вопросы следует на уровне фундаментальных положений естествознания и информатиологии [2, 5].

На сегодняшний день место вируса в системе живого так и полагается на уровне "квазживого", где-то между молекулярными и живыми объектами. Возможно и определение их в том смысле, что, не будучи организмами, вирусы, как автономные генетические структуры, являются своеобразной формой жизни [5]. В силу такого разнообразия мнений относительно сущности и природы вирусов, пока что их определения ищут преимущественно на гипотетическом уровне. Например, существуют гипотезы типа "взбесившихся генов" [4], то есть полагается, что вирусы суть некогда генетические элементы клеток, "вырвавшиеся на свободу" и превратившиеся в автономно существующую форму жизни. Это событие может быть отнесено ко временам, когда биоценоз Земли был еще представлен исключительно одноклеточными организмами и вполне вписывается в методологию "пробных ходов" эволюции Тейяра де Шардена [8]. Отсюда, кстати, и нелестное определение вирусов: генетические паразиты.

Авторы, основываясь на информационной парадигме В.Н. Веселовского [2, 4] и на концепции электромагнитной основы в теории единого информационного поля ноосферы [3,5] Е.И. Нефедова и А.А. Яшина, поставили целью создание новой теоретической концепции природы и назначения вирусов, логически не противоречащей существующим воззрениям, в том числе с позиций молекулярной биологии [9].

Исходные моменты этой теории определены следующими [2, 4, 5].

Первым моментом является признание информационной доминанты в природе вирусов, коль скоро генетические закономерности есть объекты информатики и информатиологии. Отсюда и важность осознания и исследования информационных закономерностей для выяснения природы специфических информационных структурных процессов функционирования вирусов [5].

Другим аспектом развиваемой теории в рамках логического синтеза является обобщение информационной специфики вирусов на понимание сущности живого [2, 5]. Как следует из общего для естествознания принципа Ноймана - Миннегероде - Кюри (НМК) [10] и

известной из формальной логики теоремы Геделя о неполноте, эти понятия - частного и общего - логически взаимнообратимы (симметричны и диссимметричны), что и дает методологическую основу для логического синтеза при изучении конкретного явления и объекта - в данном случае феномена вируса в структуре живого.

Главный, хотя и предварительный, вывод из разрабатываемой концепции состоит в констатации того факта, что вирусы *не являются* паразитическими образованиями, не являются и некими автономно существующими живыми системами, а есть специфическое, в 0-м приближении подобное живому организму, *средство борьбы за существование* [4] в конгломерате одноклеточных живых существ.

Процесс этой борьбы, имеющей общebiологическое значение, упрощенно представляется следующим: одноклеточные организмы в борьбе за свое существование излучают вирусы, поражая своих врагов, которыми для них - в борьбе "за место под солнцем" - являются все без исключения соседи-одноклеточные. Другой аспект - отношения между вирусои兹лучающими микроорганизмами и организмами многоклеточными; отсюда и первоначальная цель (I этап) исследования: разработка модели "вирусного генератора" с позиций данного выше определения вируса, на основе которой можно создавать - в дополнение к существующей антивирусной терапии - принципиально новые методы борьбы с вирусными заболеваниями [4].

2. ИНФОРМАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ "ВИРУСНОГО ГЕНЕРАТОРА" ВО ВЗАИМООТНОШЕНИЯХ МЕЖДУ ВИРУСАМИ И МНОГОКЛЕТОЧНЫМИ ОРГАНИЗМАМИ

В плане информационном собственные информационно-генетические каналы (ИГК) вирусов не являются непрерывными, поскольку геномы вирионов предшествующих поколений непосредственно не стыкуются с геномами вирионов последующих поколений; это есть феномен жизненного цикла вирионов: смерть предка предшествует рождению потомка. А между ними располагаются участки ИГК, принадлежащие клеткам, информационно-содержательным относительно виртуального вирусного воздействия, в которых они разносятся. Однако не любая клетка может превратить виртуальное воздействие в реальное и стать участком непрерывного ИГК, паразитически используемым определенным типом вирусом. Это очень важно в плане разработки информационной модели "вирусного генератора" и не противоречит, а во многом и дополняет положения современной молекулярной биологии и генетики [9].

Рассуждая в терминах информатиологии, по своей структуре и функциональному назначению вирус рассматривается как материальный носитель биоинформации. При этом его классификационные признаки в

системе "живое - неживое", вообще говоря, вторичны. Действительно, объективно живыми вирусы (но и неживыми ведь тоже!) считаться не могут, ибо для них не выполняется один из признаков живого [11]: способность к самостоятельному существованию на основе динамического самосохранения, то есть они есть несамосогласованная биосистема в смысле размножения.

В данном случае более адекватной картине материального мира является логическая система: "живое - элементы живых систем - неживое" [2]. Эту систему также следует дополнить атрибутом всего живого - общебиологической борьбой за существование. Полученная формула позволяет говорить о особой, специфической роли вирусов в организации живой материи. Набор средств, используемых в борьбе за существование, суть сочетание процессов и средств, образуемых сочетанием вещественного, энергетического и информационного базисов; на этом же зиждется и любой "каркас" самоорганизации живого [12].

Проникновение вирионов в клетку есть овеществление процесса передачи информации, в данном случае - чужеродной для нее, повреждающей; налицо взаимодействие виртуального сигнала (термин из [4]) с приемником информации, а сам вирион рассматривается как виртуальный генетический сигнал, который становится реальным только при его приеме клеткой, обладающей адекватным кодом. Эта информационная суть процесса и позволяет нам говорить о определенной адекватности биологических и технических (компьютерных) вирусов [5]; последнее утверждение усиливает тезис о информационной сущности вирусов. Само же проникновение вириона в объект агрессии - клетку есть эффект "троянского коня" [4]; различные механизмы его изучены вирусологией и молекулярной биологией [9].

С этой точки зрения "вирусный генератор", обеспечивая наиболее стихийную, ненаправленную форму борьбы "всех против всех" [4], является универсальным средством информационной агрессии в мире одноклеточных. Признание данного факта снимает, по нашему мнению, и сам вопрос о происхождении вирусов: *одноклеточным организмам имманентно присуща генерация вирусов в качестве информационного средства борьбы за существование в форме "борьбы против всех" - излучая вирусы, поражать другие организмы* [4].

Еще раз подчеркнем, что борьба за существование имеет общебиологический характер на любом иерархическом уровне организации живой материи. Более тонкий вопрос: связь борьбы за существование с (также) общебиологическом принципе естественного отбора; очевидно, для одноклеточных, в отличие от сложных организмов, этот момент является второстепенным, хотя, конечно, уже на этой стадии организации жизни он присутствует.

3. ВИРУСНАЯ ГЕНЕРАЦИЯ В СТРУКТУРЕ МНОГОКЛЕТОЧНОГО ОРГАНИЗМА

Заявленная программа исследований [1,6] предполагает не только, даже не столько общебиологический, вирусологический интерес, но вполне конкретное научное значение в мало исследованной области в части воздействия ЭМИ СВЧ и КВЧ на жизнедеятельность бактерий, присущих организму человека. Соответственно значимы его результаты для медико-биологической науки и биотехнологий. Для нас более всего важен аспект "вторичного эффекта" при проведении КВЧ-терапии и СВЧ-диагностики, а также процедур гипертермии, например, при лечении онкозаболеваний, на частотах длинноволновой части СВЧ-диапазона, то есть учет при воздействии ЭМИ - нетеплового и теплового - на организм человека реакции на это же воздействие микроорганизмов, присущих человеческому организму, и, соответственно, учет позитивного или негативного влияния этого фактора на организм человека в контексте заболевания, по показаниям которого проводится КВЧ-терапия. Данный аспект, насколько нам известно, ранее не исследовался.

Во взаимоотношениях между вирусами и многоклеточными организмами сохраняются основные черты процессов в системе "вирус - одноклеточное", ибо ареной борьбы остается та же клетка. Отличие - элиминация борьбы клеток против клеток уже в границах многоклеточного организма, включая и "вирусную генерацию"; процесс же усложняется по следующей причине [4].

Биологическая эволюция от одноклеточных к многоклеточным к настоящему времени установила их соотношение как 1:43, поэтому в норму жизнедеятельности ныне преобладающих многоклеточных заложено *отсутствие* межклеточной борьбы внутри организма посредством той же "вирусной генерации": блокирование репрессором оперона, управляющего формированием и излучением клеткой вирусов. Таким образом, качеством "вирусного генератора" клетки многоклеточных обладают только в потенции (рис. 1).

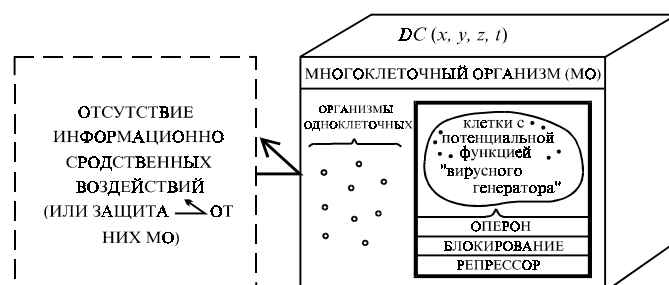


Рисунок 1 - Сосуществование многоклеточного организма в динамике $DC(x, y, z, t)$ его развития с присущими ему бактериями при отсутствии внешних раздражающих факторов

Поэтому информационная модель "вирусного генератора" в данной ситуации при воздействии на организм внешнего ЭМИ нетепловой (биоинформационной) интенсивности, что отвечает реальным условиям процедур КВЧ-терапии или СВЧ-диагностики, отличается от ситуации взаимоотношений в среде одноклеточных. Отметим, что формы внешних воздействий, дающих толчок вирусоиспусканию, могут быть совершенно различными по физико-химической природе; вариант ЭМИ выбран в контексте комплексных исследований [1, 6].

Одноклеточные организмы, присутствующие в организме человека и не приносящие ему вреда в условиях отсутствия внешних раздражающих факторов (рис. 1), не говоря уже о полезных для жизнедеятельности бактериях, начинают генерировать вирусы в качестве *активно-нападающего* средства в ситуации получения ими информации - сигнала I_c с энергетическим носителем $h\nu$, обладающей сродственностью с генетическим кодом одноклеточного в смысле раздражения - опасности (рис. 2).

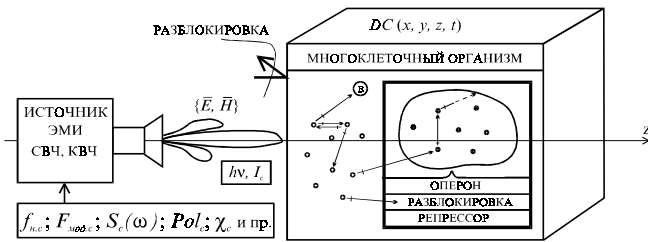


Рисунок 2 - Процесс активации одноклеточных в многоклеточном организме и начало вирусной генерации, приводящий к развитию вирусного заболевания

Таким сигналом вполне может быть лечебное, диагностическое или просто несанкционированное воздействие на организм человека ЭМИ различных диапазонов длин волн. Очевидно, что, пока не изучены экспериментально или теоретически - на уровне генов и геномов - эти сигналы опасности I_c для конкретных бактерий, состав сигнала I_c "информационного пробуждения" вирусной генерации бактерий является несанкционированным в том смысле, что соответствующий набор характеристик его не создается преднамеренно, а случайно - в некоторой вариации этих характеристик - совпадает с сигналом опасности. Учитывая электромагнитный базис биоинформационных сигналов [3, 12], вероятность такого совпадения достаточна велика.

Таким образом, "информационное пробуждение" бактерий наблюдается при воздействии на них - опосредованно через организм-хозяин - информа-

ционного сигнала

$$I_c\{h\nu\} = C\{f_{н.с.}; F_{мод.с.}; S_c(\omega); Pol_c; \chi_c; \dots\}^{var}, \quad (1)$$

где $f_{н.с.}$ - несущая частота ЭМИ; $F_{мод.с.}$ - модулирующая частота; $S_c(\omega)$ - спектр сигнала; Pol_c - вид поляризации; χ_c - характеристика киральности (о ее существенной роли см. в [13]); индекс "с" означает, что параметры функции C в (1), точнее их подбор, в пределах вариации var совпадают с характеристиками возбуждающего сигнала I_c .

Получив несанкционированный сигнал I_c опасности, одноклеточный организм, согласно схеме рис. 2, разблокирует управляющий оперон, формируя и излучая агрессивные вирионы; одновременно возникает ситуация взаимных атак среди одноклеточных в составе организма человека. В таком случае они могут ответить формированием интерферонов, противодействующих размножению чужеродного вириона, либо, оставляя заблокированным свой управляющий оперон (невосприимчивость сигнала I_c), они будут формировать и излучать чужеродные вирионы.

Так возникает вирусная патология организма человека, поскольку клетки многоклеточного организма не могут формировать и излучать собственные вирионы в качестве активно-нападающего средства осуществления борьбы за существование.

Подвергаясь вирусной атаке со стороны одноклеточных, многоклеточный организм (человека) сохраняет в заблокированном состоянии способность к формированию и излучению собственных вирионов; можно предположить, что уровень этого блокирования намного выше чем у одноклеточных, поскольку, как отмечалось выше, он должен надежно обеспечить элиминацию борьбы клеток против клеток в границах многоклеточного организма. Однако и этот уровень блокирования при атаке вирионами со стороны одноклеточных может быть преодолен (см. рис. 2), и клетки организма начинают атаковать друг друга, копируя привнесенные вирионы, что приводит к началу цепной реакции вирусного заболевания.

С другой стороны, в борьбу вступает иммунная система организма человека, включающая подсистемы макрофагов, комплемента, интерферонов и пр., противодействующая вирусам.

Сделаем предварительный вывод, основываясь на базовой концепции [4]. Поскольку многоклеточные организмы унаследовали от эволюционно предшествующих одноклеточных способность генерировать и излучать собственные вирионы, как средство борьбы за существование, то, сохраняя эту способность в заблокированном состоянии, они содержат в себе и

потенциальную опасность поражения чужеродными вирионами, излучаемыми бактериями, присущими этому организму. То есть в организме (человека) всегда присутствует матрица большого набора вирусных заболеваний. А, что особо важно учитывать при воздействии ЭМИ на организм человека с лечебно-диагностическими целями, заблокированные репрессорами в клетках организма (человека) опероны продуцирования и излучения собственных вирионов представляют собой постоянную потенциальную опасность для самого организма. Поясним сказанное.

При воздействии на организм ЭМИ, равно как и других внешних раздражителей, с набором характеристик (1), но уже случайно совпавших с кодовым сигналом опасности не для бактерий, а для "родных" клеток организма, последние могут ответить на эту угрозу связыванием репрессоров и далее - продуцированием и излучением вирионов, поражающих соседние клетки своего же организма (Один из гипотетических механизмов онкозаболеваний - Р. Хюбнер и Дж. Тодаро, 1969 г.) [4].

Рассмотрение изложенной концепции можно распространить и на более тонкие аспекты вирусологии и воздействия ЭМИ на живое вещество.

4. О СТРУКТУРЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО СИГНАЛА, ВЫЗЫВАЮЩЕГО ВИРУСНУЮ ГЕНЕРАЦИЮ

Выше уже говорилось, что в рамках изложенной гипотезы наиболее естественным инициатором вирусной генерации является ЭМИ, что со всей очевидностью следует из а) информационного характера инициации [4]; б) электромагнитного базиса в структуре биоинформационных взаимодействий [3].

Ставится первостепенной важности вопрос о структуре сигнала (1), вызывающего вирусную генерацию. Решение его дает ключ к доказательству гипотезы и управлению вирусной активностью; понятно, что в смысле исключения факторов проявления этой активности.

Вполне очевидно, что структура сигнала ЭМИ I_c (1) в информационном плане должна коррелировать с генетическим кодом клетки (одноклеточного организма), воспринимающим сигнал раздражения-опасности. Современный уровень исследований кодировок ДНК [14-18] здесь однозначный ответ не дает, поэтому можно пока только на качественном уровне охарактеризовать гипотетическую модель сигнала I_c .

Структура кода ДНК хорошо известна уже несколько десятилетий (работы О. Эвери, Дж. Уотсона и Ф. Крика): исходный алфавит ДНК (четырёхбуквенный) объясняет 21-буквенный аминокислотный алфавит (21-ая буква - стоп-сигнал). Поскольку информация записана в виде последовательности нуклеотидов в спирали ДНК, то ее считывание выполняется посредством

матричной и транспортной РНК кодонами с трансляцией их на рибосоме в соответствующие аминокислоты [16]. Кстати, по принципу биоанalogии, ЭВМ XXI века ориентируются в своей архитектонике на реализацию этого процесса ("ЭВМ на аминокислотах").

Нас интересует именно вопрос считывания информации с ДНК, поскольку, исходя из принципа НМК, в силу логической обратимости процесс считывания кода адекватен процессу *сравнения* записанного кода "опасности" (в нашем рассмотрении) воздействующему сигналу I_c (1); компарация кодов ДНК и I_c и дает сигнал "сходство" или "несходство"; первый из них инициирует вирусную генерацию.

Предполагается [18], что клеточные механизмы, связанные со считыванием информации, оперируют с отдельными фрагментами ДНК (сайтами или словами). Кодовые слова "опасности", таким образом, длиной q вставлены в текст последовательности нуклеотидов в форме линейного текста $(N - q + 1)$, где N - число слов; алфавит же кода имеет основание A, C, G, T . Однако в подобной системе суждений соотнести считывание кода опасности $(N - q + 1) \{A, C, G, T\}$ с информационным электромагнитным сигналом I_c невозможно, ибо полученная модель является формальной. При этом следует помнить, что полная геномная последовательность ДНК человека состоит примерно из 3×10^9 нуклеотидов, а на сегодняшний день банк расшифрованных данных составляет $2,4 \times 10^9$ нуклеотидов [15]. Отсюда и сложность выделения структурных особенностей и связь их с соответствующими функциями.

Даже если во взаимодействии вирусов и одноклеточных с организмом человека ограничить длины последовательностей геномами первых, то это все равно гигантские информационные массивы; по данным [15] длины геномов ДНК-вирусов и бактерий составляют, соответственно, $5 \times 10^3 \div 5 \times 10^5$ и $7 \times 10^5 \div 10^7$ нуклеотидов.

Наиболее продуктивным методом структурного анализа последовательностей ДНК в настоящее время считается спектральный метод [15]. В основе он опирается на хорошо знакомый физикам аппарат характеристических функций и многомерных функций распределения вероятностей, которые, в свою очередь, связаны между собой преобразованием Фурье. Также вводится формализм взаимной корреляции положений различных нуклеотидов $k(F_{\alpha\alpha} | F_{\gamma\delta}; (M - 1))$, где M - длина последовательности ДНК [15]. Однако наиболее перспективный метод основывается на концепции волнового генома [19]; к сожалению, данная концепция практически игнорируется "большой наукой", а потому не стимулирует ее развития и экспериментальной проверки.

Логически не противореча возможностям вкратце рассмотренных методов и концепций, изложим наши воз-

зрения на (возможную) структуру сигнала ЭМИ I_c и процесс его информационного воздействия с генокодом ДНК (рис. 3).

В рассматриваемом процессе основой является информационное взаимодействие $\text{Inf}\{(h\nu, I_c), GK\}$ волновой структуры ЭМИ $(h\nu, I_c)$ с характеристиками, опреде-

ленными в (1), с генетическим кодом GK ДНК облучаемого одноклеточного организма. Формальная модель взаимодействия показана на верхней схеме рис. 3. На средней схеме рис. 3 эта модель детализируется: облучение ЭМИ СВЧ, КВЧ с информационным сигналом I_c ДНК организма с кодом $(GK)_c \subset GK$, инициирующим сигналы опасности.

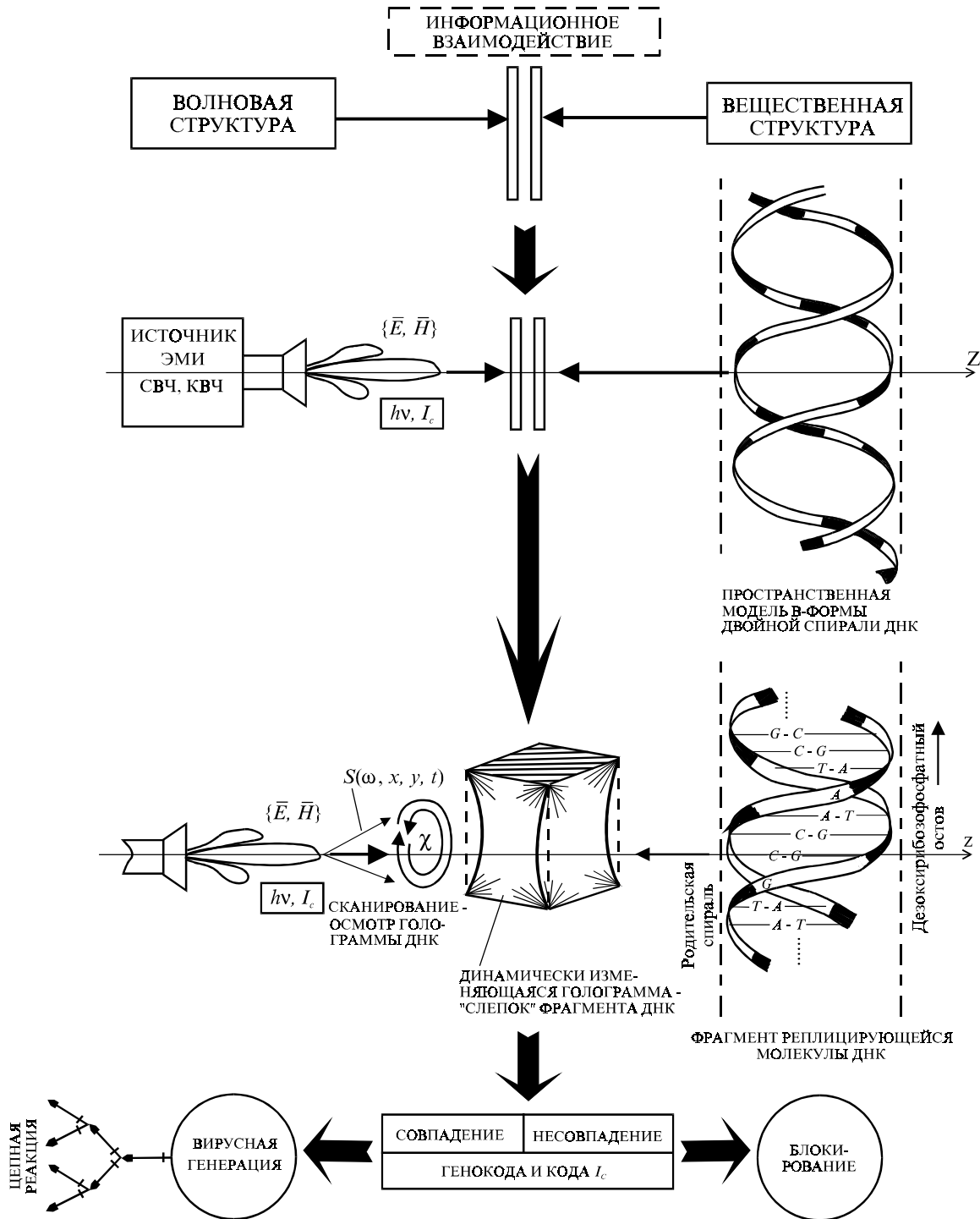


Рисунок 3 - Процесс информационного взаимодействия сигнала ЭМИ с кодом ДНК

Структура процесса показана на нижней схеме рис. 3. Для конкретизации показан фрагмент реплицирующейся молекулы ДНК (начало синтеза на родительской цепи дочерней цепи) ([14], Т. I, С. 32). Это взято неслучайно, ибо, скорее всего, вирусная генерация совпадает с моментом начала репликации.

Согласно принципу информационно-полевой самоорганизации биосистем [12], в живом организме все процессы, связанные с обработкой, хранением и передачей информации многократно дублируются (принципы дублирования и информационной избыточности), причем обязательной компонентой (цепью) дублирования является представление информации на "электромагнитном носителе". Роль последнего особенно возрастает в моменты передачи (считывания, записи) информации от одного вещественного носителя к другому. К такому роду процессов на генетическом уровне относится репликация молекул ДНК. Соответствующий электромагнитный сигнал, содержащий в себе адекватную кодировку ДНК, скорее всего представляется динамически изменяющейся голограммой - "слепок" текущего реплицирующегося фрагмента ДНК.

Таким образом, информационное взаимодействие $\text{Inf}\{(\hbar\nu, I_c), GK\}$ здесь происходит в форме пространственного наложения двух электромагнитных (волновых) структур: голограммы с кодом $(GK)_c \subset GK$ и электромагнитного сигнала I_c с некоторым (санкционированным или - в нашем случае - несанкционированным) кодом $(IK)_c$, определяемым его характеристиками (1). Сам процесс информационного взаимодействия можно абстрагированно (реальная картина процесса очень сложная и неоднозначно толкуемая в терминах классической электродинамики и радиофизики) описывать как пространственно-временное сканирование ЭМИ со спектральным составом $S(\omega, x, y, z, t)$ и характеристики киральности с динамической голограммы ДНК-кода. В случае совпадения с допустимой вариацией кодов $(GK)_c^{var} \equiv (IK)_c^{var}$, при обратном считывании информации с голограммы на реплицированную молекулу ДНК (прямой и обратный процессы идут непрерывно во времени) разблокируется оперон (рис. 2) и инициируется ценная реакция, задатчиком которой является "вирусный генератор".

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изложенная концепция требует экспериментальной проверки и декларируется авторами как научная гипотеза¹ о излучении вирусов одноклеточными организмами при воздействии электромагнитного поля со

следующей формулой гипотезы.

Предполагается, что в рамках общеприродного закона борьбы за существование одноклеточные организмы при воздействии на них электромагнитного поля нетепловой интенсивности с характеристиками, информационно адекватными генетическому коду организма, ответственному за регистрацию сигнала опасности, начинают излучать вирусы, поражая ими соседние одноклеточные и многоклеточные организмы, причем этот процесс рассматривается как стихийная форма борьбы за существование.

В формуле гипотезы область притяжения снижена до электромагнитного воздействия, хотя инициирующие воздействия могут быть иной физической, химической и др. природы, с целью интенсифицировать исследования по наиболее вероятному источнику инициирования вирусной генерации.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Архипов М.Е., Богданов В.П., Воронов В.В. и др. Концепция и программа комплексных теоретико-экспериментальных исследований в биофизике полей и излучений и биоинформатике // Вестник новых медицинских технологий.- 1999.- Т. VI, № 2.- С. 37-38.
2. Веселовский В.Н. Философские основы информационной парадигмы: Краткий очерк гипотезы.- Арзамас: Изд-во АГПИ им. А.П.Гайдара, 1997.- 76 с.
3. Нефедов Е.И., Яшин А.А. Электромагнитная основа в концепции единого информационного поля ноосферы // Философские исследования: Журнал Московск. филос. фонда.- 1997.- № 1.- с. 5-74.
4. Веселовский В.Н. О природе вирусов и возможности нового метода превращения вирусных инфекций: Препринт.- Арзамас: Изд-во АГПИ им. А.П.Гайдара, 2000.- 11с.
5. Яшин А.А. Информационная виртуальная реальность: Альтернативная биологической форма жизни? // Вестник новых медицинских технологий.- 1999.-Т. VI, №1.-С.146-152.
6. Яшин А.А. Исследование воздействия амплитудно- и импульсно-модулированных высокочастотных ЭМП нетепловой интенсивности на микроорганизмы: Программа экспериментальных работ и биофизического моделирования // Вестник новых медицинских технологий.- 1999.- Т. VI, № 1: Приложение.- С. 11.
7. Subbotina T.I., Yashin A.A., Yashin M.A. HF-therapy methods in the context of the parasitogenic hypothesis of oncological diseases // In: Proc. European Medical and Biological Engineering Conference - EMBEC'99 (Austria, Vienna, 4-7/X 1999).- Vienna:Austria Center Vienna, 1999.- Pap. ID: 1977.
8. Тейяр де Шарден П. Феномен человека: Преджизнь. Жизнь. Мысль. Сверхжизнь: Пер. с фр.- М.: Наука, 1987.- 240 с.
9. Молекулярная биология клетки: В 3-х тт.: Пер. с англ. / Б.Албертс, Д.Брей, Дж.Льюис и др. - М.: Мир, 1994.- Т. 1.- 517 с.; Т. 2.- 539 с.; Т. 3.- 504 с.
10. Шубников А.В., Копчик В.А. Симметрия в науке и искусстве: 2-ое изд. - М.: Наука, 1972.- 339 с.
11. Нефедов Е.И., Протопопов А.А., Яшин А.А. Эволюционное предназначение Homo sapiens: Информационный алгоритм в системе категорий диалектики // Электродинамика и техника СВЧ и КВЧ.- 1997.- Т. 5, № 2.- С. 29-35.
12. Яшин А.А. Информационно-полевая самоорганизация биосистем // Вестник новых медицинских технологий.- 2000.- Т. VII, № 1.- С. 30-38.
13. Житник Н.Е., Новицкий Я.В., Привалов В.Н., Руденко А.И., Соколовский С.И., Филиппов Ю.А., Филиппова А.Ю., Яшин А.А. Вихревые магнитные поля в медицине и биологии // Вестник новых медицинских технологий.- 2000.- Т. VII, № 1.- С. 46-57.
14. Сингер М., Берг П. Гены и геномы: В 2-х тт.: Пер. с англ.- М.: Мир, 1998; Т. 1.- 373 с.; Т. 2.- 391 с.

1. Согласно [20], научная гипотеза декларируется и заявляется равно как научное открытие и научная идея.

15. Лобзин В.В., Четкин В.Р. Порядок и корреляция в геномных последовательностях ДНК. Спектральный подход // Успехи физических наук.- 2000.- Т. 170, № 1.- С. 58-81.
16. Арзамасцев А.А. Природа оптимальности кода ДНК // Биофизика.- 1997.- Т. 42, № 3.- С. 611-614.
17. Якушевич Л.В. Нелинейная математическая модель ДНК и ее применение в расчетах рассеяния нейтронов // Биофизика.- 1998.- Т. 43, № 6.- С. 975-976.
18. Бугаенко Н.Н., Горбань А.Н., Садовский М.Г. Информационная емкость нуклеотидных последовательностей и их фрагментов // Биофизика.- 1997.-Т.42, №5.- С.1047-1053.
19. Гаряев П.П. Волновой геном.- М.: Общественная польза, 1993.- 280 с.
20. Заявка на научное открытие (научную идею, научную гипотезу): Методическое пособие по подготовке и оформлению / Денисов Г.А., Полозова Л.Н., Потоцкий В.В. и др. - М.: МААНОИ. МААНО, 1999.- 20 с.

УДК 519.21

УСЛОВИЯ СИЛЬНОЙ И СЛАБОЙ ЭРГОДИЧНОСТИ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ НЕОДНОРОДНЫХ ПОЛУМАРКОВСКИХ СИСТЕМ

С. Н. Герасин, В. А. Лизгин

Понятия сильной и слабой эргодичности распространены на случай неоднородных полумарковских систем. Найдены условия существования предельных вероятностей состояний.

Поняття сильної та слабкої ергодичності узагальнені на випадок неоднорідних напівмарковських систем. Отримані умови існування граничних імовірностей станів.

The concepts strong and weak ergodicity are widespread on case of nonhomogeneous half-Markov systems. The conditions of existence of limiting probabilities of states are found.

ВВЕДЕНИЕ

Использование модели неоднородного марковского процесса с непрерывным временем связано с предположением, что время пребывания системы в каждом из состояний распределено по закону, имеющему показательный характер. Так вероятность того, что система, будучи в момент времени s в состоянии i будет находиться в этом состоянии еще, по крайней мере, в течении промежутка времени, имеющего длительность t , равна

$$P\{X(s + \tau) \equiv i, \tau \geq t | X(s) = i\} = e^{-\int_s^{s+\tau} \lambda_{ii}(u) du}.$$

Для многих систем предположение о показательном характере распределения времени пребывания в каждом из состояний является оправданным, но так же часто приходится иметь дело с системами, для которых это время имеет распределение, отличное от показательного, для всех или хотя бы некоторых состояний (в том числе и хотя бы для одного состояния). Кроме того, во многих приложениях, при сохранении независимости вероятности перехода в какое-либо из состояний от предыстории процесса, нарушается, тем не менее, требование о независимости времени пребывания системы в каждом из состояний от того, в какое состояние система перейдет

по истечении этого времени (независимость от будущего). Необходимость адекватного математического описания таких систем, поведение которых отличается (хотя и незначительно) от марковского, привела к введению такого понятия как *полумарковский процесс*.

Определение 1. Марковский случайный процесс с вероятностями перехода из одного состояния в другое P_{ij} становится полумарковским, если распределение вероятностей времени пребывания в каждом состоянии определяется функцией распределения $F_i(t)$.

Определение 2. Пусть вероятности переходов системы из текущего состояния i в другие возможные состояния определяются элементами p_{ij} стохастической матрицы $P = \|p_{ij}\|_{i,j=1}^n$, а время (случайное) пребывания в состоянии i перед переходом в состояние j зависит от элемента q_{ij} неотрицательной матрицы $Q = \|q_{ij}\|_{i,j=1}^n$. Такие процессы называют полумарковскими [1].

Из двух приведенных определений полумарковского процесса второе является более общим и, таким образом, охватывает более широкий класс процессов. Также следует отметить, что оба определения описывают процессы, которые можно назвать однородными: как вероятности переходов, так и распределения времени пребывания в конкретных состояниях, не зависят от сдвига на временной оси. Из сказанного можно сделать вывод, что для полумарковских процессов неоднородность может проявляться как в изменении с течением времени переходных вероятностей, так и в изменении параметров распределения времени пребывания в каждом конкретном состоянии, или же в "совмещении" этих двух видов неоднородности.

ФОРМУЛИРОВКА ОСНОВНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

$$T_i = p_i N m_i. \tag{3}$$

Для однородных полумарковских процессов, также как и для марковских имеет смысл понятие стационарного распределения и можно сформулировать условия, при которых будет иметь место сходимость к этому распределению. Более того, и для неоднородных полумарковских процессов возможно ввести понятия, аналогичные понятиям слабой и сильной эргодичности для неоднородных цепей Маркова, и найти условия, при которых полумарковский процесс будет эргодическим в слабом или сильном смысле [2].

Теорема 1. Пусть вероятности переходов между состояниями для полумарковского процесса $X(t)$ задаются элементами стохастической матрицы $P = \|p_{ij}\|_{i,j=1}^n$, а времена пребывания τ_i в каждом состоянии i распределены по законам

$$P\{\tau_i \geq t\} = F_i(t),$$

тогда, если однородная цепь Маркова с матрицей переходных вероятностей за единицу времени $P = \|p_{ij}\|_{i,j=1}^n$ эргодична и имеет стационарное распределение $p = (p_1, p_2, \dots, p_n)$: $pP = p$, то данный полумарковский процесс также будет эргодическим со стационарными вероятностями q_i , $1 \leq i \leq n$, удовлетворяющими системе линейных алгебраических уравнений

$$\left. \begin{aligned} \frac{q_i}{m_i} &= \sum_{k=1}^n \frac{q_k}{m_k}, 1 \leq i \leq n; \\ \sum_{i=1}^n q_i &= 1, \end{aligned} \right\} \tag{1}$$

$$0 < m_i = \int_0^{\infty} F_i(t) dt < \infty, 1 \leq i \leq n, \tag{2}$$

где m_i - среднее время пребывания в состоянии i .

Доказательство. Рассмотрим достаточно большое число переходов N . За N переходов марковская цепь в среднем $N_i = p_i N$ раз побывает в состоянии $i = 1, 2, \dots, n$. Если среднее время пребывания m_i , определяемое по формуле (2), полумарковского процесса в состоянии i известно, то можно найти среднее время T_i пребывания полумарковского процесса в состоянии i за те же N переходов

Среднее время, затраченное полумарковским процессом на N переходов, определяется выражением

$$T = \sum_{j=1}^n T_j = N \sum_{j=1}^n p_j m_j. \tag{4}$$

Но вероятность q_i есть вероятность заставить полумарковский процесс в состоянии $i = 1, 2, \dots, n$. Значит, за время T среднее время пребывания процесса в состоянии i будет равно:

$$T_i = q_i T = q_i N \sum_{j=1}^n p_j m_j. \tag{5}$$

Приравнявая (3) к (5), находим:

$$p_i = \frac{q_i \sum_{j=1}^n p_j m_j}{m_i}. \tag{6}$$

Подставляя выражение p_i в уравнение $p = pP$ для стационарных вероятностей цепи Маркова с матрицей переходных вероятностей за единицу времени P и сокращая полученный результат на $\sum_{i=1}^n p_i m_i \neq 0$ (имея в виду, что $m_i \neq 0$, $i = 1, 2, \dots, n$), приходим к системе (1).

Очевидно, что если полумарковский процесс является неоднородным в том смысле, что с течением времени изменяются только вероятности переходов между состояниями, но не распределения времен пребывания в конкретных состояниях, то будет справедлива следующая модификация теоремы 1.

Теорема 2. Пусть вероятности переходов между состояниями для полумарковского процесса $X(t)$ на k -м скачке ($k = 1, 2, \dots$) задаются элементами стохастических матриц $P_k = \|p_{ij}^{(k)}\|_{i,j=1}^n$, а времена пребывания τ_i в каждом состоянии i распределены по законам

$$P\{\tau_i \geq t\} = F_i(t),$$

тогда, если неоднородная цепь Маркова с матрицей переходных вероятностей за k -ю единицу времени $P_k = \|p_{ij}^{(k)}\|_{i,j=1}^n$ эргодична в сильном смысле и имеет предельное распределение

$$p = (p_1, p_2, \dots, p_n):$$

$$p \prod_{i=1}^n P_{k+i} = p, \forall k > 0, \forall n > N_0, \quad (7)$$

где N_0 - достаточно большое число переходов, обеспечивающее равенство левого собственного вектора, соответствующего единичному собственному значению

$$H_{k, N_0} = \left\| h_{ij}^{(k, N_0)} \right\|_{i, j=1}^n = \prod_{i=1}^{N_0} P_{k+i},$$

вектору

распределения p , то данный полумарковский процесс также будет эргодическим (в сильном смысле) с предельными вероятностями $q_i, 1 \leq i \leq n$, удовлетворяющими системе линейных алгебраических уравнений

$$\left. \begin{aligned} \frac{q_i}{m_i} &= \sum_{l=1}^n \frac{q_l}{m_l} h_{li}^{(k, m)}, 1 \leq i \leq n; \forall k > 0, \\ \forall m > N_0 \\ \sum_{i=1}^n q_i &= 1, \end{aligned} \right\}. \quad (1')$$

Доказательство. Доказательство, в основном, повторяет доказательство теоремы 1, с той разницей, что величины $p_i, 1 \leq i \leq n$ определяются как компоненты вектора предельного распределения неоднородной цепи Маркова (7), а не вектора стационарного распределения однородной цепи.

Случай, когда неоднородность полумарковского процесса связана как с изменением с течением времени переходных вероятностей при скачках, так и с изменением распределений времен пребывания в различных состояниях, является более сложным с точки зрения получения условий "сильной эргодичности" для полумарковского процесса, однако, если при этом справедливо предположение, что распределения времен пребывания не зависят от состояния, то эта задача значительно упрощается.

Теорема 3. Пусть вероятности переходов между состояниями для полумарковского процесса $X(t)$ на k -м скачке ($k = 1, 2, \dots$) задаются элементами стохастических матриц $P_k = \left\| p_{ij}^{(k)} \right\|_{i, j=1}^n$, а времена пребывания $\tau_i(s)$ в каждом состоянии i после перехода в него в момент s распределены по законам

$$P\{\tau_i(s) \geq t\} = F(s, t),$$

где функция $F(s, t)$ удовлетворяет условию

$$F(s, u) = F(s, t)F(t, u), s < t < u. \quad (8)$$

Тогда, если неоднородная цепь Маркова с матрицей переходных вероятностей за k -ю единицу времени

$P_k = \left\| p_{ij}^{(k)} \right\|_{i, j=1}^n$ эргодична в сильном смысле и имеет предельное распределение (7), то данный полумарковский процесс также будет эргодическим (в сильном смысле) с предельными вероятностями $q_i, 1 \leq i \leq n$, равными предельным вероятностям p_i соответствующей неоднородной цепи Маркова.

Доказательство. Рассмотрим достаточно большое число переходов $N > N_0$ после момента s , соответствующего достижению к моменту k распределением "сопутствующей" неоднородной цепи Маркова своего предельного значения:

$$s = \arg \left\{ \max_{\forall t > 0} \int F(0, t_1) \frac{\partial}{\partial t_1} \left[\int_{t_1} F(t_1, t_2) \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \frac{\partial}{\partial t_2} \dots \frac{\partial}{\partial t_{k-1}} \left(\int_0^t F(t_{k-1}, t_k) \frac{\partial}{\partial t_k} F(t_k, t) dt_k \right) \right] dt_2 dt \right\} \\ = \arg \left\{ \max_{\forall k > 0} \left[\frac{1}{k!} (-\ln(F(0, t)))^k F(0, t) \right] \right\}.$$

Время $T_N(s)$, необходимое для этих N переходов также оценим на основании принципа наибольшего правдоподобия:

$$T_N(s) = \arg \left\{ \max_{\forall k > 0} \left[\frac{1}{N!} (-\ln(F(s, s+t)))^N F(s, s+t) \right] \right\}.$$

Среднее время пребывания после момента $\bar{m}(s)$ для каждого из состояний будет в данном случае равно

$$\bar{m}(s) = \frac{1}{T_N(s)} \int_s^{s+T_N(s)} \left(\int_0^\infty F(u, u+t) dt \right) du.$$

В каждом из состояний за время $T_N(s)$ после момента s система в среднем будет находиться в течении времени

$$T_i(s) = p_i \bar{m}(s). \quad (9)$$

Таким образом, из (3.9) для времени, необходимого для N переходов после момента s , получаем выражение

$$T_N(s) = \sum_{j=1}^n T_j(s) = N \bar{m}(s) \sum_{j=1}^n p_j = N \bar{m}(s). \quad (10)$$

Вероятность q_i заставить полумарковский процесс в состоянии i после момента s находим из (9) и (10) по формуле

$$q_i = \frac{T_i(s)}{T_N(s)} = p_i,$$

что и требовалось доказать.

Полученные результаты являются естественным обобщением результатов, полученных в [3,4] для неоднородных марковских процессов на случай полумарковских процессов.

УДК 681.32:007.56

АЛГОРИТМ МНОГОМЕРНОЙ КЛАССИФИКАЦИИ И ЕГО НЕЙРОСЕТЕВАЯ ИНТЕРПРЕТАЦИЯ

В. И. Дубровин, С. А. Субботин

Предложены модифицированный рекуррентный метод потенциальных функций и алгоритм многомерной классификации. Дана нейросетевая интерпретация алгоритма многомерной классификации. Приведены рекомендации по практическому применению предложенных методов.

Запропонувано модифікований рекуррентний метод потенційних функцій та алгоритм багатомірної класифікації. Дана нейромережева інтерпретація алгоритма багатомірної класифікації. Приведені рекомендації по практичному застосуванню запропонуваних методів.

Modified unrecurrent method of potential functions and algorithm of a many-dimensional classification are proposed. The neural network interpretation of algorithm of a many-dimensional classification is given. The recommendations for practical application of offered methods are indicated.

1. ВВЕДЕНИЕ

Несмотря на довольно существенные успехи, достигнутые в области распознавания образов за последние годы, следует отметить, что до сих пор универсального метода распознавания не существует, а все известные методы обладают как достоинствами, так и недостатками.

Статистические методы распознавания [1-3] позволяют достаточно быстро осуществлять обучение распознаванию образов, но они далеко не всегда способны решать поставленные задачи и обладают слабыми адаптивными способностями.

Нейросетевые методы [4-7], активно развивающиеся в последнее время, обладают универсальностью, высокими аппроксимационными и адаптивными свойствами. Но, в свою очередь, характеризуются такими недостатками,

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Королюк В.С. Стохастичні моделі систем. -К.: Либідь, 1993.-135 с.
2. Герасин С.Н. Проблемы стабилизации распределений неоднородных марковских систем. Харьков, изд-во ХТУРЭ, 1999. - 212 с.
3. Герасин С.Н. Условия сходимости к предельному распределению в неоднородных цепях Маркова за конечное время // Вісник Харківського національного університета, №456, ч.2, 2000.-С.256-259.
4. Герасин С.Н., Дикарев В.А., Числин Н.И. Существование предельных вероятностей для конечных процессов Маркова с убывающими к нулю временными промежутками перехода // Доповіді НАН України, №7, 1998.-С.15-19.

как длительность и сложность процесса обучения, сложность подбора параметров нейронной сети (НС) для уверенного решения задачи, логическая непрозрачность механизма принятия решений.

Поэтому возникает необходимость в разработке и внедрении методов, которым присущи достоинства как статистических, так и нейросетевых методов.

Одним из таких методов является метод потенциальных функций [2,8], который, являясь по сути статистическим, имеет еще и нейросетевую (перцептронную) интерпретацию. Метод потенциальных функций основан на том, что экземпляры одного класса в пространстве признаков вероятнее всего будут ближе, чем экземпляры разных классов, и решение задачи классификации этот метод осуществляет на основе вычисления суммарного расстояния между новым экземпляром, класс которого неизвестен, и экземплярами обучающей выборки, относящимися к разным классам. Обладая хорошими адаптивными способностями, этот метод имеет такие недостатки, как высокие требования к ресурсам памяти ЭВМ для хранения всей обучающей выборки и недостаточная для ряда задач аппроксимационная способность.

Другим методом, имеющим статистическую и нейросетевую интерпретации, является эвристический алгоритм, основанный на объединении результатов одномерных классификаций по признакам [9]. Этот алгоритм, хотя и предъявляет к ресурсам ЭВМ существенно меньшие требования чем метод потенциальных функций, все же характеризуется значительно худшими аппроксимационными способностями по сравнению с последним.

В качестве развития и интеграции идей эвристического алгоритма и метода потенциальных функций в данной работе предлагается использовать алгоритм многомерной классификации.

2. МОДИФИЦИРОВАННЫЙ НЕРЕКУРРЕНТНЫЙ МЕТОД ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ ФУНКЦИЙ

Пусть задана обучающая выборка, состоящая из s экземпляров x^q , $q = 1, 2, \dots, s$, характеризующихся N признаками x_i^q , $i = 1, 2, \dots, N$, и каждому x^q сопоставлен класс А или В.

Исходя из предположения, что экземпляры одного класса вероятнее всего будут расположены ближе в пространстве признаков, определим для каждого класса и каждого признака координаты центров сосредоточения (центров тяжести) экземпляров.

Координата центра сосредоточения экземпляров, принадлежащих к классу А, по i -му признаку $C_{x_i}^A$ будет определяться из выражения:

$$C_{x_i}^A = \frac{1}{N^A} \sum_{q=1}^{N^A} x_i^q, \quad x_i^q \in A,$$

где N^A - количество экземпляров, принадлежащих к классу А.

Аналогично, координата центра сосредоточения экземпляров, принадлежащих к классу В, по i -му признаку $C_{x_i}^B$ будет определяться из выражения:

$$C_{x_i}^B = \frac{1}{N^B} \sum_{q=1}^{N^B} x_i^q, \quad x_i^q \in B,$$

где N^B - количество экземпляров, принадлежащих к классу В.

Зная координаты центров сосредоточения экземпляров обучающей выборки для обоих классов, можно осуществлять классификацию по расстоянию нового экземпляра от этих центров в N -мерной системе координат.

Для этого для каждого нового экземпляра x^q последовательно находятся расстояния этого экземпляра от центров сосредоточения экземпляров для каждого из классов:

$$R_A^2 = \sum_{i=1}^N (C_{x_i}^A - x_i^q)^2,$$

$$R_B^2 = \sum_{i=1}^N (C_{x_i}^B - x_i^q)^2.$$

После чего можно найти значения суммарных потенциалов, создаваемых всеми экземплярами того или иного класса в новом экземпляре:

$$\Phi_A = \frac{1}{N^A} Y(R_A^2),$$

$$\Phi_B = \frac{1}{N^B} Y(R_B^2),$$

где $Y(R^2)$ - некоторая потенциальная функция, например: $Y(R^2) = \frac{1}{1 + \nu R^2}$, где ν - некоторая константа.

Новый экземпляр относят к классу А, если $\Phi_A > \Phi_B$, в противном случае - к классу В.

Так как выражения для нахождения потенциальной функция Y для потенциалов обоих классов будет одним и тем же, а R_A^2 и R_B^2 будут неотрицательными величинами, то сравнение потенциалов можно заменить сравнением расстояний: новый экземпляр относят к классу А, если $R_A^2 < R_B^2$, в противном случае - к классу В.

Такой алгоритм по сравнению с каноническим методом потенциальных функций будет обладать рядом преимуществ. Он не будет требовать наличия обучающей выборки в памяти ЭВМ после обучения, будет существенно быстрее работать и позволит избавиться от достаточно большого количества вычислений, то есть будет более оптимальным с вычислительной точки зрения.

3. АЛГОРИТМ МНОГОМЕРНОЙ КЛАССИФИКАЦИИ

Модифицированный метод потенциальных функций предполагает сравнение расстояний нового экземпляра от центров сосредоточения экземпляров обучающей выборки по всем координатам (признакам) одновременно. При этом не учитывается информация о значимости признаков. Для устранения этого недостатка представим класс экземпляра К как функцию суммы результатов частной классификации по i -му и j -му признакам K_{ij} с учетом их значимостей α_{ij} .

$$K = \psi \left(\sum_{i,j} \alpha_{ij} K_{ij} \right), \quad \text{где } \psi(x) = \begin{cases} 1, & x > 0, \\ 0, & x \leq 0. \end{cases}$$

Условимся, что класс А будет кодироваться значением 0, а класс В - значением 1.

Для определения результатов частной классификации

по i -му и j -му признакам K_{ij} для экземпляра x^q найдем расстояния этого экземпляра от центров сосредоточения экземпляров, принадлежащих классам А и В на плоскости, образованной i -ым и j -ым признаками:

$$R_{C_{x_{ij}}^A}^2(x^q) = (C_{x_i}^A - x_i^q)^2 + (C_{x_j}^A - x_j^q)^2,$$

$$R_{C_{x_{ij}}^B}^2(x^q) = (C_{x_i}^B - x_i^q)^2 + (C_{x_j}^B - x_j^q)^2.$$

Если $R_{C_{x_{ij}}^A}^2(x^q) < R_{C_{x_{ij}}^B}^2(x^q)$, то будем считать, что на плоскости (i, j) $x^q \in A$, иначе $x^q \in B$. То есть, если $R_{C_{x_{ij}}^A}^2(x^q) < R_{C_{x_{ij}}^B}^2(x^q)$, то $K_{ij} = 0$, иначе - $K_{ij} = 1$.

Для нахождения значимостей α_{ij} результатов частной классификации по i -му и j -му признакам для всех экземпляров обучающей выборки определим количество ошибочных решений при двумерной классификации по i -му и j -му признакам:

$$N_{\text{ош}K_{ij}} = \sum_{q=1}^s (|K_{ij}^q - K^q|),$$

где K^q - значение, сопоставленное классу q -го экземпляра, K_{ij}^q - результат двумерной классификации q -го экземпляра по i -му и j -му признакам.

Затем найдем значимости α_{ij} результатов частной классификации по i -му и j -му признакам:

$$\alpha_{ij} = \frac{1 - \frac{N_{\text{ош}K_{ij}}}{s}}{N} = \frac{1 - \frac{N_{\text{ош}K_{ij}}}{s}}{\sum_{i,j} 1}.$$

Для упрощения вычислений можно предложить альтернативный вариант установки значений :

$$\alpha_{ij} = \frac{1}{\sum_{i,j} 1}.$$

Такой вариант несколько ускорит работу алгоритма, но при этом значимости частных результатов классификации учитываться не будут.

Так как результаты классификации $K_{ij} = K_{ji}$, то для оптимизации вычислительного процесса при обучении и распознавании зададим области определения для i и j :

$$i, j \in [1, 2, \dots, N], \quad \forall i \leq j.$$

В этом случае при вычислении результата классификации будут использоваться частные результаты двумерных классификаций по i -му и j -му признакам ($i \neq j$) и результаты одномерной классификации по i -му (j -му) признаку ($i = j$).

Очевидно, если положить: $i, j \in [1, 2, \dots, N], \quad \forall i < j$, то будут учитываться только частные результаты двумерной классификации по i -му и j -му признакам ($i \neq j$).

В свою очередь, если положить: $i, j \in [1, 2, \dots, N], \quad \forall i = j$, то будут учитываться только частные результаты одномерной классификации по i -му (j -му) признаку ($i = j$).

4. НЕЙРОСЕТЕВАЯ ИНТЕРПРЕТАЦИЯ АЛГОРИТМА МНОГОМЕРНОЙ КЛАССИФИКАЦИИ

Вышеописанный алгоритм многомерной классификации может иметь нейросетевую интерпретацию на основе трехслойного перцептрона, являющегося частным случаем многослойной нейронной сети (МНС) [10]. Применение нейронных сетей для решения задачи классификации по признакам целесообразно, поскольку они обладают высокими адаптивными способностями, способны обучаться аппроксимировать многомерные функции, то есть, могут извлекать, правда, в неявном для пользователя виде, знания из исследуемой предметной области [11].

Целью процесса обучения НС является настройка множества весов НС таким образом, чтобы удовлетворить некоторому критерию обучения, например, минимуму среднеквадратической ошибки сети. Для обучения МНС применяют градиентные алгоритмы, наиболее быстрым среди которых на сегодняшний день является алгоритм Левенберга-Марквардта [10].

Процесс обучения МНС является итерационным и, в общем случае, достаточно длительным, поскольку заранее нельзя определить количество итераций, необходимых для обучения НС. Поэтому разработка методов, позволяющих обучать НС в безытерационном режиме путем проекции обучающих данных на множество весов НС, представляется весьма актуальной и важной.

Одним из таких методов настройки весов для частного случая МНС - трехслойного перцептрона может служить алгоритм многомерной классификации.

Для нейросетевой реализации сравнения расстояний и определения значения K_{ij} можно использовать следующее выражение:

$$K_{ij} = \psi \left(R_{C_{x_{ij}}^B}^2(x^q) - R_{C_{x_{ij}}^A}^2(x^q) \right),$$

где $\psi(x)$ - логистическая функция.

Если функция $\psi(x)$ будет дискретной, например,

пороговой: $\psi(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & x \leq 0 \end{cases}$, то K_{ij} будет принимать

значение 0 или 1. Если функция $\psi(x)$ будет вещественной, например, сигмоидной: $\psi(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}}$, то K_{ij}

будет принимать значения на интервале $[0, 1]$: чем ближе значение этой функции будет к 0, тем ближе экземпляр будет к классу, которому сопоставлено значение 0, и, соответственно, наоборот, чем ближе значение этой функции будет к 1, тем ближе экземпляр будет к классу, которому сопоставлено значение 1. Использование сигмоидной функции может быть более предпочтительным на практике, поскольку она позволяет не только определить к какому классу ближе экземпляр, но и на сколько ближе.

Для вычисления разности расстояний $R_{C_{x_{ij}}^B}^2(x^q) -$

$-R_{C_{x_{ij}}^A}^2(x^q)$ подставим соответствующие выражения:

$$R_{C_{x_{ij}}^B}^2(x^q) - R_{C_{x_{ij}}^A}^2(x^q) = (C_{x_i}^B - x_i^q)^2 + (C_{x_j}^B - x_j^q)^2 - (C_{x_i}^A - x_i^q)^2 - (C_{x_j}^A - x_j^q)^2,$$

раскроем скобки, сгруппируем члены по i и j и приведем подобные. После несложных математических преобразований получим:

$$R_{C_{x_{ij}}^B}^2(x^q) - R_{C_{x_{ij}}^A}^2(x^q) = \tilde{i} + \tilde{j},$$

где

$$\begin{aligned} \tilde{i} &= (C_{x_i}^B)^2 - (C_{x_i}^A)^2 + 2x_i^q(C_{x_i}^A - C_{x_i}^B), \\ \tilde{j} &= (C_{x_j}^B)^2 - (C_{x_j}^A)^2 + 2x_j^q(C_{x_j}^A - C_{x_j}^B). \end{aligned}$$

Легко видеть, что выражения для \tilde{i} и \tilde{j} могут быть вычислены на основе формального нейрона, имеющего один вход, на который подается значение x_i или x_j , вес которого равен $2(C_{x_i}^A - C_{x_i}^B)$ или $2(C_{x_j}^A - C_{x_j}^B)$, соответственно. Порог нейрона (нулевой вес) в этом случае будет равен $(C_{x_i}^B)^2 - (C_{x_i}^A)^2$ или $(C_{x_j}^B)^2 - (C_{x_j}^A)^2$, соответственно.

Нейросетевая интерпретация алгоритма многомерной классификации представлена на рисунке.

Правила вычисления параметров алгоритма многомерной классификации в этом случае останутся неизменными, а параметры и функции активации НС необходимо будет определить на их основе по следующим правилам.

Функция активации $\psi^{(\mu, k)}$ k -го нейрона μ -го слоя:

$$\psi^{(\mu, k)}(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}}, \quad \mu = 1, 2; \quad \forall k,$$

$$\psi^{(3, 1)}(x) = \begin{cases} 0, & x \leq 0, \\ 1, & x > 0. \end{cases}$$

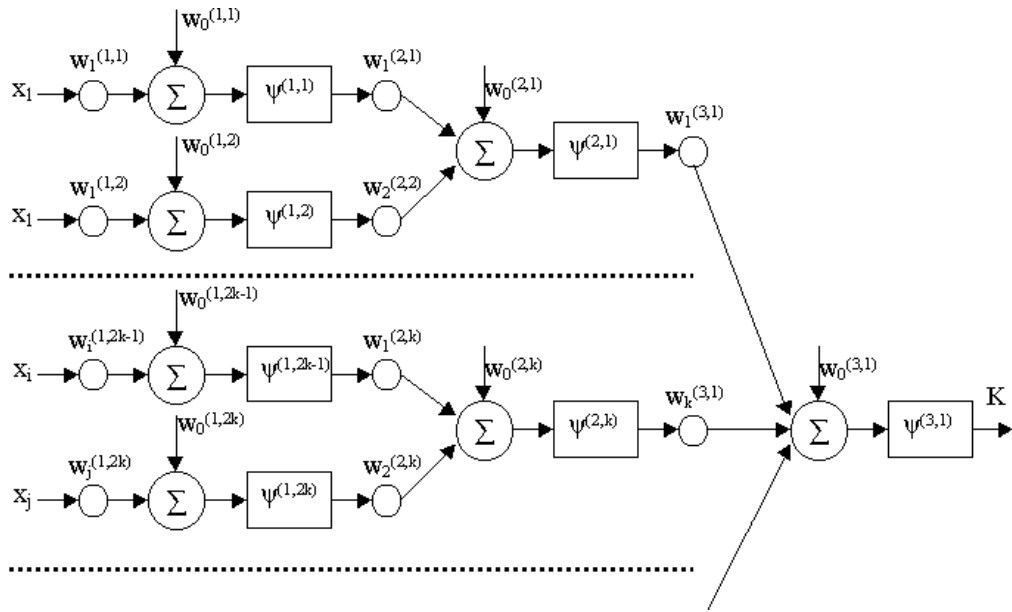


Рисунок - Нейросетевая интерпретация алгоритма многомерной классификации

Весовой коэффициент $w_p^{(\mu, k)}$ p -го входа k -го нейрона $\forall i, i = 1, 2, \dots, N; j = i, (i + 1), \dots, N$.

μ -го слоя:

$$w_p^{(\mu, k)} = \begin{cases} \alpha_{ij}, & \mu = 3, p = j + (i - 1)(N - 0, 5i), \\ 0, & \mu = 3, k = 1, p = 0, \\ 0, & \mu = 2, \forall k, p = 0, \\ 1, & \mu = 2, \forall k, p = 1, 2, \\ 2(C_{x_i}^A - C_{x_i}^B), & \mu = 1, k = 2(j + \\ & + (i - 1)(N - 0, 5i)) - 1, p = i, \\ 2(C_{x_j}^A - C_{x_j}^B), & \mu = 1, k = 2(j + \\ & + (i - 1)(N - 0, 5i)), p = j, \\ (C_{x_i}^B)^2 - (C_{x_i}^A)^2, & \mu = 1, k = 2(j + \\ & + (i - 1)(N - 0, 5i)) - 1, p = 0, \\ (C_{x_j}^B)^2 - (C_{x_j}^A)^2, & \mu = 1, k = 2(j + \\ & + (i - 1)(N - 0, 5i)), p = 0, \\ 0, & \mu = 1, k = 2(j + \\ & + (i - 1)(N - 0, 5i)) - 1, p > 0, p \neq i, \\ 0, & \mu = 1, k = 2(j + \\ & + (i - 1)(N - 0, 5i)), p > 0, p \neq i, \end{cases}$$

5. ЭКСПЕРИМЕНТЫ И РЕЗУЛЬТАТЫ

Для сравнения предложенных методов классификации с традиционными проводились эксперименты по решению на их основе практических задач классификации: диагностики лопаток газотурбинных авиадвигателей по спектрам свободных затухающих колебаний после ударного возбуждения (классификация лопаток на годные и некондиционные по 100 признакам) [12], классификации сельскохозяйственных растений на культурные и сорные по коэффициентам спектральной яркости (55 признаков) и диагностики изделий электронной техники (ИЭТ) по 16 признакам.

Результаты экспериментов приведены в таблицах 1 и 2.

Как видно из табл. 1, наиболее скоростным методом обучения является модифицированный метод потенциальных функций, наименее скоростным - алгоритм многомерной классификации. Наиболее скоростным является метод нейросетевой классификации на основе НС, обученной с помощью алгоритма Левенберга-Марквардта, самым медленно работающим является метод многомерной классификации.

Таблица 1 - Сравнительная характеристика методов классификации по времени обучения и классификации

Метод классификации	диагностика лопаток авиадвигателей		классификация растений		диагностика ИЭТ	
	время обучения, с.	время классификации, с.	время обучения, с.	время классификации, с.	время обучения, с.	время классификации, с.
нерекуррентный метод потенциальных функций	18.71	25.1	9.1	9.08	0.64	0.89
модифицированный метод потенциальных функций	0.68	0.82	0.41	0.59	0.18	0.26
алгоритм многомерной классификации	141.21	86.4	41.7	26.47	1.3	0.91
классификация на основе нейронной сети, обученной на основе алгоритма Левенберга-Марквардта	156.01	0.32	5.61	0.23	3.01	0.26

Таблица 2 - Сравнительная характеристика методов классификации по качеству классификации

Метод классификации	диагностика лопаток авиадвигателей		классификация растений		диагностика ИЭТ	
	Рош обуч.	Рош тест.	Рош обуч.	Рош тест.	Рош обуч.	Рош тест.
нерекуррентный метод потенциальных функций	0.12	0.15	0	0	0.15	0.18
модифицированный метод потенциальных функций	0.12	0.15	0	0	0.15	0.18
алгоритм многомерной классификации	0.12	0.15	0	0	0.09	0.09
классификация на основе нейронной сети, обученной на основе алгоритма Левенберга-Марквардта	0	0.06	0	0	0	0.09

Как видно из табл. 2, наиболее точным является метод нейросетевой классификации (НС, обученная на основе алгоритма Левенберга-Марквардта), наименее точными являются методы потенциальных функций. Алгоритм многомерной классификации занимает промежуточное положение. Это объясняется тем, что НС обладают более сильными аппроксимационными способностями, чем другие рассмотренные методы, а алгоритм многомерной классификации, в отличие от методов потенциальных функций, учитывает значимость признаков посредством учета частных значимостей двупризнаковых классификаций.

Полученные результаты позволяют предложить следующие рекомендации по выбору метода классификации для использования на практике.

1. Алгоритм многомерной классификации следует использовать для классификации образов, характери-

зующихся не очень большим количеством признаков (от 3 до 20), там, где желательно добиться более высокой (в крайнем случае такой же) точности классификации чем методы потенциальных функций за конечное заранее известное количество итераций в процессе обучения, чего нельзя сделать методом нейросетевой классификации.

2. Классификацию на основе НС, обученной с помощью алгоритма Левенберга-Марквардта следует применять тогда, когда важно добиться заранее заданного уровня ошибки (например, в задаче диагностики лопаток авиадвигателей).

3. Методы потенциальных функций следует использовать для задач большой размерности (более 30 признаков), там, где необходима высокая скорость обучения и классификации. При этом нерекуррентный метод потенциальных функций, как правило, можно заменить

модифицированным не рекуррентным методом потенциальных функций, который работает значительно быстрее, обеспечивая тот же уровень ошибок, что и метод потенциальных функций.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Дубровин В.И. Идентификация и оптимизация сложных технических процессов и объектов.-Запорожье:ЗГТУ,1997.-92 с.
2. Биргер И.А. Техническая диагностика.-М.: Машиностроение, 1978.-240 с.
3. Горелик А.Л., Скрипкин В.А. Методы распознавания.-М.: Высшая школа, 1989.-232 с.
4. Субботин С.О. Нейронні мережі керують якістю // Пульсар, 1999, № 12, С. 8-10
5. Горбань А.Н. Обучение нейронных сетей.-М.: СП "Параграф", 1990.-159 с.
6. Терехов В.А., Ефимов Д.В., Тюкин И.Ю., Антонов В.Н. Нейросетевые системы управления.-СПб.: Издательство С.-Петербургского университета, 1999.-263 с.
7. Нейрокомпьютеры и интеллектуальные роботы / Амосов Н.М., Байдык Т.Н., Гольцев А.Д. и др.; Под ред. Амосова Н.М.-К.:Наукова думка,1991.-272 с.
8. Айзерман М.А., Браверман Э.М., Розоноэр Л.И. Метод потенциальных функций в теории обучения машин.-М.: Наука, 1970.-384 с.
9. Дубровин В.И., Субботин С.А. Эвристический алгоритм классификации и его нейросетевая интерпретация // Радиоэлектроника. Информатика. Управління, 2000, № 1, С. 72-76.
10. Дубровин В.И., Субботин С.А. Нейросетевое моделирование и оценка параметров нелинейных регрессий // Нейрокомпьютеры и их применение / Сборник докладов 6-ой Всероссийской конференции, Москва 16-18 февраля 2000.-М.:Издательское предприятие журнала "Радиотехника", 2000.- С. 118-120.
11. Dubrovin V., Subbotin S. Choice of neuron transfer functions and research of their influence for learning quality of neural networks // Proceedings of International Conference on Modern Problem of Telecommunications, Computer Science and Engineers Training TCSET'2000, February 14-19, 2000, Lviv-Slavsko, pp. 45-46.
12. Дубровин В.И., Субботин С.А. Нейросетевая диагностика лопаток энергетических установок // Датчики и преобразователи информации систем измерения, контроля и управления / Сборник материалов XII научно-технической конференции с участием зарубежных специалистов. Под ред. проф. В.Н. Азарова. М.: МГИЭМ, 2000.-С. 240-242.

УДК 681.3.069:681.3.015

КОМБИНИРОВАННАЯ ДИАГНОСТИКА И КОНТРОЛЬ ПАРАМЕТРОВ ГТД НЕЙРОНЕЧЕТКОЙ ГИБРИДНОЙ ЭКСПЕРТНОЙ СИСТЕМОЙ

С. В. Жернаков

Рассматриваются основные подходы к построению гибридных нечетких экспертных систем диагностики и контроля параметров авиационного двигателя. Приводится структура экспертной системы, рассматривается пример решения комплексной задачи диагностики и контроля параметров ГТД. Рассматривается пример распознавания отказов датчиков при нормально работающем авиационном двигателе. Разработана методика построения подобных экспертных систем.

The principal approaches to construction of the aviation engine parameters hybrid fuzzy expert system of the diagnosis and control are considered. It is adduced the expert system structure, quoted the example of the solving of the complex task for diagnosis and control of gas turbine engine parameters. The example of recognizing of sensors failures in case of normal engine working is considered. The method of such type of expert systems construction is elaborated.

ВВЕДЕНИЕ

Развитие современных гибридных нейронечетких экспертных систем (ГННЭС) востребовано временем. Сложный объект диагностики, например, авиационный двигатель, требует не менее сложного аппарата диагностики и контроля, к которым относятся ГННЭС. В последнее время в монографиях и статьях этим интеллектуальным системам отводится место среди

динамических экспертных систем (ЭС) или ЭС реального времени (ЭС РВ) [1-3]. Эти программные продукты традиционно дороги: за рубежом стоимость экспертных оболочек-лидеров этого направления ЭС достигает нескольких десятков тысяч долларов, например, ЭС РВ G2 от 45 тыс. долларов. Учитывая эти обстоятельства, большинство разработчиков ЭС успешно развивают собственные программные продукты, способные качественно и продуктивно решать частные задачи, например, в области диагностики и контроля авиационных газотурбинных двигателей (ГТД).

Существующие в настоящее время методы и методики диагностики и контроля ГТД требуют существенных работ, так как новые поколения авиационных двигателей требуют качественно новых интеллектуальных компьютерных технологий диагностики и контроля, базирующихся на теории экспертных систем (ЭС), нейросетей (НС), нечеткой логике (НЛ) и генетических алгоритмах (ГА), способных учесть накопленный опыт предшествующих работ в этой области и развивающих (обобщающих) новые методы и методики их исследования.

В современных ГТД одной из главных задач является

контроль и диагностика его параметров. Общее количество контролируемых (диагностируемых) параметров может достигать 500 и более. В этих условиях применение нечетких ЭС является актуальной задачей, так как при равных вычислительных возможностях по отношению с четкими ЭС они позволяют охватить больший спектр решаемых задач.

Среди комплексных задач существенно повышающих эффективность диагностики и контроля параметров ГТД и элементов систем автоматического регулирования, необходимо решить ряд вопросов, направленных на устранение препятствий для идентификации состояния авиационного двигателя. Эти вопросы связаны:

- с неисправностью датчиков первичной информации, что может вызвать ложные срабатывания системы контроля ГТД и значительно снизить достоверность идентификации отказа. Для правильного функционирования системы контроля состояния авиационного двигателя необходимо отделять (классифицировать) отклонения, вызванные изменением характеристик силовой установки, от отклонений измеряемых параметров, связанных с неисправностью датчиков, т.е. необходимо параллельно осуществлять идентификацию состояния двигателя, параметров его газозвоздушного тракта и системы измерений с одновременной идентификацией программы регулирования [4 - 8];

- с трудностями выделения отказов элементов двигателя и отказов датчиков при отказах двигателя (в том числе и его подсистем), приводящим к малым отклонениям газодинамических параметров (например, при прогаре отдельных лопаток турбины), соизмеримых со случайными погрешностями в измерительных каналах [4 -10];

- с трудностями автоматического получения и выделения необходимой достоверной информации в каждом полете на установившихся и переходных режимах работы (получение независимых измерений после каждого перехода двигателя на новый установившийся режим, четкое разделение переходных и установившихся режимов), что необходимо для повышения достоверности контроля и диагностики состояния двигателя и элементов САУ непосредственно на стенде и в полете при малых отклонениях от предполагаемого эталона измеряемых параметров [4 -13].

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧ ИССЛЕДОВАНИЯ

1. Пусть задано N -мерное пространство признаков, каждая точка которого может быть представлена N -мерным вектором $X = X_1, \dots, X_N$. Разделим это пространство на Q областей, называемых классами. Пусть задана обучающая выборка $\{X, B\} = (X_1, B_1), (X_2, B_2), \dots,$

(X_N, B_N) , где X_i - точка в пространстве признаков; B_i - метка класса, к которому принадлежит данная точка. Работа классификатора заключается в том, чтобы для каждой новой точки X , не входящей в обучающую выборку, в условиях частичной или полной неопределенности, указать, к какому классу относится эта точка, используя для этого обучающую выборку $\{X, B\}$.

Для решения задачи в такой постановке предлагается новый подход, основанный на применении в качестве классификатора одной из подсистем (статической нечеткой базы экспертных знаний) гибридной нейронечеткой экспертной системы.

2. Пусть состояние сложного динамического объекта X в каждый дискретный момент времени t описывается N -мерным вектором $X^t = (X_1^t, X_2^t, \dots, X_N^t)$ переменных, удовлетворяющих N уравнениям $X^{t+1} = F(X^t, Q^t)$ $k = 1, 2, \dots, M$; где $Q^t = (q_1^t, q_2^t, \dots, q_m^t)$ - вектор, эталонного (бездефектного) состояния сложного динамического объекта (СДО). Измерения, проводимые на СДО в любой момент времени могут быть описаны: $Y^t = H \cdot X^t$, где $Y^t = (y_1^t, y_2^t, \dots, y_R^t)$ - вектор состояния реально измеренных параметров; H - матрица преобразования.

Требуется определить диагностический вектор состояния СДО, минимизирующий среднеквадратическую ошибку между эталонным (желаемым) Y^t и реально измеренным Y_r^t выходами СДО.

Для решения задачи в такой постановке предлагается новый подход, основанный на применении в качестве устройства распознавания гибридного нейронечеткого ансамбля нейросетей, который реализует динамическую базу экспертных знаний в гибридной нейронечеткой экспертной системе.

2. МЕТОДЫ ДИАГНОСТИКИ

В настоящее время одним из перспективных направлений в области диагностики и контроля параметров ГТД является контроль и диагностика авиационных двигателей на переходных и неустановившихся режимах их работы, что требует интенсивного развития методов и средств диагностики и контроля состояния авиационных двигателей.

В качестве основных методов, пригодных для диагностики и контроля параметров ГТД отметим следующие [4,9,10-12]:

- метод малых отклонений (по уравнениям, связывающим основные характеристики ГТД и его отдельно контролируемых параметров, вычисляются коэффициенты влияния, качества протекающих в ГТД процессов);

причем те параметры, которые имеют наибольшие коэффициенты влияния, считаются наиболее информативными;

- метод факторного анализа (по результатам многофакторного эксперимента определяется связь обобщенного показателя качества (эффективности) ГТД с его контролируруемыми параметрами, после этого производится оценка значимости коэффициентов полученной функциональной зависимости);

- метод экспертных оценок (перечень контролируемых параметров ГТД устанавливается с учетом мнений определенного числа экспертов - специалистов в данной предметной области);

- метод оптимизации набора контролируемых параметров, где с помощью данного метода обеспечивается выбор их значений параметров ГТД (число параметров считается заданным), которые доставляют экстремум принятому критерию оптимальности (максимум количества получаемой информации, минимум среднего риска и т.д.);

- метод математического моделирования ГТД (исследование ГТД производится на моделях, детализированных в зависимости от конкретных условий, и адекватных в отношении предварительно названной совокупности параметров; в результате проведения серии экспериментов, связанных с типовыми отказами, определяются параметры (признаки) ГТД, наиболее критичные к изменению его состояния).

Наиболее полно характеристику перечисленных методов можно найти, например, в [4,10]. В то же время, следует отметить, что применение перечисленных выше методов в условиях частичной или полной неопределенности параметров ГТД мало эффективно [4 -12]. Эти методы либо полностью не работоспособны (метод обобщенного параметра, метод факторного анализа, метод оптимизации контролируемых параметров и др.), либо частично работоспособны (метод малых отклонений, метод экспертных оценок, метод допускового контроля и др.) и их необходимо дорабатывать с учетом специфики решаемой задачи (внешние условия, режим работы, контролируемые и диагностируемые параметры и т.д.) и с учетом погрешностей измерений контролируемых и диагностируемых параметров [13-19].

Сложность проблемы комплексной диагностики и контроля ГТД в условиях частичной или полной неопределенности его параметров определена следующими причинами:

- недостаточностью измерительной информации (неопределенность в выборе: количества датчиков, места их расположения, точности);

- неопределенностью способа декомпозиции объекта (нечеткость в составе подсистем ГТД, их количестве) и декомпозиции пространства состояний (рис.2) (неопределенность в количестве областей, их взаимном расположении, мерах пересечения);

- наличием внешних возмущений (неопределенность связана с шумами, помехами, неточностями измерений, неадекватностью математической модели);

- необходимостью обучения системы контроля (допуски неточны, их трудно определить, назначить и т.д.)

3. КЛАССИФИКАЦИЯ СОСТОЯНИЯ ГТД

Организация достоверного контроля и диагностики ГТД существенно осложняется теми обстоятельствами, что для получения объективной и полной информации о техническом состоянии авиационного двигателя необходимо включать в процедуру контроля и диагностики значительное число разнородных физических величин (параметров), отражающих поведение его различных подсистем. На рис.1 X_1, \dots, X_m - параметры, характеризующие управляющие воздействия (G_t - расход топлива; $L_{вз}$ - величина перемещения центрального тела воздухозаборника; $FI_{вна}$ - угол поворота входного направляющего аппарата; F_c - площадь сопла); X_{n+1}, \dots, X_r - промежуточные переменные, характеризующие процессы, происходящие в отдельных системах и подсистемах ГТД; X_{m+1}, \dots, X_n - управляемые переменные (выходы объекта: n_1 и n_2 - обороты первого и второго вала ГТД; T_3^* - температура газов перед турбиной; T_4^* - температура газов за турбиной; P_2^* - давление на выходе из компрессора; X_1, \dots, X_r - измеренная суммарная информация, поступающая на вход ЭС и по совокупности которой она принимает решение).

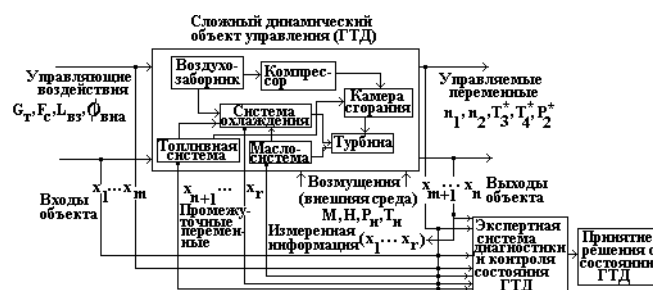


Рисунок 1 - Комплексная диагностика и контроль ГТД нечеткой ЭС

Переход ГТД из одного состояния в другое сопровождается проявлением целого ряда признаков - ощутимых изменений контролируемых и диагностируемых параметров. На (рис.2) изображена геометрическая интерпретация задачи, решаемой гибридной нечеткой ЭС. Нетрудно видеть, что данная задача представляет

собой частный случай известной задачи статистической классификации [4,9], которая может быть сформулирована следующим образом: по результатам ограниченного числа измерений параметров диагностируемого объекта необходимо принять оптимальное решение о принадлежности его к тому или иному классу объектов. В [4] уточнено понятие класса. Класс - это подмножество объектов, все члены которого обладают определенным сходством, т.е. общностью основных свойств (признаков), при этом каждый из классов характеризуется собственным эталоном, который имеет усредненные признаки и является в этом смысле наиболее типичным представителем соответствующего класса. На (рис.2) S_1 - область исправных состояний; S_2 - область критических состояний; S_3 - область неисправных состояний; p_1, p_2, p_3 - классы (области) неопределенных состояний.

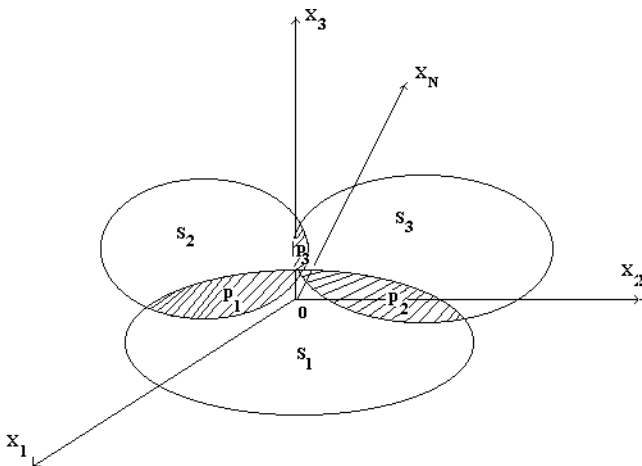


Рисунок 2 - Геометрическая интерпретация задачи контроля параметров ГТД

Геометрически состояние ГТД можно представить N -мерным вектором (X_N) (рис.2), где координатами пространства служат N измеренных параметров двигателя (X_1, X_2, \dots, X_N) [4-7,9]. Положение вектора состояния в пространстве при этом будет определять некоторую степень работоспособности ГТД, а разделение эталонов означает построение в этом пространстве так называемых разделяющих гиперповерхностей, устанавливающих границы между различными классами. При этом правило, в соответствии с которым производится построение разделяющих гиперповерхностей, а следовательно, осуществляется принятие решения о том, к какому классу относится диагностируемый объект, называется **решающим правилом**. На (рис.2) видно, что признаки ГТД в пределах каждого класса характери-

зуются разбросом, поэтому представление о нем становится бесформенным, расплывчатым, нечетким (пересечение образов), что на практике может привести к ошибочным решениям и является главным препятствием при построении эффективного решающего правила.

4. Структура гибридной нейронечеткой ЭС. Структурная схема нечеткой гибридной ЭС изображена на (рис.3), где НЛ - блок нечеткой логики; КГ - блок когнитивной графики; БКЗ - база концептуальных знаний; БЭЗ - база экспертных знаний, ГННА - гибридный нейронечеткий ансамбль.

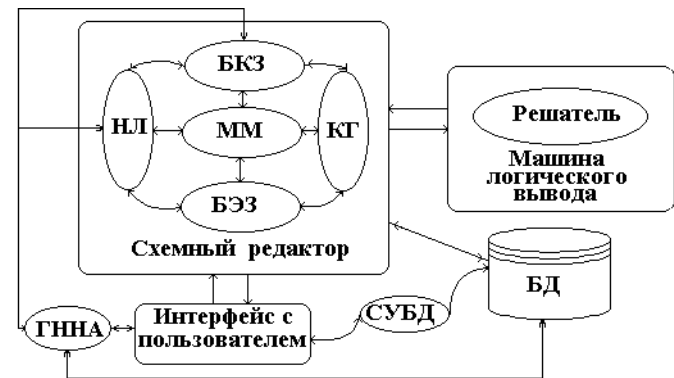


Рисунок 3 - Процесс информационного обмена в гибридной нейронечеткой ЭС

В базе знаний содержится ряд методов [4-13], доработанных и адаптированных в среде ЭС (база концептуальных знаний, база экспертных знаний, база правил и функции принадлежности, файлы БД) с учетом требований решаемой пользователем задачи; спецификой исследуемой им математической модели, которая может быть представлена в виде [10]:

- детерминированной модели диагностируемого объекта (детерминированные методы обработки);
- стохастической (вероятностной) модели диагностируемого объекта (вероятностные методы);
- комбинированной модели диагностируемого объекта (комбинированные методы);
- информации об определенных физических явлениях, описывающих или объясняющих состояние диагностируемого объекта (физические методы).

Анализ статистической информации о появлении дефектов ряда отечественных и зарубежных двигателей в процессе их эксплуатации показал [4-13], что из всей совокупности дефектов около 25% могли быть диагностированы первым методом; 25-30% - вторым; 30-35% - третьим и 10-20% - четвертым. С точки зрения их значимости алгоритмы диагностирования более или менее равноценны и поэтому на практике могут применяться в равной мере. Формализация алгоритмов диагностирования в среде гибридных нечетких ЭС

позволит повысить их качественные и количественные оценки при постановке ими диагноза. Учитывая, что ГТД является сложным объектом, многие процессы в котором трудно описать аналитически, построение алгоритмов диагностирования и контроля в большинстве случаев базируется на комбинированных методах, адаптировать которые в среде гибридных нечетких ЭС не является проблемой [14-20], т.к. последние "хорошо приспособлены" к решению подобных задач.

5. Разнородные знания. База концептуальных знаний (БКЗ) в среде гибридной нейронечеткой ЭС образуется в виде отдельных понятий (формул, таблиц, графиков, нечетких правил), которые образуют ее структурную и физическую организацию. Формы представления знаний в ГННЭС разделяются на **декларативные** (описательные) и **процедурные** (вычислительные) [1-3,14,19-22,23]. Однако это разделение, также как и применяемые на практике математические модели (ММ) диагностики и контроля параметров ГТД, адаптированные в среду ГННЭС, очень условно, т.к. последние могут эффективно использовать обе формы представления знаний (логическую и сетевую). Это связано с тем, что на различных этапах диагностики и контроля параметров авиационного двигателя эксперт (в зависимости от знаний и опыта) может применять различные по точности ММ.

Так в одном случае, на этапе экспресс-анализа, она может быть описана как формальная система, которая может быть задана в общем виде:

$$M = \langle S, R, B, F \rangle,$$

где S - множество базовых элементов; R - множество синтаксических правил для построения из S правильных выражений; B - множество истинных выражений (аксиом); F - семантические (нечеткие) правила для построения аксиом из других выражений. Данная ММ позволяет провести "грубый" анализ по выявлению крупных дефектов (аварийные и катастрофические ситуации).

В процессе натурального или полунатурального эксперимента чаще используются ММ ГТД, где на основе имеющейся априорной информации о конструктивных особенностях двигателя и физических процессах соответствующих его правильному функционированию, разрабатывается ММ ГТД в виде функционального отношения А между переменными состояния объекта, управляющими воздействиями и наблюдаемыми (контролируемыми) параметрами и внешней среды в виде [5,6]:

$$\dot{O}^*(t) = F(\dot{O}(t), \hat{U}(t), \hat{V}(t)W(t)A^*);$$

$$R^*(t) = \Phi(\dot{O}(t), \hat{U}(t), \hat{V}(t)W(t)A^*);$$

$$W^*(t) = C^*R^*(t) + H^*(t),$$

где O^* - вектор текущего состояния модели объекта; U - оценка вектора управляющих воздействий; V - оценка вектора внешних воздействий; R^* - вектор выходных сигналов модели; W^* - вектор наблюдения выходных параметров модели; C^* - матрица наблюдений модели; A^* - вектор параметров модели объекта; H^* - вектор погрешностей вычисления, характеризующийся пятью компонентами:

$$W_{\xi, \kappa}^*(t) = P_{\xi, \kappa}(W_{\xi}(t), B_{\kappa}, \Omega_{\kappa}, \beta_{\kappa}, \gamma_{\kappa}),$$

где $W_{\xi, \kappa}^*(t)$ - вектор выходных сигналов; $W_{\xi}(t)$ - вектор входных воздействий, характеризуемый определенным ξ -м сочетанием компонент векторов наблюдений выходных параметров объекта $W(t)$, управляющих $U(t)$ и выходных $V(t)$ воздействий на объект, $\xi = \overline{1, \Xi}$; $B_{\kappa} = \{r_1, r_2, \dots\}$ - множество элементарных моделей, характеризующихся определенным κ -м сочетанием, $\kappa = \overline{1, K}$; Ω_{κ} - оператор преобразования вектора входных воздействий в вектор выходных сигналов, задающий способ интеграции элементарных моделей; β_{κ} - условия функционирования; γ_{κ} - длительность функционирования объекта диагностирования.

В другом случае, когда необходим точный диагноз состояния авиационного двигателя и более полная его экспертиза, удобно применять сетевые модели, т.к. они позволяют охватить более сложный спектр знаний за счет включения в явной форме всех отношений, образующих информационную структуру (в том числе и результаты испытаний конкретных двигателей) с описанием их семантики собственно в виде семантических сетей и фреймов [1-3,20]. Поэтому эти модели более информативны и точны.

Адаптация ММ диагностики и контроля ГТД в среде гибридной нейронечеткой ЭС имеет ряд особенностей [14 -19]:

- ММ хранится и формируется в концептуальной базе знаний в виде отдельных понятий (воздухозаборник, компрессор, камера сгорания, турбина и т.д.);

- ММ постоянно хранится в памяти ЭВМ и может динамически расширяться за счет новых понятий, добавляемых в БКЗ;

- ММ может быть непосредственно встроена в экспертную базу знаний (ЭБЗ) в виде сетевой или логической модели (семантические сети, фреймы);

- ММ не зависит от входных и выходных данных вычислительного процесса и методов решения (функции интеллектуального решателя задач);

- ММ функционально расширяется элементами когнитивной графики, несущими дополнительную смысловую нагрузку в ММ;

- ММ может взаимодействовать с базами данных (БД) и базами знаний (БЗ) в пределах общего информационного пространства интеллектуальной среды и т.д.

Взаимодействие гетерогенных БЗ (БД, ЭБЗ, БКЗ, баз правил (БП)) с ММ и внешними программами-утилитами на этапе диагностики и контроля ГТД показано на (рис.4). Общая процедура обращения к ММ в ЭС выглядит следующим образом:

$$\langle P \rangle \langle F \rangle \langle S \rangle,$$

где $\langle P \rangle$ - объект в БЗ; $\langle F \rangle$ - понятие в БЗ; $\langle S \rangle$ - множество входных и выходных параметров ММ [16,18,19].

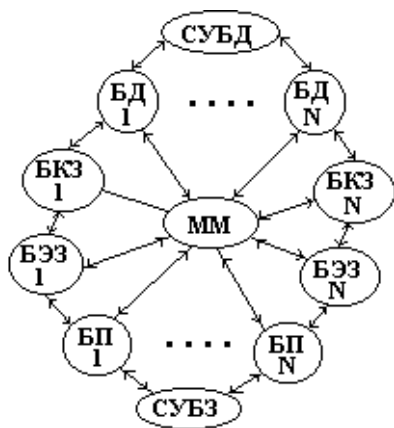


Рисунок 4 - Взаимодействие гетерогенных БЗ с ММ в ЭС

Работа ММ с несколькими БЗ и БД в ЭС (рис.4) осуществляется путем их совместного объединения в едином информационном пространстве благодаря входному языку гибридной нечеткой ЭС, позволяющему эффективно адаптировать и расширять концептуальную модель ГТД.

Процесс решения задачи решателем на ММ в среде ЭС осуществляется по следующему запросу [2,17,20]:

$$MM(S1) \rightarrow MM(S2) \{t\}$$

? S1,S2

MM - ММ диагностируемого ГТД;

S1, S2 - диагностируемые параметры;

{t} - один из логических операторов.

БЭЗ представлена в виде четких, нечетких и комбинированных продукций ("если L, то K "):

L - условие в виде $D1 \vee D2 \vee \dots \vee Dm$, где D_i - дизъюнкт в виде $E11 \& E12 \& \dots \& E1n$;

K - действие в виде $G1 \& G2 \& \dots \& Gk$.

Нечеткость в БЭЗ может быть в общем виде представлена:

$$(L \rightarrow K(Z)),$$

где {L}, {K}, {Z} - множества нечетких переменных [20-25]. Множества L, K, Z определяют частично или полностью неопределенные параметры диагностической нечеткой модели ГТД.

Диагностика ГТД (граф причинно-следственных связей) в среде БЭЗ ЭС представляет собой декомпозицию вида [19]:

$$\text{Задача}(Q) \rightarrow \text{Подзадача}1(Q1) \# \dots \# \text{Подзадача}N(Qn),$$

где Q - набор входных и выходных параметров задачи; # - символ конкатенации (перехода) из одной БЭЗ в другую.

Однако каждая задача (цель) может быть декомпозирована на ряд подзадач (подцелей). В этом случае выбор способа решения основной задачи зависит от особенностей решения каждой из подзадач. Параметр, управляющий процессом решения целевой задачи (диагностики и контроля параметров ГТД), является свойством ее решения. Поэтому продукция цели БЭЗ преобразуется в продукции подцели:

$$\text{Задача}(Q) = \text{Свойство} \rightarrow \text{Подзадача}1(Q1) = \text{Свойство}1 \# \dots \# \text{Подзадача}N(Qn) = \text{Свойство}n.$$

Решатель совместно с машиной логического вывода в гибридной нейронечеткой ЭС решает прямые, обратные и смешанные задачи.

6. МЕТОДИКА КОМПЛЕКСНОЙ ДИАГНОСТИКИ И КОНТРОЛЯ

Для решения поставленной автором комплексной задачи диагностики и контроля параметров ГТД и датчиков первичной информации на базе гибридной нейронечеткой ЭС предлагается следующая методика:

1. Формализация предметной области (разработка концептуальной модели (рис.5)); адаптация модели нормально работающего ГТД с эталонными зависимостями (на данном этапе по сведениям эксперта, разрабатывается концептуальная модель ГТД, адекватно отражающая происходящие в нем физические процессы; встраиваются файлы экспериментальных данных испытаний в виде таблиц и графиков с эталонными зависимостями на конкретных режимах работы).



Рисунок 5 - Концептуальная модель ГТД и одна из его подсистем

2. Адаптация метода диагностирования (идентификация характеристик элементов ГТД и датчиков) (определяются методы диагностики и контроля ГТД в БЗ ЭС, подключаемые в процессе решения поставленной задачи).

3. Описание диагностической модели ГТД в виде отдельных понятий (знаний) в БКЗ (выделение из концептуальной модели ГТД - отдельных понятий; описываемых уравнениями; определяются уравнения связей между понятиями).

4. Разработка БКЗ и ЭБЗ (разработка четких и нечетких баз экспертных знаний в виде четких и нечетких продукций с подключением понятий из БКЗ).

5. Определение диагностируемых и контролируемых величин (по согласованию с экспертом выделяются диагностируемые и контролируемые параметры в соответствие с их диагностической ценностью).

6. Выбор функции принадлежности контролируемых и диагностируемых параметров (в соответствие с экспериментальными или расчетными данными формируются функции принадлежностей контролируемых и диагностируемых параметров полностью охватывающие все классы (вместе с пересекающимися областями) состояния ГТД).

7. Описание разнородных знаний по диагностике и контролю ГТД в отдельных подсистемах гибридной нейронечеткой ЭС (БД, БЗ, экспертная БЗ, графическая БД, расчетные файлы, файлы импортируемые из других СУБД и т.д.).

8. Тестирование отдельных подсистем ЭС с разнородными знаниями на уровне запросов пользователя (пользователь тестирует ЭС, решая частные и общие задачи диагностики и контроля параметров ГТД на уровне его отдельных узлов и элементов).

9. Тестирование гибридной нейронечеткой ЭС (принятие решений по результатам диагностики и контроля

ГТД и датчиков) (полная проверка работоспособности ЭС и ее подсистем, с учетом максимальной глубины поиска неисправности (до элемента) в авиационном двигателе).

Оригинальность предлагаемой автором методики, заключается в том, что хорошо известные методы диагностики и контроля параметров ГТД и датчиков первичной информации функционально расширяются элементами нечеткой логики [20-25] и могут применяться совместно (комплексно) благодаря общему информационному пространству гибридной нейронечеткой ЭС и заключаются в следующем:

- гибридная нейронечеткая ЭС включает в себя (базы концептуальных и экспертных знаний) ряд методов [4-9], расширенных элементами нечеткой логики, встроенными в виде нечетких правил в нечетких базах экспертных знаний [20-25];

- ЭС позволяет имитировать поведение авиационного двигателя и его подсистем совместно с датчиками первичной информации в реальном масштабе времени;

- при необходимости ЭС поддерживает интерфейс с различными СУБД (Oracle, Informix, R-Base и т.д.), OLE и CASE - технологии, качественно расширяющие функциональные возможности ЭС;

- через файл посредник БД или файл-посредник (импорт-экспорт) возможна связь с нейросетевыми пакетами и средами (обучение нейросетей эталонным динамическим характеристикам на различных режимах работы ГТД);

- применение гетерогенных (разнородных) знаний (фреймы, семантические сети, логические сети (сети Петри), расширенных элементами мягких вычислений повышают надежность принимаемых ЭС решений при диагностике и контроле параметров ГТД;

- простота интерфейса, наглядность и удобство работы (система предназначена на непрограммиста);

- широкий спектр решаемых задач (оперативная настройка на конкретную предметную область).

В процессе контроля и диагностики параметров ГТД гибридной нечеткой ЭС (в базах знаний которой формализован ряд методов), последняя должна обладать высокой эффективностью, под которой понимается надежность принятия решений о состоянии авиационного двигателя в общем случае зависящей от следующих факторов:

- "объективности" принятой классификации состояний;
- диагностической ценности используемых признаков состояния;

- выбранного критерия оценки состояния;

- принятого алгоритма диагностирования;

- точности измеренной и величины погрешности определения признаков;

- внешних условий и т.д.

7. ПРИМЕР РЕАЛИЗАЦИИ

В качестве примера рассмотрим следующую задачу (рис.6): необходимо провести диагностику и контроль параметров ГТД и датчиков первичной информации (датчики температуры) в среде гибридной нейронечеткой ЭС. Одной из ключевых проблем в процессе комплексной диагностики и контроля параметров ГТД - является парирование отказов датчиков от нормально работающего авиационного двигателя и наоборот. В качестве сигнала "норма" у датчика принята - 1, а "отказ" - 0. На (рис.11), полученным в процессе решения данной задачи гибридной нейронечеткой ЭС видно, что ЭС устойчиво (обучается) распознает и отличает отказы датчиков от нормально работающего ГТД.



Рисунок 6 - Пример диагностики параметров датчиков и ГТД

Пользователь может работать с ЭС в двух режимах: **непосредственный** (наиболее полный), в котором пользователь на входном языке ЭС разрабатывает сценарий работы с ЭС; **режим визуального программирования** (автоматически реализуется когнитивной графикой) (КГ).

Блок когнитивной графики оперирует следующими графическими понятиями:

- проект (автономно функционирующая соподчиненная программа), которая может по желанию пользователя работать как автономно, так и в комплексе с другими графическими понятиями;
- графический объект - квадрат (простейший элемент схемного редактора), позволяющий собирать из отдельных понятий более сложные;
- Fuzzy - окружность (элемент нечеткой экспертной базы знаний (ЭБЗ), позволяющий создавать нечеткие продукции);
- связь - типовое соединение элементов схемного редактора в пределах его поля;
- Mein - блок когнитивной графики, отвечающий за автоматический синтез С-программ по собранной редактором схеме

Трудоемкость применения методики - средняя. Она не вызывает трудностей у профессионалов и правильно координирует действия новичка, который на простых и наглядных примерах может использовать ее в среде гибридной нейронечеткой ЭС, в качестве эффективного

инструмента (тренажера), для решения сложных, трудно формализуемых задач.

8. НЕЙРОННЫЙ АНСАМБЛЬ НС

В настоящее время при решении сложных комплексных задач диагностики и контроля параметров ГТД в качестве динамических баз экспертных знаний активных ЭС могут успешно применяться гибридные ансамбли НС [17,26-40], которые по сравнению с обычными НС позволяют получить на практике дополнительные преимущества:

- декомпозиция СДО (систем) на ряд простых объектов (подсистем);
- нейронный ансамбль (НА) проще перестраивается под изменяющиеся внешние условия (в классе адаптивных, самонастраивающихся систем);
- структура НА может быть оптимизирована под конкретную задачу;
- быстродействие и точность НА значительно выше, чем классических полносвязных сетей;
- НА обеспечивают лучшую аппроксимацию кусочно-непрерывных функций [26-30,36-38].

Перечисленные выше преимущества НА над обычными классическими полносвязными НС, дают возможность их дальнейшего применения при решении различных прикладных научно-технических задач.

9. ВЫБОР АРХИТЕКТУРЫ НС

В процессе решаемой автором задачи: распознавание отказов элементов маслосистемы (на примере клапана прямого действия) было выбрано три типа сетей: многослойный Персептрон; многослойный Персептрон - сеть Кохонена; РБФ - многослойный Персептрон - сеть Кохонена [32-35].

Выбор в качестве распознающей НС (Радиально - базисной функции) (РБФ) по отношению к НС - Персептрон более предпочтительно, так как определение весовых коэффициентов в РБФ сети осуществляется более быстро и точнее, чем параметров Персептрона, благодаря тому, что применение градиентных методов для настройки параметров последней приводит лишь к достижению локальных минимумов [26-31].

В процессе эксперимента при решении задач распознавания отказов ГТД РБФ и Персептроном было установлено, что скорость обучения и точность распознавания дефектов РБФ значительно возрастают, особенно если входной вектор X^r принимает значения, близкие к центрам обучения C_i .

Архитектура РБФ сети представляет собой двухслойную сеть, в которой первый слой осуществляет заданное нелинейное преобразование без привлечения настройки параметров, так, что пространство входов отображается в новое пространство. В данном случае для 35 входных

параметров маслосистемы (оптимальным с точки зрения декомпозиции параметров будет (5 РБФ - НС по 7 параметров на входе (вектор состояния) и два параметра на выходе (состояние "1" - норма; "0" - отказ)).

НС - Персептрон в гибридном ансамбле выполняет функции концентрирующего поля, объединяющим выходы (5 РБФ НС) по 2 выхода. В процессе эксперимента с данной НС (после процесса контрастирования) сеть имела следующую архитектуру: 5-ти слойный Персептрон: 1-ый входной слой НС - 10 нейронов; 2-ой невидимый слой - 8 нейронов; 3-ий невидимый слой - 6 нейронов; 4-ий невидимый слой - 4 нейрона; 5-ий выходной слой - 2 нейрона. НС Персептрон усиливает качество распознавания дефектов, "уточняя" ее весовые коэффициенты. Общие уравнения, описывающие работу Персептрона: $U^1 = X$ (входной вектор) для входного слоя ($k = 1$); для 1-ого скрытого слоя ($k = 2$),

$$U_j^2 = f \left(\sum_{i=1}^{n_2} W_{ij}^1 U_i^1 \right); j = 1, 2, \dots, n_2, \text{ для 5-ого выход-$$

$$\text{ного слоя (} k=5 \text{) } Y_j = U_j^5 = f \left(\sum_{i=1}^{n_5} W_{ij}^5 U_i^5 \right), j = 1, 2, \dots, n_5.$$

Распознавание Персептроном высокое. Эксперименты приведены в табл.1.

Таблица 1 - Результаты обучения НС Персептрон

Алгоритм обучения	Ошибка распознавания персептроном	Количество шагов обучения
Back propogation	0,00012509	810
Conjugate gradient	0,00017019	900
Quick propogation	0,00015705	850
Quasi-Newton	0,00014575	900
Lewenberg-Marquardt	0,00012625	950
Delta bar delta	0,00013803	850

НС - Кохонена - классификатор (два входа - один выход). Сеть с высокой степенью точности осуществляет классификацию (распознавание) состояния авиационного двигателя, в том числе с учетом частичной или полной неопределенности его параметров.

10. ФАЗЗИФИКАЦИЯ ДАННЫХ

Процесс фаззификации данных в гибридном НА может быть организован следующими двумя способами:

- с привлечением статической экспертной базы знаний ГННЭС;

- четкие обучающие выборки заменяются на функции принадлежности нечетких множеств, каждое из которых лежит в области определения входного вектора $X = (x_1, \dots, x_N)^T \in R^N$, каждая компонента которого X^i лежит в диапазоне изменения, $[x_{0i}, x_{wi}]$ полностью покрываемого набором $r_i, i = 1, \dots, N$, функций принадлежности S_i . Дальнейший процесс фаззификации НА полностью совпадает с идеями изложенными в [21].

11. ПРИМЕР РЕАЛИЗАЦИИ. РАСПОЗНАВАНИЕ ОТКАЗА КЛАПАНА ПРЯМОГО ДЕЙСТВИЯ КАК ЭЛЕМЕНТА МАСЛОСИСТЕМЫ

Наиболее важными показателями безотказной работы гидромеханических устройств (ГМУ) являются надежность и эффективность их функционирования. Как правило, эти свойства учитываются на этапах разработки и изготовления ГМУ. В процессе испытаний авиационных двигателей агрегаты и узлы ГМУ подвергаются значительным нагрузкам, приводящим к необратимым изменениям в конструкции, обуславливающим ухудшение их технического состояния и как следствие ведущими к многочисленным отказам ГМУ.

Системы технического диагностирования на базе гибридных нейронечетких экспертных систем являются эффективным интеллектуальным средством повышения надежности гидро-механической системы авиационного газотурбинного двигателя (ГТД) и его агрегатов и узлов в целом. Благодаря им обеспечивается своевременное определение технического состояния объекта; локализуется и устраняется неисправность; прогнозируется техническое состояние; сокращаются затраты на обслуживание; предотвращаются аварии и удлиняется межремонтный период. Современные системы технического диагностирования являются комплексными [14-19,32-35], сочетающими в себе различные методы диагностирования, которые не исключают, а дополняют друг друга.

Блок-схема параметрического диагностирования клапана основана на сравнении математической модели конкретного клапана с моделью эталонного бездефектного клапана, т.е. в проверке принадлежности параметров состояний допустимым диапазонам их рассеивания. Выход параметра за пределы этих диапазонов должен свидетельствовать о наличии неисправности в клапане.

При составлении модели приняты следующие допущения: коэффициент расхода дросселирующей щели клапана является постоянным (квадратичный режим); демпфирование обусловлено только вязким сопротивлением цилиндрического капиллярного насадка; существенные нелинейности (сухое трение, нечувствительность, насыщение, кавитация, гидроудары и др.) не рассматриваются; соблюдаются условие неразрывности и закон Гука; трубопроводы - короткие так, что параметры

считаются сосредоточенными; присоединенная масса жидкости - мала; гидродинамическая сила и перекрытие на золотнике отсутствует.

При сделанных допущениях динамическая модель клапана имеет вид [42,43]:

$$\left. \begin{aligned} Q &= \mu b x_{\text{ш}} \sqrt{\frac{2p}{\rho}} + f \dot{x} + \frac{V \cdot}{E p} \\ m \ddot{x} &= p f - k_v \dot{x} - c(x_{\text{н}} + x) \end{aligned} \right\}$$

где p - давление; Q - объемный расход; m, f, d, x - масса, площадь, диаметр и перемещение золотника клапана; ρ, E, ν - плотность, модуль упругости и коэффициент кинематической вязкости жидкости; l_g, d_g - длина и диаметр цилиндрического клапана гидравлического демпфера; μ - коэффициент расхода; V - объем. С начальными условиями: $t = 0; Q(0) = Q_0; p(0) = p_0; x(0) = x_0, \dot{x}(0) = 0$.

В предположении ламинарного характера течения в канале демпфера коэффициент вязкого трения может быть подсчитан по выражению [42,43] $k_v = 8\pi\nu\rho l_g(d/d_g)^4$.

Обучающие выборки для каждой из трех наиболее информативных функций состояния (табл.2) - (табл.5) будут служить входными данными для одной или нескольких нейронных сетей, осуществляющих классификацию отказов клапана.

Таблица 2 - Эталонное состояние клапана

Состояние клапана: "норма"			
Время	Перемещение	Скорость	Давление
0,00	9,865e ⁻³	0,000	2e ⁶
0,01	2,344e ⁻³	-0,055	1,426e ⁶
0,02	1,616e ⁻³	0,025	2,994e ⁶
0,03	1,868e ⁻³	-0,018	2,228e ⁶
0,04	1,773e ⁻³	8,956e ⁻³	2,48e ⁶
0,05	1,804e ⁻³	-4,098e ⁻³	2,393e ⁶
0,06	1,795e ⁻³	1,73e ⁻³	2,417e ⁶
0,07	1,797e ⁻³	-6,784e ⁻⁴	2,414e ⁶
0,08	1,797e ⁻³	2,466e ⁻⁴	2,412e ⁶
0,09	1,796e ⁻³	-8,188e ⁻⁵	2,413e ⁶
0,1	1,797e ⁻³	2,375e ⁻⁵	2,412e ⁶

Таблица 3 - Отказ 1 (изменение начальной затяжки)

Состояние клапана			
Время	Перемещение	Скорость	Давление
0,00	9,865e ⁻⁴	0,000	2e ⁶
0,01	3,202e ⁻³	0,048	7,468e ⁵
0,02	2,591e ⁻³	-0,078	1,18e ⁶
0,03	2,379e ⁻³	0,02	1,371e ⁶
0,04	2,516e ⁻³	9,052e ⁻⁴	1,229e ⁶
0,05	2,48e ⁻³	-2,96e ⁻³	1,266e ⁶
0,06	2,478e ⁻³	1,14e ⁻³	1,267e ⁶
0,07	2,484e ⁻³	-1,198e ⁻⁴	1,262e ⁶
0,08	2,482e ⁻³	-9,198e ⁻⁵	1,264e ⁶
0,09	2,482e ⁻³	5,495e ⁻⁵	1,264e ⁶
0,1	2,482e ⁻³	-1,192e ⁻⁵	1,264e ⁶

Таблица 4 - Отказ 2 (засорение дресселя)

Состояние клапана			
Время	Перемещение	Скорость	Давление
0,00	9,865e ⁻⁴	0,000	2e ⁶
0,01	1,499e ⁻³	0,027	3,526e ⁶
0,02	1,664e ⁻³	9,919e ⁻³	2,822e ⁶
0,03	1,732e ⁻³	4,534e ⁻³	2,599e ⁶
0,04	1,764e ⁻³	2,214e ⁻³	2,503e ⁶
0,05	1,78e ⁻³	1,111e ⁻³	2,458e ⁶
0,06	1,788e ⁻³	5,653e ⁻³	2,436e ⁶
0,07	1,792e ⁻³	2,895e ⁻⁴	2,424e ⁶
0,08	1,794e ⁻³	1,487e ⁻⁴	2,419e ⁶
0,09	1,795e ⁻³	7,654e ⁻⁵	2,416e ⁶
0,1	1,796e ⁻³	3,942e ⁻⁵	2,414e ⁶

Таблица 5 - Отказ 3 (разгерметизация)

Состояние клапана			
Время	Перемещение	Скорость	Давление
0,00	986,544	0,000	$2e^6$
0,01	986,544	$4,965e^{-6}$	$2e^6$
0,02	986,544	$9,431e^{-3}$	$2e^6$
0,03	986,544	$1,05e^{-5}$	$2e^6$
0,04	986,544	$1,03e^{-5}$	$2e^6$
0,05	986,544	$1,008e^{-5}$	$2e^6$
0,06	986,544	$1,001e^{-5}$	$2e^6$
0,07	986,544	$1,002e^{-5}$	$2e^6$
0,08	986,544	$1,003e^{-5}$	$2e^6$
0,09	986,544	$1,004e^{-5}$	$2e^6$
0,1	986,544	$1,004e^{-5}$	$2e^6$

нормальный процесс функционирования клапана; обучение, распознавание и прогнозирование отказов клапана при наличии одного или нескольких нормированных дефектов; при частичной потере параметров, в рассмотренных выше задачах, из обучающей выборки "обученная" НС устойчиво восстанавливала ее.

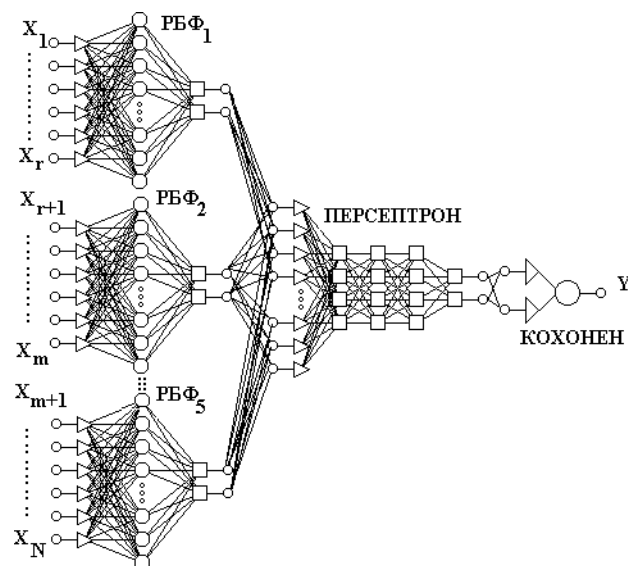


Рисунок 7 - Структура НА

Таблица 6 - Результаты обучения комбинированных НС

Ошибка распознавания (Персептрон-Кохонен)	Ошибка распознавания (РБС-Персептрон-Кохонен)	Количество шагов обучения
$1,385e^{-6}$	$1,213e^{-6}$	1400

Обучение НС Персептрон проводилось следующими алгоритмами: back propogation, conjugate gradient, quick propogation, Quasi-Newton, Lewenberg-Marquardt, delta bar delta.

На (рис.8) - (рис.10) показано, как дефект, связанный с изменением начальной затяжки клапана, проявляется на характере трех функций состояния клапана (а - нормальная работа клапана; б - работа клапана с дефектом).

В данной работе рассматривается пример трех типовых отказов клапана на одном из нескольких режимов работы ГТД:

1. Изменение начальной затяжки (чувствительности) клапана.
2. Засорение дросселя (жиклера).
3. Увеличение рабочего объема (разгерметизация).

При моделировании данной задачи на ЭВМ автором исследована работа клапана на нескольких режимах и при различном сочетании его параметров. В ходе эксперимента на нейросетях (НС) прямого распространения (Персептрон) и гибридных НС (табл.1) - (табл.6), (рис.8) - (рис.10) был решен ряд задач: из 25 исследованных параметров клапана выявлены наиболее информативные (3-4) максимально влияющие на

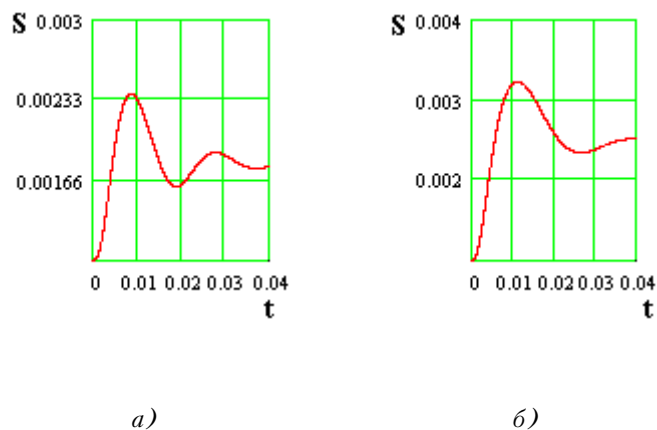


Рисунок 8 - Влияние дефекта на функцию перемещения

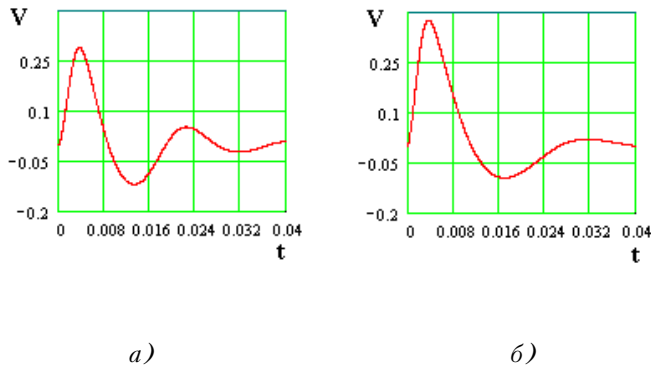


Рисунок 9 - Проявление дефекта на функции скорости

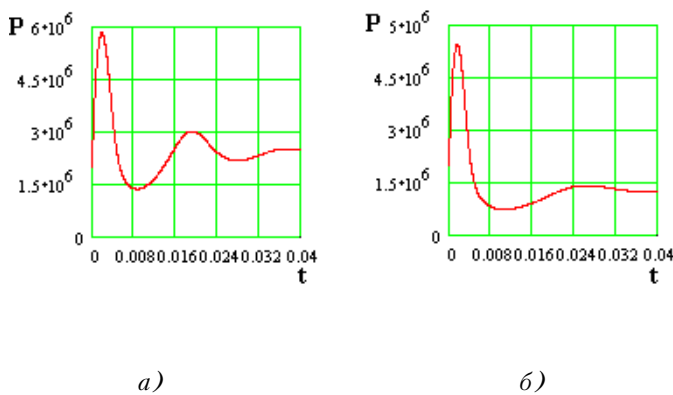


Рисунок 10 - Проявление дефекта на функции давления

Методика диагностики и контроля ММ клапана на базе гибридного НА:

1. Получение обучающей выборки работы бездефектного клапана на N режимах;
2. Получение обучающей выборки для клапана с дефектом (дефектами) на N режимах;
3. Выбор архитектуры гибридного ансамбля НС;
4. Выбор алгоритмов обучения;
5. Обработка, обучение, распознавание, тестирование и принятие решений.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключение следует отметить, что рассмотренный подход к построению интеллектуальной системы контроля и диагностики ГТД на базе гибридной нейронечеткой ЭС позволяет:

- легко адаптировать диагностируемый объект;
- активно применять знания (правила и нечеткие правила в экспертных БЗ, процедуры) и механизмы рассуждений для эффективного решения задач диагностики;
- создавать мощную информационную гибридную среду с одновременной поддержкой графической интер-

претацией объекта диагностики и баз данных, что позволяет хранить текущее состояние диагностируемой системы;

- обобщить и усовершенствовать концептуальную модель представления разнородных знаний в среде реляционной БД (Access, FoxPro и Informix), управляемой СУБД и взаимодействующая с ядром гибридной нейронечеткой ЭС;
- эффективно решать задачи оптимизации и распределения информационных потоков по отдельным подсистемам ЭС с разнородными знаниями в условиях неопределенности;
- включать и отключать программные модули, имитирующие поведение датчиков и компенсирующих недостающие параметры диагностируемого объекта.

Проведенные автором исследования с динамическими базами экспертных знаний, реализованными на базе гибридного НА позволили сделать следующие выводы:

- ансамблевые сети эффективны при решении задач большой размерности;
- скорость обучения этих сетей уступает по времени обычным полноразмерным НС, однако качество распознавания (точность) значительно выше;
- НА легко адаптируются к изменению внешних условий;
- НА эффективно решают задачи диагностики и контроля СДО в условиях частичной или полной неопределенности его параметров;
- НА сети хорошие классификаторы, в том числе и в условиях неопределенности [34-41].

Разработанная автором комплексная методика диагностики и контроля параметров ГТД на базе гибридной нейронечеткой ЭС функционирует под управлением ОС Windows на IBM PC.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Захаров В.Н. Интеллектуальные системы управления: основные понятия и определения. //Теория и системы управления. Известия РАН. №3 1997.
2. Искусственный интеллект. Кн. 3. Программные и аппаратные средства. /Под ред. В.Н. Захарова. - М.: Радио и связь, 1990.
3. Попов Э.В., Фомин И.Б., Кисель Е.Б., Шапот М.Д. Статические и динамические экспертные системы. - М.: Финансы и статистика, 1996.
4. Васильев В.И., Гусев Ю.М., Иванов А.И. и др. Автоматический контроль и диагностика систем управления силовыми установками летательных аппаратов. - М.: Машиностроение, 1989.
5. Кусимов С.Т., Ильясов Б.Г., Васильев В.И. и др. Управление динамическими системами в условиях неопределенности. - М.: Наука, 1998.
6. Кусимов С.Т., Ильясов Б.Г., Васильев В.И. и др. Проблемы проектирования и развития систем автоматического управления и контроля ГТД. - М.: Машиностроение, 1999.
7. Тармаев А.А. Обоснование способа идентификации и парирования характерных отказов и неисправностей аппаратуры автоматики двухдвигательной вертолетной силовой установки. //Авиационная промышленность. №1, 1999.
8. Дедеш В.Т., Августинович В.Г., Боев М.М. Идентификация систем автоматического управления авиационных ГТД. - М.: Машиностроение, 1989.
9. Ахмедзянов А.М., Дубравский Н.Г., Тунаков А.П. Диагностика состояния ГТД по термо-газодинамическим параметрам. - М.: Машиностроение, 1983.
10. Ахмедзянов А.М., Юлдыбаев Л.Х. Вопросы технической

- диагностики состояния авиационных двигателей. // Испытания авиационных двигателей. - Уфа: УАИ, 1987. №5.
11. Сиротин Н.Н., Коровкин Ю.М. Техническая диагностика авиационных ГТД. - М.: Машиностроение, 1979.
 12. Кеба И.В. Диагностика авиационных газотурбинных двигателей. - М.: Транспорт, 1980.
 13. Гуревич О.С., Гольберг Ф.Д., Селиванов О.Д. Интегрированное управление силовой установкой многорежимного самолета. - М.: Машиностроение, 1993.
 14. Жернаков С.В. Об одной методике построения гибридных экспертных систем диагностики и контроля ГТД в условиях неопределенности. // Авиационно-космическая техника и технологии: Сб. науч. тр. - Харьков: ХАИ, 1998. Вып.5
 15. Жернаков С.В. Сравнительный анализ гибридных экспертных систем для диагностики и контроля параметров ГТД. // Авиационно-космическая техника и технологии: Сб. науч. тр. - Харьков: ХАИ, 1999. Вып.9
 16. Жернаков С.В. Диагностика и контроль параметров ГТД гибридными экспертными системами. // Авиационно-космическая техника и технологии: Сб. науч. тр. - Харьков: ХАИ, 1999. Вып.9
 17. Жернаков С.В. Диагностика и прогнозирование состояния газотурбинного двигателя гибридными нейронечеткими экспертными системами. // Теория и системы управления. Известия РАН, 1999, №5.
 18. Жернаков С.В. Контроль и диагностика ГТД гибридными экспертными системами. - Жуковский: ЦАГИ, 1999, вып.2640.
 19. Жернаков С.В. Об одной методике построения гибридных экспертных систем диагностики и контроля ГТД в условиях неопределенности. // Авиационная и ракетно-космическая техника. - Харьков: ХАИ, 1998. вып.5
 20. Герман О.В. Введение в теорию экспертных систем и обработку знаний. - Минск: Дизайн-ПРО, 1995.
 21. Истратов А.Ю., Хрущева Т.А., Лазебник В.М. Нечеткий нейросетевой контроллер для управления динамической системой. // Приборостроение. Т.40, №6, 1997.
 22. Нариньяни А.С., Телерман В.В., Ушаков Д.М. и др. Программирование в ограничениях и недоопределенные модели. // Информационные технологии. №5, 1998.
 23. Борисов А.Н., Крумберг О.А., Федоров И.П. Принятие решений на основе нечетких моделей. - Рига: Зинатне, 1990.-180с.
 24. Прикладные нечеткие системы. /Под редакцией Т.Тэрано.- М.: Мир, 1993.
 25. Васильев В.И., Ильясов Б.Г. Интеллектуальные системы управления с использованием нечеткой логики. Учебное пособие. Уфа: УГАТУ, 1995.
 26. Галушкин А.И. Синтез многослойных схем распознавания образов. - М.: Энергия, 1974.
 27. Горбань А.Н. Обучение нейронных сетей. - М.: СП Параграф, 1990.
 28. Горбань А.Н., Россиев Д.А. Нейронные сети на персональном компьютере. - Новосибирск: Наука, 1996.
 29. Горбань А.Н., Дунин-Барковский В.Л., Кирдин А.Н. и др. Нейроинформатика. - Новосибирск: Наука, 1998
 30. Уоссерман Ф. Нейрокомпьютерная техника. М.: Мир, 1992.
 31. Васильев В.И., Ильясов Б. Г., Валеев С.С., Жернаков С.В. Интеллектуальные системы управления с применением нейросетей. Учебное пособие. Уфа: УГАТУ, 1996.
 32. Жернаков С.В. Диагностика и контроль гидромеханических устройств нейронечеткими экспертными системами. // Сб. докладов 2-ой Всероссийской конференции. "Нейроинформатика - 2000". - М.: МИФИ, 2000.
 33. Жернаков С.В. Идентификация параметров ГТД гибридным ансамблем нейросетей. // Сб. докладов 2-ой Всероссийской конференции. "Нейроинформатика - 2000". - М.: МИФИ, 2000.
 34. Жернаков С.В. Комплексная диагностика и контроль параметров масляной системы ГТД гибридными нейронечеткими экспертными системами. // Сб. докладов 2-ой Всероссийской конференции. "Нейроинформатика - 2000". - М.: МИФИ, 2000.
 35. Жернаков С.В. Диагностика и контроль параметров масляной системы ГТД гибридными нейронечеткими экспертными системами. // Информационные технологии. №3, 2000.
 36. Васильев В.И., Жернаков С.В., Уразбахтина Л.Б. Параметрический метод контроля ГТД. // Сб. трудов. VI Всероссийской конференции. "Нейроинформатика и ее применение". - М.: Радио и связь, 2000.
 37. Куссиль Э.М., Байдык Т.Н. Структура нейронных ансамблей. // Нейрокомпьютер. №1, 1992.
 38. Куссиль Э.М., Байдык Т.Н., Луквич и др. Нейронные классификаторы с распределенным кодированием входной информации. // Нейрокомпьютер. №1, 1992.
 39. Нейрокомпьютеры и интеллектуальные роботы. // Под ред. Н.М.Амосова. - Киев: Наукова думка, 1991.
 40. Савушкин С.А. Нейросетевые экспертные системы. // Нейрокомпьютер. №2, 1992.
 41. Касаткин А.М., Касаткина Л.М. Подход к построению нейросетевых систем, основанных на знаниях. // Нейрокомпьютер. №2, 1992.
 42. Судариков В.А. Распознавание изображений трехмерных объектов с использованием самоорганизующейся нейронной сети. // Изв. Вуз. Приборостроение. Т.39, №1, 1996.
 43. Данилов Ю.А., Кирилловский Ю.Л., Колпаков Ю.Г. Аппаратура объемных гидроприводов: Рабочие процессы и характеристики. - М.: Машиностроение, 1990.
 44. Попов Д.Н. Динамика и регулирование гидро- и пневмосистем. - М.: Машиностроение, 1982.

УДК 621.391.251:681.3.053

КАСКАДНЕ СТИСНЕННЯ ПРИ ОБРОБЦІ ІНФОРМАЦІЇ В АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМАХ УПРАВЛІННЯ

Б. Ю. Жураковський, Я. Ю. Жураковський

В работе рассматриваются предложенные каскадные способы сжатия при обработке измерительной, текстовой, графической и комбинированной информации, которая является характерной для автоматизированных систем управления. Полученные данные о коэффициенте сжатия для всех предложенных способов каскадного сжатия дают возможность сделать правильный выбор способа сжатия для использования его в автоматизированной системе управления.

В роботі розглядаються запропоновані каскадні способи стиснення при обробці вимірювальної, текстової, графічної та комбінованої інформації, яка є характерною для автоматизованих систем управління. Одержані дані коефіцієнт стиснення для всіх запропонованих способів каскадного стиснення, що дає можливість зробити правильний вибір

способу стиснення для використання його в автоматизованій системі управління.

The offered cascade ways of compression at processing the measuring, textual, graphic and combined information, which is characteristic for the automated control systems are considered in the work. The received data on factor of compression for all offered ways of cascade compression enable to make a correct choice of a way of compression for use it in the automated control system.

1 ВСТУП

Метою виконаної роботи є проведення досліджень

ефективності запропонованих каскадних способів стиснення інформації вимірювальної, текстової, графічної та комбінованої. кодованих повідомлень, яка є характерною для автоматизованих систем управління (АСУ) будь-якого призначення [1,2].

У якості основного показника ефективності стиснення при проведенні досліджень обраний коефіцієнт стиснення [1,3]. Виміри проводилися окремо для кожного з кожного з видів інформації, при цьому досліджувалась залежність коефіцієнта стиснення від розміру переданого блоку даних.

Будь-яка інформація, яка надходить від датчиків або інших периферійних пристроїв до пунктів збору інформації в автоматизованих системах управління, як правило, має значну надмірність. Для зменшення навантаження на тракти передачі АСУ виконують стиснення інформації, для чого пропонується використовувати каскадні способи стиснення. Правильний вибір способу стиснення для застосування в АСУ можна зробити на основі аналізу їх ефективності. Для побудови каскадних способів використовувались широко відомі способи стиснення, такі як LZH, LZW, Vitter, матричний [1,3,4]. Грунтуючись на їх використанні, для дослідження вибрані такі каскадні способи стиснення: LZW-Vitter, матричний-Vitter, LZH-LZW, Vitter-LZH та матричний-LZW.

Процедура та алгоритм досліджень передбачають видачу типових фрагментів різного виду інформації за допомогою генератора тестових послідовностей. Ці фрагменти надходять у модуль обробки і відображення, що здійснює виклик зазначених процедур стиснення різними методами й одержує від них стиснуті послідовності. Маючи довжину первинного (вхідного) і стиснутого (вихідного) фрагментів, основний вимірювальний модуль обчислює коефіцієнт стиснення. Потім результати вимірювань надходять на модуль відображення даних, що представляє їх у вигляді графіків.

Для того, щоб найкраще оцінити ефективність алгоритмів стиснення, у якості вхідних даних необхідно використовувати фрагменти, які за своїми статистичними властивостями були б максимально наближеними до реальної інформації. Найкраще використовувати фрагменти даних, отриманих від реальних джерел, при цьому всю інформацію необхідно представити в уніфікованому вигляді. Тому в якості вхідних даних для кодера використані інформаційні фрагменти інформації, що були одержані від реальних датчиків та периферійних пристроїв.

Для роботи алгоритму основної вимірювальної процедури необхідно задати спосіб стиснення, що досліджується, параметри стиснення, а також вибрати вхідний потік, на якому буде виконуватися тестування.

Для моделювання процесів стиснення різними способами були розроблені відповідні алгоритми стиснення.

2 АЛГОРИТМИ СТИСНЕННЯ

Алгоритм стиснення способом LZW. Процедура динамічного кодування LZW-способом починається з заповнення LZW-таблиці, до якої вносяться рядки, що відображають статистику повідомлень на визначеній мові. При відсутності такої статистики таблиця містить тільки рядки, що складаються з одиночних символів. Потім, у міру надходження даних від джерела інформації, формуються рядки, що складаються із декількох символів. Виходячи з того, що таблиця має обмежений розмір, рядки, що зустрічаються в тексті не часто, вилучаються, а на їхнє місце вносяться рядки, що мають більшу частоту появи. Таким чином, у процесі накопичення статистики про повідомлення, що стискається, відбувається динамічна перебудова таблиці кодування й адаптація її до характеру переданих даних. Стиснення даних починається з ініціалізації таблиці, при якій до неї вносяться рядки, що складаються з одиночних символів. Потім надходить перший вхідний символ, розглянутий як префікс деякого рядка PREFIX. Після цього вводиться наступний символ CHARACTER і утворюється розширений рядок шляхом об'єднання префікса й одиночного символу PREFIX+CHARACTER. Далі здійснюється зіставлення утвореного рядка з рядками, що існують у таблиці кодування. Якщо рядок PREFIX+CHARACTER є в таблиці, то вона стає новим префіксом, тобто PREFIX=PREFIX+CHARACTER, вводиться наступний символ CHARACTER і процедура зіставлення рядка в таблиці повторюється знову. У випадку, якщо послідовності PREFIX+CHARACTER у таблиці рядків немає, то на вихід кодера виводиться кодова комбінація, що відповідає рядку PREFIX, до таблиці вноситься додатковий рядок PREFIX+CHARACTER, а символ CHARACTER стає новим префіксом. Якщо вхідна послідовність не вичерпана, то процедура утворення рядків і їхнє зіставлення повторюється.

Алгоритм стиснення способом LZH. Спосіб стиснення LZH ґрунтується на використанні двох методів стиснення даних: словниковому (LZ) і статистичному (Haffman).

На початку виконання алгоритму стиснення відбувається ініціалізація словника. Словник логічно являє собою сукупність абстрактних структур даних, що містять набір деревоподібних структур, у котрих кожний корінь відповідає певному знаку алфавіту. При 8-розрядному формату символу кількість таких дерев дорівнює 256. Деревоподібні структури являють собою набір відомих рядків, що починаються одним визначеним символом, а кожний вузол дерева представляє один рядок із цього набору.

При виконанні стиснення циклічно формується новий рядок шляхом додавання чергового одиночного символу до існуючого рядка, що знаходиться в таблиці статей словника, що виражається в доповненні новим вузлом кодового дерева.

Далі відбувається зіставлення рядка, при якому послідовність символів із потоку даних зіставляється зі статтею словника. Якщо рядок відповідає статті словника і не є створеним під час останнього виклику процедури зіставлення рядка, то вводиться наступний символ і доповнюється до рядка. Потім цей крок повторюється. Якщо рядок не відповідає статті словника, або відповідає статті, створеній під час останнього виклику процедури зіставлення рядків, то останній символ відкидається, а кодове слово, що відповідає цій статті словника, подається на вихід кодера. Отриманий укорочений рядок представляє, таким чином, найдовший зіставлений рядок, а останній (відкинутий) символ є не зіставленим символом, з якого починається наступне зіставлення рядків, що надходять від джерела даних.

Алгоритм стиснення способом Vitter.

Головною особливістю алгоритму Vitter, є те, що дерево будується за принципом ковзання і збільшення (**Slide And Increment**), використовуючи при цьому умову неявної нумерації. Суть цієї операції полягає в тому, що вузол, оголошений поточним обмінюється з лідером свого блока і потім сковзає в напрямку кореня дерева по сусідньому блоку, що безпосередньо примикає до блока поточного вузла. Ковзання продовжується доти, поки поточний вузол не пройде весь блок і буде установлений на початок цього блока. Потім здійснюється збільшення ваги поточного вузла і новим поточним вузлом призначається батько старого поточного вузла. Операція ковзання зі збільшенням продовжується до досягнення кореня дерева. При цьому вибір батьківського вузла залежить від того, чи був поточний вузол листом або внутрішнім вузлом. Якщо поточний вузол був листом, то новим поточним вузлом стає батько, з яким виявився зв'язаний поточний вузол після завершення ковзання. А у випадку, якщо поточним вузлом був внутрішній вузол, то новим поточним вузлом призначається його батьківський вузол, із яким був зв'язаний поточний до початку ковзання.

Розглянута структура дерева називається "плаваючим деревом" тому, що покажчики батьківського і його дочірніх вузлів підтримуються неявно. Кожний блок має лише покажчики батьківських і правих дочірнього вузлів лідера блока. Через безперервність пам'яті, де зберігаються зовнішні і внутрішні вузли, положення батьківських і дочірніх вузлів дерева інших вузлів блока можуть бути визначені за фіксований час шляхом обчислення зсуву від покажчиків батька і його правого дочірнього вузла лідера блока. Це дозволяє вузлу ковзати по блоку, модифікуючи постійне число покажчиків. При цьому час виконання процедури залишається постійним, що збільшує швидкість кодування при значних масивах інформації.

Алгоритм матричного способу стиснення. З матричних способів стиснення найбільш придатний для

використання в системах управління адаптивно-матричний.

Для роботи алгоритму необхідно задати розмір блока даних. Для зручності і наочності вхідний потік розбивається на рядки символами "переведення рядка - повернення каретки". У реальних умовах довжина рядка матриці визначається довжиною запису даних, що передаються.

Інформація зчитується блоками з вхідного файлу, одночасно робиться її аналіз і пошук елементів, що повторюються, у сусідніх рядках. Якщо в двох сусідніх рядках знайдені однакові ланцюжки символів, алгоритм здійснює перегляд наступних рядків, визначаючи кількість рядків матриці. Розміри матриці і номери рядків для кожного рядка матриці записуються в допоміжний масив. Якщо розміри матриці задовольняють визначеній умові, то вона позначається як та, що підлягає стисненню.

При записі інформації у вихідний потік для кожної виділеної матриці передається її перший рядок, перед яким ідуть ознака стиснення і розміри матриці. Наступні рядки матриці опускаються.

Даний спосіб не забезпечує найбільш оптимального виділення матриць у вхідному потоці (наприклад, якщо дві матриці перекриваються, то виділена буде перша що зустрілася, навіть якщо вона менша за розміром). Однак цей спосіб має високу швидкість стиснення, оскільки виділення матриць робиться одночасно з прийомом даних.

Алгоритм каскадного способу стиснення.

Каскадний спосіб поєднує у собі стиснення інформації двома способами. Його відмінність від інших способів поданих у роботі в тому, що дані спочатку стискаються одним способом, а потім отриманий стиснутий масив обробляється іншим способом. Розгортання інформації робиться в зворотному порядку. У цій роботі використовуються чотири види алгоритмів LZH, LZW, Vitter та матричний. У програмному забезпеченні, яке було розроблене при виконанні цієї роботи, розглянуті усі види комбінацій поданих алгоритмів.

При реалізації каскадного способу стиснення може виникнути проблема неоднозначності трактування стиснутого масиву даних. Це може відбутися в тому випадку, якщо алгоритм стиснення першого каскаду в результаті роботи згенерує масив даних, що містить керуючі символи алгоритму другого каскаду. При розгортанні (декомпресії) такого масиву процедура другого каскаду інтерпретує ці символи як ознаки стиснення, і інформація буде перекручена.

Для вирішення цієї проблеми у роботі передбачається чіткий поділ способу вказівки ознаки стиснення для кожного каскаду, що не дозволяє використання однакових символів.

3 РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ

Рисунок 2

При каскадному стисненні здійснюється послідовне стиснення різними способами, використовуючи при цьому на окремих каскадах різні алгоритми стиснення. Дослідження каскадного способу здійснювалося на потоках даних різного обсягу із використанням комбінацій чотирьох видів розглянутих вище алгоритмів стиснення.

Результати дослідження каскадними способами з різноманітною послідовністю алгоритмів стиснення показані на рисунках 1 - 4.

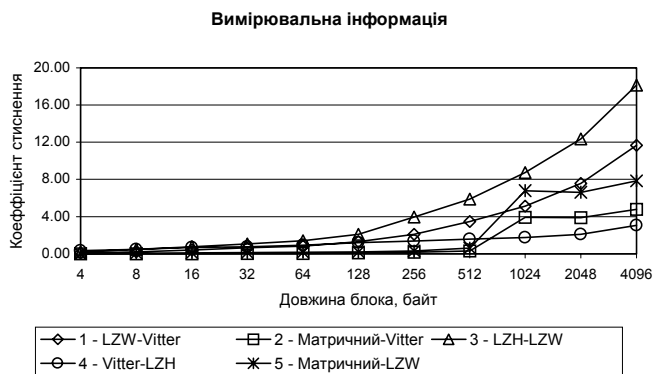
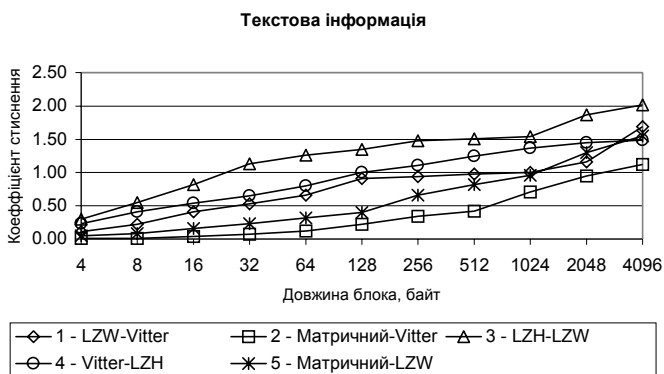


Рисунок 1

На рисунку 1 наведені дані про коефіцієнт стиснення, що були отримані при використанні п'яти каскадних способів при стисненні блоків вимірювальної інформації. Графік 1 відповідає послідовності LZW-Vitter, 2 - матричний-Vitter, 3 - LZH-LZW, 4 - Vitter-LZH, 5 - матричний-LZW.

Як видно з рисунка 1 найбільші коефіцієнти стиснення досягаються при використанні двох каскадних способів: LZH-LZW та LZW-Vitter.



На рисунку 2 подані дані про залежність коефіцієнта стиснення від обсягів даних при стисненні каскадними способами текстової інформації. Графік 1 на рисунку 2 відповідає послідовності LZW-Vitter, 2 - матричний-Vitter, 3 - LZH-LZW, 4 - Vitter-LZH, 5 - матричний-LZW. Як видно з рисунку 2, у порівнянні з вимірювальною інформацією, при стисненні текстової інформації різними каскадними способами коефіцієнти стиснення мають помітне зменшення. Однак способи стиснення LZH-LZW та Vitter-LZH мають дещо кращі коефіцієнти стиснення у порівнянні з іншими.

При стисненні графічної інформації каскадними способами (рисунку 3) були отримані такі ж невисокі значення коефіцієнта стиснення як і для текстової інформації (рисунку 2). На рисунку 3 графік 1 відповідає послідовності LZW-Vitter, 2 - матричний-Vitter, 3 - LZH-LZW, 4 - Vitter-LZH, 5 - матричний-LZW. З поміж розглянутих каскадних способів при стисненні графічної інформації можна виділити способи Vitter-LZH та LZH-LZW, які мають трохи кращі результати.

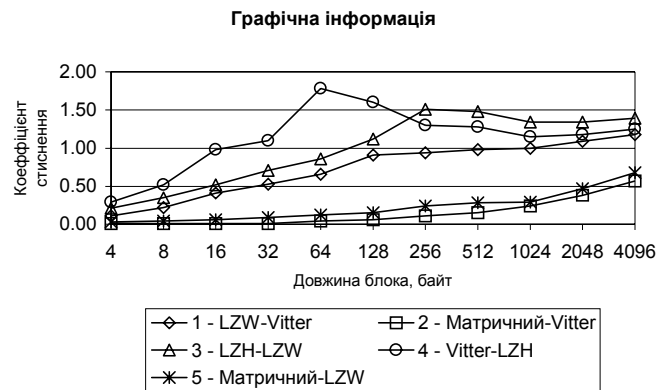


Рисунок 3

На рисунку 4 подані залежності коефіцієнта стиснення для комбінованої інформації. Графік 1 відповідає послідовності LZW-Vitter, 2 - матричний-Vitter, 3 - LZH-LZW, 4 - Vitter-LZH, 5 - матричний-LZW. Коефіцієнт стиснення для способів LZH-LZW та LZW-Vitter (графіки 1 та 3) більший ніж для інших каскадних способів.

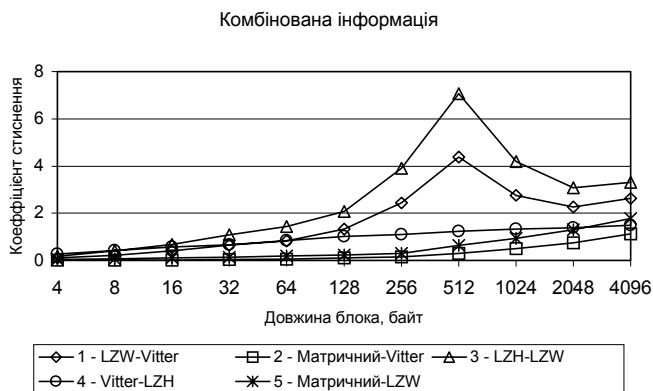


Рисунок 4

4 РЕКОМЕНДАЦІЇ ДО ЗАСТОСУВАННЯ РІЗНИХ КАСКАДНИХ СПОСОБІВ СТИСНЕННЯ В АСУ

Виходячи з результатів проведених досліджень, можна дати наступні рекомендації по реалізації каскадних способів стиснення в автоматизованих системах управління.

Для систем, інформація в якій передається в текстовому вигляді, значне скорочення надмірності повідомлень можна одержати при використанні способів LZH-LZW та Vitter-LZH. Можна сказати, що ці способи текст-орієнтовані і при стисненні дають непоганий коефіцієнт стиснення. При цьому спостерігається явна залежність коефіцієнта стиснення від розміру блоку, що стискається. Чим більше блок, тим більший коефіцієнт стиснення.

Для систем, у яких основний інформаційний потік поданий у вигляді графічної інформації, найкращі результати дають способи Vitter-LZH та LZH-LZW. Особливо непоганий коефіцієнт стиснення отримано

способом Vitter-LZH на масивах даних у 64 і 128 байт.

Для стиснення інформаційного потоку вимірювальних даних найкраще підходять способи LZH-LZW та LZW-Vitter, що дають значні коефіцієнти стиснення, особливо це стосується способу LZH-LZW. Також непоганий результат дає використання способу матричний-LZW.

При стисненні комбінованих даних найбільший коефіцієнт спостерігається у межах від 128 до 2048 байт при стисненні способами LZH-LZW та LZW-Vitter.

5 ВИСНОВКИ

У роботі описані алгоритми, що реалізують стиснення даних найбільш поширеними на даний час способами: LZH, LZW, Vitter, матричним. На їх основі запропоновані каскадні способи стиснення: LZW-Vitter, матричний-Vitter, LZH-LZW, Vitter-LZH та матричний-LZW.

Наведені результати досліджень залежності коефіцієнта стиснення від довжини блоку для різних каскадних способів. Виконано порівняльну оцінку способів за значеннями коефіцієнта стиснення на різних інформаційних потоках. Для кожного виду інформаційного потоку виділені способи, що дають найкращі результати.

Даються рекомендації по використанню запропонованих каскадних способів для стиснення інформаційних масивів різного характеру в автоматизованих системах управління.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Кохманюк Д. Сжатие данных: как это делается. // Index Pro, 1992, №1, С.18-29; 1993, №2, С.30-49.
2. Кричевский Р.Е. Сжатие и поиск информации. -М.: Радио и связь, 1989. - 168 с.
3. Чернега В.С. Сжатие информации в компьютерных сетях. - Севастополь: СевГТУ, 1997.-214с.
4. Ziv J., Lempel A. Compression of individual sequences via variable-rate coding. // IEEE Trans. On Inform. Theory, 1978. - Vol.24, №5, pp. 530-536.

УДК 62-5:007:621.391:519.2

МЕТОД СТАТИСТИЧЕСКОГО СРАВНЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Е. Н. Кирсанова, М. Г. Садовский

Рассматривается метод, осуществляющий распознавание образов, минуя стадии выделения словаря признаков и алфавита образов. Идея метода - сравнение входного потока изображений через палитру - специальный объект, созданный по наборам фрагментов исходных изображений. Для оценивания близости между изображениями вводятся специальные меры "похожести".

The pattern recognition method having neither feature alphabet nor pattern dictionary recovery stages is indicated. It compares input images through a special object called palette building from fragments of images. Measures to estimate the dis-

tances between images are given.

ВВЕДЕНИЕ

Задачи распознавания образов опираются условно на два класса: собственно задачи распознавания и задачи классификации. В задачах первого класса заданными считаются элементы алфавита образов и конкретные представители этих элементов в виде обучающей

выборки, указан словарь признаков и величина допустимых затрат. Задача распознавания состоит в построении решающего правила, обеспечивающее распознавание с минимальными ошибками на основе имеющейся информации.

Задачи классификации состоят в разбиении совокупности объектов на классы так, чтобы объекты внутри одного класса были на языке признаков близкими друг другу. Для этого необходимо создать алфавит образов - определить тип и количество множеств, на которые разбивается исходная совокупность, выделить систему признаков. Процедура выделения системы информативных признаков объектов существенно зависит от их природы, цели исследования, ограничений на стоимость измерения признаков и качества классификации. Эти условия являются априорной информацией, необходимой для решения задачи.

Зачастую, однозначное выделение признаков внутри группы тех или иных сравниваемых объектов весьма затруднено - характерным примером такого рода объектов могут служить текстуры. При решении задач распознавания приходится либо привлекать дополнительную, априорную информацию, которая, строго говоря, полностью лежит за пределами конкретного метода сравнения либо построения классификации (например, соображения типа связности или иные топологические характеристики объектов), либо идти на существенное повышение затрат при построении классификаций.

На практике возникает необходимость эффективного построения классификации набора изображений при условии, что априорной информации о количестве элементов в алфавите образов, о системе признаков, а также данных о возможном типе решающего правила нет. Тем самым, стандартный способ решения применим, но трудоемок, требует существенных затрат и, как правило, оказывается плохо обусловлен: результаты оказываются очень чувствительными к малым изменениям свойств исходных объектов, которые интуитивно не должны приводить к существенным изменениям в построенной классификации. Возникает вопрос о сравнении исходных объектов и построении (на основе такого сравнения) классификации, которая бы опиралась только на информацию, которую можно извлечь из самих объектов сравнения. Понятно, что такого рода метод должен быть достаточно универсальным - не требовать существования обучающей выборки, обходиться без априорной информации и усилий по обучению распознаванию. Кроме того, при применении к изображениям, метод должен быть инвариантен (или мало чувствителен), относительно достаточно широкого класса преобразований исходного изображения, таких как мутация в точке и/или блочные перестановки, а также инверсии (отражения). В нашей работе предлагается новый метод сравнения дискретных объектов, основанный на вычислении условных энтропий (информационного отличия) двух (нескольких)

сравниваемых объектов. Возможности метода демонстрируется на примере цифровых изображений.

1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Для описания метода статистического сравнения объектов на примере цифровых изображений введём строгие понятия и точные формулировки. Под цифровым изображением (ЦИ) будем понимать решётку (размером $N \times M$ элементов), в узлах которой находятся символы из некоторого алфавита. В случае, если в узлах расположены всего два элемента - 0 или 1 - имеем бинарное изображение. Ограничимся также в своём рассмотрении случаем только прямоугольных связных ЦИ: граница изображения представляет собой прямоугольник, а все узлы содержат символы. Все эти предположения носят технический характер, и приняты для упрощения изложения, на общность излагаемых результатов они не влияют.

Смальтой (размера $q \times q$) будем называть любой фрагмент (квадрат), со стороной в q подряд стоящих узлов, выделенных из рассматриваемого изображения $q \leq \min\{N, M\}$. Смальта размера 1×1 представляет собой символ, стоящий в узле решётки рассматриваемого ЦИ. Хорошим примером смальты такого размера является пиксел экранного изображения. Положение любой смальты в исходном изображении характеризуется координатами (i, j) её левого верхнего узла (его выбор в качестве характеристики смальты не принципиален, необходимо выбрать единообразный способ - ключ - для определения положения смальты). Системой координат, в которой перемещается ключ, являются границы изображения. Выбор точки начала отсчета также произволен, и определяется исследователем. Две смальты (два изображения) считаются совпадающими (одинаковыми), если в одноимённых узлах (по положению ключа) в них находятся одинаковые символы.

Получить множество смальт из ЦИ можно двумя обсуждаемыми ниже способами.

Под считыванием на торе будем понимать способ, когда исходное ЦИ замкнуто в тор. Тогда при перемещении ключа в пределах ЦИ можно считать все $N \times M$ номинально возможных смальт (для ЦИ размером $N \times M$ узлов). Все недостающие (выступающие за границы плоского ЦИ) края смальты считываются с соответствующих противоположных сторон изображения. Замыкание изображения в тор приводит к тому, что общее количество считанных смальт $Q1$ (мощность данного множества) всегда остается константой.

$$|Q1| = N \times M. \quad (1)$$

Под считыванием на плоскости будем понимать

способ, когда полученное множество смальт будут составлять только те смальты, полностью лежащие внутри плоского ЦИ. Мощность получаемого множества будет зависеть от размера считываемых смальт:

$$|Q2| = (N - q + 1) \times (M - q + 1). \quad (2)$$

Множество смальт ЦИ, полученное любым способом, будем называть его мозаикой. Список смальт в ней будем всегда упорядочивать, например, лексикографически - смальты упорядочены по возрастанию лексикографического номера строк, начиная с первой. Такой критерий не является внутренне присущим ЦИ и зависит от выбора исследователя. Строки смальт перебираются снизу вверх.

Возможное количество различных смальт (размера $q \times q$), которое можно получить из алфавита в N символов будет равно $N^{q \times q}$. Очевидно, что в силу различных причин - конечности ЦИ, возможностей цифрового представления нецифрового изображения либо особенностей изображения (того, что на нем представлено), - число различных смальт, реально встречающихся в конкретном ЦИ будет гораздо меньше. Множество всех различающихся между собой смальт, встречающихся в изображении, назовем носителем мозаики этого ЦИ.

Ключевыми понятиями метода являются конечная мозаика и частотная мозаика.

Под конечной мозаикой будем понимать множество смальт, полученных из ЦИ, с указанием для каждой смальты числа ее копий w_i в нем; индекс i нумерует смальты в выбранном нами порядке. Получившаяся конструкция полностью соответствует конечно-частотному словарю символьной последовательности [1-6]. Условие нормировки конечной мозаики будет зависеть от способа вырезания смальт.

Частотная мозаика строится по конечной мозаике: вводим частоты встречаемости смальт f_i в мозаике, как отношение числа копий данной смальты к общему количеству вырезанных из ЦИ смальт: (для случая вырезания смальт на плоскости)

$$f_i = \frac{w_i}{(N - q + 1) \times (M - q + 1)}, \quad (3)$$

(если смальты вырезались на торе)

$$f_i = \frac{w_i}{N \times M}. \quad (4)$$

Подчеркнем, что конечная мозаика и частотная мозаика представляют собой два принципиально различных объекта. Для каждого из них возникают принципиально различные задачи, не влияющие на

данный метод, и обсуждающиеся в Приложении 3.

2. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МЕТОДА СТАТИСТИЧЕСКОГО СРАВНЕНИЯ

Если объектами исследования являются t ЦИ, то энтропии их мозаик (всюду ниже будем называть их абсолютными) равного размера легко могут быть вычислены по формуле:

$$S = - \sum_i f_i \ln f_i \quad (5)$$

(где f_i - частоты встречаемости смальт); пусть они равны S_1, S_2, \dots, S_t , соответственно. Любую мозаику (размера $t > 1$) можно рассматривать как t - частичную функцию распределения [6, 7]. Если известна равновесная функция распределения ϕ^* , то всегда можно вычислить условную энтропию некоторой заданной функции распределения ψ относительно эталона (равновесной). Такая условная энтропия равна:

$$S = \sum_i \psi_i \ln \frac{\psi_i}{\phi_i^*}. \quad (6)$$

Таким образом, идея метода заключается в сравнении входного потока изображений через "эталонный" объект - палитру. Выбор "эталонного" объекта будет во многом определять получаемые результаты. Палитру размера q будем создавать из частотных мозаик ЦИ размера q следующим образом: объединим носители всех исследуемых изображений, т.е. им соответствующие смальты, а частоты встречаемости смальт в палитре пересчитываем так, чтобы они являлись средними арифметическими частот смальт исходных мозаик.

Такой выбор частот позволяет считать палитру своеобразным статистическим предком исходных мозаик. Он обеспечивает минимум суммы условных энтропий всех сравниваемых мозаик относительно неё. Покажем это.

Пусть $f_i^1, f_i^2, \dots, f_i^t$ - частоты смальт сравниваемых мозаик размера q . Дополним носитель каждой из мозаик до объединения носителей, приписав нулевые частоты тем смальтам в мозаике, которые в ней исходно отсутствовали. Рассмотрим величину

$$\hat{S} = \sum_{l=1}^t \sum_i f_i^{(l)} \ln \frac{f_i^{(l)}}{p_i}, \quad (7)$$

являющуюся суммой условных энтропий всех t сравни-

ваемых мозаик относительно их статистического предка, частоты которого равны p_i . Будем искать такие частоты p_i , чтобы (7) достигало минимума. Минимум (7) ищем методом неопределённых множителей Лагранжа, при очевидном условии связи:

$$\sum_i p_i = 1. \tag{8}$$

Варьируя функцию Лагранжа для (7)

$$L = \hat{S} - \lambda \left(\sum_i p_i \right), \tag{9}$$

где p_i - переменные этой функции, а λ - неопределённый множитель, получаем систему:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial p_1} L(p_1, p_2, \dots, p_k) &= - \sum_{i=1}^t \frac{J_1^{(i)}}{p_1} + \lambda = 0 \\ \frac{\partial}{\partial p_2} L(p_1, p_2, \dots, p_k) &= - \sum_{i=1}^t \frac{f_2^{(i)}}{p_2} + \lambda = 0 \\ &\dots \dots \dots \\ \frac{\partial}{\partial p_k} L(p_1, p_2, \dots, p_k) &= - \sum_{i=1}^t \frac{f_k^{(i)}}{p_k} + \lambda = 0 \end{aligned} \right. , \tag{10}$$

которая с учётом связи даёт значение для параметра $\lambda = t$, и для частот искомого словаря, являющегося статистическим предком, имеем

$$p_j = \frac{f_j^1 + f_j^2 + \dots + f_j^t}{t}, \tag{11}$$

где индекс j пробегает все смальты из объединения носителей сравниваемых словарей.

Алгоритм сравнения цифровых изображений предложенным методом таков:

1. для каждого из сравниваемых ЦИ строится частотная мозаика выбранного размера q ,
2. из полученных мозаик строится палитра,
3. вычисляются все характеристики всех созданных мозаик (включая палитру): абсолютные энтропии, условные энтропии (выполнение предварительной классификации изображений),
4. вычисляются меры близости, на основе которых принимаются окончательные решения о классификации исходных ЦИ те или иным методом (например, алгоритм KRAB [8, 9]).

3. ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И МЕРЫ

Под статистическими характеристиками ЦИ будем по-

нимать любые конструкции и их производные, построенные на основе частот смальт мозаики: абсолютная энтропия, условная энтропия и любые их производные. Особенность всех характеристик - их зависимость от размера смальт: результаты сравнения всегда должны рассматриваться с учётом размера смальт, по которым мозаики построены, поскольку изображения, близкие на одном размере смальт, могут оказаться весьма далёкими на другом. Монотонность убывания в сходстве сравниваемых изображений по мере роста размера смальт заранее не очевидна.

Самой простой характеристикой является величина абсолютной энтропии, характеризующая неопределённость обнаружения смальты где-то внутри рассматриваемого ЦИ. Близость абсолютной энтропии к максимально возможной ($N \ln(N)$, где N - максимально возможное число смальт заданного размера) означает, что распределение смальт этого размера в ЦИ близко к равновесному: частоты различных смальт почти совпадают друг с другом. С ростом размера смальт количество уникальных среди них всё возрастает. В результате, распределение частот на всём множестве возможных смальт размера q становится "дискретным": значения частот равны либо нулю, либо $(N \times M)^{-1}$, где N и M - размеры ЦИ. С ростом размера смальт распределение на всём множестве смальт не становится равновесным; но оно становится таковым на ограничении всего множества смальт до носителя мозаики данного ЦИ. Иными словами, достижения максимума абсолютных энтропий для двух разных мозаик не гарантирует совпадения сравниваемых ЦИ, поскольку эти максимумы, определены каждый на своем подмножестве множества возможных смальт размера q .

Значение условной энтропии говорит о том, каково различие по элементному и частотному составу между палитрой и выбранной мозаикой размера q . Данная величина лежит в диапазоне от 0 до $\ln N$ (здесь N - количество обрабатываемых изображений). Если мозаика и палитра содержат только идентичные смальты (все наборы смальт, а также набор смальт в палитре совпадают друг с другом), то величина условной энтропии равна 0. Величина $\ln N$ соответствует случаю, когда мозаики попарно не пересекаются. Условная энтропия показывает неопределённость обнаружения смальты в ЦИ, если нам известно распределение смальт в палитре. Смысл величины условной энтропии - показатель схожести распределения частот смальт в мозаике ЦИ с распределением частот аналогичных смальт в палитре. Близкие к нулю значения позволяют достоверно утверждать, что смальта, наугад вынутая из палитры, встречается и в ЦИ, причём, с той же или близкой частотой. Противоположный случай - смальта, вынутая наугад из палитры, почти наверняка не

встречается в ЦИ с этой частотой. Для промежуточных значений можно лишь говорить, что такая смальта в мозаике ЦИ содержится, но её частота весьма отлична от наблюдаемой для нее в палитре.

Мерой "резонанса" текущей мозаики с палитрой будем считать следующую величину:

$$\Omega_j = \frac{S_g - S_j}{S_g}, \quad (12)$$

где S_g - энтропия созданной палитры, S_j - значение условной энтропии j -мозаики. Данная величина изменяется в пределах от 0 до 1. Нулевое значение значит, что текущая мозаика очень слабо пересекается с палитрой. Единичное - мозаика эквивалентна палитре.

Другой пример меры близости - величина "парного резонанса", показывающая насколько две мозаики пересекаются друг с другом (насколько они близки между собой):

$$D_{ij} = 1 - \frac{S_i + S_j}{2S_g}, \quad (13)$$

где S_g - энтропия созданной палитры для этой пары мозаик, S_i и S_j - значения условных энтропии каждой из мозаик. Величина (13) лежит в пределах от 0 до 1, при этом 0 - полностью различные мозаики, а 1 - полностью совпадающие. В выражении (13) палитру можно создавать, как для пары, так и для всех мозаик, что позволяет оценить кучность мозаик.

Показатель близости, оценивающий насколько все мозаики в группе близки друг к другу, - скалярный показатель "кучности" сравниваемых мозаик в группе:

$$\Delta = \frac{S_G - \langle S \rangle}{\ln t}, \quad (14)$$

где $\langle S \rangle$ - среднее арифметическое абсолютных энтропий всех сравниваемых мозаик. Величина (14) принимает значения от 0 до 1, при этом нулевое значение - полностью совпадающие мозаики в группе, а единичное - попарно непересекающимся.

Для демонстрации смысла полученных мер сравнения, рассмотрим подробнее соотношение между всеми этими величинами. Рассмотрим два предельных случая.

Первый - все цифровые изображения в группе полностью совпадают между собой. Тогда все их мозаики размера q также совпадают, палитра также совпадает с любой из мозаик. Энтропия палитры, равна энтропии любой из сравниваемых мозаик. Условные энтропии мозаик равны нулю. Величины резонансов равны единице.

Противоположный случай - никакие две мозаики попарно не пересекаются, т.е. не содержат ни одной общей

смальты. Тогда энтропия палитры - среднее арифметическое энтропий мозаик плюс некоторая добавка $\ln t$, характеризующая неопределённость в выборе мозаики. Значение энтропии палитры максимально, что дает хорошее значение для "кучности". Энтропия палитры зависит от внутренней структуры всех изображений: если распределение смальт на носителе каждого ЦИ является равновесным, то значение абсолютной энтропии палитры будет равно $\ln(G)$, где G - мощность элементов палитры (сумма носителей всех ЦИ). В противном случае, эта величина определяется только в ходе эксперимента, как и вычисляемые через нее меры. В заключение сформулируем свойства данного метода:

1. Сравнение объектов при помощи "эталонной" мозаики требует только разбиения сравниваемых объектов на однородные (в каком-то смысле) фрагменты, для которых можно было бы вести речь о частотах их встречаемости;

2. По сравнению с методами распознавания не требует стадии выделения словаря признаков и алфавита образов, обучения распознаванию, а также априорной информации;

3. Метод является универсальным, так как не зависит от природы сравниваемых объектов. Он зависит только от качества их цифрового представления;

4. Метод обладает инвариантностью относительно сдвига и перестановки любых крупных частей исходных изображений и вращения вокруг центра изображения, а также мало чувствителен к точковым мутациям (подробности обсуждается в Приложении 2);

5. Метод является симметричным: порядок в последовательности обрабатываемых изображений не влияет на получаемые результаты сравнения.

4. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Прежде чем обсуждать результаты, проиллюстрируем работу изложенного метода на цифровых изображениях. Ситуация с выбором класса тестовых ЦИ затруднена тем, что его выбор заранее не очевиден, поскольку он должен диктоваться областью применения метода, которая в силу его специфичности тоже не очевидна. Этот выбор определяет как эксперименты, так и получаемые результаты. Более того, даже если выбирать класс изображений только с точки зрения наглядности работы метода, то выбор его также непросто. По большей части, это связано с тем, что при анализе изображений мы в существенно большей степени, чем для других, склонны принимать во внимание смысл и значение всего рассматриваемого изображения, привнося тем самым, в той или иной мере, дополнительную информацию, отсутствующую в наборе фрагментов исходных изображений. В такой ситуации хорошими тестовыми объектами, могут стать ЦИ, являющиеся приближениями различных вариантов канторовых множеств на плос-

кости - ковры Серпинского [10], развертка Гильберта [11], фракталы, а также любые "случайные", полученные генераторами случайных чисел. С другой стороны, в данном методе смальты мозаик сравниваются посимвольно (символы из одинаковых по ключу узлов решетки). Это означает, что метод сильно зависит от качества цифрового представления изображений. Одно и то же изображение, при различных способах оцифровки, при сравнении будет рассматриваться, как совершенно разные.

В качестве тестовых изображений были выбраны 6 фракталов, развертка Гильберта и случайные точки, полученные генератором случайных чисел (рис. 1). Размер ЦИ равен 200×200 пикселей. Все величины резонансов рассчитаны относительно общей палитры. Полученные значения всех характеристик для всех ЦИ приведены ниже в Таблицах 1,2,3 и 4.

Анализ этих результатов позволяет утверждать, что чем более упорядоченным, структурированным и "разумным" (обладает смыслом для человека) является то, что представлено на ЦИ, тем меньше будет размер смальты, на котором можно показать различия между ЦИ. Это же справедливо и для понятия "размер ЦИ". Поскольку, чем меньше размер ЦИ, тем меньше потенциальное число смальт, которые из него возможно прочитать. Очевидно, что размер ЦИ прямо определяет возможное разнообразие множества вырезаемых смальт.

Для нашего случая, максимальный размер смальты, при котором результаты имеют смысл (стоит их рассматривать) - размер 3×3 . При больших размерах смальт

результат искажается из-за влияния конечности размера ЦИ, поскольку при таких размерах каждая смальта становится все более уникальной. Мозаики, построенные из таких смальт, все меньше пересекаются между собой, их характеристики (например, абсолютная энтропия) стремятся к равновесному распределению, поэтому все величины мер близости постепенно выравниваются, что не позволяет принять правильного решения. Например, величины парных резонансов, вычисленные при размере смальты, равном 4 (Рис. 4), отличаются друг от друга гораздо меньше, чем это можно наблюдать на более мелких размерах.

Еще одним способом определения максимального размера смальты, до которого следует проводить сравнения, является оценивание динамики изменения величины условной энтропии с ростом размера смальты. Будем относить величину прироста условной энтропии, вычисляемую как разность между последующим и текущим значением, на текущий размер смальты. Эта величина показывает, как с ростом размера смальты меняется та часть палитры (из-за изменений в носителях и распределениях в оставшихся ЦИ), на смальтах которой вычисляется эта характеристика ЦИ. Другими словами, насколько рост смальты приводит к изменению степени пересечения носителей ЦИ между собой. Если величина прироста не изменяется (ниже пороговой величины), то можно говорить, что конкретное ЦИ перестало пересекаться с остальными ЦИ на подмножестве смальт палитры - носители этого ЦИ.

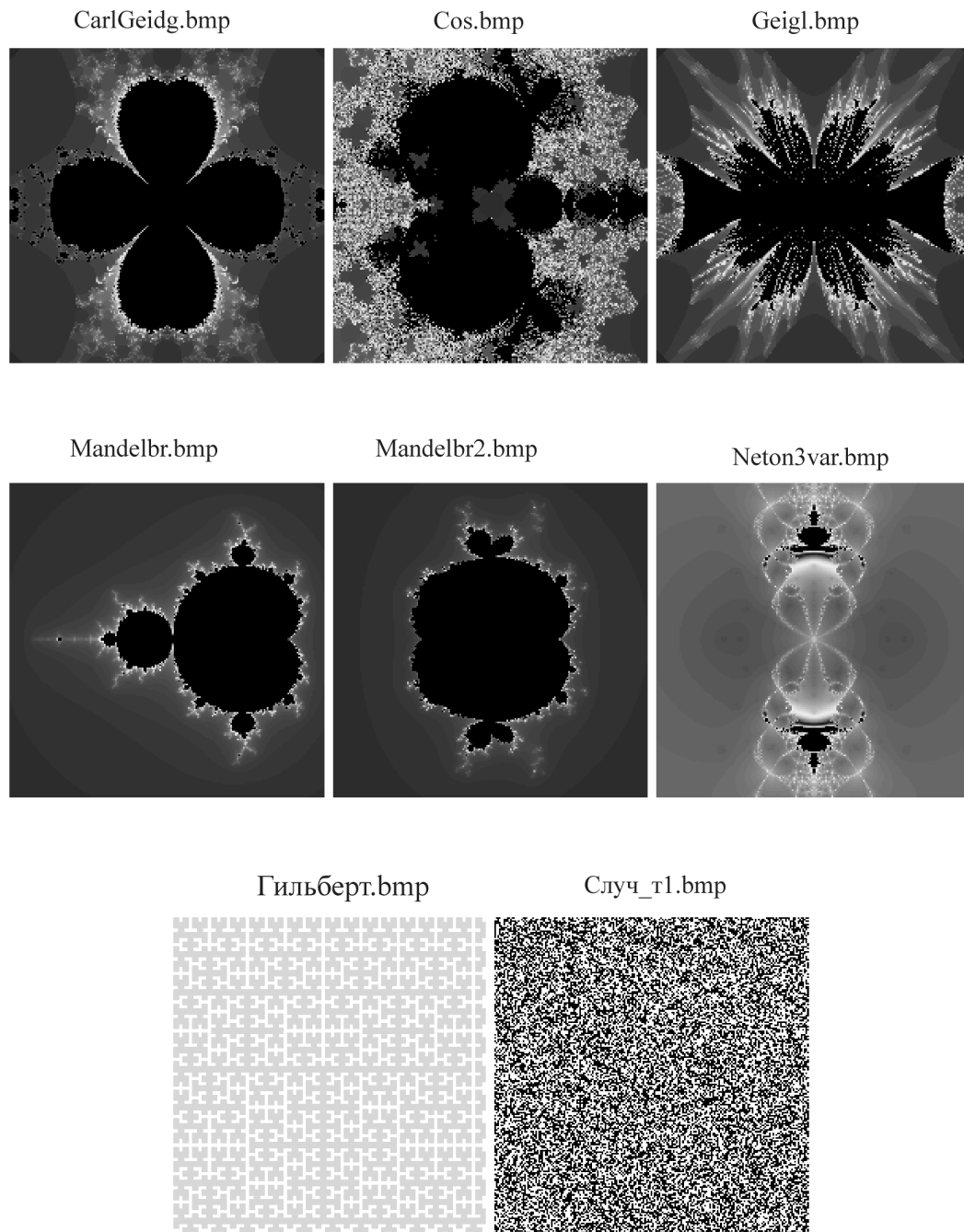


Рисунок 1 - Обработываемые изображения

На практике, если изменение величины условной энтропии для любого ЦИ меньше или равно некоторой задаваемой величине, то следует остановиться на том размере смальты, для которого эта величина была получена первой для любого из ЦИ. В нашем случае, прирост условной энтропии для Гильберт.bmp при размере смальты 3×3 составил 0,00138, что меньше порогового значения, равного 0,002 (Рис. 3). Однако, этот способ является достаточно субъективным, поскольку величину порога заранее определить нельзя.

На Рис. 2 представлены значения резонанса для

каждого из ЦИ. Эта величина является неким аналогом понятия "линейного расстояния" рассматриваемой мозаики до центра группы - палитры. По величине резонанса все ЦИ разделились на два класса, что скорее очевидно, поскольку первые пять ЦИ серьезно отличаются от оставшихся по палитре, с одной стороны. С другой - первые пять ЦИ являются родственными фракталами (визуально похожи), что означает, что в их структуре существуют определенные закономерности, которые и отличает их от оставшихся трех ЦИ. То, что Neton3var.bmp, фрактал, был отнесен во второй класс

изображений, тоже очевидно: для Гильберт.bmp, Случ_т1.bmp и Neton3var.bmp их палитра и структура отличаются как друг от друга, так и от 5 фракталов, что и приводит к выделению их в отдельный класс. Очевидно, что если бы палитра Гильберт.bmp совпадала с 5 фракталами (была темно-синей), то результаты для

него были бы другими: он был бы ближе к их классу. Результат: использование только этой меры близости позволяет выделить два класса ЦИ и дает основание для проведения дальнейших экспериментов, например, для изучения отношений, существующих между 5 фракталами.

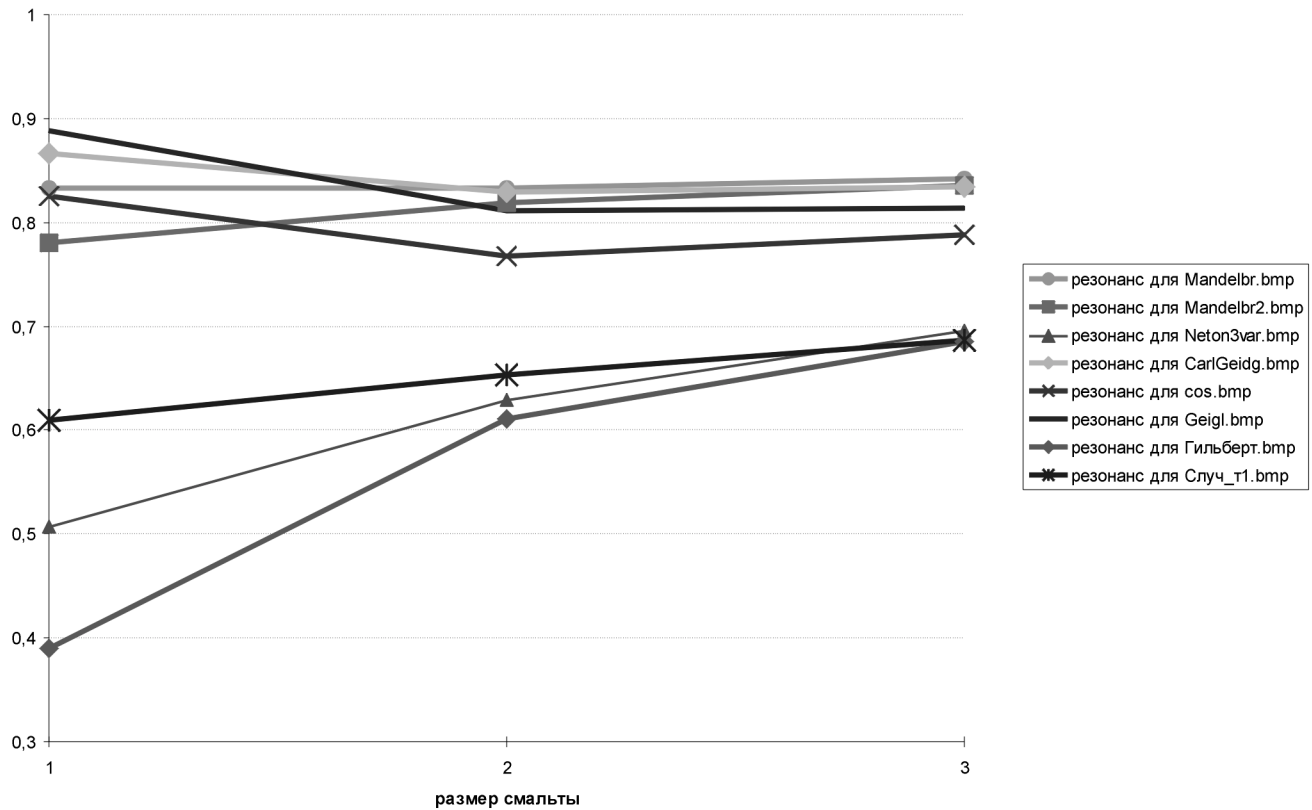


Рисунок 2 - Значения резонансов для каждого изображения

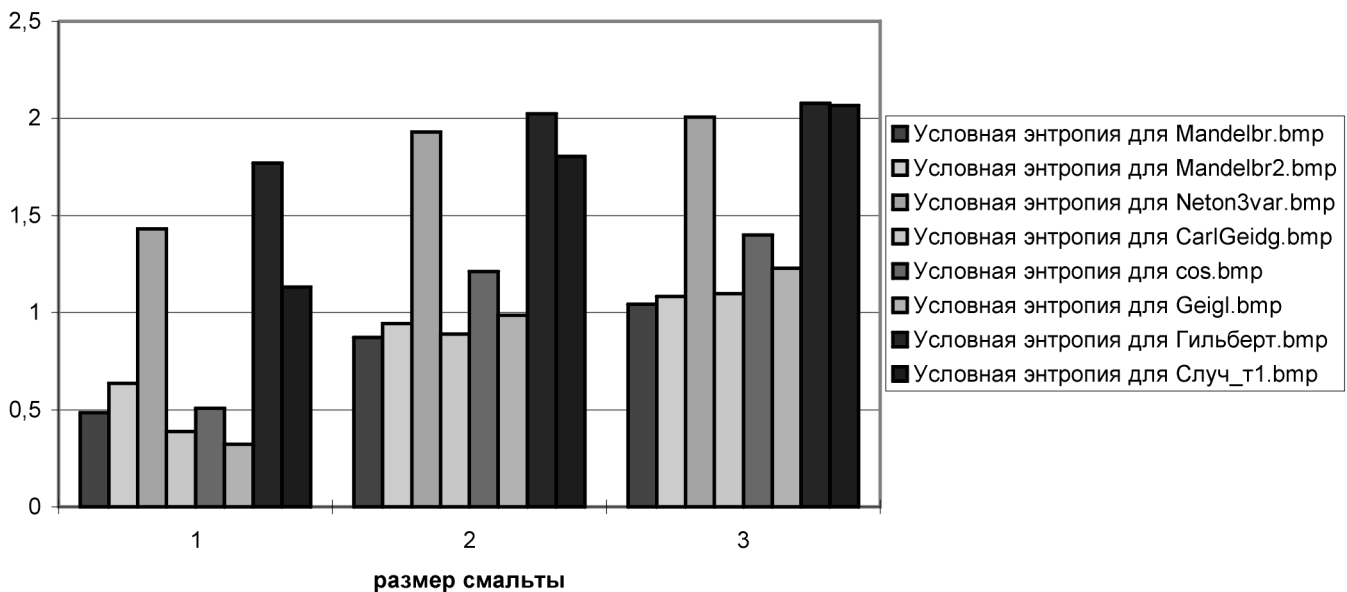


Рисунок 3 - Условные энтропии изображений

Таблица 1 - Значения абсолютных энтропий для всех изображений

Размер смаьты	Энтропия палитры	Энтропия	Энтропия	Энтропия	Энтропия	Энтропия	Энтропия	Энтропия	Энтропия
		Mandelbr	Mandelbr2	Neton3var	CarlGeidg	cos	Geigl	Гильберт	Случ_т1
1	2,90203	2,24353	1,92551	2,80592	2,19388	3,17699	2,86555	0,638551	0,693099
2	5,20815	3,23524	2,74508	4,86687	3,7858	6,53849	5,26725	1,76358	2,79943
3	6,592	3,95593	3,35596	5,94053	4,4961	7,20392	6,43927	3,06906	6,27787

Таблица 2 - Значения условных энтропий для всех изображений

Размер смаьты	Энтропия палитры	Усл. энтропия	Усл. энтропия	Усл. энтропия	Усл. энтропия	Усл. энтропия	Усл. энтропия	Усл. энтропия	Усл. энтропия
		Mandelbr	Mandelbr2	Neton3var	CarlGeidg	cos	Geigl	Гильберт	Случ_т1
1	2,90203	0,485915	0,636032	1,43119	0,386457	0,508394	0,322703	1,77111	1,13143
2	5,20815	0,872924	0,942623	1,93041	0,890542	1,21086	0,986003	2,02485	1,80521
3	6,592	1,04207	1,08401	2,0056	1,09632	1,39834	1,22742	2,07806	2,06556

Таблица 3 - Значения резонансов для всех изображений

Размер смаьты	резонанс	резонанс	резонанс	Резонанс	резонанс	резонанс	резонанс	резонанс
	Mandelbr	Mandelbr2	Neton3var	CarlGeidg	cos	Geigl	Гильберт	Случ_т1
1	0,83256	0,780832	0,506832	0,866832	0,824814	0,888801	0,389699	0,610125
2	0,832393	0,81901	0,629348	0,82901	0,767507	0,810681	0,611214	0,653387
3	0,841918	0,835557	0,695753	0,83369	0,787873	0,813801	0,684761	0,686657

Таблица 4 - Значения парных резонансов для некоторых пар изображений

Размер смаьты	Резонанс пары:	Резонанс пары:	Резонанс пары:	Резонанс пары:	Резонанс пары:	Резонанс пары:	Резонанс пары:
	Mandelbr и	Mandelbr и	Mandelbr и	Mandelbr и	Mandelbr и	Mandelbr и	Mandelbr и
	Mandelbr2	Neton3var	CarlGeidg	cos	Geigl	Гильберт	Случ_т1
1	0,806696	0,669696	0,849696	0,828687	0,860681	0,61113	0,721343
2	0,825701	0,73087	0,830701	0,79995	0,821537	0,721803	0,74289
3	0,838738	0,768836	0,837804	0,814896	0,82786	0,76334	0,764288

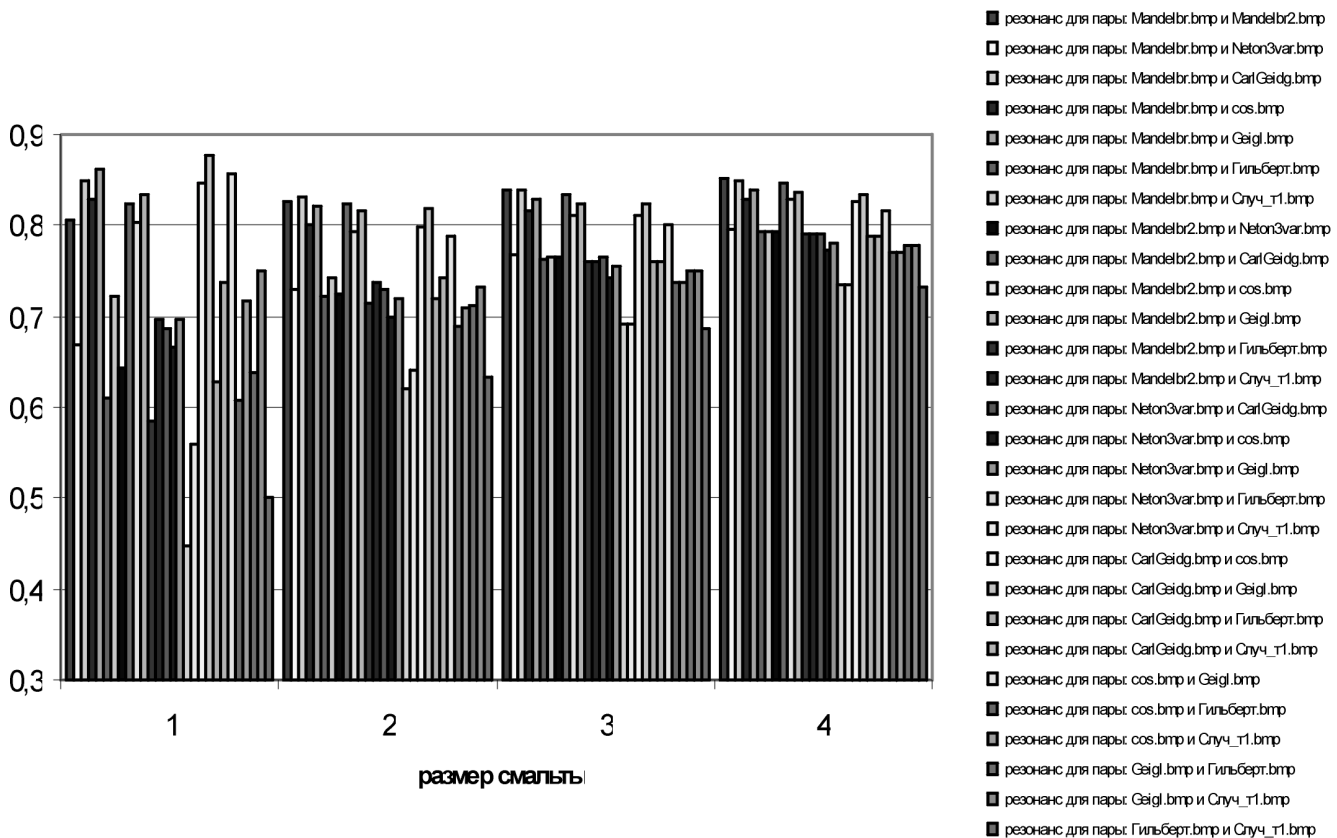


Рисунок 4 - Парные резонансы для всех пар изображений

Необходимо, еще раз отметить, что результаты сравнения ЦИ зависят от размера смальты: на одном размере ЦИ может быть ближе к палитре (или соседу), а на другом - дальше, что наглядно показывается на Рис. 2. Рост размера смальты не гарантирует монотонного поведения меры близости, поскольку она сильно зависит от структуры всех ЦИ. Это значит, что нельзя ожидать сохранения наблюдаемого сейчас поведения величины резонанса, если будет выбран другой набор изучаемых ЦИ (или в нем выполнены изменения).

Рис. 4 демонстрирует величины парного резонанса для каждого ЦИ с последующим в списке. Это позволяет оценивать насколько каждое изображение "похоже на соседа".

Данные скалярные характеристики очень удобны для дальнейшей обработки полученных результатов, например, методом КРАВ [8, 9] при построении таксономии изучаемых множеств. Обсуждение этих вопросов, однако, выходит за рамки настоящей статьи.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Александров А.А., Александров В.В., Бородовский Ю.М. и др. Компьютерный анализ генетических текстов. М.: Наука, 1990.
2. Копорка А.К. "Theoretical Molecular Biology"/In: Molecular Biology and Biotechnology, (R.A.Meyers, Ed.) (1995). VCH Publishers, Weinheim, p.888 - 896.

3. Горбань А.Н., Попова Т.Г., Садовский М.Г. Избыточность генетических текстов и мозаичная структура генома. Мол. Биология (1994), т. 28, № 3, с.313 - 322
4. Горбань А.Н., Попова Т.Г., Садовский М.Г. Корреляционный подход к сравнению нуклеотидных последовательностей ЖОБ (1994), т.55, № 4/5, с.420 - 430.
5. Бугаенко Н.Н., Горбань А.Н., Садовский М.Г. Об определении информационного содержания нуклеотидных последовательностей. Мол.биология (1996) т.30, №3, с.529- 541.
6. Балеску Р. Равновесная и неравновесная статистическая механика. М.: Мир, 1976. Т.1.
7. Горбань А.Н. Обход равновесия. Новосибирск: Наука, 1984. 268 с.
8. Загоруйко Н.Г. Методы распознавания и их применение. М.: "Советское радио", 1972. 206 с.
9. Загоруйко Н.Г. Гипотезы компактности и компактности в методах анализа данных //Сибирский журнал индустриальной математики, Новосибирск, Институт математики СО РАН 1998 с. 114 - 127
10. Колмогоров А.Н., Фомин С.В. Основы функционального анализа. М.: Наука.- 1978. 735 с.
11. Горбань А.Н., Россиев Д.А. Нейронные сети на персональном компьютере. Новосибирск: Наука, 1996. 275с.
12. Бугаенко Н.Н., Кирдин А.Н., Садовский М.Г. Кодирование кучей и восстановление целого из частей // 5 Всерос. конференция "Нейроинформатика и её приложения", Красноярск 22 - 25 сентября 1997 г. С.25-27.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Описание техники создания мозаики

Поскольку существуют несколько видов цифрового представления изображений, определяющих количество цветов в палитре, то для упрощения последующей обработки ЦИ были приняты следующие условия:

1. входное изображение рассматривается как последо-

вательность байтов, упорядоченных по строкам;

2. в одном байте ЦИ не может содержаться больше одного пиксела изображения; для этого все черно-белые и 16-цветные изображения преобразуются к виду: 1 пиксел - 1 машинный байт;

3. программа, реализующая данный метод сравнения, работает только с изображениями, удовлетворяющими первому условию, для чего все ЦИ преобразуются к требуемому виду;

4. текущая версия программы будет выдавать "осмысленные" (правильные) результаты, только если все входные изображения одинаковы с точки зрения битовой глубины: все цветные (1 пиксел - 3 байта), все черно-белые (1 пиксел - 1 байт)! Это значит, что нельзя сравнивать черно-белое изображение и цветное, так как текущая версия программы этого пока не отслеживает;

5. сравниваться в данной версии программной реализации изложенного метода могут только эквивалентные по размеру ЦИ.

Всюду ниже под понятием класс подразумевается конструкция языка C++. В результате анализа были выделены следующие классы: класс Изображение (Image), класс Смальта (Smalt), класс Мозаика (Mozaic) и класс Палитра, который будет потомком класса Мозаика.

Класс Изображение содержит в себе данные о размере обрабатываемого ЦИ в пикселах, указатель на пиксельные данные и данные о глубине цвета обрабатываемого ЦИ. Конструктор данного класса получает в качестве параметра имя BMP файла, содержащего ЦИ: Image(char *BmpFileName); Данный класс - конвертор формата BMP в удобное для работы программы представление (требования к представлению ЦИ были описаны выше). Необходимость выделения данного класса - соображения безопасности и удобства: каждая мозаика создается только из смальт конкретного ЦИ, к которому у нее есть права доступа.

Класс Image предоставляет удобный интерфейс для работы с любым требуемым пикселом ЦИ. При чтении последовательности пикселей происходит преобразование из входных 2D координат в выходную координату на прямой, так как строки ЦИ хранятся в строках развертки, выравниваемых на 32 битовую границу. Все строки - развертки хранятся последовательно одна за другой, восстанавливая исходное ЦИ слева направо и снизу вверх. Процесс создания мозаики (вырезания смальт) идет с левого нижнего угла ЦИ: с координаты (0,0);

Класс Смальта содержит в себе координаты положения смальты в ЦИ и указатель на обрабатываемое изображение. Местоположение смальты учитывается как положение (в координатах) крайнего левого пиксела первой строки. Необходимой характеристикой смальты является ее размер (в пикселах), поэтому конструктор этого класса имеет вид: Smalt(Image*, LONG x, LONG y, LONG w, LONG h);

Три следующие функции обеспечивают наведение порядка на множестве смальт:

int CmpLines(Smalt &sm, LONG line); - сравнивает две одинаковые по индексу строки смальт:

int operator == (Smalt &sm); - сравнивает смальты построчно на эквивалентность;

int operator < (Smalt &sm); вводит отношение порядка на множестве смальт, основываясь на лексикографическом критерии старшинства. Смальты упорядочиваются построчно, с уменьшением старшинства по мере увеличения номера сравниваемых строк (снизу вверх).

Класс Мозаика реализуется как массив пар данных. Каждая пара состоит из указателя на смальту и числа копий, соответствующего этой смальте в данном ЦИ. Такая пара создается всегда после прочтения новой смальты из ЦИ. Занесение этой пары в массив осуществляется следующим образом. Смальта из добавляемой пары сравнивается с уже находящимися в массиве смальтами. Если ее экземпляр уже находится в массиве, то число копий увеличивается на единицу, и процедура на этом заканчивается. Если данная смальта в мозаике отсутствует, то ищется пара элементов массива, между которыми должна находиться вновь добавляемая пара (смальта и число ее копий, равное 1), определяется данная позиция. После этого все элементы, которые должны находиться после нового, сдвигаются на одну ячейку массива, необходимую для представления нового элемента. Новая смальта заносится в массив (на данную позицию) с частотой 1.

Столь "сложный" способ формирования мозаики обладает одним преимуществом: создаваемый массив пар сортируется в порядке старшинства смальт по мере его создания.

Методом поиска местоположения новой смальты выбран метод дихотомии, как самый эффективный среди методов прямого поиска при текущих условиях: позволяет найти требуемую позицию за $\log_2 N$ шагов (N - число смальт в мозаике). Необходимость такого подхода оправдывается требуемыми скоростью работы и ограничениями на использование ресурсов, поскольку камнем преткновения этой процедуры является операция сравнения смальт. Чем больше уникальных смальт в ЦИ, тем больше операций сравнения необходимо произвести уже на этапе поиска местоположения смальты

Размер массива, выделяемый под мозаику, определяется сразу, поскольку максимальное количество его элементов заранее известно. В текущей версии программы предпочтение было отдано сдвигу элементов массива при освобождении требуемой позиции для простоты программирования и минимизации потребляемых ресурсов (памяти). Однако такой способ работы с массивом, естественно приводит к увеличению времени работы программы.

Необходимо отметить, что хотя в текущей мозаике хранятся числа копий смальт, будем считать ее

частотной мозаикой. Необходимость такого шага - предотвращение потери значимости, которая возникала бы в процессе работы с очень маленькими плавающими числами.

Класс Палитра отличается от Мозаики только тем, что в нем хранятся не числа копий смальт, а непосредственно их частоты, а частоты встречаемости смальт рассчитываются только после окончания формирования всех мозаик.

Реализация алгоритма программы следующая:

1. Частотные мозаики создаются последовательно;
2. Формирование носителя палитры происходит параллельно с формированием мозаик. Это значит, что после создания первой мозаики палитра и эта мозаика эквиваленты по элементному составу (смальты и их порядок). При формировании следующей мозаики, ее смальты начинают добавляться (и упорядочиваться) среди уже существующих элементов палитры;
3. После окончания формирования мозаик происходит расчет частот встречаемости смальт в палитре: среднее арифметическое частот встречаемости смальт в мозаиках;
4. Рассчитываются все статистические характеристики;
5. Оформляется отчет по результатам вычислений.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Свойства метода

Инвариантность относительно сдвига и перестановки части изображения является важной характеристикой любого метода, претендующего на работу с изображением.

Результаты метода статистического сравнения изображений не зависят от перестановки или сдвига крупных частей исходных изображений, а также их вращения вокруг центра изображения.

Понятие "крупная часть ЦИ" нуждается в пояснениях, так как, очевидно, является относительным и субъективным.

Для его формализации введем следующие определения:

1. крупный - это сопоставимый по размерам с размерами исходного ЦИ (например, половина);
2. крупный - это "много" или "достаточно" больше размера смальты, для которой строится палитра. Достаточность, в свою очередь, будем понимать как возможность построения для этой части ЦИ новой мозаики, статистика, которой будет отличаться от равновесной. Последнее замечание гласит: если каждая смальта в новой мозаике уникальна, то это плохой выбор размера крупной части.
3. крупный - это когда переход от текущего размера "крупной части" к следующему вверх (на один пиксел по всему размеру) реально не ведёт к изменению энтропии.

Иными словами - крупный, это когда по нему всё очень хорошо восстанавливается (см. Приложение 3: процедура продолжения смальты).

Инвариантность метода относительно вращения ЦИ вокруг его центра, очевидна, если всегда это "новое" ЦИ помещать в палитру. При вращении на любое количество градусов необходимо соблюдать следующее правило: изменяться (вращаться) может только содержимое, расположенное внутри границ ЦИ, а не сами границы.

Точковая мутация - еще один важный параметр для изображений. Суть этой мутации состоит в изменении символа в некотором узле решетки ЦИ. Если 100% точковые мутации не приводят к изменению вычисляемых характеристик, то точно можно утверждать, что ничего "осмысленного" (с точки зрения человека) в этом ЦИ не было. Пример, случайное изображение.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Методы, основанные на использовании мозаики ЦИ

Все обсуждаемые ниже задачи и, соответственно, методы, основываются на понятии мозаики и способах ее формирования. Именно этот факт позволяет считать их родственниками методу статистического сравнения объектов, а также то, что объект исследования для всех - ЦИ.

Процедура продолжения смальты

Под продолжением смальты будем понимать процедуру получения из исходной смальты размера q смальты на единицу большего размера $q + 1$. Способом получения смальт из ЦИ будет вырезание на торе. Заметим, что тогда все выделяемые смальты всегда пересекаются между собой по некоторым подсмальтам меньшего размера (кроме случая смальт размера 1×1).

Формализованное определение этой задачи будет таким: пусть существует частотная мозаика размера q , требуется взаимно однозначно восстановить по ней мозаику размера $q + 1$, никакой другой информации нет.

Одна из возможных процедур восстановления - решение задачи условной оптимизации. Суть метода - максимизация энтропии создаваемой мозаики при учете ограничений: суммы всех частот встречаемости создаваемых смальт должны быть равны частотам встречаемости исходных смальт. Смысл ограничений прост: если в ЦИ некоторая смальта встретилась n раз, то все другие, включающие ее в себя как часть, будут встречаться не чаще n раз. В противном случае обратный переход (от мозаики большего размера к меньшей) будет неоднозначен, т. е. мы никогда не получим ту же самую мозаику, по которой осуществлялось восстановление.

Требование максимизации энтропии создаваемой

мозаики гарантирует, что в создаваемой мозаике будут присутствовать все возможные смальты, которые могут существовать для мозаики размера $q + 1$, но частоты смальт в ней будут отличаться от мозаики размера $q + 1$, .. вырезанной из ЦИ

Задача локального восстановления

Задача локального восстановления - это восстановление исходного ЦИ по конечной мозаике. При таком восстановлении эта процедура имеет комбинаторный характер - перебор всех вариантов расположения смальт мозаики с целью получения исходного ЦИ, причем о правильности "сборки" постоянно сигнализируют известные величины границ ЦИ (размер) и количество смальт после каждого шага восстановления. Под шагом восстановления будем понимать "встраивание" еще одной смальты в уже собранную часть ЦИ. Таким образом, при неправильном восстановлении нам будет либо не хватать смальт определенного вида, либо будут нарушаться заданные границы изображения. Пример задачи этого типа - детская мозаика.

Задача глобального восстановления

Восстановление изображения по частотной мозаике будем называть задачей глобального восстановления. Основное отличие этой задачи от предыдущей состоит в том, что частоты смальт уже не меняются в ходе сборки. Поскольку с частотной мозаикой, мы теряем информацию о размере ЦИ, меняется контекст задачи восстановления: вместо одного ЦИ теперь восстанавливается ансамбль изображений. Под ансамблем ЦИ будем понимать совокупность различных ЦИ, для которых

одинаков исходный частотный словарь.

Решением задачи глобального восстановления будет последовательное восстановление мозаик одна за одной до размера исходного изображения. Это значит, что в восстановленной мозаике размера $N \times N$ одна из смальт является нашим исходным изображением (т.е. в данном случае исходное изображение было квадратным). Это значит, что только одна смальта является необходимой, а остальные $N^2 - 1$ смальт являются лишними!

Главная проблема при разработке метода решения задачи глобального восстановления - создание подхода, позволяющего отбрасывать "лишние" смальты без потери качества восстановления последующих мозаик, а также нарушения условия нормировки. Один из подходов к решению этой задачи был предложен в [12].

В связи с тем, что задача восстановления в общем случае имеет только вероятностное решение, важен вопрос о том, когда она допускает однозначное решение. Необходимо создать критерий, определяющий существование критического размера мозаик - d^* , при котором процесс восстановления ЦИ однозначен, т. е. начиная с этой длины, по любой мозаике восстанавливается все ЦИ. Мозаика размера d^* - такая, для которой частоты всех смальт равны единице, причем для мозаики размера $d^* - 1$ хотя бы одна смальта встречается не менее двух раз. Для символьных последовательностей ее существование доказано [3-5].

УДК 681.3.06+519.683

АНАЛИТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕШЕНИЯ НЕКОТОРОГО КЛАССА КРАЕВЫХ ЗАДАЧ

В. П. Клименко, А. Л. Ляхов, Т. Н. Швалюк

Символьные преобразования громоздких формульных выражений являются одним из наиболее сложных аспектов аналитического моделирования инженерных задач. Предложен компьютерный метод решения одного класса систем дифференциальных уравнений. Приведены результаты решения задач.

The symbolical transformations of bulky formula expressions are one of the most complex aspects of analytical modeling of engineering problems. Computer method of the decision of some class of systems of differential equations is offered. Results of the decision of problems are shown.

1. ВВЕДЕНИЕ

Усложнение математических моделей является одной из тенденций развития науки. Диалоговое, и тем более

ручное, манипулирование с формульными выражениями становится все менее эффективным и уже сейчас часто требует большим временных и интеллектуальных затрат от авторов задач, что на практике ограничивает сложность применяемых аналитических моделей и методов. В связи с этим, особую важность и актуальность представляет разработка средств автоматического решения задач методами компьютерной алгебры и технологии их применения.

Современные системы КА обладают возможностями описания весьма сложных аналитических моделей, однако, как правило, средства анализа, которые необходимы для построения автоматических программ, у них

недостаточно развиты. Наиболее конструктивные возможности имеет, по-видимому, СКА АНАЛИТИК-2000, обладающая базисным набором автоматических распознавателей. На их основе пользователь может сам конструировать распознающие средства, сложность которых определяется лишь семантической необходимостью.

Вместе с этим, полнота такого базиса недостаточно исследована, и настоящая статья может рассматриваться как шаг в этом направлении. Описанная ниже задача является в этом смысле типичной, так как при решении приходится манипулировать с аналитическими выражениями, длина которых достигает сотен строк и, таким образом, требует разработки автоматически работающих программ.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В данной работе рассматривается краевая задача для системы линейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами вида:

$$D_{ij}^S X_j^{(S)}(x) = q_i(x), \quad 0 < x < L; \quad (1)$$

$$X_j^{(n)}(0) = C_{Oj}^{(n)}, \quad X_j^{(t)}(L) = C_{Oj}^t, \quad (2)$$

Такие уравнения широко применяются при математическом моделировании объектов самой разной природы, обладающих линейными свойствами. В выражениях (1) и (2) обозначено: $m = 0, 1, 2, \dots, < \infty$; $i, j = 0, 1, \dots, m$; последовательность $S \subseteq (0, 1, \dots, S_0)$; $S_0 - \text{const}$; D_{ij}^S - матрицы постоянных коэффициентов; X_j - вектор искомых функции; $q_i(x)$ - заданные функции; C_{Oj}^n и C_{Oj}^t - краевые значения для искомых функций и их производных; $n, t = 0, 1, \dots, S_0 - 1$. При записи выражений используется известное соглашение: по одинаковым индексам, повторяющимся в произведении, производится суммирование. Краевые условия представляют собой все допустимые в моделируемой прикладной задаче сочетания выражений в (2).

Считается, что рассматриваемая задача является частью некоторой более общей задачи, решение которой осуществляется автоматически. При этом естественно полагать, что начальными данными для программ являются не явный вид дифференциальных уравнений (1), а некоторая достаточно полная информация, на основании которой эти уравнения могут быть сформированы. Известными считаются матрицы коэффициентов D_{ij}^S , значения которых вычисляются на предыдущих этапах моделирования, и последовательность S . Набор выражений в (2) определяется типом решаемой краевой задачи и вводится поручителем непосредственно в ходе решения.

Предложенный подход к решению краевых задач вида (1) - (2) методами компьютерной алгебры и другие вопросы организации таких вычислений в данной работе обсуждаются на примере задачи об изгибе элементов конструкций в виде бруса композитной структуры. При моделировании используются итерационные алгоритмы, что позволяет учитывать и исследовать различную степень влияния на состояние бруса сдвиговых деформаций [1]. Такой подход конструктивен [2], однако его реализация связана с серьезными математическими трудностями.

На каждом шаге m итерационного процесса приходится решать краевую задачу вида (1) - (2) с $S = (2, 4)$. При этом сложность формируемых выражений растет катастрофически от шага к шагу. Рис. 1 демонстрирует увеличение размеров формульных выражений, описывающих уравнение упругой линии бруса на каждом шаге итерации (в строках, каждая из которых содержит до восьмидесяти символов): кривая 1 - в задаче на рис. 2; кривая 2 - в задаче на рис. 3.

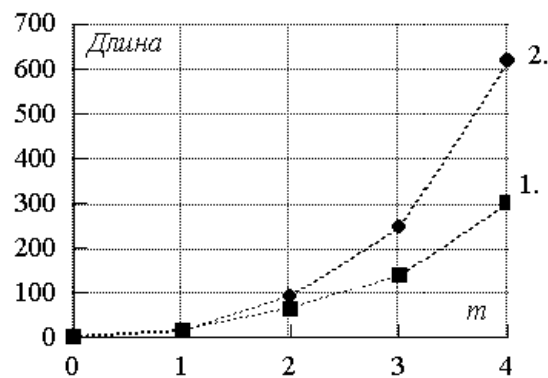


Рисунок 1 - Длина формульного выражения уравнения упругой линии бруса в зависимости от номера шага итерационного процесса

Инструментарий современных универсальных СКА [3-6] позволяет в принципе решать такие краевые задачи. Однако форматы соответствующих функций требуют явного описания выражений (1) - (2). Эти системы обладают средствами для автоматического формирования начальных аналитических выражений и, следовательно, выражения (1) - (2) должны быть начальными данными, подготовленными другой СКА, обладающей большей общностью входного языка, или вводится интерактивно человеком. В этом случае эффективность работы тем ниже, чем сложнее задача.

Для эффективности математического моделирования существенной является и возможность представления решения в виде, традиционном для данной предметной области. Функции для решения дифференциальных уравнений пакетов [3 - 6] определены на множестве

самых разнообразных уравнений (линейные, нелинейные, достаточно общий вид коэффициентов и др.). Такая декларируемая универсальность, как ни странно, на практике нередко оборачивается жестким прессингом пользователя. В пакетах MAPLE V R4\5 и МАТНЕМАТИСА 2-3, [3-4], имеющих наиболее мощные функции для формирования результата в квадратурах, методы решения линейных систем представлены методом разложения по базису, составленному из независимых частных решений, и методом интегрального преобразования Лапласа. В первом случае координатами результата в пространстве решений являются величины, которые далеко не всегда имеют прикладной смысл и, поэтому, громоздко выражаются через краевые условия. Область применимости метода Лапласа при решении краевых задач общеизвестна. Реально существуют и значительные ограничения на порядок решаемых систем и уравнений, а также на класс функций $q_i(x)$.

Универсальность алгоритмического языка СКА АНАЛИТИК понимается в несколько ином смысле [7], как семантическая общность объектов и функций языка и, как следствие, способность к проблемной ориентации за счет введения новых объектов и средств преобразований. Такая универсальность позволяет разрабатывать программы с учетом особенностей решаемых задач. Это представляется более естественным, чем "подгонка" математической модели под возможности используемого программного обеспечения.

3. ВЫВОД ОСНОВНЫХ СООТНОШЕНИЙ

Для решения краевой задачи (1) - (2) применен одномерный вариант метода граничных элементов [8]. Тензор фундаментальных решений, позволяющий исследовать значительную часть краевых задач (1) - (2), находим как решение системы вида:

$$D_{ji}^{(S)} G_{kj}^{(S)}(x, y) + \delta(x - y) \delta_{ki} = 0 \quad (3)$$

с однородными краевыми условиями

$$G_{ki}^{(S)}(0, y) = 0, \quad \forall y \in R, \quad (4)$$

где $\delta(x - y)$ - обобщенная функция Дирака; δ_{ki} - символ Кронекера; $k = 0, 1, 2, \dots, m$.

Применяя к (1) преобразование Лапласа, получаем систему линейных алгебраических уравнений относительно изображений тензора \bar{G}_{ki} :

$$p^S D_{ji}^{(S)} \bar{G}_{kj}(y) + e^{-py} \delta_{ki} = 0. \quad (5)$$

Тензор фундаментальных решений находится решением системы линейных алгебраических уравнений (5) и

обратным преобразованием Лапласа.

Свертка тензора фундаментальных решений G_{ki} с локальным элементом системы (1), соответствующим интервалу $(0, L)$, преобразования с учетом (4) приводят к представлению решения краевой задачи (1) - (2) в виде:

$$X_k(x) = \int_0^L (-1)^n G_{ki}^{(n)}(L, x) D_{ji}^{(S)} X_j^{(S-n-1)}(L) + \int_0^x q_i(y) G_{ki}(y, x) dy. \quad (6)$$

В (6) $nS = 0, 1, \dots, S - 1$.

Можно показать [9], что равенство (6) при $x \rightarrow L$ выполняется тождественно. Дифференцируя выражение (6) $S_0 - 1$ раз x и переходя к пределу при $x \rightarrow 0$, получаем систему вида:

$$(-1)^n G_{ki}^{(n+t)}(L, 0) D_{ji}^{(S)} X_j^{(S-n-1)}(L) - X_k^{(t)}(0) + \int_0^L q_i(y) G_{ki}^{(t)}(y, 0) dy = 0, \quad (7)$$

содержащую $S_0(m + 1)$ линейных алгебраических уравнений относительно $2S_0(m + 1)$ краевых значений искомых функций. При решении конкретной краевой задачи $S_0(m + 1)$ значение задаются выражениями вида (2). Выбирая из (7) соответствующее количество уравнений, формируем разрешающую систему линейных уравнений относительно остальных, оставшихся неизвестными, величин. Решая систему и подставляя найденные значения в (6), получаем решение краевой задачи (1) - (2), соответствующее заданным краевым условиям.

Представление решения в виде (6) очень удобно для моделирования прикладных задач. Форма выражения едина для любого набора краевых условий (2). Результат (6) линейно выражается через заданные краевые условия вида (2), имеющие непосредственный прикладной смысл. Класс решения ограничен лишь условиями существования свертки в правой части выражения (6). Это позволяет, в частности, исследовать напряженно-деформированное состояние (НДС) конструкции под действием нагрузки $q_i(x)$, которая моделируется непрерывными, кусочно-непрерывными и сингулярными функциями. Выражение (6) легко адаптируется к задачам с усложненными свойствами прикладных моделей (продольная неоднородность свойств, дополнительные связи и др.). Это свойство демонстрируется ниже результатами решения задач для элементов конструкций, обладающих различными геометрическими и механическими

скими характеристиками (рис. 2) и (рис.3). Существенно и то, что такое представление решения вполне может восприниматься инженерами как некоторое обобщение классического метода начальных параметров [10].

4. ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

Метод реализован в виде АНАЛИТИК-программ. Все необходимые символьные и числовые преобразования выполняются автоматически.

Работу АНАЛИТИК-программ продемонстрируем задачей, которая возникает при моделировании изгиба сосредоточенной силой transversально изотропного бруса, жестко зажатого и свободно опертого на концах (рис.2). Результаты приведены для таких значений параметров модели: длина бруса $L=5$; квадратное сечение 1×1 ; упругие характеристики $E:G = 50:1$; $q_i = \delta_{i1} \delta(x-L/2)$. Все значения даны в условных безразмерных единицах. Формульные выражения соответствуют $m = 2$, поскольку на этом шаге итерационного процесса еще есть возможность с иллюстративными намерения использовать такую форму изображения результата.

Поскольку программы моделируют естественную для человека последовательность действий, ограничимся комментариями только специфических для АНАЛИТИКА-2000 аспектов решения.

Начальными данными для программ является список:

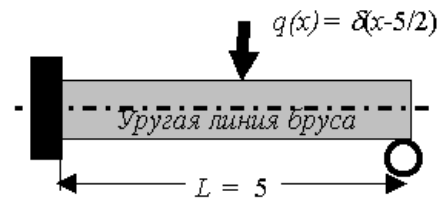
$$m = 2, L = 5, h = 1, E = 100, G = 2, \\ q = (i = 1) * Dirac(x - L/2),$$

$$X0(0) = 0, X1(0) = 0, X2(0) = 0, X0(L) = 0, \\ X1(L) = 0, X2(L) = 0,$$

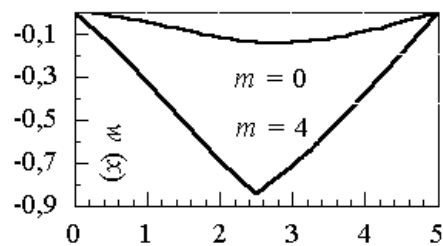
$$dX0(0) = 0, dX1(0) = 0, dX2(0) = 0, d2X0(L) = 0, \\ d2X1(L) = 0, d2X2(L) = 0. \tag{8}$$

Выражения (8) имеют естественный вид для пользователя. Система АНАЛИТИК-2000 содержит хорошо развитые средства распознавания структуры объектов, благодаря которым получает всю необходимую информацию из списка (8). В частности, анализируя структуру выражений списка, система распознает левые и правые части равенств, как независимые выражения и использует их как имя переменной и ее значение соответственно.

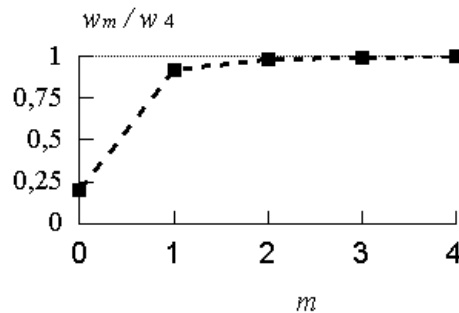
Особенностью АНАЛИТИКА есть возможность не только преобразовывать аналитические выражения, а и формировать новые выражения на основе начальной информации, которая не имеет структуры аналитических выражений. С помощью такой технологии программа моделирует во внутреннем представлении объект, который соответствует явному виду системы дифференциальных уравнений (1).



a)



б)



в)

a - брус с защемленным и свободно опертым концами, схема нагружения;
 б - упругая линия бруса, расчет по классической ($m = 0$) и итерационной моделям;
 в - сходимость решений последовательности краевых задач в итерационном процессе

Рисунок 2 Изгиб transversально-изотропного бруса сосредоточенной силой

Отметим, что в нашем случае transversально изотропного бруса матрицы коэффициентов жесткости D_{ij} рассчитываются по готовым формулам. В общем случае они есть результат расчетов по достаточно сложной методике, могут вводиться автоматически из дискового файла и замещать соответственно сформированные идентификаторы.

Прямое и обратное интегральное преобразование Лапласа описаны в программе с помощью аппарата формульных преобразований [7]. Система (5) решена

относительно изображений фундаментального решения специально написанной процедурой, которая реализует метод Крамера. Определители при этом вычисляются непосредственно согласно определению. Для этой цели использован алгоритм [11]. Доказано, что этот алгоритм линейный, благодаря чему этот метод оказался при символьных преобразованиях значительно эффективнее, чем метод Гаусса. Подробности этого вопроса выходят за рамки данной статьи.

Дальнейшая работа программ состоит из таких преобразований. С помощью функции конкатенации формируются идентификаторы всех краевых условий, их множеству придается структура вектора. При этом те переменные, которые именуют начальные данные из списка (8), автоматически приобретают эти значения, остальные именуют сами себя. Объект (6) формируется с помощью операций произведения матриц и символьного интегрирования. С помощью символьного дифференцирования формируется объект (7). Анализируя этот объект, система распознает его структуру как систему линейных алгебраических уравнений, формирует вектор неизвестных и решает ее методом, алгоритм которого описан в [12].

Подстановка значений, найденных переменных в (6), завершает формирование объекта, который, возможно, есть решение задачи (1) - (2). Для задачи на рис. 2 объект, сформированный программой и моделирующий уравнение упругой линии бруса $X_0(x)$, во внешнем изображении имеет вид формулы

$$\begin{aligned}
 X_0 = & .212741E-1 * Heaviside(5/2 - x) * \\
 & \exp(3.22464 - 1.28985 * x) - .624999E-2 * (5 - x) ** 3 + \\
 & - .87457 * x + .19275E-1 * Heaviside(5/2 - x) * \\
 & \exp(35.34970 - 14.13988 * x) + 1.92601 + \\
 & .85670E-17 * \exp(-70.69941 + 14.13988 * x) + \\
 & .80810E-3 * \exp(-6.44928 + 1.28985 * x) - \\
 & .85670E-17 * \exp(70.69941 + 14.13988 * x) - \\
 & .80810E-3 * \exp(6.44928 - 1.28985 * x) - \\
 & .19275E-1 * Heaviside(5/2 - x) * \\
 & \exp(-35.349705 + 14.13988 * x) - \\
 & .20000E-1 * Heaviside(5/2 - x) * x ** 3 - \\
 & 1.18750 * Heaviside(5/2 - x) - \\
 & .21274E-1 * Heaviside(5/2 - x) * \\
 & \exp(-3.22464 + 1.28985 * x) + \\
 & .22500 * Heaviside(5/2 - x) * x + \\
 & .15000 * Heaviside(5/2 - x) * x ** 2; \quad (9)
 \end{aligned}$$

Специфической для машинных преобразований есть следующая проблема. Выражение (9) является результатом безошибочной работы программ, однако не является решением задачи, поскольку не удовлетворяет краевым условиям.

Спектральные свойства линейного оператора (1) в

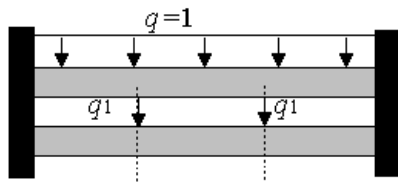
задачах моделирования НДС композитных брусьев такие, что базис пространства решений образуют экспоненты, действительные показатели которых принимают большие значения. Это не позволяет проводить вычисления со стандартной длиной мантиссы. Больше того, значения этого параметра зависят от многих факторов, прежде всего от m , и могут быть определены только численным экспериментом. Решение задачи (1) - (2) начинается с эмпирически установленным значением системной переменной $PA3P$, которая отвечает за длину мантиссы при операциях с действительными числами. После формирования объекта-результата программа проверяет выполнение краевых условий с заданной точностью. Если нет, значение переменной $PA3P$ автоматически увеличивается и процесс решения повторяется. В иллюстративном примере объект X_0 , который является, то есть удовлетворяет краевым условиям (2), получен при $PA3P=100$, его формульное изображение содержит числа с соответствующей длиной мантиссы, а общая длина достигает сорока шести строк (до восьмидесяти знаков каждая).

5. РЕЗУЛЬТАТЫ

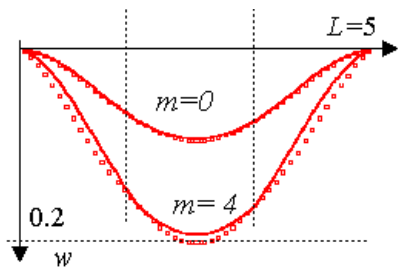
Ниже приведены результаты решения задач об аналитическом моделировании уравнения упругой линии изгибаемых брусьев с помощью описанного метода и программного обеспечения.

На рис. 2 показан трансверсально изотропный брус, защемленный и свободно опертый на концах и изгибаемый сосредоточенной силой (рис. 2а). Рис. 2б демонстрирует различие результатов моделирования упругой линии на основе классических представлений, лежащих в основе практических инженерных методов расчета, и итерационной модели, учитывающей влияние на прогиб сдвиговых деформаций. На рис. 2в показана сходимость решений в итерационном процессе. Согласно общепринятым в технической литературе обозначениям, прогиб бруса обозначен $w(x)$, что соответствует функции $X_0(x)$ в выведенных выше соотношениях.

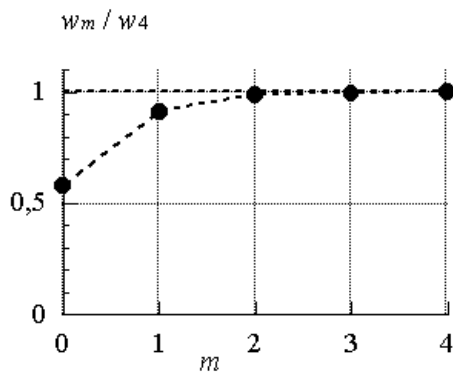
На рис. 3 приведены результаты решение задачи, моделирующей, усиление конструктивных элементов. Определялись упругие линии составного бруса с двумя поперечными связями, которые не ограничивают горизонтальных перемещений. Все величины даны в относительных безразмерных единицах. Физико-механические свойства характеризуются отношением упругих постоянных $E:G=20:1$. Брусья имеют прямоугольное сечение $0,15 \times 0,4$ и длину $L = 5$. Внешняя изгибающая нагрузка равномерно распределена по верхней поверхности усиленного бруса. Поперечные связи моделируются двумя сосредоточенными силами, приложенными в точках с абсциссами $x_1 = L/3$ и $x_2 = 2L/3$.



а)



б)



в)

- а - составной брус с защемленными концами, схема нагружения;
- б - упругая линия бруса, расчет по классической ($m = 0$) и итерационной моделям;
- в - сходимость решений последовательности краевых задач в итерационном процессе

Рисунок 3 - Изгиб составного бруса равномерно распределенной нагрузкой

На рис.3б показано соответствие результатов, полученных на основе классических представлений и итерационной модели, учитывающей взаимное влияние деформаций изгиба и сдвига. Сплошной линией и символом " " изображены прогибы верхнего и нижнего брусев. Рис. 3в демонстрирует сходимость решения в итерационном процессе.

6. ВЫВОДЫ

Разработан метод практического решения краевых задач для систем обыкновенных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами.

Общность языка системы АНАЛИТИК-2000, наличие хорошо развитых базовых средств распознавания свойств объектов и их преобразования позволили автоматически работающие программы, реализующие метод.

Начальными данными для программ могут быть как явный вид уравнений, так и некоторая достаточно полная информация для их формирования.

Разработанные средства апробированы на задачах, важных своими приложениями.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Горик О.В. Некласична ітераційна модель напружено-деформованого стану композитних брусів// Доп. НАН України. - 1999. - №10. - С. 45-53.
2. Piskunov V.G., Goryk A.V., Lyakhov A.L., Cherednikov V.N. High order model of the stress-strain state of composite bars and its implementation by computer algebra// Composite Structure.- 48(2000).P. 169-176.
3. Дьяконов В.П. Системы символьной математики Mathematica 2 и Mathematica 3. - М.: СК ПРЕСС, 1998. - 320 с.
4. Monagan B., Geddes K.O., Heal K.M., Labahn G., Vorkoetter S.M. Maple V Realise 5. Programming Guide. Springer. - 1998. - 380 p.
5. Jenks R.D., Sutor R.S. AXIOM. The Scientific Computation System. NAG. - Springer-Verlag, 1992. - 480 p.
6. Hearn A.C. REDUCE. User's Manual. Version 3.4. The RAND Corporation, Santa Monica, 1991. - 200 p.
7. АНАЛИТИК-93/ А.А. Морозов, В.П. Клименко, Ю.С. Фишман, Б.А.Бублик, В.Д. Горовой, Е.М. Калина // Кибернетика и системный анализ.- 1995. - №5. - С.127-157.
8. Бреббия К., Теллес Ж., Вроубел Л. Методы граничных элементов. - М.: Мир, 1987. - 524с.
9. Ляхов А.Л. Синтез уравнения упругой линии прогиба бруса методами компьютерной алгебры// Управляющие системы и машины. - 1999. - №4. - С. 18-23.
10. Филоненко-Бородич М.М., Изюмов С.М. и др. Курс сопротивления материалов. - М.: Гос. изд. техн.-теоретич. литературы. - 1955. - 644 с.
11. Рейнгольд Э., Нивергельт Ю., Део Н. Комбинаторные алгоритмы. Теория и практика. - М.: Мир, 1980. - 478 с.
12. Ляхов А.Л. Синтез уравнения кусочно-гладкой плоской линии методами компьютерной алгебры//Математические машины и системы. - 1998. - № 1. - С.32-37.

КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ РОЗПОДІЛУ ПОВЕРХНЕВОГО ОПОРУ ПО ПЛАСТИНІ ТА В "КАСЕТІ" ДЛЯ ОПЕРАЦІЇ "ДИФУЗІЯ" В ПРОТОЧНОМУ РЕАКТОРІ

О. Р. Корбецький, П. П. Гранат, В. М. Теслюк

Работа посвящена вопросам моделирования газофазной операции "диффузия" в проточном реакторе при производстве интегральных схем. Разработанная математическая модель позволяет получить характеристики газового потока в реакторе и оценить их влияние на величины разброса поверхностной концентрации примеси по поверхности пластины и группы пластин.

Работа посвящена вопросам моделирования газофазной операции "диффузия" в проточном реакторе при производстве интегральных схем. Разработана математическая модель, позволяющая получить характеристики газового потока в реакторе и оценить их влияние на величины разброса поверхностной концентрации примеси по поверхности пластины и группы пластин.

The work is devoted to problems of modelling operation "diffusion" in the reactor while producing IC's. The developed mathematical model allows to obtain characteristics of the gas flow in the reactor and to evaluate their influence on surface concentration of impurity and sheet resistance on the surface of wafer and groups of wafers

ВСТУП

Серед численних технологічних операцій виготовлення ІС чи не найважливіша роль належить газофазним технологічним операціям, оскільки саме з допомогою їх відбувається формування епітаксійних шарів, металізація, окислення, формування дифузійних шарів. До недавнього часу дослідження процесів в технологічному обладнанні, в тому числі газофазних операцій, проводилися згідно концепції "чорної скриньки" з використанням теорії планування експерименту або методом "спроб та помилок", що вимагало проведення дорогих експериментів. Такий підхід не дозволяв провести більш конкретні узагальнення щодо протікання зазначених операцій в різних умовах та оцінити вплив зміни технологічних параметрів операції в широкому діапазоні значень на її вихідні характеристики. Тому для вивчення перебігу процесів в обладнанні, доцільним є використання математичних моделей, які базуються на фізичних законах та припущеннях, що дозволить проводити чисельні експерименти без застосування реальних напівпровідникових пластин.

До газофазних технологічних операцій (ТО) належать дифузія, термічне окислення, газова епітаксія, осадження діелектричних та напівпровідникових плівок, металізація, газове травлення. Дуже поширеним в напівпровідниковій технології є горизонтальні реактори

з об'ємним завантаженням пластин. Широке використання горизонтальних реакторів з об'ємним завантаженням пластин пояснюється тим, що в процесі газофазної операції обробці піддається велика кількість пластин (до 100 шт.), що скорочує час обробки однієї пластини та, відповідно, витрати на виробництво ІС. Тому, дана робота присвячена всебічному вивченню процесів, які відбуваються в горизонтальному реакторі з об'ємним завантаженням пластин. Такий вибір, крім вказаних вище причин, пояснюється також використанням цього типу реакторів в газофазних операціях, як наприклад, епітаксійного осадження плівок, осадження вольфраму, термічному окисленню та дифузії.

Як показують результати досліджень по формуванню та усуванню плівок у реакторах різних типів, властивості плівок визначаються характером теплообміну в реакторі, хімічними реакціями в газовій фазі та на поверхні пластини, процесами газодинамічного переносу. Всі вони тісно пов'язані з конструктивними особливостями реакторів, залежать від взаємного розташування пластин, числа пластин в загрузці та від інших факторів.

Питання вивчення газофазних ТО в горизонтальному реакторі з об'ємним завантаженням пластин, з огляду на їх практичну цінність, постійно знаходились в полі зору дослідників, але головним предметом досліджень були такі газофазні операції як епітаксія та осадження. Поза увагою дослідників залишалася операція "термічна дифузія", яка незважаючи на появу нових ефективних методів створення легованих напівпровідникових шарів (легування під час епітаксії, іонна імплантація), залишається найбільш поширеним способом у виробництві ІС (особливо вітчизняних). Вивчення цієї операції проводилось в основному експериментальним методом та обмежувались вивченням газодинамічних процесів без пов'язування вихідних параметрів першої стадії дифузії з геометричними параметрами реактора та технологічними параметрами операції. Також важливим фактором вибору предмету дослідження ТО "перша стадія дифузія" є наявність численних експериментальних даних, що дасть змогу перевірити адекватність розроблених моделей реальним технологічним умовам.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Процес дифузії складається з двох стадій. На першій стадії відбувається формування шару SiO_2 , який містить в собі задану концентрацію оксиду домішки (Рис.1).

На цій же стадії починають протікати реакції взаємодії оксиду домішки з кремнієвою підложкою з виділенням елементарної донорної чи акцепторної домішки. На другій стадії відбувається власне дифузія легуючого елемента в напівпровідник.

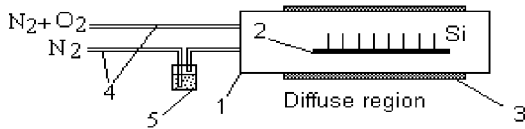


Рисунок 1 - Проточний реактор, 1- труба, 2-пластини, 3-нагрівач, 4- газова система, 5 - барботер

Під час проведення дифузії всі зусилля технологів спрямовані на збереження значення поверхневого опору R_s в певних визначених межах ($\pm 5\%$ від середнього значення R_s). Для цього необхідно знати, як саме впливають ті чи інші вхідні технологічні параметри на вихідні характеристики дифузії. Тому актуальною задачею є задача обчислення вихідних параметрів першої стадії дифузії, виходячи з параметрів проведення процесу. Важливим також є вивчення умов отримання заданих значень поверхневого опору при максимально можливій довжині зони постійної концентрації, в залежності від вхідних технологічних параметрів. З наведеного можна зробити висновок, що витрата газів, час дифузії, температура в обладнанні суттєво впливають на структурні параметри ІС. Отже, це вимагає враховування усіх цих факторів при моделюванні процесу дифузії.

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ

В основу математичної моделі закладено рівняння Нав'є-Стокса (РНС) з відповідними граничними умовами, розв'язок якого дозволяє отримати повну газодинамічну картину протікання процесу в реакторі.

$$\frac{\partial}{\partial x}(\rho u) + \frac{\partial}{\partial y}(\rho v) = 0; \quad (1)$$

$$\rho g_x - \frac{\partial P}{\partial x} + 2 \frac{\partial}{\partial x} \left(\eta \frac{\partial u}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left[\eta \left(\frac{\partial u}{\partial y} + \frac{\partial v}{\partial x} \right) \right] - \frac{2}{3} \frac{\partial}{\partial x} \left(\eta \left(\frac{\partial u}{\partial x} + \frac{\partial v}{\partial y} \right) \right) = \frac{\partial}{\partial x}(\rho u u) + \frac{\partial}{\partial y}(\rho v u), \quad (2)$$

$$\rho g_y - \frac{\partial P}{\partial y} + 2 \frac{\partial}{\partial y} \left(\eta \frac{\partial v}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial x} \left[\eta \left(\frac{\partial u}{\partial y} + \frac{\partial v}{\partial x} \right) \right] - \frac{2}{3} \frac{\partial}{\partial y} \left(\eta \left(\frac{\partial u}{\partial x} + \frac{\partial v}{\partial y} \right) \right) = \frac{\partial}{\partial x}(\rho u v) + \frac{\partial}{\partial y}(\rho v v), \quad (3)$$

$$C_p \left(\frac{\partial}{\partial x}(\rho u T) + \frac{\partial}{\partial y}(\rho v T) \right) = \frac{\partial}{\partial x} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial y} \right), \quad (4)$$

де ρ - густина газу ($\text{кг}/\text{м}^3$); u, v - складові швидкості потоку ($\text{м}/\text{с}$); x, y - просторові координати (м); g - прискорення земного тяжіння ($\text{м}/\text{с}^2$); P - тиск (Па); η - динамічна в'язкість ($\text{Па} \cdot \text{с}$); C_p - питома теплоємність при постійному тиску ($\text{Дж}/\text{моль} \cdot \text{К}$); T - температура (К); λ - теплопровідність ($\text{Вт}/\text{м} \cdot \text{К}$);

На вході в реактор поставлені умови Діріхле, на виході - умови Неймана. На твердих поверхнях поставлені умови "прилипання" для швидкості. Детальніше постановка граничних умов висвітлена в ряді публікацій, зокрема [1, 2].

Під час дифузії в проточному реакторі нарощення плівки товщиною G_{tot} на поверхні кремнієвої пластини за час t відбувається за рахунок двох паралельних процесів: окислення кремнію та осадження оксиду домішки. Це можна записати як:

$$G_{tot} = (G_{ox} + G_{dep}) \cdot t. \quad (5)$$

Для визначення швидкості окислення кремнію G_{ox} використовується модель Діла-Гроува та модель швидкого окислення для розрахунку товщин тонких (менше $0,03 \text{ мкм}$) оксидних плівок.

В результаті взаємодії оксидної плівки з оксидом домішки на поверхні кремнієвої пластини утворюється домішково-сілікатне скло (ДСС). Враховуючи складність протікання хімічних реакцій ДСС з кремнієм та відсутність інформації про константи швидкості цих хімічних реакцій, розроблена аналітична модель для обчислення поверхневої концентрації домішкових атомів N_s на основі товщини та складу плівки ДСС

$$N_s = \alpha \cdot \frac{2N_A P_{dep} G_{dep} m \delta}{M_{dep} G_{tot} \delta + 1}, \quad (6)$$

де m - коефіцієнт сегрегації; $\delta = \sqrt{D_{ox}/D_{si}}/m$; D_{ox} і D_{si} , відповідно, коефіцієнти дифузії атомів домішки в плівці оксиду та кремнію ($\text{см}^2/\text{с}$); N_A - стала Авогадро. Для врахування немонотонного росту поверхневого опору R_s від товщини плівки ДСС при підвищеному парціальному тиску кисню P_{ox} в газовій суміші в рівнянні

(6) нами введений розрахований коефіцієнт α , який у випадку дифузії фосфору $\alpha = 1$, а при дифузії бору $\alpha = 1,25 \cdot 10^{-2} / P_{ox}$.

Поверхневий опір R_s (Ом/□) обчислюється згідно:

$$R_s = \frac{\sqrt{\pi}}{2q\mu_{n/p}N_s\sqrt{D_{st}t}}, \quad (7)$$

де q - заряд електрона $q = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл, $\mu_{n/p}$ - рухливість атомів домішки (см²/Вс).

МЕТОД РОЗВ'ЯЗКУ РІВНЯНЬ

Основним чисельним методом, який застосовується для розв'язку РНС, вибрано метод скінчених об'ємів (МСО). Властивості МСО описані в роботах [3, 4]. Цей метод має ряд важливих переваг в порівнянні з іншими чисельними методами. По-перше, він володіє хорошими консервативними властивостями (збереження маси, кількості руху та енергії). Як наслідок, з'являється можливість отримання достатньо точних та фізично обґрунтованих результатів розрахунку навіть на відносно грубих сітках. По-друге, розв'язок рівняння з граничними умовами другого роду (для похідних) може бути побудований так само, як і у випадку граничних умов першого роду, тобто прямою підстановкою в рівняння. Така особливість дуже зручна при побудові програми та про-

веденні чисельних експериментів.

В роботі застосовується гібридна схема, яка при малих за абсолютним значенням сіткового числа Рейнольдса переключасться на центрально-різницеву апроксимацію конвективних потоків, а при великих - на протипотокову апроксимацію. Ця схема одночасно поєднує в собі стійкість та точність. Для розв'язку рівняння Нав'є-Стокса застосовується відома ітераційна процедура корекції тиску за схемою SIMPLE. Розроблений алгоритм розв'язку усієї сукупності диференціальних рівнянь, які описують математичну модель процесів в реакторі, що включає в себе чисельний метод розв'язку системи рівнянь Нав'є-Стокса, модель транспортних властивостей газу та рівнянь для розв'язку температури та концентрації, що дало можливість автоматизувати процес обчислення.

РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ПОРІВНЯННЯ З ЕКСПЕРИМЕНТОМ

Розподіл по пластині

В області повністю розвинутого і стабілізованого руху газу розподіл всіх параметрів процесу однаковий або подібні. Припущення про стабілізацію течії дозволяє розглядати тільки одну комірку - "область між двома пластинами". Чисельні розрахунки за допомогою розробленої математичної моделі свідчать про існування в комірці трьох форм течії, що підтверджується результатами інших авторів [5].

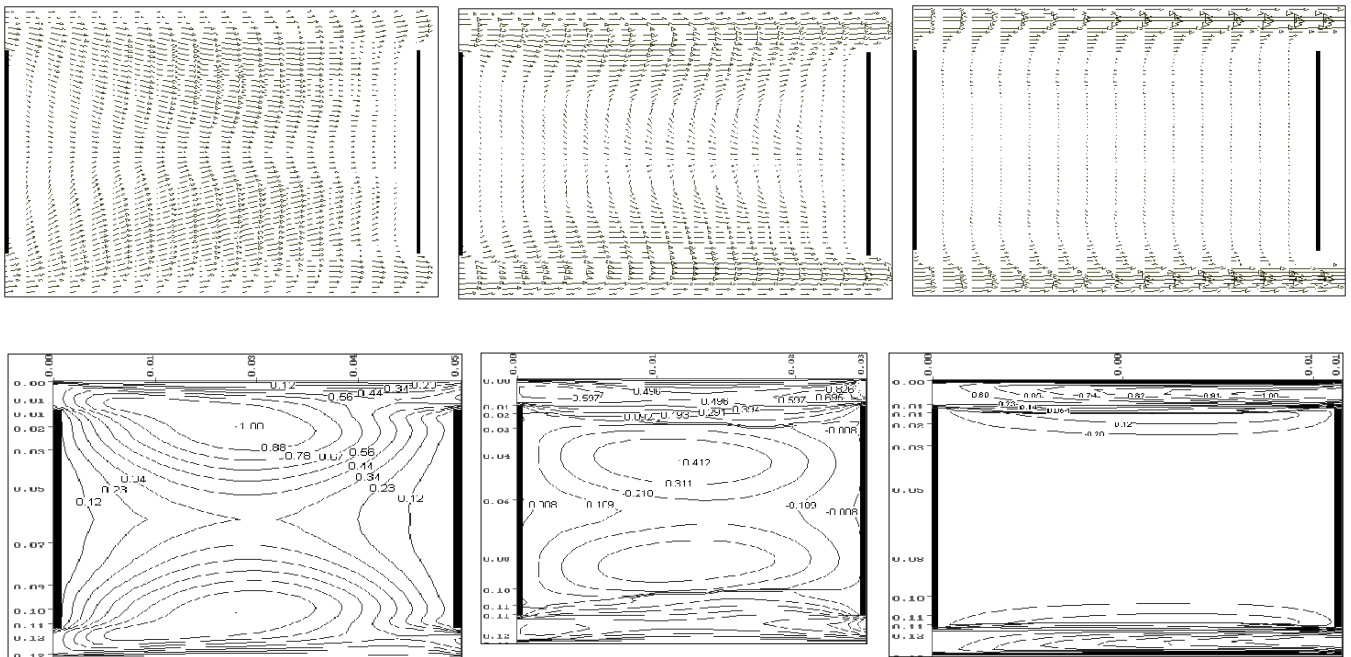


Рисунок 2 - Векторне поле швидкості та лінії функції потоку між двома пластинами при $Re = 8$, $R = 100$ мм,

$$R_d = 75 \text{ мм}$$

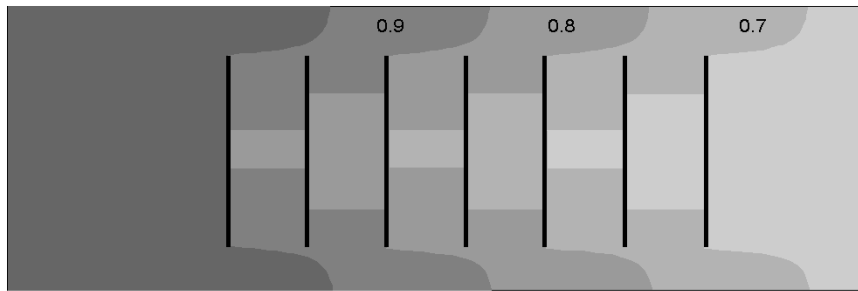


Рисунок 3 - Розподіл оксиду дифузанта в дифузійному реакторі

Для першої характерне безвихрове обтікання пластини. Наявність парних вихорних зон в просторі між пластинами та зони основної течії характеризує другу форму руху газу. При третій формі руху газу в просторі між пластинами утворюється застійна зона з парними вихорами слабой інтенсивності.

Для відстані між пластинами радіуса 150 мм $d = 30$ мм спостерігається значний розкид значень концентрації, що можна пояснити наявністю конвективних та дифузійних механізмів, які беруть участь в переносі. Із зменшенням відстані між пластинами, конвективний механізм перестає впливати на масоперенос, внаслідок малих значень швидкості по відношенню до швидкості основного потоку. Значення концентрації в основному потоці практично не змінюється, в той час як між пластинами в центрі спостерігається значне збіднення вмісту реагента в потоці. Це приводить до виникнення нерівномірності осадження плівки по діаметру пластини.

З обчисленого розподілу оксиду домішки в просторі всього дифузійного реактора можна зробити висновок про зменшення концентрації оксиду домішки біля останньої пластини в порівнянні з концентрацією оксиду домішки біля першої пластини [6].

Найбільш важливими вихідними параметрами пластини після першої стадії дифузії є товщина домішково-силікатного скла та значення поверхневого опору R_s .

Залежність між витратою дифузанта та товщиною плівки скла можна пояснити зростанням потоку оксиду домішки до пластини, що в кінцевому рахунку, приводить до росту кількості оксиду домішки в склі, збільшення товщини скла та зменшення значення поверхневого опору R_s (рис.4). Необхідно відзначити, що в цьому випадку ріст плівки відбувається саме за рахунок зростання кількості оксиду домішки в склі.

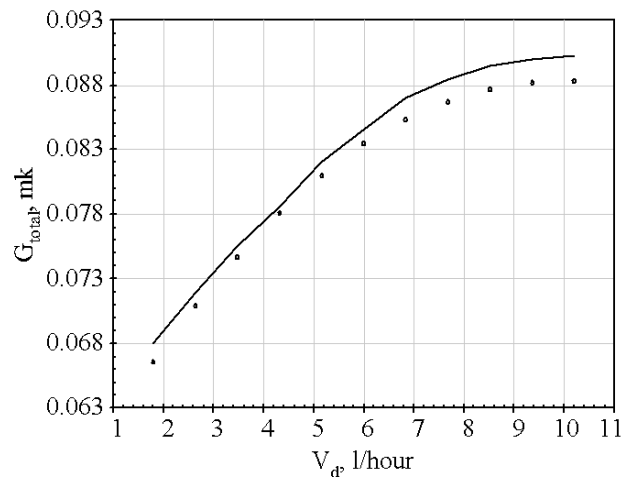


Рисунок 4 - Залежність товщини БСС від витрат дифузанта (BBr_3)

При зростанні відстані між пластинами нерівномірність осадження нелінійно зменшується. Це можна пояснити газодинамічними особливостями потоку між пластинами.

При розгляді змодельованої загальної залежності поверхневого опору від товщини скла в залежності від механізму утворення плівки скла на поверхні пластини спостерігається її різний вплив на R_s (Рис. 5.). З ростом товщини плівки скла за рахунок осадження оксиду домішки R_s зменшується (крива 1), а за рахунок окислення кремнієвої пластини при постійній кількості оксиду домішки R_s зростає (крива 2).

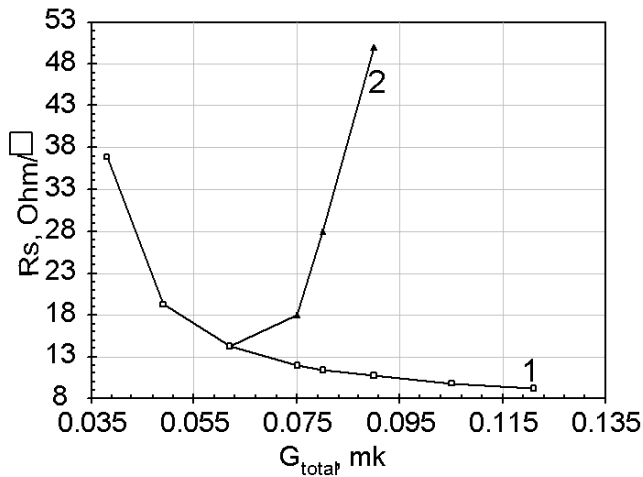


Рисунок 5 - Залежність поверхневого опору дифузійних шарів R_s від товщини скла (БСС) утвореного при постійних витратах кисню і зростанні витрат дифузанта (1) та зростанні витрат кисню і постійних витрат дифузанта (2)

Зростання витрат газу-носія збільшує потік оксиду домішки до поверхні пластини і при інших рівних умовах зміщує встановлену рівновагу в бік зростання потоку дифундуючих атомів. Це, в кінцевому рахунку, приводить до зменшення величини поверхневого опору R_s .

Експериментальна крива свідчить про швидку прямопропорційну залежність R_s від витрати кисню, що підтверджується результатами чисельного моделювання.

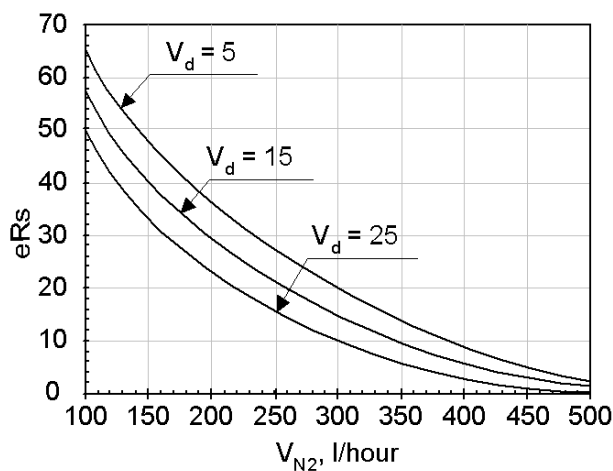


Рисунок 6 - Залежність відносної різниці поверхневого опору між останньою та першою пластиною eR_s від витрат газу-носія при різних значеннях витрат дифузанта V_d

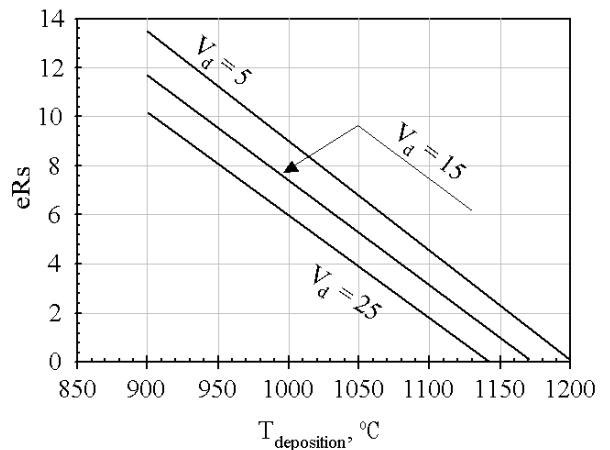


Рисунок 7 - Залежність відносної різниці поверхневого опору між останньою та першою пластиною eR_s від зміни температури осадження в проточному дифузійному реакторі при різних значеннях витрат дифузанта V_d

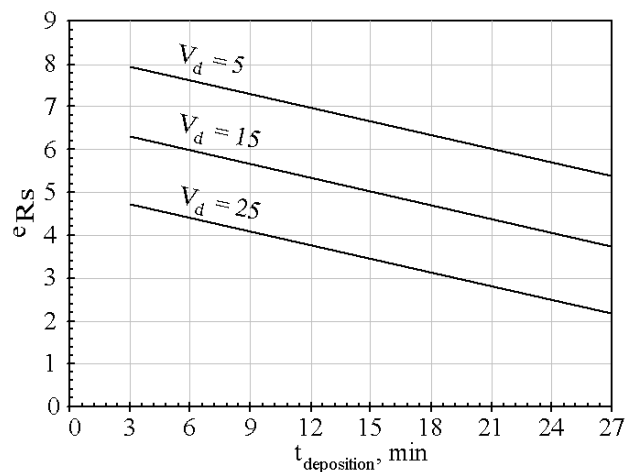


Рисунок 8 - Залежність відносної різниці поверхневого опору між останньою та першою пластиною eR_s від зміни часу осадження при різних значеннях витрат дифузанта V_d

Розподіл по "касеті"

З результатів модельних експериментів можна зробити висновок, що зростання витрати газу-носія вирівнює поверхневий опір по довжині "касети", особливо при високих значеннях концентрації оксиду домішки, що можна пояснити зсуванням оксиду домішки до виходу (рис.6).

Відомо, що температура відіграє ключову роль в процесі дифузії, так як вона визначає коефіцієнт дифузії в кристалі, в'язкість. З ростом температури осадження поверхневий опір зменшується, так як пришвидшуються всі процеси (рис.7).

Із збільшенням часу осадження різниця між поверхневим опором останньої та першої пластини зменшується (рис.8). Це можна пояснити тим, що згідно з закладеним в модель рівнянням, поверхневий опір зменшується із збільшенням часу проведення процесу.

ВИСНОВОК

Таким чином, отримані результати дозволяють прослідкувати вплив технологічних параметрів на вихідні характеристики напівпровідникових пластин по пластині та по довжині "касети" під час операції "перша стадія дифузії з рідкого джерела" в горизонтальному проточному реакторі.

УДК 681.51.007.5

СВОЙСТВА СУПЕРПОЗИЦИЙ ТОЧЕЧНО-МНОЖЕСТВЕННЫХ ОТОБРАЖЕНИЙ

В. П. Машталир

Рассматриваются суперпозиции точечно-множественных отображений, переводящих каждую точку анализируемой информации в признаковых или сигнальных пространствах в множества с предварительно определенными свойствами. Вводится система суперпозиций, позволяющая продуцировать многозначные отображения с заданными характеристиками.

Superpositions of point-to-sets maps transferring each point of the analyzable information in features or signal spaces into sets with predefined properties are considered. A system of superpositions permitting to produce multivalued maps with present performances is introduced.

Сокращение в том или ином смысле неоднозначности интерпретации данных (в частности, редуцирование комбинаторной сложности) является одним из эффективных путей совершенствования информационных технологий, используемых при выработке управленческих решений, в том числе, в интерактивном режиме.

Методы компаративного анализа [1, 2], базирующиеся на метрической иерархической кластеризации признаковых или сигнальных пространств произвольной физической природы, направлены на повышение быстродействия и надежности анализа больших объемов данных. Их суть заключается в прелиминарной обработке эталонной - регистрируемой или гипотетической - количественной и качественной информации о состоянии объекта управления [3, 4]. Эта обработка при анализе текущей обстановки позволяет с существенным сокращением временных затрат находить стратифицированные агрегаты данных, эквивалентные в смысле заданной

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Корбецкий О.Р. Модель для анализа двумерного розподілу швидкості, тиску та температури в дифузійній печі //Комп'ютерні системи проектування: Теорія і практика. Вісник Державного університету "Львівська політехніка". - 1998. - №327. - С. 149 - 157.
2. Корбецкий О., Теслюк В. Моделирование руху газу в дифузійній печі з врахуванням теплової конвекції //Технічні вісті. - 1998. - 1(6), 2(7). - С. 60- 62.
3. Патанкар С.В. Численные методы решения задач теплообмена и динамики жидкости: Пер. с англ. -М.: Энергоатомиздат, 1984. - 150 с.
4. Белов И.А., Кудрявцев Н.А. Теплоотдача и сопротивление пакетов труб. - Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. Отд-ние, 1987. - 223 с.
5. Писаревский К.Е. Газодинамика диффузионной печи с объемной загрузкой пластин // Электронная техника, Сер. 3, Микроэлектроника. - 1981. - Вып. 6(96). - С. 60 - 66.
6. Korbetsky O., Kotchubey V. Simulation of the diffusant distribution in the diffuse furnace with wafers //Proc. International Workshop on SCCE-II. Vol.1. - Hamburg (Germany). - 1999. - P.160-166.

меры и величины сходства, которые последовательно уточняют условия принятия решения [1, 5, 6].

Достижимое снижение комбинаторной емкости наряду с сохранением достоинств (в смысле потенциально высокой надежности) подхода к анализу информации на базе сравнения текущего состояния с эталонным позволяет при заданной вычислительной мощности повышать адекватность условий принятия решений за счет более полного учета различных аспектов функционирования управляемого объекта.

Точечно-множественные (многозначные) отображения, переводящие отдельные элементы в некоторые множества, в концептуальном плане с большей степенью адекватности отражают многие задачи преобразований данных или их признаков и трактовки результатов этой обработки. Проанализируем основные свойства суперпозиций таких отображений. Эти суперпозиции создают предпосылки для формализованного синтеза алгоритмов обработки информации на базе учета свойств отдельных отображений.

Пусть Θ - некоторое множество. Совокупность всех непустых подмножеств множества Θ обозначим через $\pi(\Theta)$. Рассмотрим два множества: пусть Θ_1, Θ_2 - некоторые подмножества конечномерных пространств. Отображение Ξ , которое переводит каждую точку $\theta' \in \Theta_1$ в некоторое подмножество Ω множества $\Theta_2 = \{\theta''\}$,

является точно-множественным отображением Θ_1 в $\Theta_{\Xi_1 \circ \Xi_2} = \{(\theta', \theta'') : \exists \theta'' \Rightarrow (\theta', \theta'') \in \Theta_{\Xi_1}, (\theta'', \theta''') \in \Theta_{\Xi_2}\}$, (4)
 Θ_2 или отображением Θ_1 в $\pi(\Theta_2)$:

$$\begin{aligned} \Xi: \Theta_1 \rightarrow \pi(\Theta_2), \quad \Xi(\Lambda) = \bigcup_{\theta' \in \Lambda} \Xi(\theta'), \\ \theta' \in \Lambda \in \pi(\Theta_1). \end{aligned} \quad (1)$$

В общем случае под прообразом и образом отображения Ξ будем понимать соответственно множества

$$\begin{aligned} Dom \Xi &= \{\theta' : \theta' \in \Theta_1, \Xi(\theta') = \Omega, \Omega \in \pi(\Theta_2)\}, \\ Im \Xi &= \bigcup_{\theta' \in Dom \Xi} \Xi(\theta'). \end{aligned}$$

Ясно, что любому точно-множественному отображению Ξ соответствует некоторое подмножество Θ_{Ξ} прямого произведения $\Theta_1 \times \Theta_2$, которое назовем опорным

$$\begin{aligned} \Theta_{\Xi} &= \{(\theta', \theta'') : \theta' \in Dom \Xi, \theta'' = \Xi(\theta')\}, \\ \Theta_{\Xi} &\in \pi(\Theta_1 \times \Theta_2). \end{aligned} \quad (2)$$

Пусть $\Xi_1: \Theta_1' \rightarrow \pi(\Theta_2')$ и $\Xi_2: \Theta_1'' \rightarrow \pi(\Theta_2'')$ - два многозначных отображения, вообще говоря, с различными прообразами и образами. Определим произведение $\Xi_1 \circ \Xi_2: \Theta_1' \rightarrow \pi(\Theta_2'')$ точно-множественных отображений Ξ_1 и Ξ_2 следующим равенством

$$(\Xi_1 \circ \Xi_2)(\theta') = \bigcup_{\theta'' \in \Xi_1(\theta')} \Xi_2(\theta''), \quad (3)$$

где $\theta' \in \Theta_1'$, $\theta'' \in \Theta_1''$.

Если множества Θ_2' и Θ_1'' имеют различную физическую природу или не пересекаются, наконец, если $Dom \Xi_2 \cap Im \Xi_1 = \emptyset$, то ясно, что соотношение (3) теряет смысл. Будем устранять данную неопределенность суперпозиции отображений сопоставлением результату пустого множества, которое включим во все системы подмножеств. Таким образом, нетривиальное (не переводящее все значения в пустое множество) многозначное отображение существует тогда и только тогда, когда

$$Dom \Xi_1 \neq \emptyset, \quad Im \Xi_1 \cap Dom \Xi_2 \neq \emptyset.$$

Остановимся на некоторых свойствах введенной операции суперпозиции.

Из равенств (2) и (3) очевидным образом следует, что опорное множество $\Theta_{\Xi_1 \circ \Xi_2} \in \pi(\Theta_1' \times \Theta_2'')$ произведения точно-множественных отображений Ξ_1 и Ξ_2 либо пустое множество, либо имеет вид

где $\theta' \in Dom \Xi_1$, $\theta'' \in Dom \Xi_2 \cap Im \Xi_1$, $\theta''' \in Im \Xi_2$.

Предположим, что множества Θ_1 и Θ_2 конечны, а их мощности равны $card \Theta_1 = n$, $card \Theta_2 = m$. Тогда отображение (1) можно естественным образом трактовать как матрицу $(n \times m)$

$$A_{\Xi} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 1 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{pmatrix},$$

состоящую из 0 и 1, элементы a_{ij} которой определяются соотношениями

$$a_{ij} = \begin{cases} 1, & \Xi(\theta_i') = \Omega: \theta_j'' \in \Omega \in \pi(\Theta_2); \\ 0, & \Xi(\theta_i') = \Omega: \theta_j'' \notin \Omega \in \pi(\Theta_2). \end{cases}$$

Поскольку любой конечный набор $\{\Theta_i\}_{i=1}^n$ множеств конечной мощности можно с точностью до взаимно однозначного соответствия вложить в некоторое подмножество $I_N = \{1, 2, \dots, N\}$ (например, считать, что $N = \sum_{i=1}^n card \Theta_i$) натурального ряда, то имеется возможность без ограничения общности анализировать произвольное точно-множественное отображение Ξ конечных множеств как многозначное отображение $\Xi: I_N \rightarrow \pi(I_N)$. Этому отображению будет отвечать квадратная матрица A_{Ξ} размерности $N \times N$ и некоторое подмножество $\Theta_{\Xi} \in I_N \times I_N$. Множество этих отображений будем обозначать $\Phi(I_N)$. Другими словами, если задан произвольный конечный набор многозначных отображений $\Xi_i: \Theta_1^i \rightarrow \pi(\Theta_2^i)$, $i = \overline{1, n}$ и $card \Theta_j^i < +\infty$, $i = 1, 2$, то найдется натуральное число N , для которого $\{\Xi_i\}_{i=1}^n \subset \Phi(I_N)$, причем максимальное значение N определяется выражением

$$N_{max} = card \bigcup_{i=\overline{1, n}, j=1, 2} \Theta_j^i,$$

а минимальное - соотношением

$$N_{min} = \max_{i=\overline{1, n}, j=1, 2} card \Theta_j^i.$$

Покажем, что если $\Xi_1, \Xi_2 \in \Phi(I_N)$, то при условии выполнения операций сложения и умножения элементов матриц многозначных отображений по правилам

$$\begin{cases} 1 + 1 = 1 + 0 = 0 + 1 = 1, & 0 + 0 = 0, \\ 1 \cdot 1 = 1 \cdot 0 = 0 \cdot 1 = 1, & 1 \cdot 1 = 1, \end{cases} \quad (5)$$

матрица суперпозиции точечно-множественных отображений задается произведением

$$A_{\Xi_1 \circ \Xi_2} = A_{\Xi_1} A_{\Xi_2}. \quad (6)$$

Для доказательства введем следующие обозначения: пусть, с одной стороны, $A_{\Xi_1 \circ \Xi_2} = B = (b_{ij})_{i,j=1}^N$, с другой, $A_{\Xi_1 \circ \Xi_2} = (\theta_{ij}''')_{i,j=1}^N$. Кроме того, пусть $A_{\Xi_2} = (\theta_{ij}'')_{i,j=1}^N$, $A_{\Xi_1} = (\theta_{ij}')_{i,j=1}^N$. Рассмотрим элемент θ_{ij}''' матрицы $A_{\Xi_1 \circ \Xi_2}$, стоящий на пересечении i -ой строки и j -го столбца. Очевидно, он равен 0 если и только если принадлежит соответствующему опорному множеству, т.е. $(i, j) \in \Theta_{\Xi_1 \circ \Xi_2}$, но с учетом (4) имеем,

что для некоторого номера $k \in \{1, 2, \dots, N\}$ справедливы включения $(i, k) \in \Theta_{\Xi_1}$ и $(k, j) \in \Theta_{\Xi_2}$. Тогда $\theta_{ik}' = 1$ и $\theta_{kj}'' = 1$, но, принимая во внимание правила (5), окончательно получаем $b_{ij} = \sum_{k=1}^n \theta_{ik}' \theta_{kj}'' = 1$, иначе говоря, $\theta_{ij}''' = b_{ij}$, что и требовалось.

Учитывая равенство (6), легко заметить, что операция суперпозиции (3) некоммутативна. Нетрудно убедиться, что в то же время эта операция ассоциативна. Действительно, из (3) вытекает, что, с одной стороны,

$$[(\Xi_1 \circ \Xi_2) \circ \Xi_3](\theta') = \bigcup_{\substack{\theta'' \in \Xi_2(\theta') \\ \theta''' \in \Xi_3(\theta'')}} \Xi_3(\theta'''),$$

а с другой,

$$[\Xi_1 \circ (\Xi_2 \circ \Xi_3)](\theta') = \bigcup_{\theta'' \in \Xi_1(\theta')} [\bigcup_{\theta''' \in \Xi_2(\theta'')} \Xi_3(\theta''')].$$

Правые части двух последних равенств совпадают, поскольку для некоторого элемента ϑ им принадлежащего, имеем одну и ту же кванторную интерпретацию: $\exists \widehat{\theta}'''$, для которого $\vartheta \in \Xi_3(\widehat{\theta}''')$ и $\exists \widehat{\theta}''$, для которого $\widehat{\theta}''' \in \Xi_2(\widehat{\theta}'')$ и $\widehat{\theta}'' \in \Xi_1(\theta')$. Тем самым, доказана справедливость равенства

$$(\Xi_1 \circ \Xi_2) \circ \Xi_3 = \Xi_1 \circ (\Xi_2 \circ \Xi_3).$$

Подчеркнем, что для случая $\Xi_1, \Xi_2, \Xi_3 \in \Phi(I_N)$ справедливость последнего равенства непосредственно следует из ассоциативности матричного умножения с учетом определения операций (5). Прямым следствием данного свойства является возможность исключения из рассмотрения порядка (при наличии соответствующих интерпретаций) выполнения произвольного набора точечно-множественных отображений $\Xi_1, \Xi_2, \dots, \Xi_n$.

Введем теоретико-множественные операции над точечно-множественными отображениями.

Пересечение многозначных отображений имеет вид:

$$\begin{aligned} \Xi_1 \cap \Xi_2(\Theta_1, \Theta_2) &= \Xi_1(\Theta_1) \cap \Xi_2(\Theta_2) = \\ &= \{\vartheta : (\vartheta \in \Xi_1(\theta')) \wedge (\vartheta \in \Xi_2(\theta'')), \theta' \in \Theta_1, \theta'' \in \Theta_2\}, \end{aligned} \quad (7)$$

объединение:

$$\begin{aligned} \Xi_1 \cup \Xi_2(\Theta_1, \Theta_2) &= \Xi_1(\Theta_1) \cup \Xi_2(\Theta_2) = \\ &= \{\vartheta : (\vartheta \in \Xi_1(\theta')) \vee (\vartheta \in \Xi_2(\theta'')), \theta' \in \Theta_1, \theta'' \in \Theta_2\} \end{aligned} \quad (8)$$

разность:

$$\begin{aligned} \Xi_1 / \Xi_2(\Theta_1, \Theta_2) &= \Xi_1(\Theta_1) / \Xi_2(\Theta_2) = \\ &= \{\vartheta : \vartheta \in \Xi_1(\theta'), (\vartheta \in \Xi_2(\theta'')) \wedge (\vartheta \notin \Xi_1(\theta')), \\ &\quad \theta' \in \Theta_1, \theta'' \in \Theta_2\}, \end{aligned} \quad (9)$$

симметрическая разность:

$$\begin{aligned} \Xi_1 / \circ \Xi_2(\Theta_1, \Theta_2) &= \Xi_1(\Theta_1) / \circ \Xi_2(\Theta_2) = \\ &= \{\vartheta : (\vartheta \in \Xi_1(\theta')) \wedge (\vartheta \notin \Xi_2(\theta'')), \\ &\quad (\vartheta \in \Xi_2(\theta'')) \wedge (\vartheta \notin \Xi_1(\theta')), \theta' \in \Theta_1, \theta'' \in \Theta_2\}, \end{aligned} \quad (10)$$

В случаях, когда $\Xi(\theta) \subset L$ (L - некоторое линейное пространство), определим следующие операции

$$\begin{aligned} \Xi_1 [+]\Xi_2(\Theta_1, \Theta_2) &= \Xi_1(\Theta_1) [+]\Xi_2(\Theta_2) = \\ &= \bigcup_{\alpha \in \Xi_2(\theta)} (\Xi_1(\theta) + \alpha), \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \Xi_1 [-]\Xi_2(\Theta_1, \Theta_2) &= \Xi_1(\Theta_1) [-]\Xi_2(\Theta_2) = \\ &= \bigcap_{\alpha \in \Xi_2(\theta)} (\Xi_1(\theta) - \alpha), \end{aligned} \quad (12)$$

$$(\lambda \Xi)(\theta) = \lambda[\Xi(\theta)], \quad (13)$$

$$(-\Xi)(\theta) = -[\Xi(\theta)]. \quad (14)$$

Обратимся далее к более высокому уровню определения операций с многозначными отображениями. Предположим, имеется, вообще говоря, произвольный набор (базисная система) многозначных отображений \mathfrak{X} , включающая, в частности, преобразования (7) - (14) и ряд других точечно-множественных отображений, ассоциированных с прикладной ориентацией решаемой зада-

чи. Безусловно, на практике последние играют преобладающую роль, но их конкретизация здесь не только не имеет смысла, но с учетом многообразия потенциально решаемых задач, по всей видимости, и невозможна. Поэтому на множестве всех многозначных отображений введем абстрактную систему $H(\mathfrak{K})$ суперпозиций некоторой базисной системы:

- а) $\Xi \in \mathfrak{K} \Rightarrow \Xi \in H(\mathfrak{K})$;
- б) если $\Xi_1, \Xi_2 \in H(\mathfrak{K})$ и задана операция суперпозиции $\Xi_1 \circ \Xi_2$, т.е. $\Xi_1 \circ \Xi_2(\theta) = \Xi_2(\Xi_1(\theta))$, тогда $\Xi_1 \circ \Xi_2 \in H(\mathfrak{K})$ (рис. 1, а));
- в) если $\Xi_1, \Xi_2 \in H(\mathfrak{K}) \Rightarrow \Xi_1 \times \Xi_2 \in H(\mathfrak{K})$, где "×" - декартово произведение отображений, т.е. $\Xi_1 \times \Xi_2(\theta_1, \theta_2) = \Xi_1(\theta_1) \times \Xi_2(\theta_2)$ (рис. 1, б));
- г) если $\Xi_1, \Xi_2 \in H(\mathfrak{K}) \Rightarrow \Xi_1 \Delta \Xi_2 \in H(\mathfrak{K})$, где "Δ" - диагональное произведение отображений, т.е. $\Xi_1 \Delta \Xi_2(\theta) = \Xi_1(\theta) \times \Xi_2(\theta)$ (рис. 1, в));

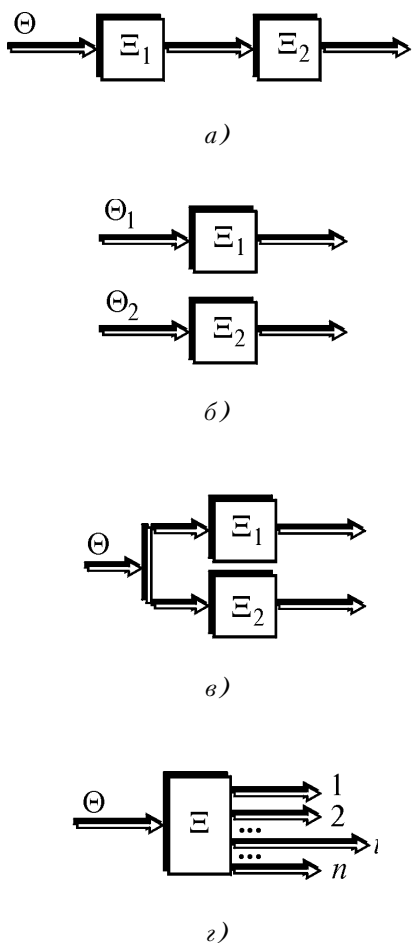


Рисунок 1 - К введению системы суперпозиций точечно-множественных отображений

д) если $\Xi \in H(\mathfrak{K})$ и определен проектор $Pr_i \Xi$ на i -й компонент отображения, т.е. если $\Xi(\theta) = \Xi_1(\theta) \times \Xi_2(\theta) \times \dots \times \Xi_n(\theta)$, $Pr_i \Xi(\theta) = \Xi_i(\theta)$, тогда $Pr_i \Xi \in H(\mathfrak{K})$ (рис. 1, г));

е) $E \in H(\mathfrak{K})$, где E - единичное отображение: $E(\theta) = \theta$, $\emptyset \in H(\mathfrak{K})$, где \emptyset - пустое отображение: $\emptyset(\theta) = \emptyset$, $A \in H(\mathfrak{K})$, где A - постоянное отображение: $A(\theta) = a$, $a \in \Theta$, $U \in H(\mathfrak{K})$, где U - универсальное отображение: $U(\theta) = \pi(\Theta)$.

Следует отметить, что приведенное определение композиции точечно-множественных отображений является конструктивным в плане возможности достаточно простого перехода от графической модели последовательности отображений к формульному представлению и наоборот. Так, суперпозиция

$$\{[(\Xi_1 \times \Xi_2) \circ \Xi_3 \circ \Xi_4] \times \Xi_5\} \times \Xi_6,$$

"разворачиваемая" слева-направо, с учетом трактовок (см. рис. 1), отображается схемой, показанной на рис. 2. С другой стороны, представленная на рис. 3 схема интерпретируется в обратном порядке и соответствует выражению

$$\{[(Pr_2(\Xi_1 \circ \Xi_2) \times E) \circ \Xi_3] \circ \Xi_4 \times Pr_1([\Xi_1 \circ \Xi_2] \times E) \circ \Xi_3\} \circ \Xi_6.$$

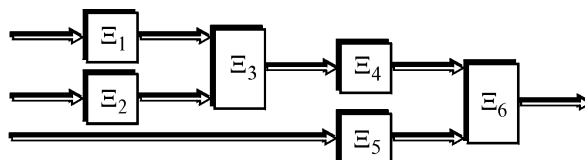


Рисунок 2 - Пример перехода от формульного представления многозначных отображений к графическому

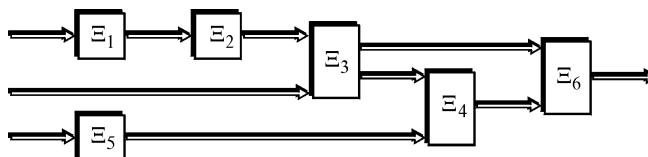


Рисунок 3 - Пример перехода от графического представления многозначных отображений к формульному

В заключение подчеркнем, что и приведенные выше операции (7) - (14) есть ни что иное, как суперпозиция исходных базисных многозначных отображений. Доста-

точно указать в качестве примера представление объединения и пересечения отображений

$$\Xi_1 \cup \Xi_2 = (\Xi_1 \times \Xi_2) \times (\langle \cup \rangle),$$

$$\Xi_1 \cap \Xi_2 = (\Xi_1 \times \Xi_2) \times (\langle \cap \rangle).$$

Таким образом, учитывая отображения (3) и их свойства, соотношения (7) - (14), систему суперпозиций $H(\mathbb{K})$ и вводя точечно-множественные отображения, ассоциированные с решаемой задачей, можно генерировать последовательности точечно-множественных отображений, направленных на обработку и интерпретацию данных в задачах управления.

УДК 519.81.6

ОПЕРАЦІЇ НЕЧІТКОЇ МАТЕМАТИКИ НА ПІДСТАВІ ГЕНЕТИЧНИХ ТА ЕВОЛЮЦІЙНИХ АЛГОРИТМІВ

Ю. М. Мінаєв, О. Ю. Філімонова, В. В. Давиденко, Є. Е. Криксунов, Бенамур Лієс

*Рассматривается разработка алгоритмов операций нечеткой математики, реализованных в среде генетических и эволюционных алгоритмов и дальнейшая реализация алгоритмов в среде Matlab - C++. Сфера применения предложенных алгоритмов - идентификация в условиях неопределенности в виде $\{Y\} = \{X\} * [F]$, где $\{Y\}$, $\{X\}$ - множества входов и выходов соответственно, представленных в виде нечетких чисел или нечетких переменных, $[F]$ - некоторый оператор.*

*Розглядається розробка алгоритмів операцій нечіткої математики, реалізованих в середовищі генетичних та еволюційних алгоритмів та подальша реалізація алгоритмів в середовищі Matlab - C++. Сфера застосування запропонованих алгоритмів - ідентифікація в умовах невизначеності у вигляді $\{Y\} = \{X\} * [F]$, де $\{Y\}$, $\{X\}$ - множини входів та виходів відповідно, представлених у вигляді нечітких чисел або нечітких змінних, $[F]$ - деякий оператор.*

*The development of algorithms of operations fuzzy mathematicians, realized in the environment of genetic and evolution algorithms and most further realization of algorithms in the environment Matlab - C++ is considered. The area of using the offered algorithms - an identification in conditions of uncertainty in the manner of $\{Y\} = \{X\} * [F]$, where $\{Y\}$, $\{X\}$ - ensembles of input and output accordingly, present in the manner of the fuzzy numbers or fuzzy variables, $[F]$ - certain operator.*

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. *Машталир В.П.* Компаративное распознавание объектов на основе ε -кластеризации множеств эталонов // Радиоэлектроника и информатика. - 1999. - №1 (06). - С. 63-68.
2. *Киношенко Е.И., Машталир В.П., Хромушин В.А.* Методы синтеза экспертных систем диагностики заболеваний внутренних органов на основе точечно-множественных отображений // Вестник новых медицинских технологий. - 1996. - Т. III, №4. - С. 101-107.
3. *Mashtalir V.P.* Template sets preprocessing for correlation procedures // Proc. The third all-ukrainian intern. conf. "Signal/Image Processing and Pattern Recognition". - Kyjiv: UA on IP and SP. - 1996. - P. 63-65.
4. *Машталир В.П., Ходарев В.Т.* Многозначные отображения в корреляционных системах технического зрения // АСУ и приборы автоматики. - Вып. 96. - Харьков: "Вища школа". - 1990. - С. 107-111.
5. *Mashtalir V.P., Putyatin E.P.* Hierarchical decomposition of reference features for correlation classification // Праці УНДІРТ. - 1997. - №2. - С. 36-42.
6. *Mashtalir V.P.* Template sets preprocessing for correlation procedures // Proc. The third all-ukrainian intern. conf. "Signal/Image Processing and Pattern Recognition". - Kyjiv: UA on IP and SP. - 1996. - P. 63-65.

ВСТУП

Широке використання нечіткої математики і нечіткої логіки, зумовлене вимогами численних додатків, продемонструвало виключно високу ефективність цих галузей наукових знань та створило практично нову інформаційну технологію. Нечітка логіка (НЛ) та нечітка математика (НМа), одержавши початковий імпульс як складові частини штучного інтелекту, явилися в свою чергу фундаторами нового напрямку в індустрії знань - soft computing [1], органічно включивши в себе НЛ та НМа, нейронні мережі та генетичні алгоритми.

Наявність достатньо добре розробленого апарату нейронних мереж, генетичних алгоритмів та еволюційного програмування дозволяє з нових позицій підійти до розробки апарату нечіткої математики, зробити його менш залежним від суб'єктивної оцінки особи, що приймає рішення (ОПР) і дати можливість підвищити якість рішень, що приймаються, зокрема створити такий алгоритмічний апарат НМа, який би дозволив виконувати рішення задач, що зводяться до складних ітераційних процесів, наприклад, розв'язання систем псевдолінійних алгебраїчних рівнянь, в яких коефіцієнти та / або праві частини - нечіткі числа або нечіткі змінні.

Треба зауважити, що не дивлячись на достатньо велику бібліографію, нечітка математика (більш конкретно - нечітка арифметика) в своїй більшості використовує

алгоритми, засновані на принципі узагальнення Л.Заде [2,3] і подальші розробки цього апарату в основному торкалися інтерпретації результату, в окремому випадку дефазифікації (апроксимації). Існує ціла система правил, що дозволяють виконувати апроксимацію результату операції і далі роботу з чіткими (апроксимованими) значеннями. Не вдаючись в правочинність такого підходу, відмітимо, що в ряді випадків це призводить до формування практично суб'єктивного результату, що, природньо, не сприяє підвищенню якості рішення, що приймається. Особливим випадком є ситуації, коли фазифікація виконується за абсолютно суб'єктивними правилами, отримана нечітка множина (НМ) має, з одного боку, функції належності, закон зміни яких не є визначеним, а з другого боку, кількість елементів в цієї НМ недостатня для прийняття рішення про можливий клас ФН. Дефазифікація результату в цьому випадку є абсолютно невинуватим. В спеціальному випуску журналу "Fuzzy Sets and Systems", vol. 91, no.2,1999 "Fuzzy Arithmetics" (R.Mesiar and R.Fuller) наведено огляд сучасних робіт по цьому науковому напрямку та велика бібліографія.

Запропоновані алгоритми виконання операцій НМа в нейромережевому логічному базисі [4]. Нейронна мережа складалася з двох шарів, ваговими коефіцієнтами були функції належності, кожний шар нейронної мережі був призначений для реалізації системи правил. В загальному випадку нейронна мережа реалізувала матрицю спеціального типу, яка репрезентувала результати операції НМа. Такий підхід дає можливість отримання "усіченої" нечіткої множини результату, найбільш адекватної вхідним даним і такої, що несе інформацію про результат, достатню для того, щоб прийняти об'єктивне рішення. Крім того, НМа в нейронномержевому логічному базисі практично дозволяє "конструювати" рішення, тобто знаходити рішення в певному класі нечітких чисел. Ця можливість досягається за рахунок введення додаткових шарів (3-й, 4-й і так далі, зі своїми ваговими коефіцієнтами (на перших двох шарах ваговими коефіцієнтами є незмінна ФН і головна їхня роль є в реалізації системи правил)) або в додаванні вузлів на перших двох шарах з ваговими коефіцієнтами, що регулюються та визначаються під час навчання. Відмітимо дві крайності, що існують при оцінюванні (визначенні) результату для його наступного використання - дефазифікація (апроксимація) НМ результату чітким числом (а) та використання "повної" множини (б). В випадку (а) значною мірою знижується рівень довіри до результату, в другому - збільшення розмірності після 3 - 4 ітерації практично "зачиняє" обчислювальний процес.

Подальший розвиток запропонована методологія одержала в застосуванні еволюційних принципів та генетичного програмування [5] для створення нових алгоритмів НМа, вільних від недоліків, зокрема,

вільних від необхідності дефазифікації результату на кожному кроці операції НМа, що притаманні раніше розробленим, і дозволяють оптимально реалізовувати ітераційні процедури, зокрема, рішення нечітких СЛАР.

ЕВОЛЮЦІЙНІ НЕЧІТКІ СИСТЕМИ

В загальному випадку конструювання нечітких систем може бути сформульоване як пошук поверхні великої розмірності (гіперповерхні - ГП), в якій кожна точка репрезентує множину правил, функції належності і відповідну системну поведінку. Критерії формулюються як визначення деякої поверхні в заданій гіперповерхні. Ця гіперповерхня має такі характеристики:

- ГП є невизначено великою, кількість можливих НМ для кожної змінної є необмеженою;

- ГП є нерозрізною з змінами в кількості НМ, які є дискретними, і може мати переривчастий ефект при реалізації НС;

- ГП є комплексною і з завадами, реалізація множини нечітких правил є непрямом і залежить від обраного користувачем методу обчислень;

- ГП є мультимодальною, різні множини нечітких правил та / або ФН можуть мати подібний характер.

- ГП є оманливою (може вводити в оману) відносно простих множин нечітких правил ці ФН можуть мати абсолютно різне виконання.

Ці характеристики дозволяють вважати, що еволюційні алгоритми, зокрема генетичні алгоритми, можуть найкращим чином виконати такий пошук порівняно, наприклад, з методом найшвидшого спуску.

В представленій доповіді досліджується новий принцип, метод та алгоритми виконання операції НМа, що базується на ідеології та технології генетичних алгоритмів (ГА-технологія). Операція НМа розглядається як побудова нечіткої системи, здатної не тільки виконувати конкретну прикладну математичну операцію (або деяку множину цих операцій, наприклад, ітерацій-на процедура), але й виконати певну кількість досліджень і отримати знання для подальшого розвитку проблеми.

Генетичні алгоритми (ГА) використовують еволюційні алгоритми (еволюційний підхід до розвитку "живих" (біологічних) систем) і дають шлях пошуку для погано визначених, нерегулярних поверхонь. Один з ключів застосування еволюційного дизайну нечітких систем з використанням ГА полягає в їхньому генетичному уявленні, зокрема, спосіб кодування хромосом. Загальні труднощі в нашому випадку полягають в тому, що нечітка математика не є традиційною областю для застосування ГА (цю нішу зайняли стандартні оптимізаційні задачі) і природньо застосувати існуючий науковий доробок вкрай утруднено.

Один з способів полягає в тому, щоб закодувати всі правила в хромосомі, фіксуючи ФН, використовують декілька критичних точок для уявлення кожної ФН,

використовуючи в той же час всі можливі правила. Використання ГА дає можливість "розгорнути" ці критичні точки, таким чином регулюються ФН. Стосовно нечітких систем слід зазначити, що ФН та множина правил взаємопов'язані, вони повинні враховуватись одночасно. Існують алгоритми, в яких для трикутних ФН базова довжина кожної ФН та множина всіх можливих правил закодовані в одній хромосомі.

Зазначимо, що в задачах НМа треба враховувати в загальному випадку таку ФН, для якої відсутнє (або не може бути отримане) аналітичне уявлення.

В більшості додатків не всі можливі правила потрібно використовувати, можливо обмежитись лише їхньою частиною, цю частину потрібно кодувати і потім розвивати. Таким чином можна суттєво зменшити довжину хромосоми, що є ключовим для більшості проблем. Однак слід враховувати, що дуже важко, майже неможливо, аргіогі точно визначити кількість необхідних правил, з яких можна визначити лише максимальну кількість правил.

Технології обчислень, засновані на застосуванні генетичних алгоритмів (ГА-технології) - це пошук алгоритмів, що відтворюють примітивний шлях таких процесів природної еволюції, як схрещення, мутації та виживання кращих. ГА-технології на даний час це - потужний пошуковий механізм, що успішно застосовується при розв'язках задач оптимізації або класифікації.

ГА-технології працюють з популяціями точок, а не з окремою точкою. Кожна "точка" - це вектор на гіперповерхні, що репрезентує потенціальний розв'язок (оптимізаційної проблеми). Популяція таким чином являє собою ансамбль або множину поверхонь векторів. Кожний вектор зветься хромосою, його елементи - генами, місце їх розміщення - алелі. Кількість елементів в кожній хромосомі залежить від кількості параметрів (оптимізаційної) проблеми і є шляхом для представлення проблеми. Як уявити проблему у вигляді рядка елементів - це один з критичних факторів в успішному застосуванні ГА-технології (або інших еволюційних алгоритмів) до розв'язку проблеми. Типова послідовність кроків по реалізації головної парадигми ГА-технології включає:

1. Ініціалізація популяції
2. Обчислення критеріальної функції для кожної хромосоми в популяції.
3. Репродукція виділених хромосом з метою формування нової популяції.
4. Виконання операції схрещення (crossover) та мутації (mutation) на популяції.
5. Перехід до кроку 2, якщо не досягнуто бажаного результату та кількість кроків не перевищує наперед визначеної, в іншому випадку - припинення процедури

Ініціалізація популяції (п.1) виконується таким чином, що її елементи є випадковими. Процедура обчислення критеріальної функції в загальному випадку проста, однак її вибір є надзвичайно складною задачею, бо

від цього вибору практично залежить пошук розв'язку. Можна вважати, що ця функція повинна бути комплексною, визначеною на просторі проблеми. Причому потрібно мати повну впевненість в тому, що висока оцінка критеріальної функції має суттєво високу імовірність репродукції.

Репродукція формує нову популяцію, в загальному випадку з тією ж кількістю хромосом, виділення членів в поточній популяції виконується реалізацією стохастичного процесу, кожна хромосома "зважена" величиною критеріальної функції. Збільшення величини критеріальної функції є підставою для того, щоб вказана хромосома була обраною до нової популяції.

Схрещення (crossover) - процес заміни частини рядків двох батьківських хромосом. Загальна імовірність реалізації crossover- операції співпадає з імовірністю кожного з батьків. Ця імовірність часто приймається рівною 0,65-0,80. В доповіді розглядається випадок, коли crossover - операція реалізована як двохточечне схрещення з імовірністю 0,75.

Операція мутації полягає в заміні кожного елемента хромосоми випадковою величиною, дуже часто з постійною імовірністю для кожного елемента популяції. Імовірність мутації може широко варіюватись в залежності від застосування та особливостей ГА-технології. Величина 0,001 - 0,01 вважається нормальною. Для операції НМа цю величину слід приймати суттєво більшою, практично в досить широких межах - 0,01 - 0,15.

НЕЧІТКА МАТЕМАТИКА В ПОНЯТТЯХ ГА-ТЕХНОЛОГІЇ

Основою алгоритмів НМа є в загальному випадку принцип нечіткого розширення [], який авторами модифіковано у так званий "матричний принцип". Обчислимо функції $f: U \rightarrow V$, $V = f(u) \forall u \in U$ або в більш загальному випадку - відношення $F: (\{U, V\} | uFv), F \subset U \times V$. Принцип нечіткого розширення F у \tilde{F} трактується таким чином:

$$F: P_u \rightarrow P_v, B = F(A), \forall A \in P_u,$$

$$\mu_B(v) = \max \mu_A(u) = \max \min \{ \mu_A(u) \mu_F(u, v) \},$$

$$u: (u, v) \in F.$$

Конкретно цей принцип авторами реалізовано у такій спосіб. Хай $a^- = \{a_j / \mu_j^a\}$, $j = 1, 2, \dots, n$; $b^- = \{b_i / \mu_i^b\}$, $i = 1, 2, \dots, m$; на підставі принципу нечіткого розширення $c_{ji} = a_j \otimes_f \mu_j^a \otimes_f b_i$, $\mu_{ji}^c = \max \min \{ \mu_j^a \mu_i^b \}$, \otimes_f - операція. Таким чином утворюються дві матриці: $[C] = \{c_{ji}\}$, $[M] = \{\mu_{ji}^c\}$, $i = 1, 2, \dots, m$; $j = 1, 2, \dots, n$.

a_1/μ_1^a	a_2/μ_2^a	a_n/μ^a
---------------	---------------	-------	-------------

[C]=

a_1*b_1	a_2*b_1	a_n*b_1
a_1*b_2	a_2*b_2	a_n*b_2
.....			
a_1*b_m	a_2*b_m	a_n*b_m

b_1/μ_1^b
b_2/μ_2^b
.....
b_m/μ_m^b

[M]=

μ_{11}	μ_{21}	μ_{n1}
μ_{12}	μ_{22}	μ_{n2}
.....			
μ_{1m}	μ_{2m}	μ_{nm}

Хромосомою в даному випадку є пара векторів $c/*$, що пов'язані

$C_{k,p}$	$C_{k+1,p}$	$C_{k+2,p}$
$\mu_{k,p}^c$	$\mu_{k+1,p}^c$	$\mu_{k+2,p}^c$

Первинною популяцією є матриця $[C] \cup [M]$. На рис.1 представлено загальний вигляд алгоритму ГА-технології стосовно реалізації операції НМа.

Результати застосування генетичних алгоритмів до виконання операцій Нма. Рис.2а - графічне уявлення компонент та результату, отриманого за матричним принципом.

Матриця вихідних популяцій ($[c] \cup [\mu]$), отриманих випадково

C =

6,00	8,00	10,00	12,00	14,00
9,00	12,00	15,00	18,00	21,00
12,00	16,00	20,00	24,00	28,00
15,00	20,00	25,00	30,00	35,00
18,00	24,00	30,00	36,00	42,00

$\mu =$

0,1000	0,2000	0,2000	0,2000	0,2000
0,1000	0,4000	0,4000	0,4000	0,4000
0,1000	0,5000	0,8000	0,8000	0,3000
0,1000	0,5000	0,7000	0,7000	0,3000
0,1000	0,2000	0,2000	0,2000	0,2000

Обчислення критеріальних значень та селекція хромосом для подальших генетичних операцій

$$t_1 = \frac{i \sum C_{ik} \mu_{ik}^c}{\sum C_{ik}}, \quad t_2 = \frac{k \sum C_{ik} \mu_{ik}^c}{\sum C_{ik}} - \text{критеріальні значення}$$

для компонент cross-множини

$t_1 \leq t_p \leq t_2$, $t_p \in [t_1, t_2]$, t_p - для робочої хромосоми, t_1 , t_2 - для хромосом cross-множин

Row = 1 2 3 4 5 Colon = 1 2 3 4 5

$t_1 = 0,1880 \quad 0,3360 \quad \mathbf{0,5280} \quad \mathbf{0,4840} \quad 0,1880$

$t_2 = 0,1000 \quad 0,3650 \quad \mathbf{0,4750} \quad \mathbf{0,4750} \quad 0,2600$.

Експерименти підтверджують високу ефективність запропонованих алгоритмів.

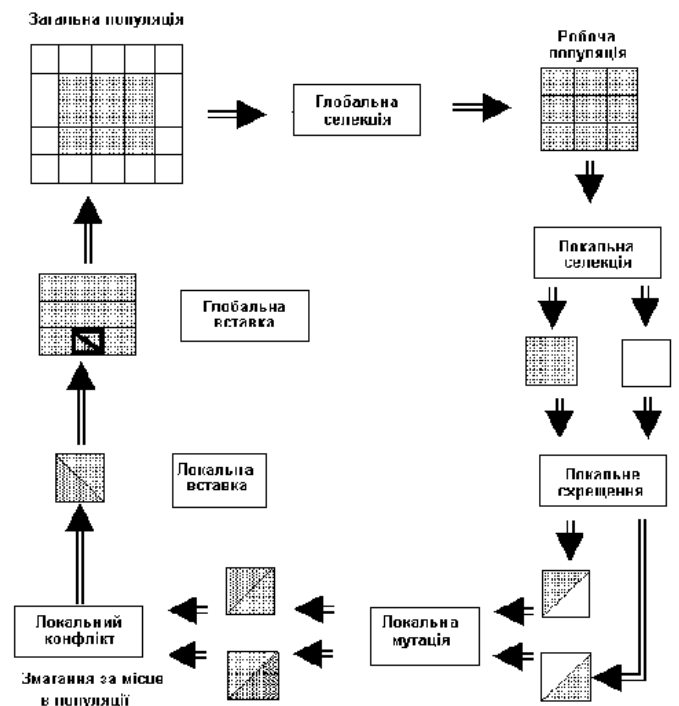


Рисунок 1 - Загальна схема ГА-технології виконання операції НМа

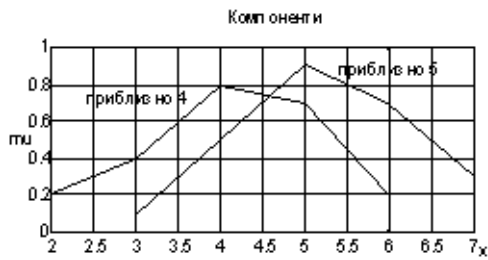
ВИСНОВКИ

1. Нечітка математика, реалізована на підставі принципу узагальнення в середовищі генетичних та еволюційних алгоритмів, дозволяє суттєво розширити множину можливих рішень і таким чином отримати розв'язки, що об'єктивно відтворюють умови визначення задачі.

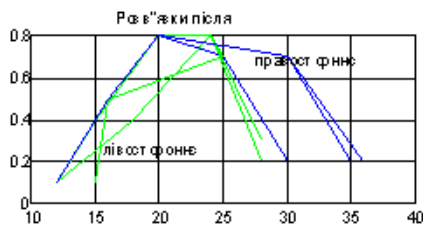
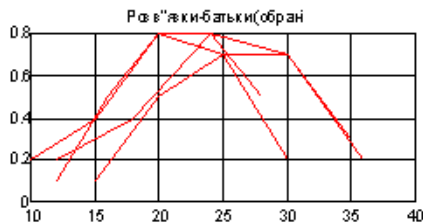
2. Можливість ранжування розв'язків нечіткими ймовірностями, пов'язаними з ймовірностями мутацій та схрещувань (cross-over), в свою чергу, надає можливість об'єктивного прийняття рішень, зокрема при розв'язку задач ідентифікації, які приводяться до розв'язку нечітких систем лінійних алгебраїчних рівнянь

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

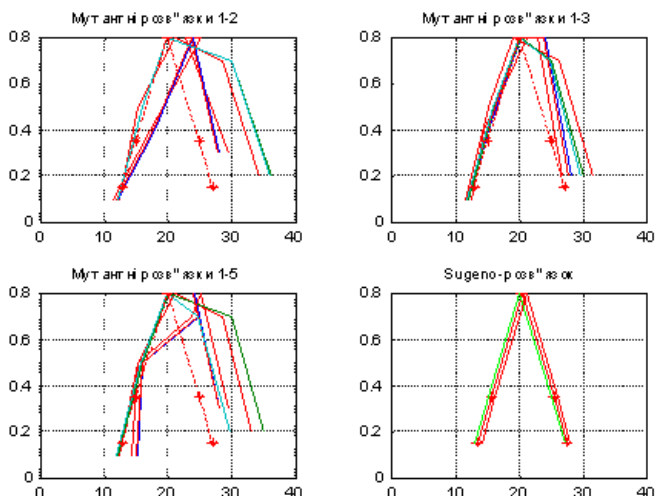
1. L.A.Zadeh, "Fuzzy logic, neural networks and soft computing", Commun. ACM, vol.37, pp.77 - 84, Mar. 1997.
2. A.Kaufmann, M.M.Gupta. Introduction to fuzzy arithmetics: Theory and Application. Avn Nostrand Reinhold, New York, 1991.
3. Dubois and Prade, "Operations on fuzzy numbers." International journal of System Science, 9:612-626, 1978).
4. Минаев Ю.Н. Филимонова О.Ю. Нечеткая математика в нейросетевом логическом базисе. - Вісник Київського міжнародного університету цивільної авіації, №1, 1998.-с.164-171.
5. M.Russo. FuGeNeSys - a Fuzzy Genetic Neural System for Fuzzy Modelling, IEEE Trans.Fuzzy Syst., vol.6, No.3, pp.373-388, aug.1998.
6. Y.Shi, R.Eberhart, Y.Chen, "Implementation of Evolutionary Fuzzy Systems", IEEE Trans.Fuzzy Syst., vol.7, No.2, pp.109-119, apr.1999.



а) Результат математичної операції $c = \text{приблизно } 4 * \text{приблизно } 5$, отриманий за принципом нечіткого розширення (матрична форма)



б) Cross_over - розв'язки



в) Наближення результатів операції НМа, реалізованої за ГА-технологією, до ідеалізованих Sugeno-розв'язків

Рисунок 2

НЕДЕТЕРМИНИРОВАННЫЕ ОБЪЕКТЫ В СИСТЕМАХ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ

А. В. Сырбачев

В данной работе предлагается формальное описание одного из подходов, позволяющих осуществить эффективную реализацию некоторых полезных свойств логического программирования в наиболее распространенных императивных языках программирования.

In this article the formal description of one of the approaches is offered, which permit to carry out effective implementation of some useful properties of logic programming in the most wide-spread imperative programming languages.

Почти все компьютеры, созданные за всю историю вычислительной техники, основаны на архитектуре Дж. фон Неймана. Поэтому из всех инструментальных средств создания программного обеспечения наибольшее распространение получили императивные языки программирования высокого уровня, так как они ориентированы именно на эту архитектуру и допускают максимально эффективную реализацию. Процесс развития инструментальных средств привел к появлению систем программирования с более мощными и гибкими выразительными средствами. Одним из наиболее интересных примеров таких систем является логическое программирование. Кроме того, получены результаты, позволяющие осуществлять эффективную реализацию некоторых средств логического программирования даже на компьютерах с фон-неймановской архитектурой. Тем не менее, практическое применение этих результатов, как правило, требует специфических инструментальных средств и поэтому локализовано главным образом лишь в некоторых областях искусственного интеллекта. Кроме того, чисто логические средства программирования часто неэффективны при решении сложных комплексных задач. Поэтому в последнее время большое внимание уделяется интегрированным подходам, сочетающим достоинства логического и других стилей программирования.

Наиболее значительные успехи достигнуты в объединении логического программирования с функциональным. Существуют два основных подхода к такому объединению. С точки зрения логического программирования функции могут быть интегрированы в логические языки комбинированием метода резолюций с некоторыми видами оценки функций [1, 2]. С точки зрения функционального программирования аспекты логического программирования могут быть интегрированы в функциональные языки допущением логических переменных в выражениях и заменой операции согласования в шаге редукции на унификацию [3].

Другими альтернативами такой интеграции являются абстракции множеств [4,5,6,7,8] или логические массивы [9].

В [10, 11] Дж. Бэкусом предложено описание систем функционального программирования (FP-систем, см. также [12]), в котором программы рассматриваются как свободные от переменных функции, отображающие некоторое множество объектов в себя и рекурсивно определяемые через примитивные функции и комбинирующие функциональные формы (функционалы). В отличие от многих других исчислений FP-системы обладают очень простой семантикой, основные комбинирующие формы являются операциями мощной алгебры программ, а выразительные возможности достаточно богаты для решения многих задач. В данной работе FP-системы рассматриваются в качестве удобной благодаря своей простоте формальной модели, описывающей основные свойства детерминированных систем программирования.

Базовый для императивного программирования процесс вычисления значений (y_1, \dots, y_m) , являющихся результатом выполнения функции $f(x_1, \dots, x_n)$, в логическом программировании заменен более общей процедурой конструктивного доказательства формулы исчисления предикатов:

$$(\exists y_1) \dots (\exists y_m) p(x_1, \dots, x_n, y_1, \dots, y_m).$$

Поскольку в отличие от определения функции в определении предиката отсутствует требование единственности решения, в результате доказательства может быть найдено более одного (или менее одного) решения, поэтому процесс выполнения программы становится недетерминированным. Недетерминизм в теории программирования является не только техническим понятием, используемым для сжатого определения абстрактных моделей вычислений, но и полезным средством описания и реализации алгоритмов, особенно связанных с перебором вариантов и дискретной оптимизацией.

Семантика многих реально используемых в императивном программировании функций предполагает наличие множества альтернативных значений. Примеры таких функций:

- вычисление позиции заданной подстроки в заданной строке
- построение подмножества заданного множества

- поиск файла с заданной маской

В различных системах программирования для реализации таких функций применяются следующие подходы:

1. Вызов функции возвращает первое найденное значение. Для поиска альтернативных решений используются вспомогательные функции, которым в качестве дополнительных параметров передается информация об уже найденных решениях. В общем случае, однако, такая информация не позволяет восстанавливать промежуточные состояния вычислений, поэтому эффективная реализация этого подхода возможна лишь в некоторых частных случаях.

2. Вызов функции возвращает всю совокупность ее значений. Данный подход неэффективен в тех случаях, когда не требуются все значения функции или использование некоторых вычисленных значений может повлиять на остальные значения и потребовать их повторного вычисления. Применение данного подхода невозможно, если количество значений функции очень велико или бесконечно.

3. Вызов функции возвращает *итератор* - объект со специфическими свойствами, позволяющими последовательно вычислять значения функции по мере необходимости. Данный подход является наиболее эффективным, однако его использование ограничено невозможностью непосредственного использования объектов с недетерминированной семантикой в качестве аргументов стандартных функций и элементов стандартных структур данных.

В последнем подходе базовая система программирования расширяется недетерминированными объектами, и этот подход по своим выразительным возможностям наиболее близок к реализации недетерминированных вычислений в логическом программировании. Основным требованием к недетерминированным объектам является возможность их эффективной реализации и простота использования в современных языках программирования, что означает в частности их полную совместимость с уже имеющимися в этих языках компонентами программирования (например, с новыми объектами должны работать все стандартные функции).

Ниже приводится неформальное описание систем недетерминированного функционального программирования (NFP-систем), на примере которых показано, как подобная совместимость может быть достигнута с компонентами расширенных недетерминированными объектами FP-систем. Все такие расширения помечены в описании звездочками (*). Для простоты изложения рассматриваются только недетерминированные объекты с конечными множествами значений, однако все определения легко обобщаются на случай счетных множеств. Все места в описании, в которых различия между этими случаями существенны (а также все отклонения от предложенной Бэкусом системы обозначений) снабжены соответствующими комментариями.

Система NFP включает в себя:

1. множество X объектов x ;
2. множество F функций f , которые отображают объекты на объекты;
3. операцию применения $f: x$ функции $f \in F$ к объекту $x \in X$;
4. множество Φ функциональных форм ϕ , используемых для комбинирования функций;
5. множество D описаний d , определяющих новые функции и присваивающих им имена.

Объектами в системе NFP являются:

1. \perp - неопределенность;
2. атомы;
3. кортежи;
4. (*) недетерминированные объекты.
(*) Неопределенность в отличие от FP-систем рассматривается как недетерминированный объект с пустым множеством значений (см. ниже).

Множество A атомов содержит числовые значения, символьные значения, а также True и False (у Бэкуса соответственно T и F) для обозначения "истины" и "лжи".

Кортежем называется объект вида

$$\langle x_1, \dots, x_n \rangle, x_i \in X, 1 \leq i \leq n.$$

Пустой кортеж обозначается символом \emptyset .

(*) Недетерминированным объектом называется последовательность его значений $\{x_1, \dots, x_n, \dots\}$, $x_i \in X$, $1 \in I \subseteq N$ (N - множество натуральных чисел).

Если множество значений недетерминированного объекта состоит из одного элемента, то такой объект является детерминированным и равен своему значению:

$$\{x\} = x.$$

Таким образом, любой детерминированный объект может быть также представлен как недетерминированный.

Если множество значений недетерминированного объекта пусто, то такой объект является неопределенностью и обозначается \perp .

При конструировании недетерминированных объектов действует следующее правило:

$$\begin{aligned} \dots, x_{i-1}, x_i^1, \dots, x_i^k, x_{i+1}, \dots &= \\ &= \dots, x_{i-1}, x_i^1, \dots, x_i^k, x_{i+1}, \dots, \end{aligned}$$

в частности

$$\{\dots, x_{i-1}, \perp, x_{i+1}, \dots\} = \{\dots, x_{i-1}, x_{i+1}, \dots\},$$

поэтому ни один недетерминированный объект не содержит в качестве элементов другие недетерминированные

объекты, в том числе неопределенность.

При конструировании кортежей в NFP-системах действует следующее правило:

$$\langle x_1, \dots, x_n \rangle = \langle y_1^1, \dots, y_n^1 \rangle, \dots, \langle y_1^{k_1}, \dots, y_n^{k_1} \rangle, \text{ где} \\ x_i = y_i^1, \dots, y_i^{k_i}, 0 \leq i \leq n, k_i \geq 0,$$

а множество значений кортежей $\langle y_1^1, \dots, y_n^1 \rangle$ является декартовым произведением множеств значений x_i и лексикографически упорядочено относительно индексов j_i .

Таким образом, ни один кортеж не содержит недетерминированных элементов. Частным случаем последнего правила является правило FP-систем:

$$\langle \dots, \perp, \dots \rangle = \perp.$$

Множество **функций** F включает в себя:

1. примитивные (встроенные) функции
 2. функции, построенные при помощи функциональных форм
 3. функции, определенные при помощи описаний
- (*) При применении функций к недетерминированным объектам действует следующее правило:

$$\forall f \in F f: \{x_1, \dots, x_n, \dots\} = \{f: x_1, \dots, f: x_n, \dots\},$$

поэтому никакие функции из F не применяются непосредственно к недетерминированным объектам, а применяются только к их значениям. Это свойство NFP-систем позволяет использовать в них функции из FP-систем без каких-либо доопределений.

Частным случаем этого правила является требование строгости функций в FP-системах:

$$\forall f \in F f: \perp = \perp.$$

Примеры **примитивных функций**:

селектор $s(s \in N): x \equiv x = \langle x_1, \dots, x_n \rangle \& 1 \leq s \leq n \rightarrow x_s; \perp$

хвост $tl: (x \equiv x = \langle x_1 \rangle) \rightarrow \emptyset;$

$$x = \langle x_1, \dots, x_n \rangle \& n \geq 2 \rightarrow \langle x_1, \dots, x_n \rangle; \perp$$

присоединение слева $\subset: x \equiv x = \langle y, \emptyset \rangle \rightarrow \langle y \rangle;$

$$x = \langle y, \langle z_1, \dots, z_n \rangle \rangle \rightarrow \langle y, z_1, \dots, z_n \rangle; \perp$$

присоединение справа $\supset: x \equiv x = \langle \emptyset, y \rangle \rightarrow \langle y \rangle;$

$$x = \langle \langle z_1, \dots, z_n \rangle, y \rangle \rightarrow \langle z_1, \dots, z_n, y \rangle; \perp$$

распределение слева $distl: x \equiv x = \langle y, \emptyset \rangle \rightarrow \emptyset;$

$$x = \langle y, \langle z_1, \dots, z_n \rangle \rangle \rightarrow \langle \langle y, z_1 \rangle, \dots, \langle y, z_n \rangle \rangle; \perp$$

распределение справа $dist: x \equiv x = \langle \emptyset, y \rangle \rightarrow \emptyset;$

$$x = \langle \langle z_1, \dots, z_n \rangle, y \rangle \rightarrow \langle \langle z_1, y \rangle, \dots, \langle z_n, y \rangle \rangle; \perp$$

обращение reverse: $x \equiv x = \emptyset \rightarrow \emptyset;$

$$x = \langle x_1, \dots, x_n \rangle \rightarrow \langle x_n, \dots, x_1 \rangle; \perp$$

транспозиция trans: $x \equiv x = \langle \emptyset, \emptyset \rangle \rightarrow \emptyset;$

$$x = \langle x_1, \dots, x_n \rangle \rightarrow \langle y_1, \dots, y_m \rangle; \perp$$

$x_i = \langle x_{i1}, \dots, x_{im} \rangle, y_j = \langle x_{ij}, \dots, x_{nj} \rangle, 1 \leq i \leq n, 1 \leq j \leq m$

тождество id: $x \equiv x$

атом atom: $x \equiv x \text{ атом} \rightarrow True; x \neq \perp \rightarrow False; \perp$

равенство eq: $x \equiv x = \langle y, z \rangle \& y = z \rightarrow True;$

$$x = \langle y, z \rangle \& y \neq z \rightarrow False; \perp$$

прибавление единицы ad: $x \equiv x \text{ число} \rightarrow x + 1; \perp$

вычитание единицы sb: $x \equiv x \text{ число} \rightarrow x - 1; \perp$

арифметические функции $+, -, \times, \div$; например,

$$+: x \equiv x = \langle y, z \rangle \& y, z - \text{ числа} \rightarrow y + z; \perp$$

логические функции *and, or, not*; например,

$$\text{and}: x \equiv x = \langle False, False \rangle \rightarrow False;$$

$$x = \langle False, True \rangle \rightarrow False;$$

$$x = \langle True, False \rangle \rightarrow False;$$

$$x = \langle True, True \rangle \rightarrow True; \perp$$

(*) *итератор iter*: $x \equiv x = \langle x_1, \dots, x_n \rangle \rightarrow \{x_1, \dots, x_n\}; \perp.$

(*) Для представления результатов выполнения функций из NFP-систем в терминах FP-систем могут применяться мета-функции, подобные коллектору:

коллектор coll: $x \equiv x = \{x_1, \dots, x_n\} \rightarrow \langle x_1, \dots, x_n \rangle; \perp.$

Так как $coll: \perp = \emptyset$, для коллектора не соблюдается требование строгости функций. Поэтому коллектор не является функцией в NFP-системах.

При работе со счетными множествами коллектор может оказаться незавершим, в этом случае его значением является \perp .

Действие функции, построенной с помощью **функциональной формы** из некоторых параметров (которыми могут быть функции или объекты), выражается через действие этих параметров. Основные функциональные формы:

композиция $(f \circ g): x \equiv f:(g:x)$

константа $\bar{x}: y \equiv y = \perp \rightarrow \perp; x$

конструкция $[f_1, \dots, f_n]: x \equiv \langle f_1:x, \dots, f_n:x \rangle$

(*) *недетерминированная конструкция*

$$\{f_1, \dots, f_n, \dots\}: x \equiv \{f_1:x, \dots, f_n:x, \dots\}.$$

Недетерминированная конструкция не может быть заменена композицией итератора и конструкции даже для конечных множеств, например:

$$\bar{a}, \overline{\{b, c\}}: x = \bar{a}:x, \overline{\{b, c\}}:x = \{a, \{b, c\}\} = \{a, b, c\}$$

$$\begin{aligned} \text{iter}^\circ[\bar{a}, \overline{\{b, c\}}]:x &= \text{iter}:\langle \bar{a}:x, \overline{\{b, c\}}:x \rangle = \\ &= \text{iter}:\langle a, \{b, c\} \rangle = \text{iter}:\{\langle a, b \rangle, \langle a, c \rangle\} = \\ &= \{\text{iter}:\langle a, b \rangle, \text{iter}:\langle a, c \rangle\} = \{\{a, b\}, \{a, c\}\} = \\ &= \{a, b, a, c\} \end{aligned}$$

применить ко всем $\alpha f: x \equiv x = \emptyset \rightarrow \emptyset$;

$$x = \langle x_1, \dots, x_n \rangle \rightarrow \langle f: x_1, \dots, f: x_n \rangle; \perp$$

условие $(p \rightarrow f: g): x \equiv p: x = \text{True} \rightarrow f: x$;

$$p: x = \text{False} \rightarrow g: x; \perp$$

(*) ограничение $(\text{constr } p): x \equiv p: x = \text{True} \rightarrow x; \perp$.

Ограничение может быть заменено условием $p \rightarrow id; \perp$ и применяется для работы с недетерминированными объектами с целью исключить из них такие значения x , для которых $p: x \neq \text{True}$. Для композиции нескольких ограничений $(\text{constr } p_1)^\circ \dots^\circ (\text{constr } p_n)$ может быть использована сокращенная запись $(\text{constr } p_1, \dots, p_n)$.

цикл $(\text{while } p f): x \equiv p: x = \text{True} \rightarrow (\text{while } p f)$:

$$(f: x); p: x = \text{False} \rightarrow x; \perp$$

(*) недетерминированный цикл $\{\text{while } p f\}: x \equiv p$:

$$x = \text{True} \rightarrow \{x, \{\text{while } p f\}(\cdot: f: x)\}; \perp$$

Существование недетерминированных объектов предоставляет более богатые возможности использования циклических конструкций в NFP-системах. Для любых фиксированных функций p и f недетерминированный цикл всегда может быть определен через условие и недетерминированную конструкцию, поэтому его использование в качестве функциональной формы, являющейся разновидностью недетерминированной конструкции, не изменяет семантику исчисления (что справедливо также по отношению к обычному "детерминированному" циклу) и вызвано лишь соображениями наглядности. В частности недетерминированные циклы могут применяться для порождения недетерминированных объектов с бесконечным множеством значений. Например, недетерминированный объект "натуральное число" может быть реализован как:

$$\{\text{while } \overline{\text{True}} ad\}: 0 = \{0, \{\text{while } \overline{\text{True}} ad\}: 1\} = \dots = \{0, 1, 2, \dots\}$$

левая свертка $\setminus f: x \equiv x = \langle x_1 \rangle \rightarrow x_1$;

$$x = \langle x_1, \dots, x_n \rangle \rightarrow f: \langle \setminus f: \langle x_1, \dots, x_{n-1} \rangle, x_n \rangle;$$

$$x = \emptyset \ \& \ \exists! u_f \neq \perp f: \langle u_f, x \rangle \in \{x, \perp\} \rightarrow u_f; \perp$$

правая свертка $/f: x \equiv x = \langle x_1 \rangle \rightarrow x_1$;

$$x = \langle x_1, \dots, x_n \rangle \rightarrow f: \langle x_1, \setminus f: \langle x_2, \dots, x_n \rangle \rangle;$$

$$x = \emptyset \ \& \ \exists! u_f \neq \perp f: \langle x, u_f \rangle \in \{x, \perp\} \rightarrow u_f; \perp$$

Определяемые функции могут быть заданы при помощи определения, имеющего вид

$$\text{Def } f - E(f, g_1, \dots, g_n),$$

где E - функциональное выражение, зависящее от параметров g_1, \dots, g_n и, возможно, от определяемого функционального символа f и построенное из функциональных форм. При вычислении $f: x$ символ f должен быть заменен определяющим его выражением. Например:

$$\text{Def } \text{null} = \text{eq}^\circ id, \emptyset$$

возвращает True , если аргументом является пустой кортеж;

$$\text{Def } \text{last} = 1^\circ \text{reverse}$$

определяет функцию last , которая порождает последний элемент в кортеже (или \perp). Эта же функция может быть определена другим способом:

$$\text{Def } \text{last} = \text{null}^\circ tl \rightarrow \text{last}^\circ tl$$

Ниже приводятся еще несколько примеров определяемых функций.

$$\text{факториал: } \text{Def } ! = \text{eq}^\circ id, \bar{0} \rightarrow \bar{1}; \times^\circ [id, !^\circ sb]$$

$$\text{конкатенация кортежей: } \text{Def } \text{conc} = / \ \circ^\circ \ \backslash$$

внутреннее произведение кортежей:

$$\text{Def } IP = (/ +)^\circ (\alpha \times)^\circ \text{trans}$$

произведение матриц (кортежей кортежей):

$$\text{Def } MM = \alpha \alpha IP^\circ \alpha \text{distr}^\circ [1, \text{trans}^\circ 2]$$

В следующих примерах демонстрируются возможности недетерминированного программирования в NFP-системах:

вставка объекта в кортеж:

$$\text{Def } \text{insert} = \text{null}^\circ 2 \rightarrow [1];$$

$$\{ \subset^\circ id, \subset^\circ [1^\circ 2, \text{insert}^\circ [1, tl^\circ 2]] \}$$

например,

$$\text{insert}: \langle a, \langle b, c \rangle \rangle = \{ \subset^\circ id, \subset^\circ [1^\circ 2, \text{insert}^\circ [1, tl^\circ 2]] \}:$$

$$\begin{aligned} \langle a, \langle b, c \rangle \rangle &= \\ &= \{ \subset^\circ id: \langle a, \langle b, c \rangle \rangle, \subset^\circ [1^\circ 2, \text{insert}^\circ [1, tl^\circ 2]]: \langle a, \langle b, c \rangle \rangle \} = \\ &= \langle a, b, c \rangle, \subset: \langle b, \text{insert}: \langle a, \langle c \rangle \rangle \rangle = \dots = \\ &= \{ \langle a, b, c \rangle, \langle b, a, c \rangle, \langle b, c, a \rangle \} \end{aligned}$$

удаление объекта из кортежа:

$$\text{Def } \text{delete} = \{ [1, tl], [1^\circ 2, \subset^\circ [1, 2^\circ 2]]^\circ [1, \text{delete}^\circ tl] \}$$

например,

$$\text{delete}: \langle a, b, c \rangle = \{ \langle a, \langle b, c \rangle \rangle, \langle b, \langle a, c \rangle \rangle, \langle c, \langle a, b \rangle \rangle \}$$

перестановка элементов кортежа:

$$\text{Def } \text{rearr} = \text{null} \rightarrow \emptyset; \text{insert}^\circ [1, \text{rearr}^\circ tl]$$

эта же функция может быть определена не через insert , а через delete :

$$\text{Def } \text{rearr} = \text{null} \rightarrow \emptyset; \subset^\circ [1, \text{rearr}^\circ 2]^\circ \text{delete}$$

например, $\text{rearr}: \langle a, b \rangle = \{ \langle a, b \rangle, \langle b, a \rangle \}$

подмножество элементов кортежа:

$$\text{Def } \text{subset} = \text{null} \rightarrow \emptyset; \{ \text{subset}^\circ tl, \subset^\circ [1, \text{subset}^\circ tl] \}$$

например, $\text{subset}: \langle a, b \rangle = \{ \emptyset, \langle b \rangle, \langle a \rangle \langle a, b \rangle \}$.

Таким образом, приведенное описание NFP-систем

показывает, что возможно недетерминированное расширение детерминированных систем программирования, удовлетворяющее следующим свойствам:

- Возможно определение функций, допускающих альтернативные способы вычисления их значений. В NFP-системах результатом вычисления таких функций являются недетерминированные объекты.

- Новые средства программирования не требуют внесения изменений в реализацию стандартных функций и структур данных. В NFP-системах это свойство проявляется в том, что элементами кортежей и аргументами функций всегда являются детерминированные объекты.

- Основные свойства недетерминированного программирования являются обобщениями свойств детерминированного программирования. Правила FP-систем являются частными случаями правил NFP-систем.

Применение описанного подхода возможно во многих современных системах программирования, так как их объектно-ориентированные возможности позволяют максимально эффективно и выразительно реализовать концепцию недетерминированных объектов.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Bellia M., Levi G. The relation between logic and functional languages: a survey. - In Journal of Logic Programming (3), pp. 217-326, 1986.
2. Hanus M. The integration of functions into logic programming: from theory to practice. - In The Journal of Logic Programming

- (19, 20), pp. 583-628, 1994.
3. Reddy U. S. Narrowing as the operational semantics of functional languages. - In Proc. IEEE Internat. Symposium on Logic Programming, pp. 138-151, Boston, 1985.
4. Darlington J., Field A. J., Pull H. The unification of functional and logic languages. - In Logic Programming, Functions, Relations, and Equations, pp. 37-70. Prentice Hall, 1986.
5. Darlington J., Guo Y. Narrowing and unification in functional programming - an evaluation mechanism for absolute set abstraction. - In Proc. of the Conference on Rewriting Techniques and Applications, pp. 92-108. Springer LNCS 355, 1989.
6. Robinson J. A., Sibert E. E. LOGLISP: Motivation, Design and Implementation. - In Logic Programming, pp. 299-313. Academic Press, 1982.
7. Silbermann F. S. K., Jayaraman B. Set Abstraction in Functional and Logic Programming. - In Fourth International Conference on Functional Programming and Computer Architecture, pp. 313-326, 1989.
8. Silbermann F. S. K., Jayaraman B. A Domain-theoretic Approach to Functional and Logic Programming. - Technical Report TUTR 91-109, Tulane University, 1991. Also in Journal of Functional Programming, Vol. 2, No. 3, pp. 273-321, 1992.
9. Jagadeesan R., Pingali K., Panangaden P. A Fully Abstract Semantics for a First-Order Functional Language with Logic Variable. - ACM Transactions on Programming Languages and Systems, Vol. 13, No. 4, pp. 577-625, 1991.
10. Backus J. Can programming be liberated from the von Neumann style? A functional style and its algebra of programs. CASM 21, 8, Aug. 1978. [Имеется перевод: Бэкус Дж. Можно ли освободить программирование от стиля фон Неймана? Функциональный стиль и соответствующая алгебра программ. - В кн.: Лекции лауреатов премии Тьюринга. - М.: Мир, 1993. - с. 84-158.]
11. Backus J. The algebra of functional programs: function level reasoning, linear equations, and extended definitions. - Lect. Notes in Comp. Sci., 1981, v. 107, p. 1-43. [Имеется перевод: Бэкус Дж. Алгебра функциональных программ: мышление функционального уровня, линейные уравнения и обобщенные определения. - В кн.: Математическая логика в программировании: Сб. статей 1980-1988 гг. - М.: Мир, 1991. - с. 8-53.]
12. Кауфман В. Ш. Языки программирования. Концепции и принципы. - М.: Радио и связь, 1993. - 432 с.

УДК: 681.3

СИНТЕЗ СТРУКТУРЫ СЕТИ ПО ДЕТЕРМИНИРОВАННЫМ ПАРАМЕТРАМ ЖИВУЧЕСТИ

И. Н. Шамкова, А. А. Гагарин

Рассмотрена задача синтеза структуры сети во взаимодействии с окружающей средой по детерминированным параметрам живучести. Предлагается алгоритм решения данной задачи для структуры сети минимальной стоимости

Розглянута задача синтезу структури мережі у взаємодії з навколишнім середовищем по детермінованими параметрам живучості. Пропонується алгоритм рішення даної задачі для структури мережі мінімальної вартості

The problem of synthesizing of a network architecture in interplay with an environment on the determined parameters of robustness is reviewed. In outcome the algorithm of the solution of the given problem for a network architecture of the minimum cost is offered

Понятное определение живучести для биологических систем и организмов претерпевает некоторые изменения

при попытке применить его для технических систем. Появляется необходимость определить, в каких же случаях считаем "живой", т.е. действующей, функционирующей, достаточно сложную техническую систему. Не всегда можно перечислить варианты структуры и поведения системы, описать условия окружающей среды, но чаще всего можно определить цель (или приоритетность целей) и допустимое качество функционирования технической системы. Под живучестью системы различной природы следует понимать их свойство адаптироваться к новой ситуации и противостоять любым воздействиям, выполняя свою целевую функцию за счет соответствующего изменения структуры и поведения системы даже при серьезных поражениях ее частей.

Для живучей системы характерна адекватная реакция на изменение не только внешних условий, но и внутреннего состояния самой системы, например, на отказы ее элементов. Современные системы уже в некоторой степени обладают свойствами живучести, так как отказы отдельных компонентов не приводят к выходу из строя всей системы, неисправность может устраняться автоматически, поведение может изменяться в зависимости от параметров внешней среды.

При анализе и синтезе живучих систем необходимо учитывать, что свойство живучести имеет интегральный, комплексный характер, обобщая такие свойства системы, как надежность, восстанавливаемость, отказоустойчивость и др.

Интерес представляют те свойства системы, которые обеспечивают возможность ее заданного функционирования при изменении параметров внешней и внутренней среды в течение длительных промежутков времени.

Анализируя функционирование живучих вычислительных систем, можно получить качественные и количественные оценки живучести систем некоторого класса (с заданными параметрами, целью) при изменении условий функционирования, класса решаемых задач и структуры самой системы, связанной с отказами элементов. Анализ может проводиться для системы в целом, отдельных подсистем для комплексов типа система-среда.

В развивающейся теории живучести можно выделить ряд направлений и, соответственно, несколько видов моделей анализа и синтеза:

- 1) теоретико-игровые;
- 2) вероятностные;
- 3) детерминированные;
- 4) графовые.

Рассмотрим задачу синтеза структуры сети, когда требования задаются по детерминированным параметрам живучести. В этом случае минимизация числа линий связи в сети сводится к задаче построения максимально связанного графа с минимальным числом ребер при заданной связности.

Если максимально связной граф имеет связность m , а удаление произвольного ребра приводит к связности $m - 1$, то такой граф является реберно-критическим и включает наименьшее число ребер из всех m реберно-связных графов. Если требования по живучести заданы в виде связности, одинаковой для всех узлов, и равной m , то соответствующая структура будет отображать максимально связной реберно-критический граф, для которого

$$C^x = \text{entire}((2N)/M) = m = b,$$

где $b = \text{deg}(J_i)$, $i = \overline{1, M}$ - степень узла. В таком графе для четных b узел y_i соединен с узлом y_i ,

причем, $j = 1 \pm (e \pmod{M})$, $1 \leq e \leq \text{entire}(b/2)$, а для нечетных $b - 1$ узел y_i соединяется также с узлом y_i , где $j = \text{entire}(i + M/2) \pmod{2}$.

Структуры сетей, соответствующих максимально связным реберно-критическим графам, строятся следующим образом: все узлы нумеруются и размещаются по окружности в соответствии с присвоенными номерами. Затем каждый узел соединяется с b (при четном b) и $b - 1$ (при нечетном b) соседними узлами. Если b нечетно, то каждый узел соединяется с наиболее удаленным от него узлом.

Если наряду с требованиями по связности должна быть обеспечена минимально возможная максимальная длина маршрута (в числе линий связи), то в этом случае синтезируется максимально связной реберно-критический граф, имеющий минимальный диаметр.

Методы построения структур на основе детерминированных показателей живучести используются в тех случаях, когда не удается оценить вероятность вывода из строя элементов сети [1].

Если при синтезе структуры сети имеется информация о затратах, необходимых для создания линий связи между парами узлов, то в качестве критерия оптимальности структуры следует использовать минимум затрат при ограничениях, налагаемых на связность m . Синтез в этом случае осуществляется следующим образом.

Пусть Ω_i - подмножество структур в множестве структур $G(M)$ на M узлах, каждая из которых содержит $N(\Omega_i)$ линий связей; необходимо найти такое подмножество Ω , для которого

$$N(\Omega_k) = \min_{\Omega \in G(M)} N(\Omega_i)$$

и выполняется ограничение

$$c \geq m,$$

где c - минимальная реберная связность связи.

Из множества Ω_k должна быть выбрана структура Γ_{\min} , для которой выполняется условие

$$\sum_{(i,j) \in \Gamma_{\min}} \Xi_{ij} = \min_{\Gamma_i \in \Omega_k} \sum_{(i,j) \in \Gamma_i} \Xi_{ij},$$

где Ξ_{ij} - затраты на создание и эксплуатацию линий связи.

Заметим, что первым двум условиям отвечает более $M!$ реберно-критических структур связности. При этом синтез структуры осуществляется как суперпозиция последовательностей независимых гамильтоновых циклов [2].

Алгоритм рішення являється евристическим и базується на рішенні задачі коммивояжера.

Описаний метод рішення задачі може використовуватися для знаходження структури мережі мінімальної вартості, якщо показателем живучості являється зв'язність мережі.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Додонов А.Г., Шевченко С.Г. Анализ и синтез структур живучих систем. - М.: Всесоюз. общ. информ. и вычисл. техн., 1991.-с.14.
2. Мовсеян А.Г. Концептуальная модель живучести информационно-вычислительных систем //Живучесть и реконфигурация информационно-вычислительных и управляющих систем. -М., 1991. -с.48.

УДК 681.324:519. 1

МЕТОД МАТЕМАТИЧНОГО ОПИСУ БАГАТОВИМІРНИХ КОМП'ЮТЕРНИХ МЕРЕЖ

А. В. Щокін

В статті предложена математическая модель многомерных компьютерных сетей, используемая для их имитационного моделирования. На основе данной модели разработан эффективный метод моделирования сети, в котором применен аппарат сетей Петри. Описана методология анализа модели сети с целью ее оптимизации.

В статті запропонована математична модель багатовимірних комп'ютерних мереж, що використовується для їх імітаційного моделювання. На основі даної моделі розроблений ефективний метод моделювання мережі, в якому застосовано апарат мереж Петрі. Надано опис методології аналізу моделі мережі з метою її оптимізації.

The mathematical model of heterogeneous computer networks is offered in article. It's used for simulation modeling of the networks. The effective networks modeling method, in which a Petri nets vehicle applied, is worked up on base of given model. Network model analysis methodology is described for the purpose of network optimization.

Комп'ютерні мережі (КМ) внаслідок свого широкого поширення і бурхливого розвитку заслуговують пильної уваги з погляду вивчення закономірностей їх функціонування і методів оптимізації їхньої продуктивності. Сьогодні тільки дуже мала кількість мереж характеризується однорідністю програмного й апаратного забезпечення. Мережі, складені з обладнання одного виробника, наприклад ІВМ або DEC, залишилися в минулому. Нормою сьогодення є неоднорідні локальні обчислювальні мережі (ЛОМ), що містять у собі програмні й апаратні ресурси різноманітних виробників. Причому відносно програмного забезпечення в них часто застосовуються декілька операційних систем, а розмаїтість апаратних компонентів, із яких будується мережа, породжує ще більшу розмаїтість структур і стандартів мереж (Ethernet, ATM, Token Ring, FDDI та ін. [1]) Проте розвиток мережних технологій призвів до створення багатовимірних мереж (БКМ), що є більш складними утвореннями. Вони отримуються в результаті об'єднання окремих неоднорідних ЛОМ у єдину мережу, наприклад, мережу масштабу великого підприємства. Багатовимірність в таких мережах означає те, що окремі ЛОМ, які входять до складу БКМ, у просторі опису являють собою окремі поверхні, які взаємодіють між собою за допомогою різного роду протоколів. Таким чином, в даний час актуальною є задача оптимізації продуктивності і надійності БКМ, яка найбільш ефективно вирішується за допомогою моделювання.

В даній роботі пропонується метод математичного моделювання БКМ, головний принцип якого полягає в розкладанні багатовимірної мережної структури на окремі ланки з метою вивчення закономірностей їх функціонування. Подальший синтез отриманих залежностей дозволяє отримати характеристику функціонування усієї мережі в цілому. Розглянемо типічну ланку БКМ (див. рис. 1), що складається з компонент: робоча станція (РС) лінії зв'язку (ЛЗ), сервер (С). У загальному ж випадку в БКМ існує деяка множина з N робочих станцій, що за допомогою ліній зв'язку взаємодіють із M серверами.

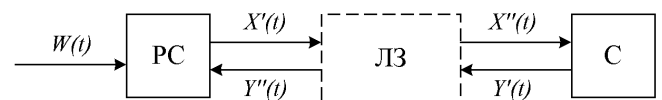


Рисунок 1 - Модель ланки БКМ

Розглянемо докладніше функціональний склад структурних компонент запропонованої моделі мережі: ліній зв'язку, серверу і робочої станції.

Лінії зв'язку являють собою комутуюче устаткування, призначене для об'єднання розрізнених компонентів у єдину мережу (мережні адаптери, кабелі, мости та ін.) ЛЗ передає інформацію від робочої станції до серверу з

визначеною затримкою, яка залежить від стандарту, що визначає швидкість передачі інформації, параметрів і завантаженості комутуючих устроїв (концентраторів, комутаторів, маршрутизаторів і ін.) У загальному вигляді ЛЗ описується формулою (1)

$$F(U, X'(t), X''(t), Y'(t), Y''(t)) = 0, \quad (1)$$

де U - множина характеристик комутуючих пристроїв; X', X'', Y', Y'' - множини вхідних і вихідних із ЛЗ потоків інформації.

Призначення серверу в мережі - забезпечувати обробку запитів користувачів. Тому в моделі сервер у відповідь на інформацію $X''(t)$, що надійшла на його вхід, повертає результат $Y'(t)$ обробки запиту. Обробка даних сервером відбувається в три етапи:

1. Перетворення інформації з фізичного, найнижчого рівня семирівневої моделі взаємодії відкритих систем (стандарт ISO [2]), до найвищого, прикладного (виконується вхідним перетворювачем - Bx).

2. Обробка запиту, що надійшов: пошук даних на жорсткому диску, проведення обчислень, формування додаткового запиту та ін. (виконує керувач - KEP).

3. Перетворення інформації в зворотному порядку - від прикладного рівня до фізичного (виконується вихідним перетворювачем - Bux).

При цьому на першому і третьому етапі швидкість передачі визначається завантаженістю центрального процесора, використовуваного мережного протоколу і настроювань мережних служб на сервері. На другому етапі - швидкодією апаратних компонентів комп'ютера (центрального процесора, жорсткий диск, оперативна пам'ять та ін.), а також параметрами програмного забезпечення, що обробляє інформацію:

$$Y'(t) = K'_{Bx} \cdot K'_{KEP} \cdot K'_{Bux} \cdot X''(t), \quad (2)$$

де K'_{Bx} - коефіцієнт передачі вхідного перетворювача; K'_{KEP} - коефіцієнт передачі керувача; K'_{Bux} - коефіцієнт передачі вихідного перетворювача.

У загальному вигляді $Y'(t)$ можна записати як

$$Y'(t) = P_1 \cdot X''(t), \quad (3)$$

де $P_1 = K'_{Bx} \cdot K'_{KEP} \cdot K'_{Bux}$ - коефіцієнт передачі серверу.

Функціональний склад робочої станції є аналогічним серверу, тільки в керувач додатково надходить інформація $W(t)$ з боку оператора РС. Тому рівняння, що описує поведінку РС, має вигляд

$$X'(t) = P_2 Y''(t) + P_3 W(t), \quad (4)$$

де $P_2 = K''_{Bux} \cdot K''_{KEP1} \cdot K''_{Bx}$ - коефіцієнт перетворення вхідної інформації; $P_3 = K''_{Bux} \cdot K''_{KEP2}$ - коефіцієнт перетворення інформації, яка вводиться оператором РС.

Отже, модель ланки мережі описується наступною системою рівнянь

$$F(U, X'(t), X''(t), Y'(t), Y''(t)) = 0,$$

$$Y'(t) = P_1 \cdot X''(t), \quad (5)$$

$$X'(t) = P_2 Y''(t) + P_3 W(t).$$

Тоді, щоб описати узагальнюючу модель БКМ, необхідно кожен пару РС-С описати отриманою системою рівнянь (5).

Для математичного опису запропонованої моделі БКМ застосуємо апарат мереж Петрі [3]. При цьому мережа Петрі C моделі БКМ визначається чотирма множинами $C = (L, G, I, O)$. $L = \{l_1, l_2, \dots, l_n\}$,

$G = \{g_1, g_2, \dots, g_m\}$ - кінцеві множини позицій і переходів відповідно: $n \geq 0$, $m \geq 0$, $L \cap G = \emptyset$. А множини $I: G \rightarrow L^\infty$ і $O: G \rightarrow L^\infty$ є відповідно вхідною і вихідною функціями-відображеннями з переходів у комплекти позицій.

Множина позицій являє собою об'єднання двох підмножин $L = Q \cup E$, причому $Q \cap E = \emptyset$. $Q = \{q_1, q_2, \dots, q_a\}$ - підмножина інформаційних позицій, $a \geq 0$. Кожний його елемент зберігає ключову інформацію про пакети, переданих мережею. $E = \{e_1, e_2, \dots, e_b\}$ - підмножина лічильників і ознак, що несуть керуючу інформацію, яка потрібна для організації процесу передачі інформації та аналізу моделі, $b \geq 0$.

Переходи здійснюють обробку інформації, що зберігається в позиціях мережі. Множина переходів G складається з двох підмножин, що не перетинаються, $G = H \cup R$, $H \cap R = \emptyset$. $H = \{h_1, h_2, \dots, h_c\}$ - підмножина переходів, що є класичними переходами мереж Петрі, $c \geq 0$. $R = \{r_1, r_2, \dots, r_d\}$ - підмножина логічних переходів, відмінною рисою яких є те, що при спрацьовуванні переходу, інформація, яка надійшла на його вхід, буде передана не на всі позиції, які описуються вихідною функцією для даного переходу, а тільки в одну з них ($d \geq 0$). Таким чином, у моделі БКМ реалізована функція вибору подальшого напрямку для передачі інформації, а отже, і поведінки всієї моделі в цілому.

Формальне визначення мережі БKM у вигляді структури мережі Петрі, запропоноване вище, для ілюстрації набагато більш зручно уявити графічно у вигляді двочасткового орієнтованого мультиграфа, у якому кружок \circ є позицією, а планка $|$ - переходом. При цьому позиції і переходи з'єднуються орієнтованими дугами. Так, дуга, спрямована від позиції до переходу, визначає позицію, що є входом переходу. Зворотний напрямок дуги визначає вихідну позицію. Відповідно до запропонованої моделі кружки, зображені суцільною лінією, позначають позиції, які належать підмножині Q , а пунктирної - підмножині E ; що стосується переходів, то крім класичних переходів підмножини H , у мультиграфі присутні переходи, які належать підмножині R і зображені планками, з яких виходять дуги, намальовані пунктирними лініями.

Таким чином, графом S мережі Петрі, що описує модель БKM, є двочастковий орієнтований мультиграф $S = (V, D)$, де $V = \{v_1, v_2, \dots, v_g\}$ - множина вершин, $D = \{d_1, d_2, \dots, d_r\}$ - комплект спрямованих дуг таких, що $d_k = (v_i, v_j)$, де $v_i, v_j \in V$. При цьому $V = L \cup G$, $L \cap G = \emptyset$, і для будь-якої спрямованої дуги $d_i \in D$, якщо $d_k = (v_i, v_j)$, то або $v_i \in L$ і $v_j \in G$, або $v_i \in G$, а $v_j \in L$.

Мультиграф S буде еквівалентний структурі мережі Петрі в тому випадку, коли для множини D визначимо комплект спрямованих дуг такий, що для всіх $l_i \in L$ і $g_j \in G$ виконується система співвідношень (6)

$$\begin{aligned} \#((l_i, g_j), D) &= \#(l_i, I(g_j)) \\ \#((g_j, l_i), D) &= \#(l_i, O(g_j)), \end{aligned} \quad (6)$$

де вираз $\#(x, Y)$ означає кількість примірників елемента x у комплекті Y [4].

Для здійснення моделювання БKM у вигляді мережі Петрі і проведення аналізу моделі застосовується маркування [5]. Маркування η мережі Петрі $C = (L, G, I, O)$ являє собою функцію, що відображає множину позицій L у множину позитивних цілих чисел N

$$\eta: L \rightarrow N. \quad (7)$$

Тоді маркованою мережею Петрі $M = (C, \eta)$ є структура мережі Петрі $C = (L, G, I, O)$, доповнена маркуванням η і записується у вигляді $M = (L, G, I, O, \eta)$.

У мультиграфі для маркування використовуються фішки, які представляються крапками в кружках, що

відповідають позиціям мережі Петрі. Кількість фішок і їхній розподіл у моделі БKM керує виконанням мережі Петрі, яке здійснюється шляхом запуску переходів. Перехід g_i у маркованій мережі Петрі з маркуванням η може бути запущений усякий раз, коли він дозволений.

Перехід $g_i \in G$ в маркованій мережі Петрі $M = (L, G, I, O, \eta)$ дозволений, якщо для всіх $l_j \in L$ виконується умова (8):

$$\eta(l_j) = \#(l_j, I(g_i)). \quad (8)$$

Іншими словами, перехід є дозволеним, коли кожна з його вхідних позицій промаркована числом фішок, принаймні, рівним числу дуг із кожної позиції в перехід. Результатом запуску дозволеного переходу g_i стає нове маркування η' :

$$\eta'(l_j) = \eta(l_j) - \#(l_j, I(g_i)) + \#(l_j, O(g_i)). \quad (9)$$

Отже, при запуску переходу з його вхідних позицій видаляються дозволяючі фішки, а в кожну вихідну позицію поміщається по одній фішці для кожної дуги.

Для моделювання БKM використана властивість масштабованості мереж Петрі, відповідно до якої модель мережі будується з незалежних елементів, об'єднаних між собою за допомогою комплектів вхідних і вихідних позицій. При цьому кожній вихідній позиції одного елемента може відповідати вхідна позиція іншого. Отже, мережі Петрі дозволяють будувати модель БKM довільної складності, і що саме головне, робити її аналіз на необхідному рівні деталізації комп'ютерної мережі.

Для моделювання БKM, що функціонує протягом тривалого проміжку часу, важливе місце займає проблема синхронізації. У зв'язку з цим у модель впроваджена наступна властивість: кожний перехід запускається і виконується не миттєво, як у класичних мережах Петрі, а протягом певного проміжку часу. При цьому відповідні фішки з його вхідних позицій убираються (щоб уникнути спрацьовування інших переходів, для яких позиція також є вхідною), а для даного переходу встановлюється заборона на спрацьовування (наприклад, використовується позиція "РОБОТА"). Після закінчення часу виконання переходу відбувається відповідна передача фішок вихідним позиціям, а позиція "РОБОТА" очищається. Для моделювання часу виконання переходу використаний механізм синхронізації, який називається P- і V-операціями над семафорами [6].

Опишемо за допомогою мережі Петрі найбільш простий функціональний елемент моделі БKM - канал передачі даних, моделюючий відрізок провідника, що входить до складу мережного кабелю (див. рис. 2).

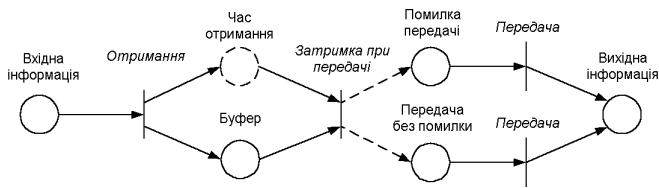


Рисунок 2 - Модель каналу передачі даних

Канал виконує наступні функції: передачу пакета повідомлень, а також різноманітних ознак про збої в каналі та його працездатності. Пакет передається по каналу у вигляді окремих посилок. Канал має пристрій пам'яті (буфер), який використовується для збереження посилок, що обслуговуються каналом. Оскільки і довжина фізичного провідника, який моделюється каналом, і довжина переданого по ньому пакета значно різняться в різних ділянках мережі, то модель каналу забезпечена лічильником часу надходження посилки. Це зроблено з метою коректного спрацьовування переходу "Затримка при передачі": у випадку, коли наступна посилка пакета надійшла в канал раніш, ніж встигла передатися попередня, то затримка при передачі складе не повний час проходження посилки по каналу, а тільки різницю між моментами надходження посилок у канал. Час повного проходження посилки по каналу обумовлено фізичними характеристиками середовища, що передає, і являє собою час, необхідний для передачі посилки з одного кінця каналу в інший. Крім того, у каналі присутня деяка можливість появи помилки при передачі, яка є випадковою величиною, рівномірно розподіленою в інтервалі $[0,1]$. Вона пов'язана з робочими характеристиками фізичного середовища передачі, що впливають на загасання сигналу, а також перешкодами з

зовнішньої середі, наприклад із боку сусідніх витих пар у кабелі на основі неекранованої витієї пари (Unshielded Twisted Pair, UTP).

Запропонована модель використовується для оптимізації БКМ, яка здійснюється в кілька етапів. У першу чергу виконується ініціалізація моделі, що полягає в установці початкового маркірування η . Після чого здійснюється виконання мережі Петрі - ітераційний процес зміни маркірування, при котрому кожна ітерація означає пробіг деякого проміжку часу. Виконання закінчується після проведення заданої кількості ітерацій. Наступним етапом моделювання є аналіз отриманого маркірування η' з метою оптимізації роботи БКМ. У результаті проведеного аналізу в модель вносяться коригування, і процес моделювання повторюється до досягнення необхідних характеристик БКМ.

Таким чином, пропонується ефективний метод імітаційного моделювання БКМ із застосуванням апарата мереж Петрі. Використання даного методу дозволяє описувати комп'ютерні мережі довільної складності, а також застосовувати модель БКМ для аналізу й оптимізації реальних мереж.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Ю. Блэк. Сети ЭВМ: протоколы, стандарты, интерфейсы: Пер. с англ. - М.: "Мир", 1990
2. Кулаков Ю.А., Луцкий Г.М. Компьютерные сети - К: "Юниор", 1998.
3. Питерсон Дж. Теория сетей Петри и моделирование систем: Пер. с англ. - М.: Мир, 1984.
4. Peterson J. Computation Sequence Sets //Journal of Computer and System Sciences, 13, No 1, August 1976, pp. 1-24.
5. L. Bernardinello, F. De Cindio, A survey of Basic Net Models and Modular Net Classes, Lecture Notes in Computer Science, vol. 609, Springer Verlag, 1992.
6. Maurice J. Bach, The design of the UNIX operating system, Prentice-Hall, 1986.

ІІІ. УПРАВЛІННЯ

УДК 681.513

СТРУКТУРНО-ДИНАМІЧНА СУТНІСТЬ ВІД'ЄМНОГО ЗВОРОТНЬОГО ЗВ'ЯЗКУ В АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМАХ

Н. А. Брикун, Л. М. Бойчук

На основании структуры решения операторных уравнений замкнутой системы сделаны выводы о структурно-динамической сущности отрицательной обратной связи в автоматических системах. Для иллюстрации рассмотрен неустойчивый объект первого порядка. особое внимание уделено случаям невырожденной и неполностью вырожденной динамической подсистемы.

На основе структуры розв'язку операторних рівнянь замкнутої системи зроблені висновки про структурно-динамічну сутність від'ємного зворотнього зв'язку в автоматичних системах. Для ілюстрації розглянуто нестійкий об'єкт першого порядку. Особливу увагу приділено випадкам невірродженої та неповністю виродженої динамічної підсистеми.

The conclusions about a structural-dynamic essence of negative feedback in automatic systems are made which is based upon the structural solution of operational equations of a closed-loop system. The unstable object of the first order is considered for illustration. Special attention is given to the cases of non-degenerate and incomplete degenerate dynamic subsystem.

Важливе місце в сучасній теорії автоматичного керування займає проблема стабілізації вихідної величини об'єкта керування з невизначеними внутрішніми (параметричними) та зовнішніми збуреннями. До традиційних методів розв'язання цієї проблеми відносяться, наприклад, застосування великих коефіцієнтів підсилення регулятора. Та оскільки існує обмеження на динамічну стійкість, то можливості підсилення сигналу від'ємного зворотнього зв'язку вважаються вичерпаними. Цей зв'язок використовується, головним чином, для підтримання вихідних величин на деякому заданому рівні, хоча ще в 60-х роках І.Горовіц зазначав, що сутність від'ємного зворотнього зв'язку полягає якраз в забезпеченні компенсації невизначених збурень [1]. Підтвердженням цього напрямку є, зокрема, використання ізодромів та ПІД-регуляторів, які забезпечують астатизм системи. Також вважають, що вплив зовнішнього збурення, що діє на керований об'єкт, можна зняти, сформувавши сигнал у протифазі до цього збурення. Такий сигнал отримують, використовуючи, наприклад, вимірювання збурення. Для зняття впливу внутрішнього збурення об'єкта звичайно використовують алгоритми адаптації, що пов'язані з ідентифікацією невідомих параметрів об'єкта та побудовою його математичної моделі і з подальшим налагодженням

параметрів регулятора. Використання вищевказаних методик призводить ззагалі до росту складності системи керування, особливо у багатовимірному випадку. Навіть застосування найсучасніших комп'ютерів не набагато сприяє подоланню цієї проблеми.

Тому перспективним можна вважати підхід до керування такими невизначеними об'єктами, що базується на використанні багатовимірних динамічних підсистем у ланцюгу від'ємного зворотнього зв'язку. З цим підходом пов'язані роботи, що проводилися в 40-х роках І.І.Гальперіним [2] та Г.В.Щипановим [3]. І.І.Гальперін запропонував включати в контур від'ємного зворотнього зв'язку деяку інерційну багатозв'язну підсистему, причому динаміка всієї замкнутої системи повинна визначатися саме цією підсистемою. Цей підхід, який можна назвати динамічним домінуванням, був відновлений в 60-х роках Дж.Пірсоном [4] і розробляється в даний час [5], оскільки послаблює вимоги до вимірювання вихідної величини та змінних стану [6]. Найбільший ефект регулювання може бути отриманий, якщо ці підсистеми задовольняють умові виродженості Г.В.Щипанова, яку назвали умовою абсолютної інваріантності. Сам принцип інваріантності прийнято з обмеженням [7], яке зводиться до того, що в класі систем керування за відхиленням для об'єкта з однією регульованою величиною не можна розв'язати задачу повної компенсації. В роботі [7] вважається, що для таких вихідних величин можлива інваріантність до зовнішнього збурення лише з точністю до ϵ , так як виконати умови повної інваріантності здавалося неможливо. Подальші дослідження [8]-[12] показали, що і для вищевказаних систем можна побудувати регулятор, який забезпечує незалежність вихідної величини від збурень (як внутрішніх, так і зовнішніх), замінивши умову параметричної виродженості (як було у Г.В.Щипанова) умовою так званої структурно-динамічної виродженості.

Мета статті - довести, що явище компенсації невизначених збурень становить структурно-динамічну сутність від'ємного зворотнього зв'язку, що дозволяє провести її компенсацію без спеціальних засобів типу адаптації або вимірювання збурень. Треба зазначити, що наголос на

такому змісті керування в автоматичних системах вже мав місце в працях [13]-[14], але в даній роботі більш чітко розглянута структура розв'язку операторних рівнянь замкнутої системи, яка аналітично підтверджує цей висновок. Для простоти та наочної ілюстрації будемо розглядати систему керування за відхиленням для об'єкта першого порядку з однією регульованою величиною. Окремо дослідимо випадки невинродженої та неповністю винродженої багатовимірної динамічної підсистеми.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Нехай об'єкт керування описується наступним диференціальним рівнянням першого порядку, яке в операторній формі має вигляд:

$$a_{11}(p)x_1(p) = B_1(p)u_1(p) + f_1(p), a_{11}(p) = \tau_{11}p + a_{11}, p \triangleq \frac{d}{dt}. \quad (1)$$

$$\text{deg}a_{11}(p) = n_{01} = 1, \dim x_1(p) = \dim u_1(p) = 1,$$

причому $x_1(p)$, $u_1(p)$ - операторні відображення регульованої величини і керуючого впливу відповідно, а $f_1(p)$ - зовнішнє збурення, що обмежене за амплітудою. Для керування використаємо багатовимірну динамічну підсистему, яка описується рівнянням [9]

$$A_{22}(p)x_2(p) = u_2(p), A_{22}(p) = T_{22}p + A_{22}, \quad (2)$$

$$\text{deg}A_{22}(p) = n_{02} \geq n_{01}, \dim x_2 = n_2 \geq n_1, \quad (3)$$

де T_{22} та A_{22} - матриці динамічних та структурних

взаємозв'язків допоміжної підсистеми відповідно. Нерівності (3) є умовами домінування, що накладаються на динамічні порядки та кількість змінних керуючої підсистеми і об'єкта керування.

Закон управління об'єктами (1) та (2) закладемо так званого перехресного типу

$$u_1(p) = k_{12}^T(p)x_2(p), u_2(p) = k_n k_{21}(\Psi_1 - x_1(p)), k_{12}^T(p) = c_{12}^T p + k_{12}^T, \quad (4)$$

де $k_{12}^T(p)$, k_{21} - операторні відображення векторів налагодження, k_n - параметричний коефіцієнт підсилення, Ψ_1 - завдання (розглядаємо задачу стабілізації). Оскільки дію параметричного коефіцієнта підсилення досліджено в роботах [13]-[14], покладемо $k_n = 1$.

Управління об'єктом (1) залежить від поточних значень вихідних величин допоміжного об'єкта (2) та їх похідних, а управління ним - тільки від похибки регулювання основного об'єкта (тобто для управління не використовуються похідні вихідної величини).

Таким чином, рівняння замкнутої системи має вигляд

$$\begin{bmatrix} a_{11}(p) & -k_{12}^T(p) \\ k_n k_{21} & A_{22}(p) \end{bmatrix} \cdot x(p) = \begin{bmatrix} f_1(p) \\ k_n k_{21} \Psi_1 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

де $x(p) = [x_1(p)x_2(p)]^T$, $\dim x(p) = n_2 + 1$. Структурна схема такої системи представлена на рис.1. При заданій структурі основного та допоміжного об'єктів рівняння (5) можна розглядати як систему лінійних рівнянь n -го порядку з n невідомими, в зв'язку з чим на них можуть бути, в деякій мірі, розповсюджені закони і методи алгебри [5].

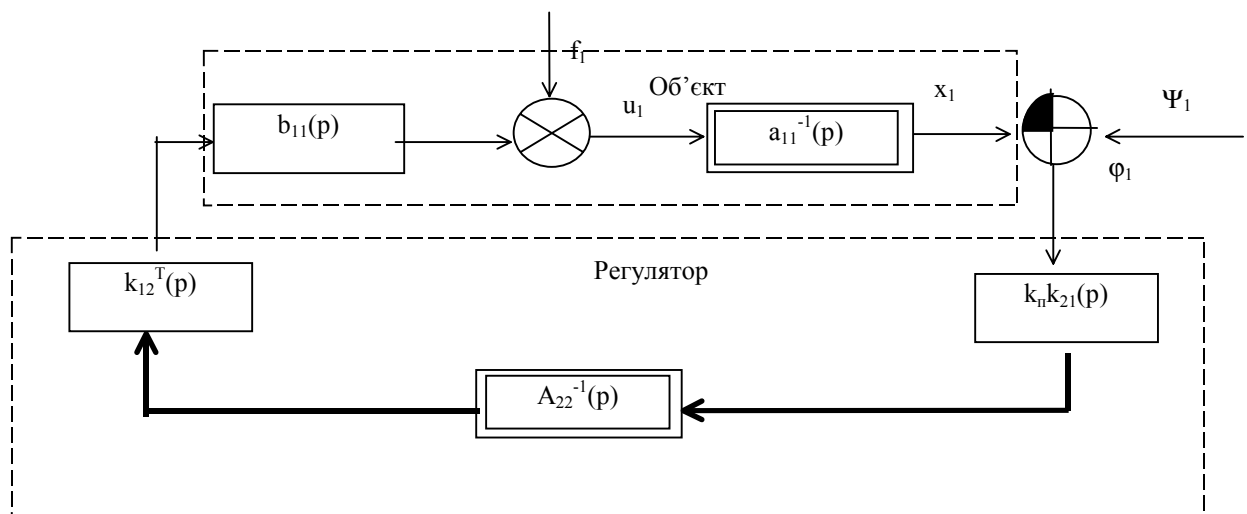


Рисунок 1

2. НЕВИРОДЖЕНА ДОПОМІЖНА ПІДСИСТЕМА

У випадку, коли визначник $A_{22}(p)$ не дорівнює нулю, існує обернена матриця

$$A_{22}^{-1}(p) = \frac{B_{22}(p)}{\Delta_{22}(p)}, \quad (6)$$

де $\Delta_{22}(p)$ - визначник, $B_{22}(p)$ - приєднана матриця для $A_{22}(p)$ відповідно. За алгоритмом Левєрьє-Фадєєва [15], який не містить операцій ділення, а тому не накопичує помилок, можна знайти визначник та приєднану матрицю підсистеми, що мають наступний поліноміальний вигляд:

$$\begin{aligned} \Delta_{22}(p) &= a_{n_2}p^{n_2} + a_{n_2-1}p^{n_2-1} + \dots + a_0, \\ B_{22}(p) &= B_{n_2-1}p^{n_2-1} + B_{n_2-2}p^{n_2-2} + \dots + B_0, \end{aligned} \quad (7)$$

де n_2 - кількість змінних допоміжної підсистеми. Оскільки підсистема не вироджена, то ранги матриць її власних взаємозв'язків дорівнюють їх розмірності:

$$\text{rang}T_{22} = \text{rang}A_{22} = n_2. \quad (8)$$

Маючи вирази для приєднаної матриці та визначника допоміжної підсистеми (8), знайдемо розв'язок (5), скориставшись методом виключення змінних, який полягає у виразі змінної $x_2(p)$ через $x_1(p)$ та еквівалентних перетвореннях. Можна показати, що тоді обернена матриця замкнутої системи має наступний блочний вигляд:

$$A^{-1}(p) = \frac{1}{\Delta(p)} \begin{bmatrix} \Delta_{22}(p) & k_{12}^T(p)B_{22}(p) \\ -B_{22}(p)k_{21} & \alpha_{11}(p)B_{22}(p) + \tilde{P}_{12}(p) \end{bmatrix}, \quad (9)$$

а характеристичний поліном замкнутої системи містить дві складові:

$$\begin{aligned} \Delta(p) &= \Delta'(p) + \Delta''(p), \\ \Delta'(p) &\triangleq a_{11}(p)\Delta_{22}(p), \quad \Delta''(p) \triangleq k_{12}^T(p)B_{22}(p)k_{21}. \end{aligned} \quad (10)$$

Назвемо другу складову характеристичного поліному замкнутої системи структурним коефіцієнтом підсилення. Оскільки одне й теж його значення можна реалізувати при різних співвідношеннях між векторами налагодження та приєднаною матрицею допоміжної підсистеми, то маємо можливість в законі керування замінити похідні регульованої змінної похідними змінних допоміжної підсистеми (див. Приклад 1.1).

Степінь першої складової ($n_2 + 1$) перевищує степінь другої (n_2), тому отримуємо

$$\text{deg}\Delta(p) = \text{deg}\Delta'(p) = n_2 + 1. \quad (11)$$

При цьому роль векторів налагодження полягає в тому, що вони підвищують степінь другої складової, даючи змогу робити систему стійкішою, оскільки ми задаємо більше коефіцієнтів характеристичного поліному [16].

У виразі для оберненої матриці (9) присутня матриця $P_{12}(p)$, яка у випадку, коли розмірність допоміжної підсистеми системи більша двох, повинна задовольняти умові

$$A_{22}(p)P_{12}(p) = [\Delta''(p)E_{22} - k_{21}k_{12}^T(p)B_{22}(p)]. \quad (12)$$

Чисельно та аналітично можна довести, що ця матриця має наступні властивості неортогонального проектора:

$$k_{12}^T(p)P_{12}(p) = P_{12}(p)k_{21} = 0, \quad (13)$$

$$P_{12}(p)P_{12}(p) \neq P_{12}(p). \quad (14)$$

Якщо ж $n_2 = 2$ властивості (13)-(14) зберігаються, а проектор задається наступним виразом:

$$P_{12}(p) = (k_{12}^T(p)k_{21}E - k_{21}k_{12}^T(p)). \quad (12a)$$

Покажемо, що матриця (9) є дійсно оберненою. Перевірку $A(p)A^{-1}(p) = A^{-1}(p)A(p) = E$ проведено за правилами множення блочних матриць та з використанням властивостей (6), (12), (13).

$$A(p)A^{-1}(p) =$$

$$= \frac{1}{\Delta(p)} \begin{bmatrix} a_{11}(p)\Delta_{22}(p) + k_{12}^T(p)B_{22}(p)k_{21}(p) & a_{11}(p)k_{12}^T(p)B_{22}(p) - a_{11}(p)k_{12}^T(p)B_{22}(p) - k_{12}^T(p)\tilde{P}_{12}(p) \\ \Delta_{22}(p)k_{21}(p) - A_{22}(p)B_{22}(p)k_{21}(p) & k_{21}(p)k_{12}^T(p)B_{22}(p) + a_{11}(p)A_{22}(p)B_{22}(p) + A_{22}(p)P_{12}(p) \end{bmatrix} = E.$$

З (9) можна одержати вирази для вихідної величини та керування

$$x_1(p) = \frac{1}{\Delta(p)} [\Delta_{22}(p)f_1(p) + \Delta''(p)\Psi_1], \quad (15)$$

$$u_1(p) = \frac{\Delta''(p)}{\Delta(p)} [-f_1(p) + a_{11}(p)\Psi_1]. \quad (16)$$

Виходячи з них, легко записати умову, яка накладається на структурний коефіцієнт підсилення, для забезпечення керованості системи (саме системи, а не взятого окремо об'єкта)

$$\Delta''(p) \neq 0. \quad (17)$$

При невиконанні цієї умови вихідна величина інваріантна до завдання, а керування дорівнює нулю. При виконанні умови керованості, з аналізу виразу для вихідної величини, можна зробити висновок, що вплив зовнішнього збурення на вихідну величину буде залежати від визначника допоміжного об'єкта і буде тим меншим, чим менший цей визначник.

При нескінченному збільшенні структурного коефіцієнта підсилення керування не стає нескінченно великою величиною, тому що цей коефіцієнт знаходиться як у чисельнику, так і у знаменнику виразу. При виконанні умови керованості керування буде знаходитися майже у протифазі до зовнішніх і майже у фазі до внутрішніх збурень і коли визначник допоміжного об'єкта зменшу-

ється, ця залежність стає більш точною.

Таким чином, коли забезпечена стійкість системи при невідомих параметрах об'єкта, керування автоматично частково компенсує вплив збурень. Структурно-динамічна сутність від'ємного зворотнього зв'язку якраз і полягає в тому, що за рахунок керування збурення (як зовнішні так і внутрішні) з основного об'єкта частково переносяться і компенсуються змінними допоміжною підсистеми.

Для ілюстрації вищевказаних висновків використаємо нестійкий об'єкт першого порядку $a_{11}(p) = \tau_{11}p + a_{11}$, $a_{11} < 0$ ($n_{01} = 1$, $n_1 = 1$) [17] з обмеженням на керування $|u_1(t)| \leq 5$ та завданням $\Psi_1 = 1$.

На рис.2 представлені графіки перехідних процесів в системі, коли умова керованості не виконується. В початковий момент часу $t = 0$ збурення відсутні, керування (u_1) нульове і похибка регулювання (eps_t) не компенсується. При $t = 5$ подіяло збурення ($f_1 = 1$), але керування залишається нульовим, а похибка регулювання залежить від збурення. Рис.3 теж відповідає випадку некерованості системи, але ілюструє, що зміна внутрішнього параметра об'єкта (a_{11} при $t = 10$) за відсутності зовнішнього збурення не впливає на похибку.

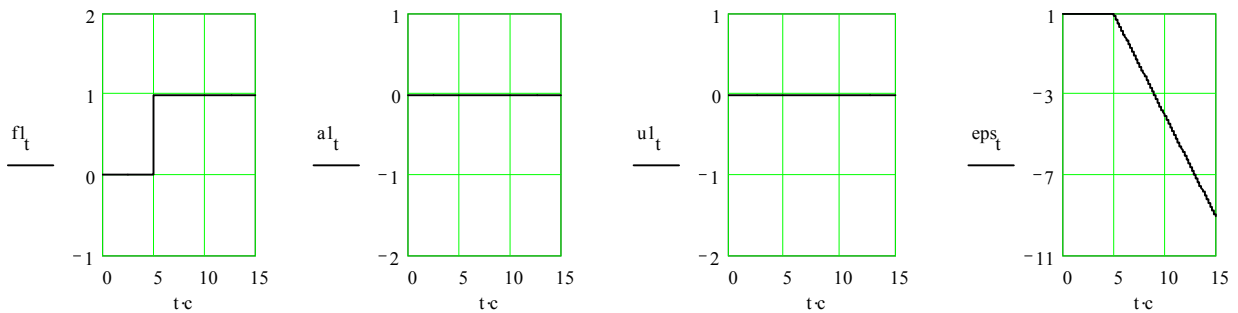


Рисунок 2

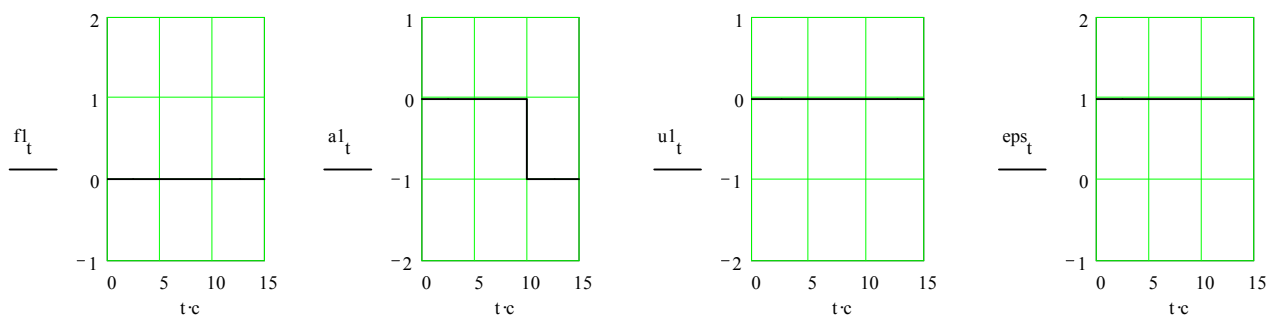


Рисунок 3

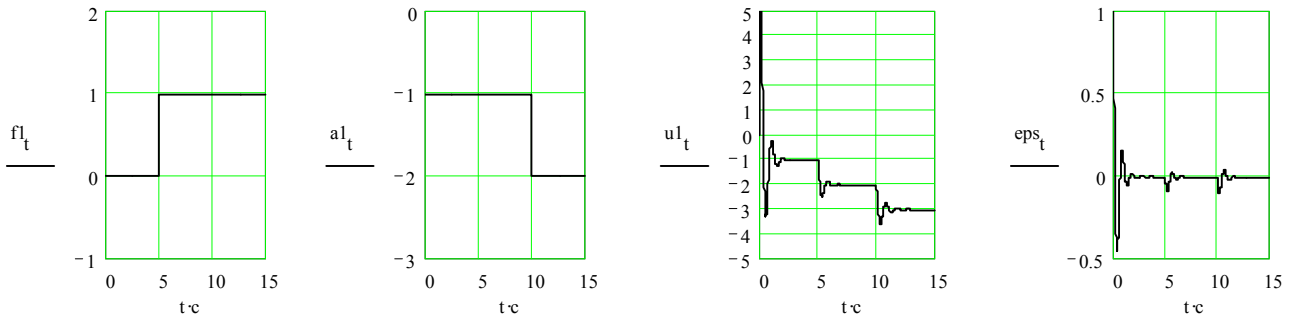


Рисунок 4

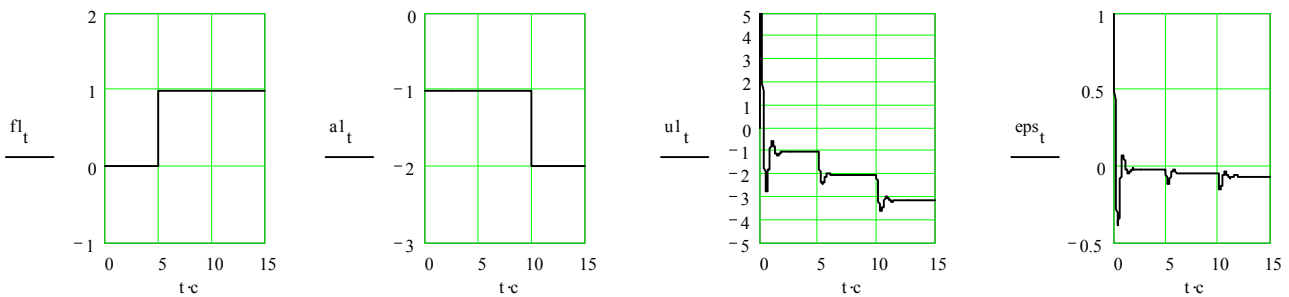


Рисунок 5

На рис.4 та рис.5 представлені графіки перехідних процесів в системі, при цьому визначник допоміжної підсистеми у першому випадку менший, ніж у другому. В початковий момент часу $t = 0$ збурення в системі відсутні і керування змінюється, частково компенсуючи похибку. При $t = 5$ подіяло зовнішнє збурення і керування змінилося майже у протифазі до нього. В момент часу $t = 10$ відбулася зміна параметру об'єкта ($a1_t$) і керування змінилося майже у фазі до нього. У випадку, коли визначник допоміжної підсистеми зменшується (рис.4), зменшується і вплив збурень, а зміна керування майже точно відтворює зміну збурень (у протифазі для зовнішнього і у фазі для внутрішнього).

3. ВАРІЮВАННЯ РОЗМІРНОСТІ ПРИ НЕВИРОДЖЕНОСТІ ДОПОМІЖНОЇ ПІДСИСТЕМИ

Для нестійкого об'єкта першого порядку використовуємо допоміжну динамічну підсистему теж першого порядку ($n_{02} = 1$), кількість змінних якої (n_2) будемо варіювати, щоб прослідкувати вплив розмірності на поведінку системи.

Приклад 1.1. Розглянемо допоміжну динамічну підсистему з однією змінною ($n_2 = 1$). Спочатку розглянемо систему з вимірюванням похідної регулю-

ваної величини ($k_{21}(p) = c_{21}p + k_{21}$) та без вимірювання похідної допоміжної змінної ($k_{12}(p) = k_{12}$). Оскільки при пуску відбувається стрибок керування ($|u_1(t)| \leq 5$), керуваності та стійкості, підбираємо відповідні вектори налагодження. На рис.5 представлені процеси для системи зі значенням структурного коефіцієнта підсилення, що дорівнює $5p + 50$. При цьому видно, що керування змінюється майже у фазі до внутрішнього і майже у протифазі до зовнішнього збурення, частково компенсуючи похибку, значення якої залежить від параметрів об'єкта, збурень та структурного коефіцієнта підсилення і визначається наступним виразом: $\text{eps}(\infty) = \frac{a_{11} - f_1}{a_{11} + \Delta''(\infty)} = -0,0625$.

Якщо розглядати замкнуту систему без вимірювання похідної регульованої величини ($k_{21}(p) = k_{21}$) та з вимірюванням похідної допоміжної змінної ($k_{12}(p) = c_{12}p + k_{12}$), то при пуску теж виникає стрибок керування $u_1(0) = c_{12}k_{21}$. З умови обмеження на керування, з умов керуваності та стійкості, підбираємо відповідні вектори налагодження. На рис.6 представлені процеси для системи зі значенням структурного коефіцієнта підсилення, що дорівнює

$5p + 50$. З рис.5 та рис.6 видно, що керування за похідними допоміжних змінних аналогічне керуванню за похідними вихідної величини (при однакових значеннях структурного коефіцієнта підсилення). Вимірювання похідних допоміжної підсистеми проводиться точніше, ніж похідних вихідної величини, оскільки при вимірюванні останніх звичайно треба враховувати і шуми. Тому в нижчеприведених законах керування будемо використовувати саме похідні змінних допоміжної підсистеми.

Збільшимо розмірність регулятора, щоб задавати більшу кількість коефіцієнтів характеристичного поліному, таким чином, покращуючи стійкість замкнутої системи.

Приклад 1.2. Допоміжна динамічна підсистема з двома змінними ($n_2 = 2$). Розглядаємо керування з вимірюванням лише похідних допоміжних змінних. Із умов обмеженості керування, із умов стійкості та керованості вибираємо вектори налагодження. На рис.7 представлені графіки перехідних процесів у системі зі структурним коефіцієнтом підсилення, що дорівнює $5p^2 + 65p + 200$. По закінченню перехідного процесу значення похибки буде визначатися наступним виразом:

$$\text{eps}(\infty) = \frac{a_{11} - f_1}{a_{11} + 200} = -0,0151.$$

Тобто досягнута краща точність регулювання без порушення стійкості і керованості за рахунок введення додаткової змінної.

Збільшимо розмірність регулятора, забезпечивши ще більшу стійкість для замкнутої системи.

Приклад 1.3. Допоміжна динамічна підсистема з трьома змінними ($n_2 = 3$). Як і в попередньому прикладі розглянемо керування з вимірюванням лише похідних допоміжної підсистеми. Із умов обмеженості керування, умов стійкості та керованості вибираємо вектори налагодження. На рис.8 представлені графіки перехідних процесів у системі зі структурним коефіцієнтом підсилення $5p^3 + 85p^2 + 400p + 500$. По закінченню перехідного процесу значення похибки буде визначатися

$$\text{eps}(\infty) = \frac{a_{11} - f_1}{a_{11} + 500} = -0,006.$$

Тобто досягнуто більша компенсація похибки, ніж в попередніх пунктах.

Таким чином, для об'єкта, що розглядається, неможливо побудувати керування, яке б забезпечило інваріантність до внутрішніх та зовнішніх збурень, коли допоміжна багатовимірна підсистема є невивроженою. Але, підсилюючи сигнал зворотнього від'ємного зв'язку, ми зменшуємо похибку регулювання. Як видно з приведених чисельних розрахунків, дія внутрішніх та зовнішніх збурень в системі призводить до їх часткової компенсації за рахунок керування, при чому воно змінюється майже у протифазі до зовнішніх та у фазі до внутрішніх збурень. На рис.9 представлений графік за-

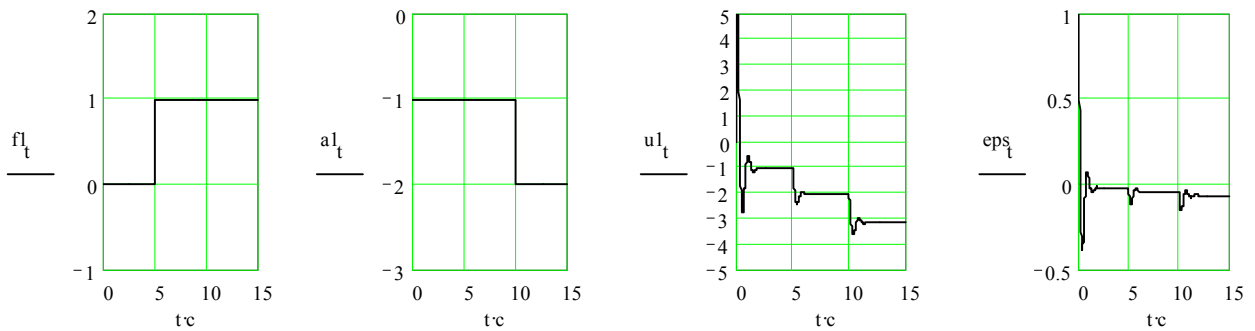


Рисунок 6

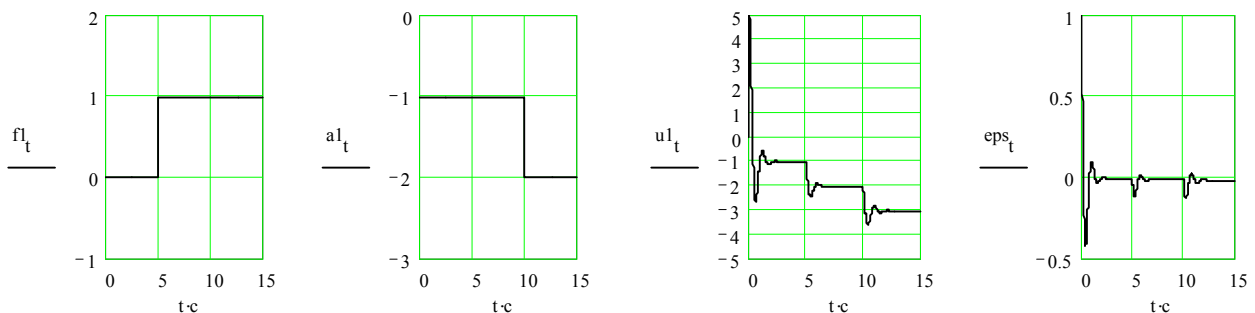


Рисунок 7

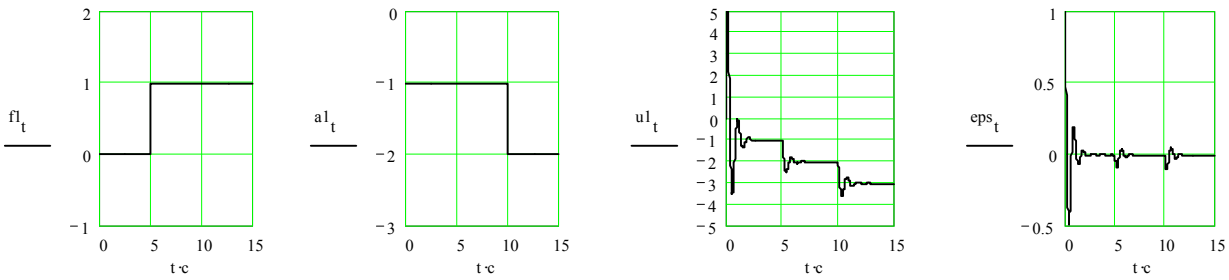


Рисунок 8



Рисунок 9

лежності максимального сталого значення структурного коефіцієнта підсилення від'ємного зворотнього зв'язку від розмірності допоміжної підсистеми. Видно, що збільшуючи розмірність допоміжної підсистеми, маємо можливість збільшувати структурний коефіцієнт підсилення, не порушуючи умов обмеженості керування та стійкості та зменшуючи похибку регулювання.

Отже, головна задача полягає у забезпеченні стійкості системи, яка залежить від її характеристичного поліноmu. Збільшення розмірності допоміжного об'єкта дає можливість задавати більшу кількість коефіцієнтів полінома, цим самим роблячи систему більш стійкою. Але при цьому з'являються нові обмеження і тому росте складність обчислення області стійкості для системи.

Оскільки вплив зовнішнього збурення на вихідну величину тим менший, чим менший визначник допоміжної підсистеми, а степiнь першої складової характеристичного поліноmu, що містить множником $\Delta_{22}(p)$ перевищує степiнь другої, то припускаємо, що спрямовуючи визначник до нуля, можна досягти незалежності вихідної величини від збурень та зменшити вплив першої складової на стійкість. Розглянемо випадок астатичної системи.

4. СТАТИЧНО ВИРОДЖЕНА ДОПОМІЖНА ПІДСИСТЕМА (АСТАТИЗМ)

У цьому випадку ранг матриці власних статичних взаємозв'язків допоміжної підсистеми менший за її розмірність:

$$m' = n_2, m'' < n_2. \tag{8a}$$

Як і у випадку невинродженості, можна скористатися алгоритмом Лєвер'є-Фадєєва. Тоді визначник та приєднана матриця допоміжного об'єкта мають наступний поліноміальний вигляд:

$$\begin{aligned} \Delta_{22}(p) &= p^{n_2-m''} (a_{n_2-m''} p^{m''} + a_{n_2-m''-1} p^{m''-1} + \dots + \\ &+ a_{n_2-m''}) \stackrel{\Delta}{=} p^{n_2-m''} \tilde{\Delta}_{22}(p), \\ B_{22}(p) &= p^{n_2-m''-1} (B_{n_2-1} p^{m''} + B_{n_2-2} p^{m''-1} + \\ &+ \dots + B_{n_2-m''-1}) \stackrel{\Delta}{=} p^{n_2-m''-1} \tilde{B}_{22}(p), \end{aligned} \tag{7a}$$

а обернена матриця визначається таким виразом:

$$A^{-1}_{22}(p) = \frac{\tilde{B}_{22}(p)}{p \tilde{\Delta}_{22}(p)}. \tag{6a}$$

Оскільки визначник допоміжної підсистеми не дорівнює нулеві, можна скористатися виразами для знаходження оберненої матриці замкнутої системи, виразами для вихідної величини та керування, які були отримані для невинродженої допоміжної підсистеми. В даному випадку вони дещо змінюються: замість оберненої матриці допоміжної підсистеми $B_{22}(p)$ використовуємо $\tilde{B}_{22}(p)$, а замість визначника $\Delta_{22}(p) - p \tilde{\Delta}_{22}(p)$.

Як і у випадку невинродженості, степiнь першої складової характеристичного поліноmu ($m'' + 1$) все ще перевищує степiнь другої (m''), тобто при астатизмі маємо

$$\deg \Delta(p) = \deg(\Delta'(p)) = m'' + 1. \tag{11a}$$

У виразі для оберненої матриці (9) є неортогональний проектор $P_{12}(p)$, що задовольняє умовам (12)-(14). На відміну від випадку неповної винродженості, при астатизмі $P_{12}(p)$ є проектором для матриці власних статичних взаємозв'язків допоміжної підсистеми

$$P_{12}(p)A_{22} = A_{22}P_{12}(p) = 0. \quad (18)$$

Що до вихідної величини та керування, то при виконанні умови керованості, в статиці їх значення будуть задаватися наступними виразами:

$$x_1(\infty) = \Psi, u_1(\infty) = -f_1 + a\Psi. \quad (19)$$

Тобто отримано астатичну систему, причому керування по закінченню перехідного процесу змінюється точно у фазі до внутрішнього і у протифазі до зовнішнього збурення. Така зміна керування відповідає структурно-динамічній сутності від'ємного зворотного зв'язку в автоматичних системах, коли збурення основного об'єкта сприймається допоміжним [13]. Проілюструємо це на прикладі, продовжуючи розглядати той же нестійкий об'єкт першого порядку з обмеженням на керування. Як і раніше, будемо варіювати кількість змінних допоміжного об'єкта (n_2), щоб прослідкувати вплив розмірності на поведінку системи. Почнемо з випадку, коли її розмірність дорівнює двом.

Приклад 2.1. Розглянемо допоміжну динамічну підсистему з двома змінними ($n_2 = 2$). Забезпечимо виродженість матриці статички допоміжного об'єкта

($A_{22} = 0$). Із умови обмеженості керування, із умов стійкості та керованості вибираємо вектори налагодження. На рис.10 представлені графіки перехідних процесів у системі зі структурним коефіцієнтом підсилення $5p^2 + 65p + 200$, керування якою змінюється майже у фазі до внутрішніх і майже у протифазі до зовнішніх збурень, а в статиці ця залежність стає точною.

Збільшимо розмірність допоміжного об'єкта, щоб забезпечити кращу стійкість замкнутої системи.

Приклад 2.2. Розглянемо допоміжну динамічну підсистему з трьома змінними ($n_2 = 3$). Забезпечимо *структурну виродженість* матриці статички допоміжного об'єкта, представивши її як зовнішній добуток векторів, які є правими і лівими власними векторами:

$$A_{22} = [1 \ -1 \ 1][1 \ 1 \ 1]^T.$$

Виберемо вектори налагодження із умови обмеженості керування, із умов стійкості та керованості. На рис.11 представлені графіки перехідних процесів у системі зі структурним коефіцієнтом налагодження $5p^2 + 15p + 10$. З них видно, що збільшення розмірності регулятора, у випадку астатичної системи, призводить до покращання якості перехідних процесів за рахунок збільшення стійкості.

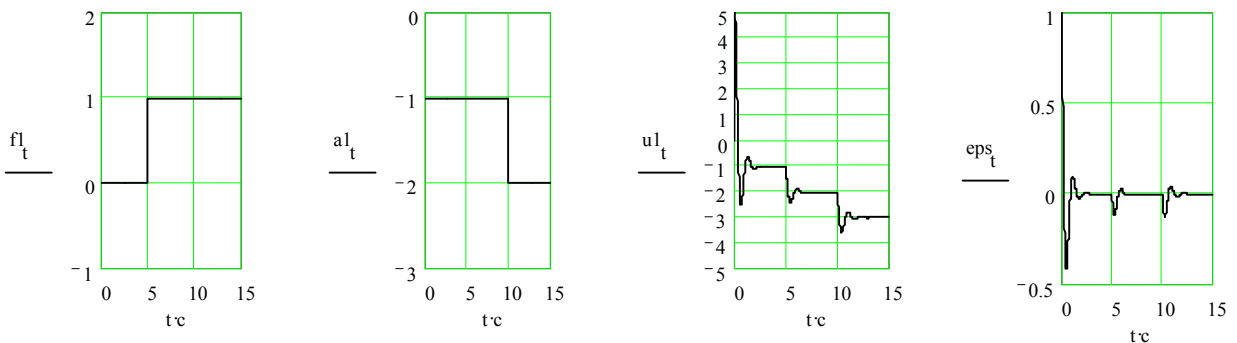


Рисунок 10

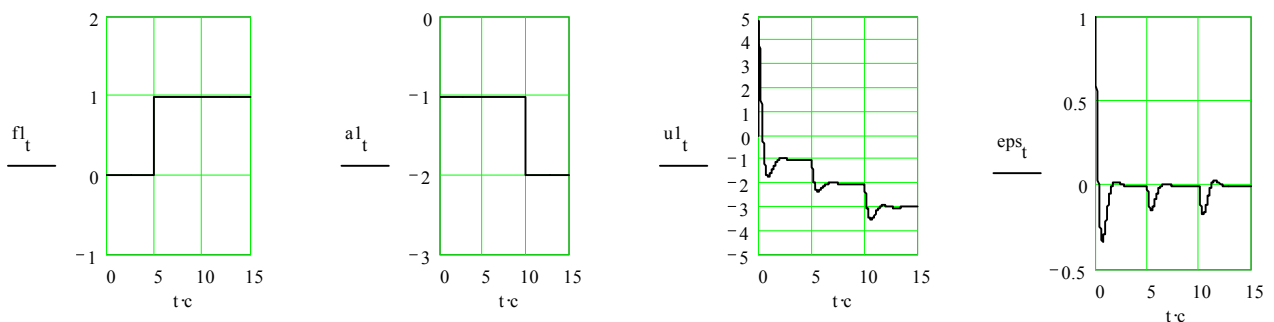


Рисунок 11

Таким чином, і у випадку астатичної системи неможливо побудувати регулювання, яке б забезпечило інваріантність до внутрішніх та зовнішніх збурень. Як і при повній невиродженості, дія внутрішніх та зовнішніх збурень в системі призводить до їх часткової компенсації за рахунок керування, причому воно змінюється майже у протифазі до зовнішніх та майже у фазі до внутрішніх збурень, а в статиці - точно у фазі до внутрішніх і у протифазі до зовнішніх збурень.

Отже, головна задача полягає у забезпеченні стійкості системи, яка залежить від її характеристичного поліному. Характеристичний поліном замкнутої системи у випадку об'єкта керування першого порядку і при неповній виродженості регулятора є повним. Збільшення розмірності допоміжного об'єкта дає можливість задавати більшу кількість коефіцієнтів полінома, цим самим роблячи систему більш стійкою. Але при цьому виникають нові обмеження на параметри як допоміжної підсистеми, так і об'єкта, які потрібно враховувати при знаходженні векторів налагодження.

5. ВИСНОВКИ

В статті розглянута задача компенсації дії неконтрольованих збурень (як внутрішніх, так і зовнішніх), які впливають на поведінку об'єкта. Ця задача є важливою при побудові регуляторів, оскільки в більшості технологічних процесів діють збурення саме такого типу. Як рішення, запропоновано включити у ланцюг від'ємного зворотного зв'язку багатовимірну динамічну підсистему, яка має задовольняти умові так званого динамічного домінування.

Виходячи зі структури розв'язку операторних рівнянь замкнутої системи, показано, що вплив збурень на вихідну величину тим менший, чим менший визначник допоміжної підсистеми. А тому, для об'єкта, що розглядається, неможливо побудувати регулювання, яке б забезпечило інваріантність до внутрішніх та зовнішніх збурень, коли багатовимірна допоміжна підсистема є невиродженою чи неповністю виродженою. Підсилюючи сигнал від'ємного зворотного зв'язку, ми наближаємо вихідну величину до завдання, але при цьому потрібно забезпечити стійкість замкнутої системи. Це здійснюється за допомогою спеціально введеного поняття - структурного коефіцієнта підсилення, який залежить від векторів налагодження та приєднаної матриці допоміжної підсистеми. Показано, що при збільшенні розмірності допоміжної підсистеми максимальне стало значення цього коефіцієнта зростає, цим самим зменшуючи похибку регулювання. При такому збільшенні ми задаємо більшу кількість коефіцієнтів характеристичного поліному замкнутої системи, тому стійкість системи не погіршується.

Зі структури розв'язку операторних рівнянь замкнутої системи аналітично отримано вираз впливу

внутрішніх та зовнішніх збурень на керування. Показано, що їх дія частково компенсується за рахунок керування, причому воно змінюється майже у фазі до внутрішніх і майже у протифазі до зовнішніх збурень (у випадку астатичної системи ця зміна в статиці стає точною). В цьому і полягає так званий "буферний ефект", коли збурення з основного об'єкта відпрацьовуються допоміжним. Оскільки одному значенню структурного коефіцієнта підсилення відповідають різні набори векторів налагодження та приєднаної матриці допоміжної системи, то показано, що в законі керування похідні регульованої змінної можна замінити похідними змінних допоміжної підсистеми.

Оскільки вплив збурень на вихідну величину тим менше, чим менший визначник допоміжної підсистеми, то продовженням даної роботи є розгляд випадків динамічної виродженості та повної виродженості допоміжної підсистеми.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. *Горовиц И.* Синтез систем с обратной связью. - М.: Сов. радио, 1970. - 600 с.
2. *Гальперин И.И.* Синтез систем автоматизации. - М.-Л.: ТЭИ, 1960. -160 с.
3. *Щипанов Г.В.* Теория и методы проектирования регуляторов // Автоматика и телемеханика.-1939.- №1.-С. 49-65.
4. *J.V.Pearson.* Compensator design for dynamic optimization // Int. Journal of Control.- 1969.-V.9. № 2.- P.473-482.
5. *Уланов Б.В.* Стабилизация нестационарных динамических объектов с неизвестными параметрами без измерения производных регулируемой координаты // Автоматика и телемеханика.-1990.- №7.- С.65-71.
6. *Антончик В.С.* О построении динамического регулятора для линейной управляемой системы//Дифференциальные уравнения. - 1988.- №6.- С.923-929.
7. *Кухтенко А.И.* Проблема инвариантности в автоматике. - К.: Гостехиздат, 1963.- 256 с.
8. *Бойчук Л.М.* Была ли ошибка в работе Щипанова? // Автоматика. - 1986.- №3.- С.81-92.
9. *Бойчук Л.М.* Использование многомерных динамических систем в цепи отрицательной обратной связи // Праці 5-ої Української конференції з автоматичного управління, ч.3.- К.: 1998.- С.45-49.
10. *Бойчук Л.М.* Структурное решение проблемы компенсации возмущений в автоматических системах // Вестник ХГПУ, вып.70.- 1999.- С.59-64.
11. *Бойчук Л.М., Верхотурова С.Д.* Численное исследование компенсации возмущений в автоматических системах, синтезированных на основе принципов динамического доминирования и инвариантности // Вестник ХГПУ, вып. 70.- 1999.-С. 65-70.
12. *Брикун Н.А.* Синтез робастного управления линейным нестационарным объектом с использованием багатовимірного динамічного зворотного зв'язку (лінійна та нелінійні форми) // Вестник ХГПУ, вып. 71.- 1999. - С. 169-173.
13. *Бойчук Л.М.* Структурный эффект отрицательной обратной связи и современные методы синтеза автоматических систем // Проблемы управления и информатики.-1997.- №3.- С.4-9.
14. *Бойчук Л.М.* Два подхода к структурному синтезу систем управления: динамическая фильтрация и автоматическая компенсация // Проблемы управления и информатики. - 1997.- №3.- С.4-9.
15. *Грегори Р., Кришнамурти Е.* Безошибочные вычисления. Методы и приложения. - М.: Мир, 1988.- 208 с.
16. *Васильев В.И., Шаймарданов Ф.А.* Синтез многосвязных автоматических систем методом порядкового отображения. - М.: Наука, 1983.- 126 с.
17. *Деменков М.Н.* Конструирование области устойчивости регулируемых линейных объектов с неограниченным управлением // Вестник МГТУ.- 2000. - №1.- С.44-54.

СИНТЕЗ УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ ОРИЕНТАЦИИ И СТАБИЛИЗАЦИИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

Н. В. Ефименко, Н. В. Луценко

В работе рассмотрена задача синтеза алгоритмов управления для магнитной системы ориентации и стабилизации космического аппарата, использующей в качестве исполнительных органов электромагниты, а в качестве датчика первичной информации - трехкомпонентный магнитометр. Предложена оригинальная методика синтеза управления электромагнитами с использованием сглаживающих функционалов А.Н.Тихонова. Работоспособность синтезированных алгоритмов системы подтверждена совпадением результатов теоретических исследований с результатами численного моделирования.

У роботі розглянута задача синтезу алгоритмів керування для магнітної системи орієнтації і стабілізації космічного апарата, що використовує в якості виконавчих органів електромагніти, а в якості датчика первинної інформації - трикомпонентний магнітометр. Запропонована оригінальна методика синтезу алгоритмів керування електромагнітами з використанням згладжуючих функціоналів О.М. Тихонова. Працездатність синтезованих алгоритмів підтверджена збігом результатів теоретичних досліджень із результатами чисельного моделювання.

In work the task of synthesis of the control algorithms for magnetic attitude control system and stabilization of a space vehicle using a gravitational stabilizer, electromagnets and a three-component magnetometer is investigated. The original technique of synthesis of the control algorithms by electromagnets with use of A.N.Tikhonov smoothing functionals is offered. The functionality of a synthesized algorithms is confirmed by coincidence of outcomes of theoretical researches with outcomes of numerical modelling (simulation).

При движении космического аппарата (КА) по низкой околоземной орбите окружающее его геомагнитное поле может использоваться как для получения информации о координатах и параметрах движения аппарата, так и для формирования прилагаемых к нему управляющих моментов [1]. В данной работе исследуется задача построения законов управления движением КА относительно центра масс путем создания управляющего момента, формируемого с использованием магнитного поля Земли. Управление синтезируется из условия устойчивости режима построения трехосной ориентации КА в орбитальной системе координат на основе прямого метода Ляпунова. Эффективность предложенного закона подтверждается результатами численного моделирования.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ УПРАВЛЕНИЯ

Будем рассматривать КА как абсолютно твердое тело. В качестве математической модели углового движения КА возьмем систему дифференциальных уравнений из [2]

$$J\dot{\omega}_E + \omega \times J\omega_E = M_g + M_u + M_d,$$

$$2\Lambda = \Lambda^\circ \omega_E - \omega_0^\circ \Lambda, \quad (1)$$

где M_g - гравитационный момент, M_u - управляющий момент, M_d - возмущающий момент.

Управляющий момент создается тремя электромагнитами, установленными таким образом, что их магнитные моменты образуют правую ортогональную систему координат, оси которой совпадают с осями связанного с КА базиса E . Будем полагать, что элементы L_i вектора магнитного момента L_E удовлетворяют ограничениям

$$|L_i| \leq L_{\max}, \quad i = 1, 2, 3. \quad (2)$$

Введем в рассмотрение вектор относительной угловой скорости y формулой

$$y = [y_1 \ y_2 \ y_3]^T = \omega_E - \omega_0 e_n, \quad (3)$$

в которой e_n - представление орта нормали к плоскости орбиты в орбитальной системе координат.

Учитывая, что $M_g = 3\omega_0 e_r \times J e_r$, где e_r - орт геоцентрической вертикали, заданный проекциями на оси базиса E , запишем систему (1) в параметрах относительного движения

$$J\dot{y} + y \times Jy = \omega_0^2 (3e_r \times J e_r - e_n \times J e_n) - \omega_0 [J(e_n \times y) + y \times J e_n + e_n \times Jy] + M_u + M_d, \\ 2\Lambda = \Lambda^\circ y. \quad (4)$$

Отметим, что векторы e_r и e_n удовлетворяют уравнениям Пуассона

$$\dot{e}_r + y \times e_r = 0, \quad \dot{e}_n + y \times e_n = 0 \quad (5)$$

и связаны с компонентами кватерниона A соотношениями

$$e_r = \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \gamma_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2(\lambda_1\lambda_3 - \lambda_0\lambda_2) \\ 2(\lambda_2\lambda_3 + \lambda_0\lambda_1) \\ \lambda_0^2 - \lambda_1^2 - \lambda_2^2 + \lambda_3^2 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$e_n = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2(\lambda_1\lambda_2 + \lambda_0\lambda_3) \\ \lambda_0^2 - \lambda_1^2 + \lambda_2^2 - \lambda_3^2 \\ 2(\lambda_2\lambda_3 - \lambda_0\lambda_1) \end{bmatrix}.$$

Из четырех устойчивых положений относительного равновесия

$$y = 0, e_r = [0 \ 0 \ \pm 1]^T, e_n = [0 \ \pm 1 \ 0]^T,$$

которые при $J_y > J_x > J_z$ и $M_u = 0, M_d = 0$ имеет КА на круговой орбите в ньютоновском центральном поле сил [3], будем рассматривать положение равновесия, соответствующее режиму трехосной ориентации в орбитальной системе координат:

$$y = 0, e_r = [0 \ 0 \ 1]^T, e_n = [0 \ 1 \ 0]^T,$$

или с учетом соотношений (7)

$$y = 0, \Lambda = \{\pm 1 \ 0 \ 0 \ 0\}. \quad (7)$$

Предполагается, что информация о параметрах вращательного движения КА, необходимая для формирования управляющих воздействий, известна, а компоненты вектора геомагнитной индукции B измеряются имеющимся на борту КА магнитометром.

Сформулируем следующую задачу управления: при заданном ограничении (2) найти закон управления вектором магнитного момента L , гарантирующий асимптотическую устойчивость режиму (7) по Ляпунову.

СИНТЕЗ ЗАКОНА УПРАВЛЕНИЯ

Решение поставленной задачи проведем в два этапа: сначала найдем требуемый управляющий момент, обеспечивающий устойчивость режиму (7), а затем, используя основное уравнение магнитного управления $M = L \times B$, определим требуемый магнитный момент электромагнитов.

Определение требуемого управляющего момента.

Рассмотрим следующий нелинейный закон управления:

$$M_u^* = -K_1 y - K_2 \lambda_0 \lambda + \lambda \times (K_2 \lambda), \quad 0 < K_i \in R^{3 \times 3}, \quad (8)$$

$$i = 1, 2.$$

Для исследования устойчивости такого управления будем искать функцию Ляпунова в виде

$$T = V + \Psi, \quad (9)$$

где V - динамическая составляющая функции, а Ψ - кинематическая. Следуя работе [1], определим функцию V следующим образом:

$$V = \frac{1}{2} y^T J y + \frac{3}{2} \omega_0^2 [(J_x - J_z) \gamma_1^2 + (J_y - J_z) \gamma_2^2] + \frac{1}{2} \omega_0^2 [(J_y - J_x) \beta_1^2 + (J_y - J_z) \beta_3^2], \quad (10)$$

а в качестве функции Ψ возьмем функцию вида

$$\Psi = 1 - \lambda_0^2 + \lambda^T (K_2 - I) \lambda, \quad (11)$$

где $I \in R^{3 \times 3}$ - единичная матрица.

Очевидно, что функция T , определяемая выражениями (9)-(11) в ориентируемом положении КА, т.е. при совпадении базисов E и O , обращается в нуль [этому положению соответствует кватернион $(\pm 1, 0, 0, 0)$]; при всех остальных положениях базиса E относительно базиса O она имеет положительное значение. Производная от этой функции, полученная в соответствии с уравнениями (4), (5) и (8), равна

$$\dot{T} = -y^T K_1 y, \quad (12)$$

и знакоотрицательна, так как K_1 - положительно определенная матрица. Поскольку T является положительно определенной функцией, ее производная знакоотрицательной, а из правой части системы уравнений (4) при условии $y = 0$ следует $\lambda = 0$, то в соответствии с теоремой Барбашина-Красовского [4], управление (8) обеспечивает режиму (7) асимптотическую устойчивость. Можно показать, что при достаточно малом M_d и выполнении условий соответствующих теорем теории устойчивости [5] управление (8) обеспечивает устойчивость режиму (7) и при постоянно действующем возмущении.

Определение требуемого магнитного момента электромагнитов. Для определения требуемого магнитного момента электромагнитов рассмотрим основное уравнение магнитного управления $M_u = L_E \times B$. Представим его следующим образом:

$$\Phi(B_0) L_E = z, \quad (13)$$

где $z = -\frac{1}{|B_E|} M_u^*$, $B_0 = \frac{B_E}{|B_E|}$, $\Phi(B_0)$ - кососимметрическая (3×3) матрица, фигурирующая в представлении векторного произведения $\frac{B}{|B|} \times L$ в базисе E

$$\Phi(B_0)L_E = B_0 \times L_E.$$

Так как матрица $\Phi(B_0)$ вырождена, то задача определения вектора L_E из уравнения (13) является некорректно поставленной, и корректное ее решение необходимо искать в классе регуляризирующих алгоритмов [6]. Для нахождения регуляризованного решения уравнения (13) рассмотрим следующую оптимизационную задачу:

$$\text{Найти } \min_{L_E \in \Omega} \|z - \Phi(B_0)L_E\|^2,$$

$$\Omega = \{L_E \in R^3, L_E: \|z - \Phi(B_0)L_E\|^2 \leq \delta^2 + \mu^2\}. \quad (14)$$

Здесь μ - мера несовместности системы (13), δ - заданная константа.

Определим μ следующим образом:

$$\mu = \min_{L_E \in R^3} \|z - \Phi(B_0)L_E\|. \quad (15)$$

Исходя из принятого определения, несложно получить, что

$$\mu^2 = \|z\|^2 \cos^2 \beta, \quad (16)$$

где β - угол между векторами B_E и M_u^* .

При $\|z\|^2 \leq \delta^2 + \mu^2$ решение задачи (14) тривиально:

$$L_E = 0. \quad (17)$$

При $\|z\|^2 > \delta^2 + \mu^2$ решение можно найти, используя лемму из [7]. Согласно этой лемме исходная задача (14) сводится к задаче минимизации сглаживающего функционала

$$M(L_E) = \|z - \Phi(B_0)L_E\|^2 + \alpha \|L_E\|^2 \quad (18)$$

на множестве $\Omega = \{L_E \in R^3, L_E: \|z - \Phi(B_0)L_E\|^2 \leq \delta^2 + \mu^2\}$ и решается методом неопределенных множителей Лагранжа с определением $\alpha > 0$ по обобщенной невязке, т.е. из условия

$$\|z - \Phi(B_0)L_E(\alpha)\|^2 = \delta^2 + \mu^2. \quad (19)$$

Найдя минимум функционала $M(L_E)$, получим

$$L_E = -[\alpha I - \Phi^2(B_0)]^{-1} \Phi(B_0)z. \quad (20)$$

В работе [8] показано, что

$$[\alpha I - \Phi^2(B_0)]^{-1} = \frac{1}{\alpha} I + \frac{1}{\alpha(1+\alpha)} \Phi^2(B_0). \quad (21)$$

После подстановки (21) в (20) и необходимых преобразований выражение для L_E принимает вид

$$L_E = -\alpha \Phi(B_0)z, \quad (22)$$

где $\lambda = \frac{1}{\alpha + 1}$.

Для определения параметра α (или λ , что эквивалентно) воспользуемся уравнением обобщенной невязки (19). С учетом (22) это уравнение можно записать следующим образом:

$$z^T z + 2\lambda z^T \Phi^2(B_0)z - \lambda^2 z^T \Phi^2(B_0)z - \delta^2 - \mu^2 = 0. \quad (23)$$

Разрешив (23) относительно λ и учитывая, что $0 < \lambda < 1$, получим

$$\lambda = 1 - \sqrt{1 - \frac{1 - (\delta^2 + \mu^2)/\|z\|^2}{\sin^2 \beta}}. \quad (24)$$

Подставив в (24) значение μ^2 из (16) и проделав необходимые преобразования, приходим к следующему выражению:

$$\lambda = 1 - \frac{\delta}{\|z\| \sin \beta}. \quad (25)$$

Учитывая, что

$$\|z\| \sin \beta = \frac{\|M_u^*\| \|B_E \times M_u^*\|}{\|B_E\| \|B_E\| \|M_u^*\|} = \frac{\|B_E \times M_u^*\|}{\|B_E\|^2}, \quad (26)$$

окончательно имеем следующую формулу для определения коэффициента λ :

$$\lambda = 1 - \frac{\|B_E\|^2}{\|B_E \times M_u^*\|} \delta. \quad (27)$$

Выражение (25) было получено при условии $\|z\|^2 > \delta^2 + \mu^2$. Несложно показать, что это условие эквивалентно следующему:

$$\frac{\|B_E \times M_u^*\|}{\|B_E\|^2} > \delta. \quad (28)$$

Таким образом, для любого $\delta > 0$ всегда существует параметр λ , удовлетворяющий условию $0 < \lambda < 1$. С учетом (2) и (17) алгоритм для определения требуемого магнитного момента принимает вид

$$L_E = \begin{cases} 0, & \frac{\|B_E \times M_u^*\|}{\|B_E\|^2} \leq \delta \\ -\eta \lambda \Phi(B_0) z, & \frac{\|B_E \times M_u^*\|}{\|B_E\|^2} > \delta \end{cases}, \quad (29)$$

$$\text{где } \eta = \begin{cases} 1, & \max_i \{|L_i|\} \leq L_{\max} \\ \frac{L_{\max}}{\max_i \{|L_i|\}}, & \max_i \{|L_i|\} > L_{\max} \end{cases}, \quad i = 1, 2, 3.$$

Исследуем устойчивость вращательного движения КА при управлении, определяемом соотношением (29). Согласно основному закону магнитного управления

$$M_u = -B_E \times L_E = \eta \lambda \Phi^2(B_0) M_u^*. \quad (30)$$

Представим выражение (30) следующим образом:

$$M_u = M_u^* - [I - \eta \lambda \Phi^2(B_0)] M_u^* = M_u^* + g(y, \Lambda), \quad (31)$$

где $g(y, \Lambda) = -[I - \eta \lambda \Phi^2(B_0)] M_u^*$.

Будем рассматривать $g(y, \Lambda)$ как постоянно действующее возмущение. Выше было показано, что невозмущенное движение (7) системы уравнений (4) при управлении (8) асимптотически устойчиво. Правые части этой системы, приведенные к форме Коши, удовлетворяют условиям Липшица. Следовательно, по теореме Малкина [9] движение КА устойчиво при постоянно действующем возмущении $g(y, \Lambda)$. Можно показать, что если

$$\|g(y, \Lambda)\| < \sigma \{|y_1| + |y_2| + |y_3| + |\lambda_1| + |\lambda_2| + |\lambda_3|\},$$

то при достаточно малом σ движение КА (7) при управлении (30) будет асимптотически устойчиво [10,11].

РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для проверки полученных теоретических результатов было проведено численное моделирование управляемого движения КА с тензором инерции

$$J = \begin{pmatrix} 37,5 & 0,05 & 0,1 \\ 0,05 & 36,5 & 0,03 \\ 0,1 & 0,03 & 2,01 \end{pmatrix},$$

находящегося на орбите высотой 650 км., наклоном 82,5 град и эксцентриситетом 0,001. Размерность тензора инерции - Н·м·с². Моделирование проводилось для различных значений начальной угловой скорости и углов ориентации КА (компоненты начальной угловой

скорости задавались от -3 град/с до +3 град/с, углы ориентации - от -180 град до +180 град), различных моментов инерции, возмущающих моментов, действующих на КА, ошибок показаний магнитометра.

Приведенные ниже результаты относятся к варианту моделирования с начальными условиями

$$\varphi(t_0) = 234 \text{ град}, \quad \vartheta(t_0) = 34 \text{ град}, \quad \psi(t_0) = -134 \text{ град},$$

$$\omega_x(t_0) = 2 \text{ град/с}, \quad \omega_y(t_0) = -2 \text{ град/с}, \quad \omega_z(t_0) = 2 \text{ град/с}.$$

На рис.1 показано поведение углов ориентации φ , ϑ , ψ и относительных угловых скоростей y_1 , y_2 , y_3 . Результаты моделирования показали, что электромагнитная система управления ориентацией и стабилизацией эффективно гасит угловые скорости и осуществляет стабилизацию КА в орбитальной системе координат. Время, необходимое для гашения угловых скоростей не превышает трех орбитальных периодов. Точность стабилизации в установившемся режиме не хуже трех градусов.

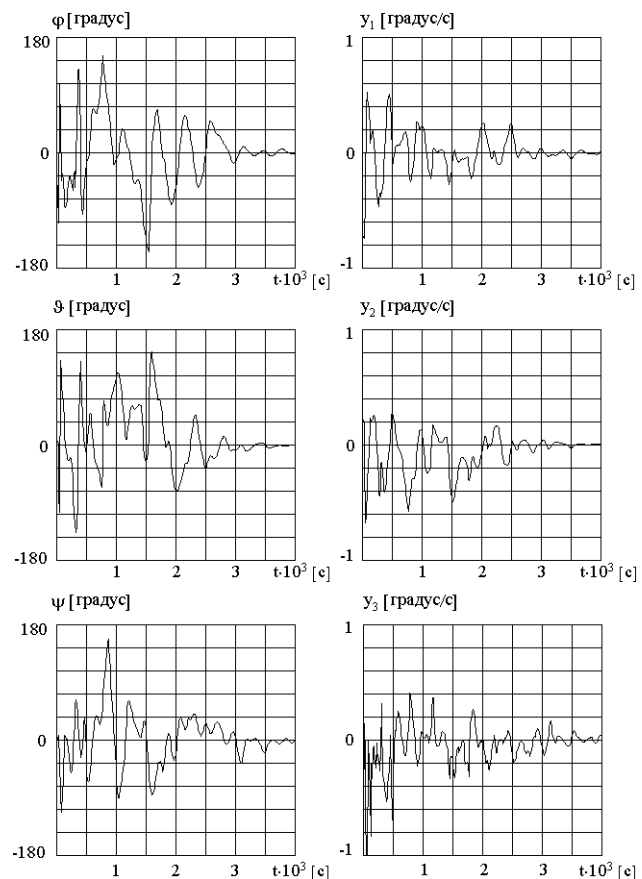


Рисунок 1 - Переходные процессы в магнитной системе управления

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Лебедев Д.В., Ткаченко А.И. Управление сферическим движением космического аппарата в магнитном поле Земли: Часть 2. Ориентация и стабилизация // Проблемы управления и информатики. -1996. -№ 3. -С. 5-18.
2. Бухгольц И.Н. Основной курс теоретической механики. Часть 2. -М.: Наука, 1969.-332 с.
3. Белецкий В.В. Движение спутника относительно центра масс в гравитационном поле. -М.: Изд. Моск.ун-та, 1975. - 308с.
4. Барабашин Е.А. Функции Ляпунова. -М.: Наука, 1970. - 240с.
5. Демидович П.Б. Лекции по математической теории устойчивости. -М.: Наука, 1967. -472с.
6. Тихонов А.Н., Гончарский А.В., Степанов В.В., Ягола А.Г.

- Регуляризирующие алгоритмы и априорная информация. - М.: Наука, 1983. -197с.
7. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. -М.: Наука, 1986. -286с.
 8. Панов А.П. Математические основы теории инерциальной ориентации. - Киев: Наукова думка, 1995. -278 с.
 9. Малкин И.Г. Об устойчивости при постоянно действующих возмущениях. // ПММ. -1944. -т. 8, вып. 4.-С. 241-245.
 10. Барабашин Е.А., Скалкина М.А. К вопросу об устойчивости по первому приближению // ПММ. - 1955, вып. 5.- С.623-624.
 11. Малкин И.Г. Теория устойчивости движения. -М.: Наука, 1966.-530с.

УДК 621.757:621.88.08

ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОКАНАЛЬНОЙ АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ ОБОРУДОВАНИЕМ ДЛЯ ГРУППОВОЙ СБОРКИ НА ОСНОВЕ МЕТОДА АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Б. Ю. Житников, А. Л. Симаков

В работе предложена реализация системы синхронно-синфазного перемещения рабочих органов сборочного оборудования с параллельным подключением каналов на базе механических элементов управления. Полученная система обеспечивает адаптацию скорости вращения рабочих органов к возмущениям, высокий уровень синхронности работы и надежности сборочного устройства.

The paper suggests an implementation of the system of synchronous cophasing displacement working elements of the assembly equipment with parallel connection of the channels of mechanical control elements. The system obtained provides adaptation of the working elements rotation speed to the disturbances, a high level of operating synchronism and reliability of the assembly equipment.

Для технологического оборудования, выполняющего групповые сборочные операции, возникает задача синхронизации движений рабочих органов в ходе выполнения операций. В ряде случаев, например, при групповой сборке резьбовых соединений с установкой уплотнений, от равномерности их затяжки в значительной мере зависит герметичность уплотняемого стыка. Синхронизация движений рабочих органов осуществляется, как правило, в условиях действия на соединяемые детали, закреплённые в рабочих органах, сил и моментов сопротивления движению, которые являются возмущающими воздействиями. Их величина не является постоянной, а изменяется во времени. Возмущения для каждого канала управления имеют различные значения, характер их изменений также может быть индивидуален для каждого рабочего органа. Поскольку параметры движения - значения координат, скоростей, ускорений, а также время перемещения соединяемых деталей зависят не только от движущих силовых факторов и параметров привода, но и от

возмущающих воздействий, для получения синхронных движений необходима адаптация параметров приводов рабочих органов к изменению возмущения. Для обеспечения основного условия групповой сборки - одновременного начала и окончания сборочных операций всеми рабочими органами, приводы движения соединяемых деталей должны отслеживать изменение сил и моментов сопротивления движению, обеспечивая стабилизацию длительности выполнения операции. Параметры движения рабочих органов могут изменяться по определённому закону, задаваемому условиями сборки и соответствующей программой управления приводов. Выполнение указанных требований в системах управления технологическим оборудованием для групповой сборки может быть обеспечено применением схем синхронно-синфазного перемещения рабочих органов с параллельным соединением каналов [1], причём каждый из каналов должен иметь структуру, обеспечивающую выполнение заданной программы изменения параметров движения рабочего органа. Подобные системы, включающие несколько электро-механических приводов, чувствительные элементы, корректирующие звенья, устройства обратной связи, электронные схемы управления имеют достаточно высокую степень сложности и дорогостоящи.

В тех случаях, когда программа движения рабочих органов ограничивается небольшим количеством режимов изменения скорости (например, остановка, малая скорость - большой крутящий момент, большая скорость - малый крутящий момент) со ступенчатым переходом от одного режима к другому, возможно более простое решение в построении адаптивной многоканальной

системы управления технологическим оборудованием.

В данной работе рассматривается возможность создания многоканальной адаптивной системы управления технологическим оборудованием для групповой сборки резьбовых соединений на базе одного электромеханического привода. Система должна обеспечивать вращательное движение шпинделей (от 2 до 8) в трёх режимах (останов, медленное вращение, быстрое вращение) в зависимости от величины момента сопротивления движению, реализуя одновременное окончание движения.

Структурная схема системы синхронно-синфазного перемещения рабочих органов с параллельным соединением каналов и возможностью переключения скоростей вращения шпинделей в каждом канале приведена на рис. 1.

На схеме приняты обозначения:

ЗУ - задающее устройство, формирующее программу управления;

U - управляющее программное воздействие для всех каналов;

БП₁ - блок переключения режимов первого канала;

U₁₁, U₁₂ - управляющее воздействие для приводов первого канала;

W_{прив1}, W_{прив2} - передаточные функции по моменту

приводов первого канала;

M₁₁, M₁₂ - движущие моменты приводов первого канала;

M_{возм} - возмущающий момент, действующий на рабочий орган;

W_{нагр} - передаточная функция по скорости рабочего органа первого канала;

W_{ос} - передаточная функция устройств обратной связи, формирующих сигнал, пропорциональный значению суммарного момента сопротивления в первом канале;

g₁ - сигнал обратной связи для переключения приводов первого канала;

Ω_i, (i = 1, 2, 3 ... n) - угловая скорость рабочего органа в i-ом канале.

Управляющее воздействие U₁, сформированное задающим устройством, поступает на блоки переключения режимов БП_i, (i = 1, 2, 3 ... n). В зависимости от значения сигнала обратной связи g_i, пропорционального величине суммарного момента сопротивления M_{Σi}, действующего на рабочий орган, блок переключения режимов формирует управляющие воздействия U₁₁, U₁₂

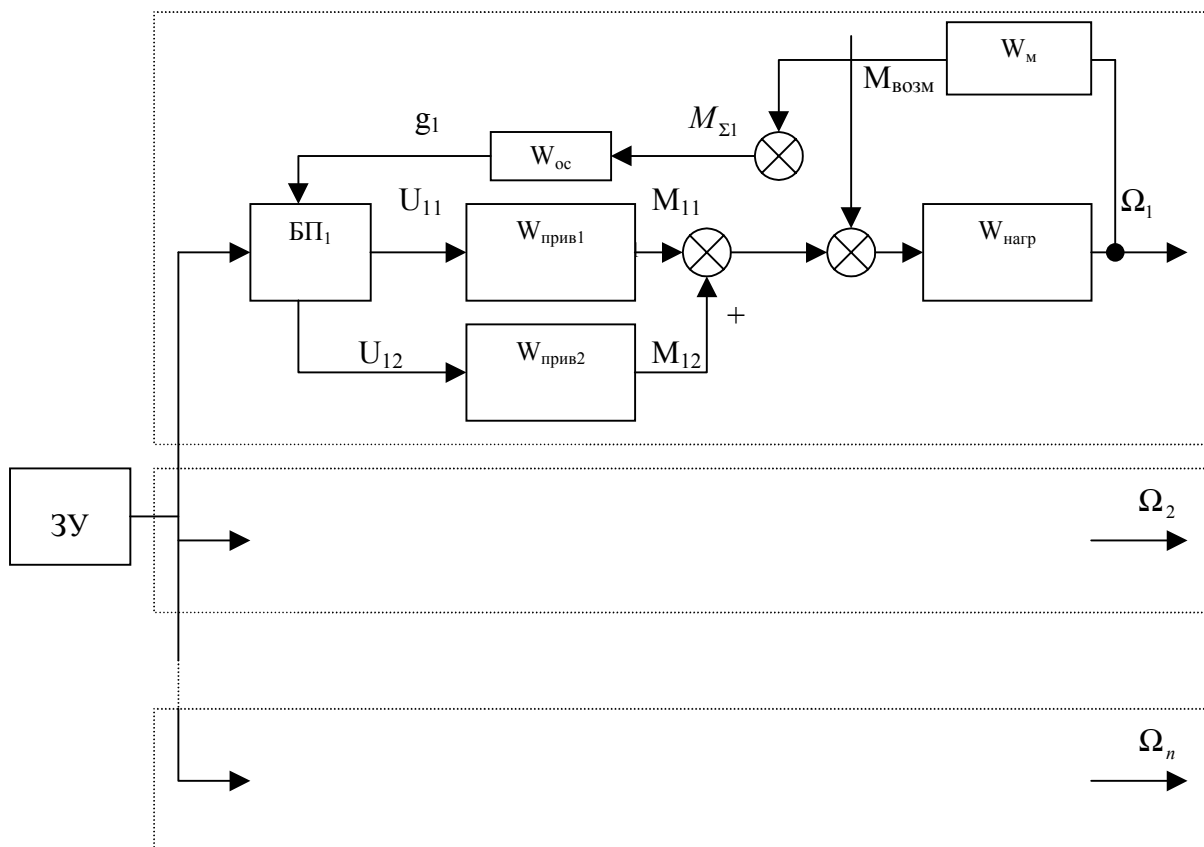


Рисунок 1

для приводов каждого из каналов. В результате на нагрузку действует либо движущий момент M_{i1} , либо момент M_{i2} , обеспечивающий тот или иной диапазон скорости рабочего органа. Подобная система решает задачу стабилизации длительности выполнения операции каждым рабочим органом косвенно - через стабилизацию скорости вращения рабочего органа. Если величина требуемых перемещений рабочих органов одинакова, то стабилизация длительности выполнения операции достигается. В противном случае, для достижения этой цели необходимо введение дополнительных обратных связей, обеспечивающих коррекцию управляющего программного воздействия, и по результатам интегрирования угловых скоростей рабочих органов сравнение результатов для всех каналов. Такая система обеспечит адаптацию не только к возмущающим воздействиям, но и к конструктивным особенностям каждого из собираемых узлов.

Традиционно в качестве приводов каналов управления используются электромеханические устройства, включающие электродвигатели, редукторы, дифференциальные механизмы. В этом случае управляющие воздействия и сигналы обратных связей являются электрическими величинами. Переход к реализации подобной структуры

схемы управления на базе одного привода возможен, если в качестве управляющего воздействия использовать не электрический сигнал, а механическую величину - крутящий момент на выходном валу привода. При этом упрощается структура схемы при сохранении всех её функций. В качестве блока переключения режимов в этом случае целесообразно использовать устройства, непосредственно реагирующие на управляющее воздействие - момент сопротивления движению. Такими устройствами являются муфта предельного момента (МПМ), обеспечивающая передачу крутящего момента от двигателя, если его величина не превышает некоторого значения момента сопротивления движению, и механизм свободного хода (МСХ), обеспечивающий передачу крутящего момента при условии, что угловая скорость входного звена механизма превышает угловую скорость выходного звена. Комбинация этих устройств позволяет реализовать алгоритм переключения кинематических цепей с разными передаточными отношениями и инерционными параметрами, соответствующие приводам на схеме рис. 1. Разделение канала управления на две кинематические цепи обеспечивается применением дифференциального механизма. Структурная схема системы для частного случая, двух каналов управления, приведена на рис. 2.

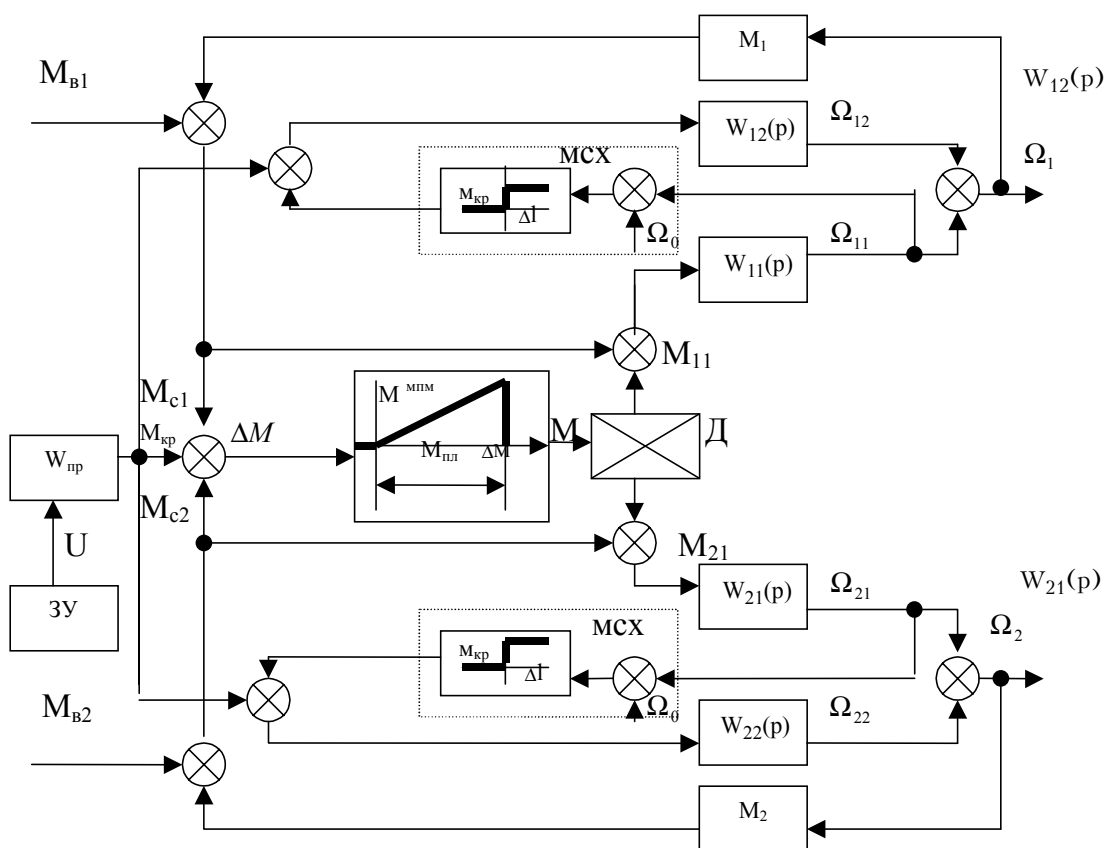


Рисунок 2

Муфта предельного момента представлена кинематическим элементом, описываемым уравнением:

$$M=0 \text{ при } M_{кр}-M_{c1}-M_{c2} \leq 0 \text{ и } M_{кр}-M_{c1}-M_{c2} > M_{мпм},$$

$$M = M_{кр} - M_c \text{ при } 0 < M_{кр} - M_{c1} - M_{c2} \leq M_{мпм},$$

где: $M_{кр}$ - крутящий момент на выходе привода;

M_{c1} , M_{c2} - моменты сопротивления, действующие в первом и втором каналах управления;

$M_{мпм}$ - момент, на который настроена муфта предельного момента.

Механизм свободного хода также имеет нелинейную характеристику. Если пренебречь люфтом, равным шагу зубчатого храпового колеса, то уравнение, описывающее эту характеристику, имеет вид

$$M = 0 \text{ при } \Omega_{i1} - \Omega_0 \leq 0;$$

$$M = M_{кр} \text{ при } \Omega_{i1} - \Omega_0 > 0, i = 1, 2, 3, \dots$$

где Ω_0 - угловая скорость вращения входного вала механизма свободного хода;

Ω_{i1} - угловая скорость вращения выходного вала кинематической цепи, связанной с дифференциалом.

На структурной схеме рис. 2 введены обозначения:

$W_{пр}$ - передаточная функция по моменту привода, включающая передаточную функцию по моменту двигателя $W_{дв}(p)$ и передаточное отношение редуктора i - $W_{пр} = W_{дв}(p)i$;

$W_{11}(p)$, $W_{12}(p)$, $W_{21}(p)$, $W_{22}(p)$ - передаточные функции по скорости кинематических цепей первого и второго каналов.

M_1 , M_2 - возмущающие моменты, действующие на рабочие органы.

Д - дифференциальный механизм.

Моменты сопротивления движению M_{c1} и M_{c2} включают вязкое трение и возмущающие моменты.

Обратные перекрёстные связи между кинематическими цепями одного канала, замыкаемые механизмами свободного хода, обеспечивают переключение кинематических цепей.

В случае, когда значение крутящего момента и суммарного момента сопротивления не превышает момент муфты предельного момента, вращение через дифференциальный механизм передаётся на кинематические цепи $W_{11}(p)$ и $W_{21}(p)$. Передаточные отношения этих цепей должны обеспечивать значения скоростей Ω_{11} и Ω_{21} превышающие Ω_0 . В этом случае:

$$\Delta\Omega_1 = \Omega_{11} - \Omega_0 \geq 0 \text{ и } \Delta\Omega_2 = \Omega_{21} - \Omega_0 \geq 0,$$

и суммарные моменты, действующие на кинематические цепи $W_{12}(p)$ и $W_{22}(p)$ будут равны 0 ($M_{сум} = M_{кр} - M_{кр}$). Следовательно, угловые скорости

$\Omega_{12} = \Omega_{22} = 0$ и $\Omega_1 = \Omega_{11}$, $\Omega_2 = \Omega_{21}$. Очевидно, эти кинематические цепи должны обеспечивать быстроходный режим работы системы. Момент сопротивления при этом должен быть незначительным.

При возрастании момента сопротивления в одном из каналов (например, в первом) возможно отключение муфты предельного момента ($M = 0$), при этом значения угловых скоростей Ω_{11} и Ω_{21} становятся равными 0, что приводит к выключению через механизмы свободного хода кинематических цепей $W_{12}(p)$ и $W_{22}(p)$. Выходные скорости будут равны: $\Omega_1 = \Omega_{12}$ и $\Omega_2 = \Omega_{22}$.

Синхронность вращения при этом сохраняется. Кинематические цепи $W_{12}(p)$ и $W_{22}(p)$ должны, таким образом, обеспечивать более медленное вращение рабочих органов с большим крутящим моментом. Если задающее устройство формирует определённое прямое воздействие U и $M_{кр}$ изменяется в соответствии с этой программой, функционирование кинематических цепей в каждом из каналов при изменениях моментов сопротивления остаётся аналогичным описанному. В тех случаях, когда возрастание момента сопротивления в быстроходной кинематической цепи одного из каналов недостаточно (находится в пределах линейной части характеристики $0 \leq \Delta M < M_{мпм}$), возможно переключение только одного канала на режим с большим крутящим моментом за счёт вычитания моментов сопротивления из момента на выходном валу дифференциального механизма (M_{11} или M_{21}). Если эта разность близка или равна нулю, произойдёт переключение через перекрёстную связь МСХ, тогда как второй канал может работать в прежнем режиме. Таким образом, возможна реализация четырёх вариантов сочетания режимов работы для системы с двумя каналами управления.

Условием функционирования системы должен быть правильный выбор передаточных отношений кинематических цепей. Эти отношения должны обеспечить выполнение неравенств:

$$\Omega_{12} < \Omega_0 < \Omega_{11} < \Omega_{дв},$$

$$\Omega_{22} < \Omega_0 < \Omega_{21} < \Omega_{дв},$$

где $\Omega_{дв}$ - угловая скорость вращения вала двигателя.

Значение угловой скорости Ω_0 , определяющей момент кинематических цепей, может задаваться передаточным отношением i ,

$$\Omega_0 = \frac{\Omega_{дв}}{i_0}.$$

В этом случае входной вал МСХ будет кинематически связан с выходным валом привода. Кинематическая схема описанной системы управления, соответствующая структурной схеме представлена на рис. 3.

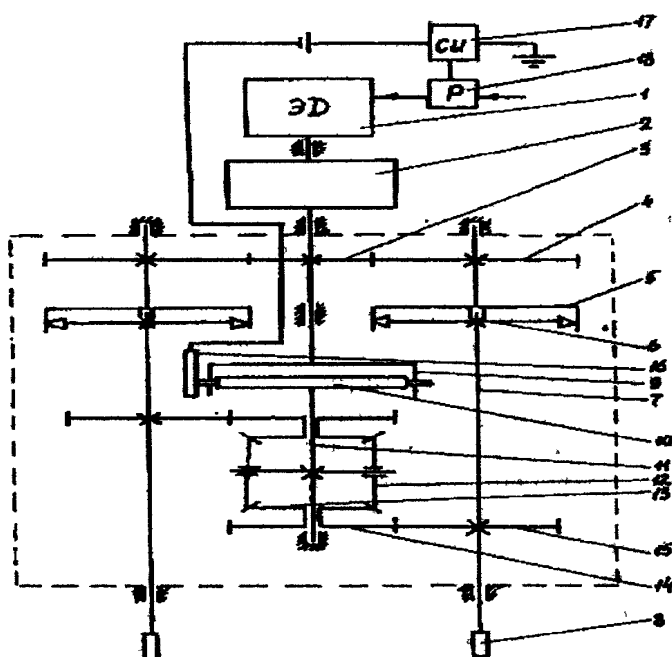


Рисунок 3

Двигатель 1 через редуктор 2 связан с зубчатым колесом 3, которое находится в зацеплении с шестернями 4. С каждой шестерней 4 жестко связаны обоймы 5 механизмов свободного хода (МСХ) храпового типа, а ведомые обоймы 6 жестко посажены на валы шпинделей 7 гайковертов, оканчивающихся патронами 8. На валу зубчатого колеса 3 жестко закреплена ведущая обойма 9 муфты предельного момента, ведомая обойма 10 которой связана с водилом 11, дифференциала. На оси, перпендикулярной оси водила 11, расположены сателлиты 12, взаимодействующие с зубчатыми колесами 13, которые выполнены заодно с шестернями 14. Шестерни 14 находятся в зацеплении с колесами 15, жестко сидящими на валах шпинделя 7. Электрический контакт 16, расположенный вблизи муфты предельного момента, управляется последней при ее "пощелкивании", формируя электрические импульсы, которые считаются счетчиком 17, связанным с реле 18 в цепи питания двигателя гайковерта. Конструкция гайковерта предусматривает подачу на каждый из шпинделей "быстрого" вращения с малым крутящим моментом по цепи: муфты предельного момента 9,10, дифференциал 11,12,13,14 колеса 15 и "медленного" вращения шпинделя с большим крутящим моментом до цепи: зубчатые передачи 3,4, механизмы свободного хода 5,6. Для обеспечения "быстрого" и "медленного" вращений шпинделя необходимо иметь

следующее соотношение $r_4/r_3 = r_{15}/r_{14}$, где r - радиус делительной окружности шестерни или колеса соответствующего номера позиции.

При вращении шестерни 4 медленнее колеса 15 МСХ 5 и 6 должен совершать свободный ход, то есть цепь "медленного" вращения разрывается на МСХ.

Гайковерт работает следующим образом. До тех пор, пока суммарный момент сопротивления на шпинделях 7 остается меньше момента, на который настроена муфта предельного момента 9 и 10, "быстрое" вращение от двигателя 1 передается по следующей цепи: редуктор 2, муфта предельного момента 9 и 10, дифференциал 11,12,13,14 колеса 15, шпинделя 7 гайковерта. За счет свойств дифференциала "быстрое" вращение будет у того шпинделя 7, сопротивление, на котором в данный момент меньше. При этом МСХ 5 и 6 этого шпинделя совершает свободный ход. Второй шпиндель, сопротивление на котором в данное мгновение больше, будет иметь "медленное" вращение, так как по цепи колеса 3 шестерни 4, при замкнутом МСХ 5 и 6, на шпиндель 7 передается большой крутящий момент. Затем величины сопротивлений на шпинделях 7 могут поменяться, и, следовательно, изменятся скорости их вращения. Если разница в моментах сопротивления на шпинделях 7 будет меньше момента сил трения в подвижных элементах дифференциала, оба шпинделя будут совершать "быстрое" вращение.

При достижении суммарного момента сил сопротивления на шпинделях 7 большего значения, чем момент, на который настроена муфта Предельного момента 9 и 10, ее полумуфты начинают проскальзывать. "Быстрое" вращение передаваться не будет, а оба шпинделя 7 будут вращаться с "медленной" скоростью, но синхронно обеспечивая их одинаковый поворот, получая движение от зубчатой шестерни 3 через колеса 4 и замкнутые МСХ 5 и 6.

Поворот шпинделей на заданный угол обеспечивается системой отсчета, которая при "пощелкивании" муфты предельного момента 9 и 10 передает замыканиям и размыканиям контакта 16 электрические сигналы на счетчик импульсов 17, который при помощи реле 18 отключает питание двигателя.

Цифровое и физическое моделирование двухполосной адаптивной системы управления технологическим оборудованием подтвердило возможность получения в рассматриваемой схеме высокого уровня синхронности движений рабочих органов, высокой чувствительности к изменениям моментов сопротивления. Реализация принципов автоматического регулирования на нетрадиционной элементной базе - нелинейных механических устройствах - позволила повысить надёжность устройства. Анализ устройства как нелинейной системы автоматического регулирования позволяет разработать методику расчёта основных параметров переключающих механизмов.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Новосёлов Б.В. Некоторые пути совершенствования систем наведения и стабилизации / Вопросы оборонной техники. Сер. 9. Специальные системы управления, следящие приводы и их элементы, 1998 - Вып. 2 (222) - С. 5-8.

2. Житников Ю.З., Житников Б.Ю. Многошпиндельные гайковёрты нового класса / Вопросы оборонной техники. Сер. 9. Специальные системы управления, следящие приводы и их элементы. - 1998. Вып. 2 (222) - С. 59-63

УДК 621.865.8

УПРАВЛЕНИЕ МНОГОСВЯЗНЫМИ ПАРАМЕТРИЧЕСКИ АДАПТИВНЫМИ МЕХАНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ

А. Н. Иванов

В работе выведены алгоритмы управления многосвязной, неуравновешенной механической системой, учитывающие перекрестные связи и действующие возмущения. Полученная система управления по каждому каналу позволяет подавить влияние перекрестных связей и действующих возмущений, расчленив многосвязную, неуравновешенную систему на ряд независимых подсистем (каналов).

The paper gives the algorithms of controlling a multiply connected unbalanced system taking into account the cross connections and the disturbances taking place. The control system created for each channel makes it possible to suppress the influence of cross connections and occurring disturbances, to break up the multiply connected unbalanced system into a number of independent subsystems (channels).

В настоящей работе решаются вопросы теории управления многосвязными механическими системами, обладающими свойствами адаптивности. Рассмотрена структурная схема управления, позволяющая многосвязную систему свести к сумме независимых подсистем по каждой степени свободы. Впервые вопросы декомпозиции многосвязной системы были рассмотрены в работах [1, 2].

Не умаляя общности, в качестве многосвязной механической системы рассмотрена динамика силового четырехзвенного манипулятора.

Предложенная схема управления манипулятором позволяет при сохранении устойчивости системы неограниченно увеличивать коэффициент усиления замкнутой системы по каждому каналу управления, что теоретически обеспечивает полную независимость каждого отдельного канала управления от влияния перекрестных связей, параметров манипулятора и действующих на него возмущений.

Упрощенная схема силового манипулятора приведена на рис. 1.

На рисунке приведены следующие обозначения:

$O_0X_0Y_0Z_0$ - неподвижная система координат, оси O_0X_0, O_0Y_0 которой лежат в горизонтальной плоскости, ось O_0Z_0 направлена вверх и совпадает с вертикальной осью вращения кабины силового манипулятора;

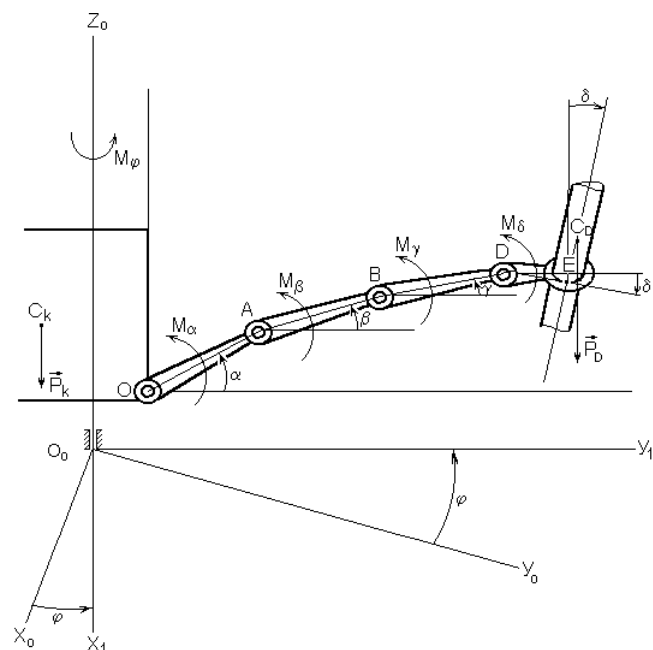


Рисунок 1 - Кинетодинамическая схема силового манипулятора

$O_0X_1Y_1Z_1$ - система координат связана с кабиной оператора, оси O_0X_1, O_0Y_1 , расположены в горизонтальной плоскости, ось O_0Z_1 совпадает с осью O_0Z_0 ;

φ - угол вращения кабины вокруг оси O_0Z_1 ;

$\alpha, \beta, \gamma, \delta$ - углы отклонения звеньев манипулятора OA, AB, BD, DE относительно горизонтальной плоскости;

$M_\alpha, M_\varphi, M_\beta, M_\gamma, M_\delta$ - управляющие моменты сил;

P_k, P_D - силы тяжести кабины и груза;

C_k, C_D - центры масс кабины и груза;

O, A, B, D - оси вращения звеньев манипулятора.

На рис.1 не показаны силы тяжести звеньев

манипулятора. Это допущение не носит принципиального значения, т.к. они учитываются при определении сил тяжести груза и кабины. Опускаем вывод дифференциальных уравнений, которые достаточно полно получены в работе [3].

В данной статье рассмотрена работа манипулятора в режиме подъема груза. В линейной постановке система линейных дифференциальных уравнений в скалярной форме может быть записана в следующем виде:

$$a_{jj}\ddot{q}_j + \mu_j\dot{q}_j - C_j q_j + \sum_{v=1}^{\gamma} a_{jv}\ddot{q}_{jv|v \neq j} = M_{qj}i_j - M_{bj}, \quad (1)$$

где $j = 1, 2, 3, 4...$

$q_j: q_1 = \alpha, q_2 = \beta, q_3 = \gamma, q_4 = \delta$ - обобщенные координаты,

$\dot{q}_j: \dot{q}_1 = \dot{\alpha}, \dot{q}_2 = \dot{\beta}, \dot{q}_3 = \dot{\gamma}, \dot{q}_4 = \dot{\delta}$ - обобщенные скорости,

$\ddot{q}_j: \ddot{q}_1 = \ddot{\alpha}, \ddot{q}_2 = \ddot{\beta}, \ddot{q}_3 = \ddot{\gamma}, \ddot{q}_4 = \ddot{\delta}$ - обобщенные ускорения,

$a_{11} < a_{22}, a_{33}, a_{44}$ - обобщенные моменты инерции манипулятора, приведенные соответственно к осям О, А, В, D, $j = 1, 2, 3, 4...$

μ_j - обобщенные коэффициенты вязкого трения относительно соответствующих осей, $j=1, 2, 3, 4...$

C_j - обобщенные коэффициенты жесткости, вызванные неуровненностью масс манипулятора, упругими свойствами токоподводов, зубьев редукторов и т. д., $j = 1, 2, 3, 4...$

$$\sum_{v=1}^{\gamma} a_{jv}\ddot{q}_{jv|v \neq j}: a_{12}\ddot{q}_{12} + a_{13}\ddot{q}_{13} + a_{14}\ddot{q}_{14} = a_{12}\ddot{\beta} + a_{13}\ddot{\gamma} + a_{14}\ddot{\delta},$$

$$a_{21}\ddot{q}_{21} + a_{23}\ddot{q}_{23} + a_{24}\ddot{q}_{24} = a_{21}\ddot{\alpha} + a_{23}\ddot{\gamma} + a_{24}\ddot{\delta},$$

$$a_{31}\ddot{q}_{31} + a_{32}\ddot{q}_{32} + a_{34}\ddot{q}_{34} = a_{31}\ddot{\alpha} + a_{32}\ddot{\beta} + a_{34}\ddot{\delta},$$

$$a_{41}\ddot{q}_{41} + a_{42}\ddot{q}_{42} + a_{43}\ddot{q}_{43} = a_{41}\ddot{\alpha} + a_{42}\ddot{\beta} + a_{43}\ddot{\gamma} \quad (2)$$

- слагаемые, характеризующие перекрестные связи между каналами управления манипулятора,

a_{jv} - обобщенные моменты инерции, вызванные взаимовлиянием каналов управления, приведенные к соответствующим осям О, А, В, D, $j \neq v$,

$M_{qj}i_j$ - управляющие моменты электродвигателя, приведенные к осям О, А, В, D, $j = 1, 2, 3, 4...$

i_j - передаточные числа редукторов, $j = 1, 2, 3, 4...$ (в дальнейшем будет полагаться $i_j = i$),

M_{bj} - обобщенные возмущающие моменты, вызванные различного рода факторами (сухое трение, упругие люфты, неуровненность масс, несоосность и т. д.), $j = 1, 2, 3, 4...$

Сделаем следующее допущение. Слагаемые $\sum_{v=1}^{\gamma} a_{jv}\ddot{q}_{jv|v \neq j}$ для каждого канала управления являются возмущающими моментами, которые перенесем в правые части, объединив их с возмущающими моментами M_{bj} , после чего уравнения (1) приобретут вид

$$a_{jj}\ddot{q}_j + \mu_j\dot{q}_j - C_j q_j = M_{qj}i_j - M^*_{bj}, \quad j = 1, 2, 3, 4..., \quad (3)$$

где $M^*_{bj} = M_{bj} + \sum_{v=1}^{\gamma} a_{jv}\ddot{q}_{jv}, v \neq j$.

Типовая функциональная схема электропривода с нагрузкой изображена на рис. 2.

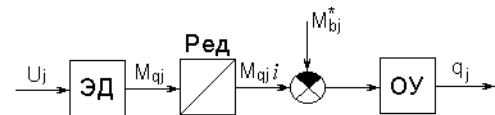


Рисунок 2 - Функциональная схема управления

На рис. 2 введены следующие обозначения: U_j - управляющее напряжение, ЭД - электродвигатель, Ред - редуктор, ОУ - объект управления.

Дифференциальные уравнения, описывающие механические и электрические процессы в электроприводе имеют вид

$$T_{\varepsilon}\dot{M}_{qj} + M_{qj} = \frac{K_M}{R}U_j - \frac{K_M K_{\Omega}}{R}\Omega_j, \quad j = 1, 2, 3, 4..., \quad (4)$$

где T_{ε} - электромеханическая постоянная электродвигателя; R - омическое сопротивление якорной цепи; K_M, K_{Ω} - паспортные параметры ЭД; $\Omega_j = \dot{q}_j i$ - угловая скорость ЭД.

Решая совместно уравнения (3) и (4), получим

$$T_{\varepsilon}a_{jj}\ddot{q}_j + (a_{jj} + T_{\varepsilon}\mu_j)\dot{q}_j + \left(\mu_j + \frac{K_M K_{\Omega} i^2}{R} - C_j T_{\varepsilon}\right)q_j - C_j T_{\varepsilon}q_j = \frac{K_M i}{R}U_j - (T_{\varepsilon}\dot{M}^*_{bj} + M^*_{bj}), \quad j = 1, 2, 3, 4... \quad (5)$$

Введем следующие обозначения:

$$a_{2j} = \frac{a_{jj} + T_3 \mu_j}{T_3 a_{jj}}, a_{1j} = \frac{\mu_j R + K_M K_\Omega i^2 - C_j T_3 R}{RT_3 a_{jj}},$$

$$a_{0j} = -\frac{C_j}{T_3 a_{jj}}, U^* = U - \frac{R}{K_M i} (M^*_{bj} + T_3 \dot{M}^*_{bj}),$$

$$b_{0j} = \frac{K_M i}{RT_3 a_{jj}}, j = 1, 2, 3, 4... \quad (6)$$

имеем

$$\ddot{q}_j + a_{2j} \dot{q}_j + a_{1j} \dot{q}_j + a_{0j} q_j = b_{0j} U^*, j = 1, 2, 3, 4... \quad (7)$$

Необходимо построить процесс управления каждым каналом манипулятора так, чтобы выходные динамические характеристики соответствовали характеристикам эталонных моделей, движения которых описываются уравнениями

$$\ddot{q}_{эj} + r_{2j} \dot{q}_{эj} + r_{1j} \dot{q}_{эj} + r_{0j} q_{эj} = \rho_{1j} \dot{q}_{nj} + \rho_{0j} q_{nj},$$

$$j = 1, 2, 3, 4... \quad (8)$$

где $r_{2j}, r_{1j}, r_{0j}, \rho_{1j}, \rho_{0j}$ - параметры, определяющие характер и продолжительность процесса возвращения изображающей точки $q_{эj}$ в окрестность σ_j , если окажется

$$|q_j(t) - q_{эj}(t)| > \sigma_j, j = 1, 2, 3, 4... \quad (9)$$

σ_j - постоянные числа, характеризующие заданную точность,

q_{nj}, \dot{q}_{nj} - обобщенные координаты и скорости, описывающие заданные оператором программные траектории.

Задачу синтеза алгоритмов управления сформулируем так, что для каждой степени свободы была задана программная траектория движения $q_{nj}(t)$ при $t \geq 0$.

Функция $q_{nj}(t)$ непрерывная, ограниченная дифференцируемая функция. Управляющие напряжения U^*_j в форме обратных связей должны обеспечивать по каждой степени свободы с некоторого момента времени $t = t_0$ с необходимой точностью отслеживание назначенной траектории, т.е.

$$|q_{nj}(t) - q_j(t)| \leq \sigma_j, t \geq t_0, j = 1, 2, 3, 4... \quad (10)$$

Пусть числовые параметры моделей таковы, что

$$|q_j(t) - q_{эj}(t)| \leq \varepsilon, j = 1, 2, 3, 4... \quad (11)$$

Тогда динамические характеристики системы по каждой степени свободы будут практически идентичны динами-

ческим характеристикам моделей, если $\varepsilon_j \leq \sigma_j$ и также, что выполняются неравенства (11).

Степень приближения динамических характеристик системы и эталонных моделей оценивается величиной функционала

$$G(U^*_j) = \frac{\lambda_j}{2} [\ddot{q}_{эj}(t) - \ddot{q}_j(t)]^2, j = 1, 2, 3, 4... \quad (12)$$

где $\lambda_j = \text{const}$.

Управляющие напряжения U^*_j определяются путем минимизации $G(U^*_j)$. Дифференциальные законы управления принимаются в виде

$$\frac{dU^*_j}{dt} = K_j (\ddot{q}_{эj} - \ddot{q}_j), j = 1, 2, 3, 4... \quad (13)$$

где $K_j = -\lambda_j b_{0j} = \text{const} > 0$.

Интегрируя уравнения (8) и (13) при нулевых начальных значениях, получим следующие алгоритмы управления:

$$U^*_j = K_j (\ddot{q}_{эj} - \ddot{q}_j), j = 1, 2, 3, 4... \quad (14)$$

$$\ddot{q}_{эj} = r_{0j} \int_0^t (q_{nj} - q_j) dt + r_{1j} (q_{nj} - q_j) - r_{2j} \dot{q}_j.$$

При определении ускорений $\ddot{q}_{эj}$ предполагается, что астатизм эталонных моделей равен двум, т.е. $\rho_{0j} = r_{0j}$, $\rho_{1j} = r_{1j}$ и сделана следующая замена переменных: $q_{эj} = q_j, \dot{q}_{эj} = \dot{q}_j$.

Структурная схема управления j -м каналом силового манипулятора изображена на рис. 3, где $P = \frac{d}{dt}$ - символ дифференцирования.

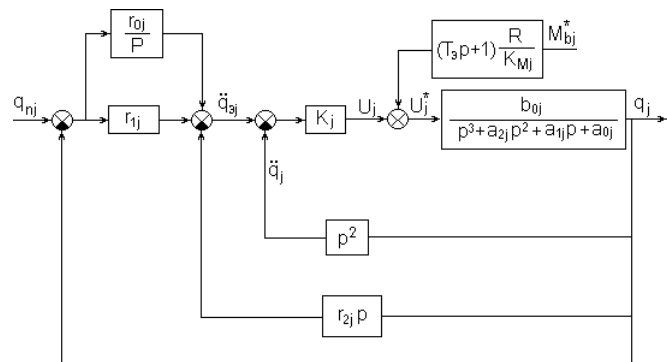


Рисунок 3-Структурная схема управления j -м каналом

Используя алгоритмы управления (14) и изображенную на рис. 3 структурную схему, получаем технически реализуемую схему замкнутой системы управления j -м каналом силового манипулятора (рис.4).

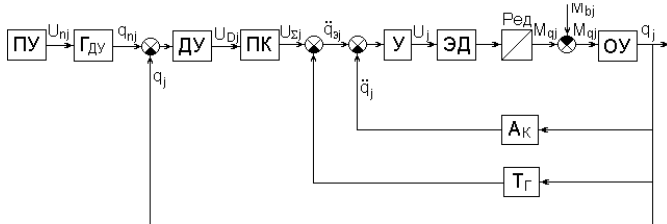


Рисунок 4 - Функциональная схема управления j -м каналом (звеном манипулятора)

На рис.4 введены следующие обозначения:

ПУ - пульт управления;

U_{nj} - напряжение, подаваемое на датчик моментов

гироскопического датчика угла;

ГДУ - гироскопический датчик угла;

ДУ - индукционный датчик угла;

U_{Dj} - напряжение, снимаемое с выходной обмотки датчика угла;

ПК - преобразующий контур;

$U_{\Sigma j}$ - суммарное напряжение;

У - электронный усилитель;

U_j - напряжение на входе ЭД;

АК - акселерометр;

ТГ - тахогенератор.

Структурная схема замкнутой системы управления j -м каналом манипулятора по углу приведена на рис. 5.

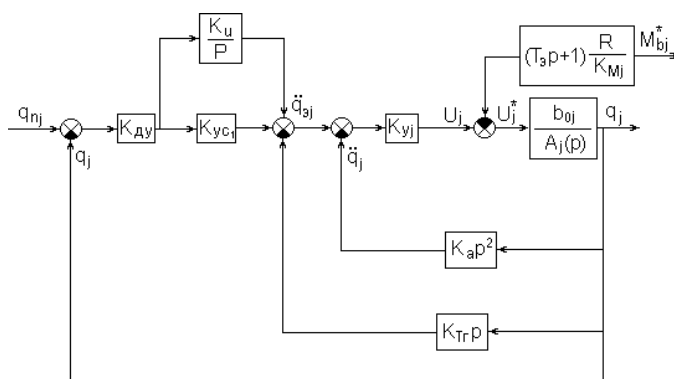


Рисунок 5 - Структурная схема управления j -м каналом (звеном) манипулятора

На схеме введены следующие обозначения:

K_{DU} - крутизна сигнала датчика угла;

$\frac{K_{yC1}P + K_I}{P}$ - передаточная функция преобразующего контура ПК;

где K_{yC1} - коэффициент усиления первого усилителя;

K_I - коэффициент усиления интегратора;

K_{yJ} - коэффициент усиления усилителя У;

K_A - крутизна выходного усиленного сигнала акселератора;

K_{TG} - крутизна выходного усиленного сигнала тахогенератора;

$$A_j = P^3 + a_{2j}P^2 + a_{1j}P + a_{0j}.$$

Передаточная функция разомкнутой системы управления j -м каналом по углу имеет вид

$$W_{Pj}(P) = \frac{K_j K_{DU} (K_I + K_{yC1}P)}{P[A_j(P) + K_j(K_a P^2 + K_{TG}P)]}, j=1, 2, 3, 4, \dots (15)$$

Передаточная функция замкнутой системы управления j -м каналом по углу выглядит так:

$$W_{qj}(P) = \frac{K_j K_{DU} (K_I + K_{yC1}P)}{A_j(P)P + K_j[K_a P^3 + K_{TG}P^2 + K_{DU}K_{yC1}P + K_{DU}K_I]}, j = 1, 2, 3, 4, \dots (16)$$

Передаточная функция замкнутой системы управления j -м каналом по моменту определяется по формуле

$$W_{bj}(P) = \frac{b^*_{0j}(T_3 P + 1)P}{A_j(P)P + K_j[K_a P^3 + K_{TG}P^2 + K_{DU}K_{yC1}P + K_{DU}K_I]}, (17)$$

$$\text{где } b^*_{0j} = \frac{b_{0j}R}{K_{Mi}} = \frac{1}{T_3 a_{jj}}, j = 1, 2, 3, 4, \dots$$

В общем виде динамика j -го канала силового манипулятора описывается уравнением

$$(A_j(P)P + K_j[K_a P^3 + K_{TG}P^2 + K_{DU}K_{yC1}P + K_{DU}K_I])q_j = K_j K_{DU} (K_I + K_{yC1}P)q_{nj} - b^*_{0j}(T_3 P + 1)PM_{bj}^*, j = 1, 2, 3, 4, \dots (18)$$

Степень полинома $A_j(P)P$ на единицу выше степени полинома $K_j[K_a P^3 + K_{TG}P^2 + K_{DU}K_{yC1}P + K_{DU}K_I]$. Поэтому для рассматриваемой системы установлено, что

всегда существует такое значение коэффициента K_j в контуре управляющей функции, при котором система (18) асимптотически устойчива. Система не теряет устойчивости при неограниченном увеличении K_j и при $K_j \rightarrow \infty$ степень ее устойчивости оказывается равной степени устойчивости эталонной модели.

Характеристическое уравнение замкнутой модели выглядит так:

$$P^4 + (a_{2j} + K_j K_a) P^3 + (a_{1j} + K_j K_{\Gamma}) P^2 + (a_{0j} + K_j K_{Dy} K_{yC1}) P + K_j K_{Dy} K_{II} = 0, \quad j = 1, 2, 3, 4 \dots \quad (19)$$

Неравенство

$$(a_{0j} + K_j K_{Dy} K_{yC1}) [(a_{2j} + K_j K_a)(a_{1j} + K_j K_{\Gamma}) - (a_{0j} + K_j K_{Dy} K_{yC1})] > K_j K_{Dy} K_{II} (a_{2j} + K_j K_a)^2, \quad (20)$$

где $K_j K_{Dy} K_{yC1} > a_{0j}$, $j = 1, 2, 3, 4 \dots$ выражает условие асимптотической устойчивости замкнутой системы по критерию Гурвица. При $K_j \rightarrow \infty$ неравенство (20) переходит в неравенство

$$K_{\Gamma} K_{yC1} > K_a K_{II}, \quad j = 1, 2, 3, 4 \dots, \quad (21)$$

которое выражает условие асимптотической устойчивости эталонной модели.

$$r_{1j} r_{2j} > r_{0j},$$

где $r_{1j} = \frac{K_{Dy} K_{yC1}}{K_a}$, $r_{2j} = \frac{K_{\Gamma}}{K_a}$, $r_{0j} = \frac{K_{Dy} K_{II}}{K_a}$, $j = 1, 2, 3, 4 \dots$.

При $K_j \rightarrow \infty$ полюса передаточной функции (16) стремятся к соответствующим полюсам передаточной функции эталонной модели

$$W(P, \infty) = \lim_{K_j \rightarrow \infty} W(P, K_j) = \frac{r_{0j} + r_{1j} P}{P^3 + r_{2j} P^2 + r_{1j} P + r_{0j}}, \quad j = 1, 2, 3, 4 \dots \quad (22)$$

Четвертый полюс передаточной функции (16) удаляется в бесконечность по отрицательной полуоси.

Из равенства (22) следует, что в асимптотике переходный процесс в управляемой модели точно совпадает с эталонным переходным процессом, т.е. $q_{Эj}(t) \rightarrow q_{Пj}(t)$.

В этом проявляется свойство параметрической адаптивности системы стабильно сохранять динамические характеристики независимо от изменения параметров объекта управления (моментов инерции, коэффициентов

вязкости и т.д.) модели. Это хорошо видно из дифференциальных уравнений (18) при $K_j \rightarrow \infty$

$$W(P, \infty) = \lim_{K_j \rightarrow \infty} \frac{A_j(P)P}{K_j} = 0, \quad j = 1, 2, 3, 4 \dots \quad (23)$$

Из уравнения (18) также следует, что влияние перекрестных связей, а следовательно и возмущающих моментов подавляется.

Действительно,

$$\lim_{K_j \rightarrow \infty} \frac{b^*_{0j}(T_3 P + 1) P M_{bj}^*}{K_j} = 0, \quad j = 1, 2, 3, 4 \dots \quad (24)$$

В асимптотике при $K_j \rightarrow \infty$ получаем систему дифференциальных уравнений, описывающих динамику независимых друг от друга каналов управления силовым манипулятором.

$$(K_a P^3 + K_{\Gamma} P^2 + K_{Dy} K_{yC1} P + K_{Dy} K_{II}) q_j = K_{Dy} (K_{II} + K_{yC1} P) q_{Пj} \quad (25)$$

или

$$(P^3 + r_{2j} P^2 + r_{1j} P + r_{0j}) q_j = (\rho_{0j} + \rho_{1j} P) q_{Пj}, \quad (26)$$

где $r_{1j} = \frac{K_{Dy} K_{yC1}}{K_a}$, $r_{2j} = \frac{K_{\Gamma}}{K_a}$, $r_{0j} = \frac{K_{Dy} K_{II}}{K_a}$,

$\rho_{0j} = r_{0j}$, $\rho_{1j} = r_{1j}$, $j = 1, 2, 3, 4 \dots$.

Для анализа влияния перекрестных связей на устойчивость силового манипулятора рассмотрим, например, систему двух дифференциальных уравнений, описывающих работу двух каналов управления.

$$\begin{aligned} [A_1(p)p + K_1 B_1(p)] \alpha &= -D_1(p) P^3 \beta, \\ [A_2(p)p + K_2 B_2(p)] \beta &= -D_2(p) P^3 \alpha, \end{aligned} \quad (27)$$

где

$$B_1(p) = K_{a1} P^3 + K_{\Gamma 1} P^2 + K_{Dy1} K_{yC11} P + K_{Dy1} K_{II1},$$

$$B_2(p) = K_{a2} P^3 + K_{\Gamma 2} P^2 + K_{Dy2} K_{yC12} P + K_{Dy2} K_{II2},$$

$$D_1(p) = b^*_{01}(T_3 P + 1) a_{12},$$

$$D_2(p) = b^*_{02}(T_3 P + 1) a_{21}.$$

Разрешая уравнения (27) относительно α и β , получаем

$$\{[A_1(p)p + K_1B_1(p)][A_2(p)p + K_2B_2(p)] - D_1(p)D_1(p)P^6\}\alpha = 0,$$

$$\{[A_2(p)p + K_2B_2(p)][A_1(p)p + K_1B_1(p)] - D_1(p)D_1(p)P^6\}\beta = 0. \quad (28)$$

Характеристическое уравнение имеет вид

$$[A_1(p)p + K_1B_1(p)][A_2(p)p + K_2B_2(p)] - D_1(p)D_1(p)P^6 = 0 \quad (29)$$

или

$$\left[\frac{1}{K_1}A_1(p)p + B_1(p)\right]\left[\frac{1}{K_2}A_2(p)p + B_2(p)\right] = \frac{D_1(p)D_1(p)}{K_1K_2}P^6. \quad (30)$$

Правая часть в равенстве (30) характеризует влияние перекрестных связей одного канала управления на другой. Причем их влияние уменьшается обратно пропорционально увеличению произведения коэффициентов усиления K_1 и K_2 и при $K_1 \rightarrow \infty$, $K_2 \rightarrow \infty$ стремится к нулю не нарушая устойчивости каждого канала.

В этом случае характеристическое уравнение системы распадается на два независимых характеристических уравнения

$$B_1(p) = 0, B_2(p) = 0, \quad (31)$$

не зависящих от перекрестных связей.

В реальных условиях коэффициенты усиления K_j имеют конечные величины. Так, например, математическое моделирование показало, что при подъеме груза массы 1000 кг и суммарной длине звеньев, равной 9 м, коэффициент усиления составил 10^5 . При увеличении K_j устойчивость системы по каждому каналу не нарушается, влияние перекрестных связей и прочих возмущающих факторов практически отсутствовало, в том числе

параметров объекта управления (моменты инерции, коэффициенты вязкого трения, моменты неуравновешенности, постоянная времени электродвигателя и т.д.).

В заключение следует отметить, что в данной работе впервые перекрестные связи по каждому каналу управления переведены в разряд возмущающих факторов.¹ Это позволило определить алгоритмы управления, учитывающие все возмущающие факторы, в том числе и перекрестные связи.

Показано, что в этом случае при увеличении коэффициентов усиления K_j устойчивость системы управления каждым отдельным каналом не нарушается, действие перекрестных связей стремится к нулю, уменьшается, в пределе стремясь к нулю, влияние параметров электродвигателя и объекта управления.

Следовательно, многосвязная система управления манипулятором распадается на независимые друг от друга каналы управления, практически не зависящие от действия возмущающих факторов, параметров электродвигателя и объекта управления.

В работе учтено влияние неуравновешенных масс манипулятора. Конечное значение коэффициента усиления по каждому каналу не должно быть меньше величины

$$K_{j\min} > \frac{a_{1j}}{K_{Dy}K_{yc1}}, j = 1, 2, 3, 4 \dots$$

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Крутько П.Д. Оптимизация многомерных динамических систем по критерию минимума момента ускорения // Изв. РАН. Техническая кибернетика. - 1994. - №1. - С.32-47.
2. Крутько П.Д., Лакота Н.А. Параметрически адаптивные алгоритмы управления многомерными механическими системами. Стабилизация программных траекторий движения // Проблемы машиностроения и надежность машин. - 1998. - №2. - С. 88-96.
3. Можегов Н.А., Иванов А.Н., Охотников Ю.К. Математическая модель силового манипулятора машины // Вопросы оборонной техники. Сер.9. Специальные системы, следящие приводы и их элементы. - 1998. - Вып.2 (222). - С.37-41.

1.Замечание рецензента. Отнесение перекрестных связей к возмущениям давно и широко используется для декомпозиции систем. См., например, работу Потапенко Е. М. Робастное управление роботом // Техническая кибернетика. - 1993. - №3. - С.183-189, а также библиографию данной статьи.

СИНТЕЗ ФИЛЬТРА ПОГЛОЩЕНИЯ ПРИ КОМПЕНСАЦИОННОМ УПРАВЛЕНИИ

В. И. КОРТУНОВ

Синтез компенсационного управления по адаптивно-инвариантному принципу предполагает решение задачи синтеза фильтра поглощения по априорной информации неконтролируемых возмущений, действующих на линейную динамическую SISO-систему. В статье рассматривается задача синтеза дискретных фильтров поглощения при различных априорных данных о возмущениях, анализируются способы синтеза фильтров поглощения.

Синтез компенсаційного управління за адаптивно-інваріантним принципом передбачає розв'язання задачі синтезу фільтра поглинання за априорною інформацією неконтрольованих збурень, які впливають на лінійну динамічну SISO-систему. У статті розглядається задача синтезу дискретних фільтрів поглинання при різних априорних даних про збурення, аналізуються способи синтезу фільтрів поглинання.

Synthesis of compensatory control according to the adaptive invariant principle offers a decision of a task of the synthesis of absorption filter on the priori information about uncontrolled perturbations acting on a linear dynamic SISO system. This article represents the description of synthesis of the absorption discrete filters with various a priori data about perturbation, there is also the analyse of methods of synthesis of absorption filters.

ВВЕДЕНИЕ

Большинство методов управления динамическими объектами, функционирующих в условиях внутренних и внешних неконтролируемых возмущений, относятся к классу адаптивных или робастных методов [1-4], а синтезируемое управление должно отвечать двум критериям оптимальности: стабилизации выхода по критерию точности и степени компенсации или нечувствительности (робастности) по отношению к действующим возмущениям на систему. Управление объектом в таком случае можно разделить на два вида: первый решает задачу управления с заданными показателями качества при отсутствии возмущений, второй - компенсацию или парирование действующих возмущений. Тогда качество управления и эксплуатационные показатели системы управления зависят от степени компенсации возникающих возмущений.

Синтез управления по двум критериям возможно осуществить отдельно при выполнении условий разделимости контуров управления и тогда задача синтеза законов управления для каждого контура решается обособлено: по критерию стабилизации выходной переменной при отсутствии возмущений и по критерию компенсации возмущений. Для многих практических приложений такой подход о разделимости

управлений позволяет модернизировать существующие системы управления в целях повышения робастности и эксплуатационной живучести. Задача доработки системы управления заключается тогда в синтезе фильтров поглощения при априорно известных свойствах возмущений.

Методы управления с компенсацией возмущений можно разделить на методы с оцениванием вектора возмущений, или вектора неопределенности [2,4], методы адаптивно-инвариантного управления [1] и методы робастного H_∞ -управления [3]. Первые два подхода синтеза робастного управления предполагают наличие информации о возмущениях - динамику возмущений для расширения системы вектором неопределенности [2] или динамику фильтра-предсказателя обобщенного регулярного возмущения [1]. Методы H_∞ -оптимального управления обеспечивают робастную устойчивость при параметрических возмущениях и ослабление действия внешних возмущений, а стратегия этого управления ориентирована на выработку управления при самых неблагоприятных воздействиях возмущений.

Управление с оцениванием вектора неопределенности при неточной модели возмущений (как наиболее типичная ситуация в практике) требует повышения коэффициентов усиления в наблюдателе для уменьшения динамической ошибки оценивания неопределенностей и, как следствие, снижения такта квантования управления и увеличения загрузки управляющей ЭВМ. Усложнение модели возмущений в этом случае может, с одной стороны, улучшить качество поглощения возмущений, а с другой - привести к нарушению наблюдаемости системы и нереализуемости компенсационного управления.

Компенсационное адаптивно-инвариантное управление не использует элементы с высоким коэффициентом усиления и обладает большей грубостью по сравнению с оцениванием вектора неопределенности, что делает его более перспективным для управления различными объектами. Усложнение модели возмущений при компенсационном подходе не нарушает условий наблюдаемости системы и приводит только к повышению качества управления [5].

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Пусть непрерывный SISO-объект управления представлен разностным уравнением

$$A_0(q)y(k) = qB_0(q)u(k) + qB_f(q)f_0(k), \quad (1)$$

где $y(k)$ - выход объекта; $u(k)$ - управляющее воздействие; $f_0(k)$ - неконтролируемое возмущение в дискретные моменты времени t_k ; q - оператор запаздывания, такой, что $qy(k) = y(k-1)$; $A_0(q)$, $B_0(q)$, $B_f(q)$ - полиномы приведенной непрерывной части объекта степени n_0 , m_0 и m_f соответственно.

Далее считаем, что объект неминимально-фазовый по управлению и возмущению, а нули полинома $B_f(q)$, $B_0(q)$ лежат в круге единичного радиуса, т.е. $q \leq 1$.

Номинальную модель объекта управления, отражающую основные процессы в объекте, также представим разностным уравнением

$$A_H(q)y_H(k) = qB_H(q)u_H(k), \quad (2)$$

где $A_H(q)$, $B_H(q)$ - полиномы номинальной модели, являющиеся фиксированными с известными коэффициентами.

Запишем полиномы выражения (1) в отклонениях от номинальной модели:

$$A_0(q) = A_H(q) + \Delta A_0(q), \quad B_0(q) = B_H(q) + \Delta B_0(q), \quad (3)$$

где вариации полиномов $\Delta A_0(q)$ и $\Delta B_0(q)$ принадлежат ограниченному множеству допусков на изменения свойств объекта управления и являются параметрической неопределенностью объекта управления.

Покажем динамику объекта в отклонениях от номинальной модели. Произведя подстановку соотношения (3) в уравнение (1), получим

$$A_H(q)y(k) = qB_H(q)(u(k) + f_H(k)), \quad (4)$$

$$f(k) = qB_H(q)f_H(k) = -\Delta A_0(q)y(k) + \Delta B_0(q)u(k) + qB_f(q)f_0(k), \quad (5)$$

где $f(k)$ - обобщенное возмущение или, в общем случае, вектор неопределенности; $f_H(k)$ - приведенное возмущение в канале управления. Представление возмущений в виде (5) должно отвечать условию согласованности.

Рассмотрим задачу управления объектом с неполным поглощением возмущений при сохранении качества управления основным контуром. Такое управление возможно получить при разделении его на основное,

управление номинальным объектом, и компенсационное, обеспечивающее поглощение возмущений.

Проанализируем свойства управления с поглощением возмущений на основе совместного оценивания вектора состояния и вектора неопределенности [2,4], когда уравнение наблюдателя приведенных возмущений представлено в виде

$$\begin{aligned} A_H(q)\widehat{y}(k) &= L_1(q)(y(k) - \widehat{y}(k)) + qB_H(q)(u(k) + \widehat{f}_H(k)), \\ H(q)\widehat{f}_H(k) &= L_2(q)(y(k) - \widehat{y}(k)), \end{aligned} \quad (6)$$

где $H(q)$ - дискретный полином динамики возмущений. Выход объекта при компенсационном управлении $u(k) = u_H(k) - \widehat{f}_H(k)$, где $u_H(k)$ - управление для номинального объекта, синтезированное при отсутствии возмущений, можно записать в виде

$$\begin{aligned} y(k) &= \frac{(A_H(q) + L_1(q))H(q) + L_2(q)qB_H(q)}{W(q)} \cdot \frac{qB_0(q)}{A_0(q)}u_H(k) + \\ &+ \frac{(A_H(q) + L_1(q))H(q)}{W(q)} \cdot \frac{qB_f(q)}{A_0(q)}f_H(k), \end{aligned} \quad (7)$$

где $W(q) = (A_H(q) + L_1(q))H(q) + \frac{qB_0(q)}{A_0(q)}L_2(q)A_H(q)$;

$L_1(q)$ и $L_2(q)$ - устойчивые полиномы наблюдателя.

Из выражения (7) следует, что для компенсации возмущений или уменьшения их влияния на выход нужно обеспечить выполнение условия $H(q)f_H(q) = 0$, что можно достичь усложнением модели возмущений, или значительно увеличив коэффициент усиления наблюдателя ($L_2(q) \rightarrow \infty$), что не всегда является желательным.

При адаптивно-инвариантном управлении качество поглощения возмущений определяется только свойством фильтра поглощения [5], поэтому в работе ставится задача синтеза фильтра поглощения при априорных данных об обобщенных возмущениях для обеспечения свойств робастности системы управления.

2. РАЗДЕЛИМОСТЬ ЗАДАЧ СИНТЕЗА УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ ОСНОВНОГО И ДОПОЛНИТЕЛЬНОГО КОНТУРОВ

Решение задачи синтеза фильтра поглощения как независимой от синтеза управления основного контура можно получить при разделении задач синтеза управления в каждом контуре. Рассмотрим условия разделения двухконтурного управления на независимые контуры.

Оценку возмущения для дискретной системы можно получить из уравнения (4)

$$\tilde{f}(k) = \frac{1}{B_H(q)} \cdot (A_H(q)y(k) - qB_H(q)u(k)), \quad (8)$$

где $\tilde{f}(k)$ соответствует приведенному возмущению для предыдущего момента времени $\tilde{f}(k) = f_H(k-1)$. Компенсационное или дополнительное управление сформируем как

$$u_c(k) = -D(q)\tilde{f}(k), \quad (9)$$

где $D(q)$ - дополнительный фильтр, который будет получен ниже. Полное управление представим в виде

$$u(k) = u_H(k) + u_c(k). \quad (10)$$

Из соотношений (1), (8) - (10) получим выход объекта

$$y(k) = \frac{\frac{qB_0(q)}{A_0(q)}}{1 - qD(q) + \frac{qB_0(q)}{A_0(q)} \cdot \frac{A_H(q)}{B_H(q)} D(q)} \cdot u_H(k) + \frac{(1 - qD(q)) \cdot \frac{qB_f(q)}{A_0(q)}}{1 - qD(q) + \frac{qB_0(q)}{A_0(q)} \cdot \frac{A_H(q)}{B_H(q)} D(q)} \cdot f_0(k). \quad (11)$$

Из выражения (11) следует, что фильтр поглощения $H(q) = 1 - qD(q)$ действует на возмущение, прошедшее через объект управления, так как во втором слагаемом содержится множитель $\frac{qB_f(q)}{A_0(q)} f_0(k)$, и должен подавлять возмущения в диапазоне частот полосы пропускания объекта управления.

Полное поглощение возмущений возможно, если

$$(1 - qD(q))f_0(k) = 0, \quad k \geq N_H. \quad (12)$$

При совпадении номинальной модели с моделью объекта, когда $A_0(q) = A_H(q)$, $B_0(q) = B_H(q)$, из выражения (11) получим

$$y(k) = \frac{qB_0(q)}{A_0(q)} u_H(k) + \frac{H(q)B_0(q)}{A_0(q)} \cdot f_0(k). \quad (13)$$

Таким образом, передаточная функция компенсационного управления по выходу совпадает с передаточной функцией номинального управления при отсутствие возмущения, а передаточная функция по возмущению содержит фильтр поглощения $H(q)$. Из выражения (13) следует условие разделимости контуров управления на

независимые, когда номинальная модель должна как можно больше совпадать с моделью объекта. Отсюда вытекает и разделимость задач синтеза законов управления по основному критерию - качества стабилизации - и дополнительному - критерию поглощения возмущений в заданном диапазоне частот. Заметим, что в схеме адаптивно-инвариантного управления отсутствуют элементы с высоким коэффициентом усиления и подавление влияния возмущений на выход обеспечивается только условием (12). Структурная схема компенсационного управления с контуром компенсации представлена на рис.1.

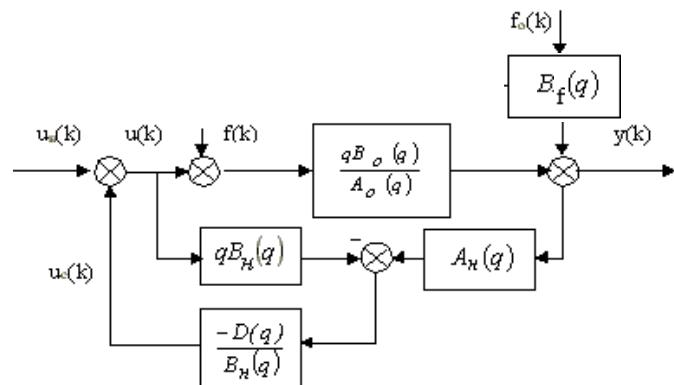


Рисунок 1 - Схема адаптивно-инвариантного управления

3. СИНТЕЗ ФИЛЬТРА ПОГЛОЩЕНИЯ АДАПТИВНО-ИНВАРИАНТНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Синтез фильтра поглощения в частотной метрике. Как следует из соотношения (12), степень компенсации возмущений определяется априорной информацией о спектре приведенного возмущения $f_H(k)$ и параметрами синтезируемого фильтра $H(q) = 1 - qD(q)$.

Наиболее простые структуры фильтров можно получить для $f_0(k) = \text{const}$. Тогда $H(q) = 1 - q$, что соответствует дифференциальному звену для непрерывной системы и поглощению постоянных возмущений, так как $\text{const} \cdot (1 - q) = 0$ для $k \geq 2$. Фильтр вида $H(q) = 1 - 2q + q^2$ соответствует поглощению линейных возмущений, а для n -раз дифференцируемой функции $f_0(k)$ фильтр $H(q) = (1 - q)^n$ и, соответственно, $D(q) = q^{-1}(1 - H(q))$.

Если возмущение представить в q -плоскости дробно-рациональной функцией, то условие поглощения (12) также позволяет найти фильтр поглощения.

Пусть возмущение выражается рациональной функ-

цией $\frac{P_f(q)}{Q_f(q)}$. Тогда условие поглощения таково:

$$\frac{(1 - qD(q))P_f(q)}{Q_f(q)} = P(q), \quad (14)$$

где $P(q)$ - произвольный полином, степень которого не выше степени полинома $P_f(q)$, что эквивалентно условию поглощения (12). Если выполнить равенство

$$(1 - qD(q)) = Q_f(q), \quad (15)$$

то из (14) следует, что $P_f(q) = P(q)$, и это соответствует условию поглощения возмущений (12), так как степень полиномов не выше N_f . Из равенства (15) можно получить фильтр

$$D(q) = (1 - Q_f(q))/q. \quad (16)$$

Априорные сведения о возмущениях удобно определить через их частотные характеристики, и в практике типовые возмущения даны по диапазону частот. При известном частотном диапазоне возмущений задача синтеза компенсационного управления может быть поставлена как задача синтеза фильтра поглощения в частотной метрике.

Пусть $S_f(\omega)$ - спектральная плотность приведенных возмущений, прошедших через объект $\frac{qB_f(q)}{A_0(q)}f_0(k)$. Тогда при известной структуре фильтра задача синтеза фильтра поглощения формулируется как оптимизационная задача по параметрам фильтра θ

$$\theta^* = \arg \min_{\theta} \int_{-2\pi}^{2\pi} |1 - e^{-j\omega}D(\theta, e^{-j\omega})|^2 S_f(\omega) d\omega. \quad (17)$$

Структура фильтра $D(\theta, q)$ определяется спектральными свойствами приведенных возмущений и требуемой частотной характеристикой системы управления по возмущению.

Синтез фильтра поглощения в равномерной частотной метрике. Пусть влияние возмущений на выход объекта оценивается сигналом

$$v(k) = E(q) \cdot f(k), \quad (18)$$

где $f(k)$ - приведенные возмущения, $E(q)$ - передаточная функция по возмущению замкнутой системы. Если $E(q)$ - устойчивый реализуемый фильтр, то гарантированной оценкой амплитуды сигнала на выходе фильтра можно считать величину $\max_{\omega} |E(e^{-j\omega})|$, которая явля-

ется равномернорастотной нормой комплексной функции $E(q)$ в пространстве Харди (Hardy) H_{∞} и обозначается

$$\|E\|_{\infty} = \max_{\omega} |E(e^{-j\omega})|. \quad (19)$$

Тогда гарантированная минимизация влияния на выход возмущений следует из условия

$$\inf_D \|E(q)F(q)\|, \quad (20)$$

где $F(q)$ содержит информацию о спектральных свойствах возмущений $f(k)$, а фильтр $E(q)$ - синтезируемый фильтр $D(q)$. Если известно, что возмущение является гармоническим сигналом с произвольной частотой ω и амплитудой не меньше величины $A(\omega)$, то можно выбрать функцию $F(q)$ такой, чтобы

$$|F(e^{-j\omega})|^2 = A(\omega). \quad (21)$$

Если известна спектральная плотность возмущения $S_f(\omega)$ или его оценка, то дисперсия сигнала определяется выражением

$$\sigma_v^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |E(e^{-j\omega})|^2 S_f(\omega) d\omega, \quad (22)$$

а гарантированная оценка дисперсии следует из (18) и

$$\sigma_v^2 \leq \|E\|_{\infty}^2 \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} S_f(\omega) d\omega \leq \bar{\sigma}_v^2 \|E\|_{\infty}^2, \quad (23)$$

где $\bar{\sigma}_v^2 < \infty$ - гарантированная оценка дисперсии σ_v^2 .

Условия синтеза фильтра поглощения можно сформулировать как $\inf_D \|E(q)\|$.

Априорные сведения о возмущениях в виде спектральных плотностей в практике, как правило, недостаточно известны, поэтому необходимо учитывать только оценку $A(\omega)$.

4. ПРИМЕРЫ

Пример 1. Пусть имеется объект управления с передаточной функцией $W_o(s) = \frac{100}{s^2 + 25s + 100}$, а номиналь-

ная модель $W_n(s) = \frac{5}{s + 5}$. Для сравнения качества поглощения возмущений получим частотные характеристики адаптивно-инвариантного управления и компенсационного управления с наблюдателем возмущений.

Рассмотрим влияние возмущения в виде гармони-

ческого сигнала при $\frac{P_f(q)}{Q_f(q)} = \frac{q \sin(\beta)}{q^2 - 2q \cos(\beta) + 1}$, где

$\beta = \omega T_s$ - параметр, связывающий частоту и период дискретности. Когда $\beta = \pi/2$, получаем совпадение с частным случаем полиномиального представления возмущений и $H(q) = 1 - 2q + q^2$. Из условия (14) следует, что $D(q) = 2 \cos(\beta - q)$ и условие поглощения выполняется при $k \geq 2$. Выберем фильтр поглощения, когда

$$\frac{P_f(q)}{Q_f(q)} = \frac{q \sin(\beta_1)}{q^2 - 2q \cos(\beta_1) + 1} \cdot \frac{q \sin(\beta_2)}{q^2 - 2q \cos(\beta_2) + 1} (1 - q), \quad (24)$$

где β_1 и β_2 - настраиваемые параметры.

Дискретные передаточные функции алгоритмов поглощения с наблюдателем примем такими: $L_1(q) = 1 + 0,8q$, $L_2(q) = 1$. Для адаптивно-инвариантного управления

$$\begin{aligned} B_H(q) &= 0,2212, \quad A_H(q) = 1 - (0,7788q), \\ D(q) &= 4,8507 - 9,5533q + 9,5533q^2 - 4,8507q^3 + \\ &+ 1,0000q^4 \end{aligned} \quad (25)$$

с периодом квантования $T_s = 0,05$ с, $\beta_1 = 0,0942$ и $\beta_2 = 0,3770$. Логарифмические частотные характеристики сравниваемых систем управления представлены на рис. 2.

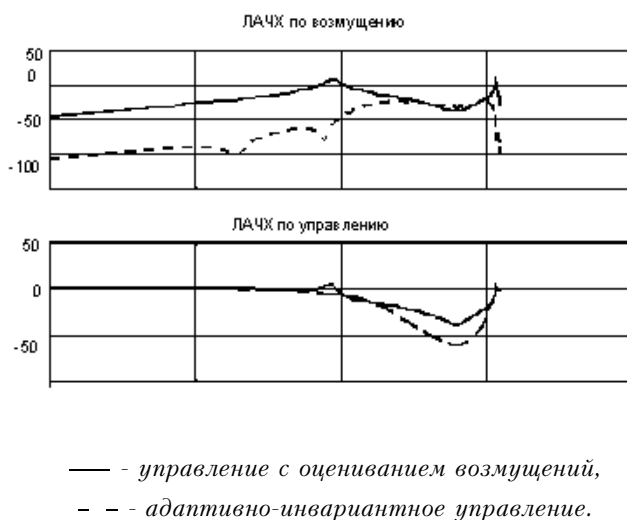


Рисунок 2 - Частотные характеристики каналов управления и возмущения

Компенсационное адаптивно-инвариантное управление по каналу возмущения имеет ЛАЧХ на 60 дБ ниже в рабочем диапазоне системы, чем управление с

наблюдателем, что обеспечивает большую робастность в диапазоне частот работы системы управления.

Пример 2. Рассмотрим LQG-регулятор для объекта с передаточной функцией $W_o(s) = \frac{100}{s^2 + 25s + 100}$ при

действии гауссовского "белого" шума в канале управления с дисперсией $M[f^2] = 1$, а в канале измерения - $M[v^2] = 0,01$. Оптимальный регулятор по состоянию ($u = -Kx$) получен для критерия $J = \int_0^{\infty} (10y^2 + u^2) dt$.

Дисперсия ошибки выходного сигнала для дискретного LQG - регулятора при $T_s = 0,005$ с составила $M[y^2] = 0,0044$, а для регулятора с дополнительным компенсационным контуром - 0,0012, что меньше LQG - регулятора с основным контуром в 3,6 раза.

ВЫВОДЫ

Разделение задачи синтеза управления динамическими системами при наличии различных возмущений и использовании компенсационного подхода можно привести к решению двух независимых задач. Первой решается традиционная задача синтеза управления с необходимыми показателями для основного контура при отсутствии возмущений, а во второй синтезируется управление для компенсации или поглощения возмущений на базе фильтров поглощения для различных априорных данных о возмущениях - спектральных характеристик или верхних оценок спектральных характеристик. При таком подходе в синтезе управления динамическими системами появляется возможность совершенствования эксплуатируемых систем управления дополнительным контуром в целях повышения робастности системы управления и, возможно, парирования несложных отказов в системе управления.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Цыпкин Я.З. Робастно оптимальные дискретные системы управления // АИТ. - 1999.- № 3.- С.25 - 37.
2. Джонсон С. Теория регуляторов, приспособляющихся к возмущениям / Фильтрация и стохастическое управление в динамических системах. Под. ред. К.Т. Лиондеса М.: Мир,1980. С.253 - 320.
3. Барабанов А.Е., Первозванский А.А. Оптимизация по равномерно-частотным показателям (H_{∞} -теория) // АИТ.- 1992.- № 9.- С.3 - 32.
4. Поталенко Е.М. Синтез и сравнительный анализ компенсаторов пониженного порядка // Изв. РАН. Теория и системы управления.- 1998.- № 4.- С. 65 - 74.
5. Кортунов В.И., Топольник Д.Н. Адаптивность компенсационного управления. Системный анализ, управление и информационные технологии // Вестн. Харьк. Политехн. ун-та. Сборник научных трудов. Вып. 70. - Харьков: ХДПУ, 1999. - С. 158 - 163.

СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРІВ САР ЕЛЕКТРОПРИВОДУ ТПЧ-АД МЕТОДОМ УЗАГАЛЬНЕНОГО ХАРАКТЕРИСТИЧНОГО ПОЛІНОМА

Я. Ю. Марущак, В. М. Кравцов

Предложен метод обобщенного характеристического полинома для синтеза регуляторов системы подчиненного регулирования электропривода "тиристорный преобразователь частоты - асинхронный двигатель" при скалярном управлении. Такая система дает возможность обеспечить любую стандартную форму переходного процесса координат регулирования.

Запропоновано метод узагальненого характеристичного полінома для синтезу регуляторів системи підпорядкованого регулювання електроприводу "тиристорний перетворювач частоти - асинхронний двигун" при скалярному керуванні. Така система дає можливість забезпечити будь-яку стандартну форму переходного процесу координат регулювання.

The method of a generalized characteristic polynomial for synthesis of regulators of a system of the slave regulation of the electrical actuation a "thyristor frequency shifter - induction motor" is offered at scalar control. Such system enables to supply any standard shape of transient process of coordinates of regulation.

Електроприводи "тиристорний перетворювач частоти - асинхронний двигун" (ТПЧ-АД) знаходять дуже широке застосування в різноманітних виробничих, побутових та інших механізмах, де необхідно забезпечити високі динамічні та статичні показники руху виконавчого органа в поєднанні з простою та надійною в експлуатації системою керування електроприводу. Деякі зарубіжні фірми, наприклад "Шнайдер", настільки переконані в перевагах такого електроприводу, що взагалі відмовилися від виробництва та продажу електроприводів постійного струму.

Тому, останнім часом спостерігається активізація діяльності вітчизняних науковців по розробці та впровадженню електроприводів ТПЧ-АД. При цьому застосовується, як скалярне, так і векторне керування, та пропонується велика кількість структур систем автоматичного регулювання (САР) такими електроприводами, але відсутній строгий метод синтезу регуляторів, що в них входять. Як правило, реалізується та, чи інша структура регулятора, а його параметри підбираються в процесі налаштування системи. При цьому, звичайно, не має гарантії того, що таким чином налаштована САР, забезпечить оптимальні динамічні та статичні показники регулювання, виходячи з відповідних критеріїв оптимізації. Звичайно, в одній статті не можливо дати відповіді на всі запитання щодо синтезу відповідних регуляторів, а тому надалі розглядатимемо проблему синтезу регуляторів САР, побудованої за принципом підпорядкованості регулювання (системи підпорядкованого регулювання (СПР)), з використанням скалярного керування ТПЧ-

АД при умові, що $U/f = k_f = \text{const}$. При цьому синтез регуляторів здійснюватимемо, виходячи із забезпечення вибраної стандартної форми перехідної функції швидкості двигуна ω_d [1]. Обмежимося також розглядом тільки одномасових систем.

Отже, завданням даної роботи є синтез регуляторів СПР швидкості в електроприводах ТПЧ-АД, виходячи з умови забезпечення будь-якої стандартної форми перехідного процесу, а не тільки технічного, чи симетричного оптимуму, як це має місце в традиційних СПР. Таким чином, мова йде про створення такої замкнутої системи регулювання електроприводом, в якій би були поєднані переваги СПР (уніфікація синтезу та налаштування кожного контура регулювання, можливість обмеження координат регулювання) та систем модального регулювання (можливість реалізації широкого спектру стандартних форм перехідних функцій).

Вирішення поставленої задачі можливе за допомогою методу узагальненого характеристичного полінома (УХП) для синтезу САР, в тому числі і СПР. Приклад використання методу УХП для синтезу регуляторів СПР електроприводів постійного струму показано в роботах [2,3] без його теоретичного обґрунтування. Тому, перш ніж застосовувати метод УХП до синтезу регуляторів СПР електроприводу ТПЧ-АД, розглянемо суть цього методу.

У загальному випадку передаточна функція $W(p)$ САР визначається передаточними функціями окремих елементів, що її формують і які перебувають у певних функціональних зв'язках, що залежать від вигляду структурної схеми системи. Тому вираз $W(p)$ може бути записаний наступним чином:

$$W(p) = \frac{f[W_1(p), W_2(p), \dots, W_k(p)]}{\Phi[W_1(p), W_2(p), \dots, W_s(p)]}, \quad (1)$$

де $W_1(p), W_2(p), \dots, W_k(p), \dots, W_s(p)$ - передаточні функції всіх елементів САР.

Кількість аргументів функцій f та Φ може бути різною, або однаковою, і це залежить від конкретної структури САР. Серед таких аргументів виділимо дві групи передаточних функцій. Одна - це відомі передаточні функції елементів САР, що описуються з допомогою відповідних коефіцієнтів підсилення K_1, K_2, \dots, K_r та

сталих часу T_1, T_2, \dots, T_p . Друга група - це невідомі передаточні функції $W_1^*(p), W_2^*(p), \dots, W_m^*(p)$, які потрібно синтезувати, виходячи з умови забезпечення відповідних динамічних показників САР, зокрема стандартних форм перехідних функцій координат регулювання (біноміальна, Баттерворта, Чебишева і т.д.). Завдання синтезу САР полягає в знаходженні m невідомих передаточних функцій елементів, що входять у систему, виходячи з якогось критерію поведінки координати регулювання в динаміці. Якщо ця задача буде вирішена, то остаточно вирішиться задача структурно-параметричного синтезу, адже отримані передаточні функції елементів $W_1^*(p), W_2^*(p), \dots, W_m^*(p)$ вказують також на їх структуру.

Після підстановки передаточних функцій елементів, віднесених до першої групи, у вираз (1), отримаємо

$$W(p) = \frac{f[K_1, \dots, K_r, T_1, \dots, T_p, p, \dots, p^n, W_1^*(p), \dots, W_m^*(p)]}{\phi[K_1, \dots, K_r, T_1, \dots, T_p, p, \dots, p^v, W_1^*(p), \dots, W_m^*(p)]} \quad (2)$$

Очевидно, що і в чисельник, і в знаменник виразу (2) буде входити оператор p в різних степенях. Якщо згрупувати члени, в які входять однакові степені p за їх спаданням, то чисельник виразу (2) $G(p)$ може бути поданий у вигляді полінома, де замість коефіцієнтів є функціональні залежності.

$$G(p) = a_0[K_1, \dots, K_r, T_1, \dots, T_p, W_1^*(p), \dots, W_m^*(p)]p^n + a_1[K_1, \dots, K_r, T_1, \dots, T_p, W_1^*(p), \dots, W_m^*(p)]p^{n-1} + \dots + a_n[K_1, \dots, K_r, T_1, \dots, T_p, W_1^*(p), \dots, W_m^*(p)]p^0. \quad (3)$$

Аналогічним чином запишемо вираз характеристичного полінома $B(p)$ даної передаточної функції.

$$B(p) = b_0[K_1, \dots, K_r, T_1, \dots, T_p, W_1^*(p), \dots, W_m^*(p)]p^v + b_1[K_1, \dots, K_r, T_1, \dots, T_p, W_1^*(p), \dots, W_m^*(p)]p^{v-1} + \dots + b_v[K_1, \dots, K_r, T_1, \dots, T_p, W_1^*(p), \dots, W_m^*(p)]p^0. \quad (4)$$

Вирази (3) і (4) наведені для найбільш загального випадку, коли в кожну функцію a_i та b_j входять усі відомі параметри елементів і всі невідомі передаточні функції. Звичайно, в конкретних випадках можуть бути ситуації, коли їх кількість у кожній функції a_i та b_j буде меншою, ніж наведено (3) та (4). Крім цього, a_i та

b_j можуть бути не тільки функціональними залежностями, але й приймати постійні значення, в тому числі й нульові у виразі (3).

Якщо у виразі (4) виявиться відсутня складова з відповідним степенем p , то її потрібно утворити на основі будь-якої іншої складової, котру слід домножити і поділити на p в тому степені, якого бракує. Нехай для якоїсь САР отримано наступний вираз $B(p)$, де відсутня величина p^{v-1} :

$$B(p) = b_0[K_1, \dots, K_r, T_1, \dots, T_p, W_1^*(p), \dots, W_m^*(p)]p^v + b_1[K_1, \dots, K_r, T_1, \dots, T_p, W_1^*(p), \dots, W_m^*(p)] + \dots + b_v[K_1, \dots, K_r, T_1, \dots, T_p, W_1^*(p), \dots, W_m^*(p)]p^0.$$

Тоді, згідно вище наведеної рекомендації, запишемо

$$B(p) = b_0[K_1, \dots, K_r, T_1, \dots, T_p, W_1^*(p), \dots, W_m^*(p)]p^v + \{b_1[K_1, \dots, K_r, T_1, \dots, T_p, W_1^*(p), \dots, W_m^*(p)]/p^{v-1}\}p^{v-1} + \dots + b_v[K_1, \dots, K_r, T_1, \dots, T_p, W_1^*(p), \dots, W_m^*(p)]p^0 = b_0[K_1, \dots, K_r, T_1, \dots, T_p, W_1^*(p), \dots, W_m^*(p)]p^v + b_1[K_1, \dots, K_r, T_1, \dots, T_p, W_1^*(p), \dots, W_m^*(p)]p^{v-1} + \dots + b_v[K_1, \dots, K_r, T_1, \dots, T_p, W_1^*(p), \dots, W_m^*(p)]p^0.$$

Характеристичний поліном (4) необхідно подати поліномом, в якому є всі степені оператора p тому, що, коли цього не вдається зробити, то синтезувати САР методом УХП не можна. Дане твердження стане очевидним дещо далі. В електромеханічних замкнутих системах практично завжди можна отримати вираз $B(p)$ у вигляді формули (4), а тому розглядатимемо саме такі САР.

Для компактності запису надалі позначатимемо функції, що формують вирази (3) і (4), як $a_i(p)$ та $b_j(p)$. З урахуванням цього отримаємо

$$W(p) = \frac{a_0(p)p^n + a_1(p)p^{n-1} + \dots + a_n(p)p^0}{b_0(p)p^v + b_1(p)p^{v-1} + \dots + b_v(p)p^0}. \quad (5)$$

Розділимо чисельник і знаменник виразу (5) на поліном $G(p)$, який є у чисельнику. Тоді

$$W(p) = \frac{1}{\frac{b_0(p)}{G(p)}p^v + \frac{b_1(p)}{G(p)}p^{v-1} + \dots + \frac{b_v(p)}{G(p)}p^0}.$$

Таким чином, характеристичний поліном $H(p)$, який назвемо узагальненим, формується з урахуванням полінома чисельника передаточної функції (5), і він має вигляд

$$H(p) = \frac{b_0(p)}{G(p)}p^v + \frac{b_1(p)}{G(p)}p^{v-1} + \dots + \frac{b_v(p)}{G(p)}p^0. \quad (6)$$

Поставимо вимогу, щоб шукані передаточні функції елементів САР звели $H(p)$ до вигляду, при якому забезпечиться якась стандартна форма розподілу коренів характеристичного рівняння.

У загальному випадку стандартній формі відповідає характеристичний поліном $H_{ст}(p)$

$$H_{ст}(p) = C_0(p)p^v + C_1(p)p^{v-1} + \dots + C_v(p)p^0, \quad (7)$$

де $C_j(p)$ - у більшості випадків є постійними коефіцієнтами, які визначають ту, чи іншу стандартну форму характеристичного полінома ($C_j \neq 0$), хоча може мати місце і функціональна залежність, наприклад, при налаштуванні системи керування на технічний, або симетричний оптимум.

Порівняємо вирази при однакових степенях p формул (6) і (7). Отримаємо наступну систему рівнянь ($v+1$) порядку:

$$\begin{cases} \frac{b_0(p)}{a_0(p)p^n + a_1(p)p^{n-1} + \dots + a_n(p)p^0} = C_0(p), \\ \frac{b_1(p)}{a_0(p)p^n + a_1(p)p^{n-1} + \dots + a_n(p)p^0} = C_1(p), \\ \vdots \\ \frac{b_v(p)}{a_0(p)p^n + a_1(p)p^{n-1} + \dots + a_n(p)p^0} = C_v(p). \end{cases} \quad (8)$$

Отут стає зрозумілою вимога до форми представлення $B(p)$ згідно виразу (4) з усіма степенями p .

Таким чином, у систему алгебраїчних рівнянь в операторній формі $v+1$ порядку входить m невідомих передаточних функцій. Якщо $m < v+1$, то статус невідомої величини слід надати деяким параметрам K_r та T_p , які можна змінювати, або потрібно змінити структуру САР, щоб виконувалась умова $m = v+1$. Можливий також підхід, який корегує порядок системи алгебраїчних рівнянь $v+1$, а тоді порядок стандартного характеристичного полінома вибирається у відповідності до найвищого степеня оператора p в УХП. Для ілюстрації такого підходу представимо вираз (6) наступним чином:

$$H(p) = \left[\frac{b_0(p)}{G(p)} + \frac{b_1(p)}{G(p)} \right] p^{v-1} + \frac{b_2(p)}{G(p)} p^{v-2} + \dots + \frac{b_v(p)}{G(p)} p^0.$$

Тепер при виборі $H_{ст}(p)$ $v-1$ порядку отримаємо систему рівнянь аналогічну (8) v -го порядку. Слід зауважити, що при такому підході забезпечення рівності m та порядку системи рівнянь, вирази знайдених передаточних функцій будуть складнішими з точки зору їх реалізації, ніж в САР, де відразу виконується рівність $m = v+1$. Якщо $m > v+1$, то надлишкові невідомі передаточні функції можна вибрати довільно, в тому числі і нульовими. У деяких випадках можлива ситуація, коли система (8) є не $v+1$, а v -го порядку. Це має місце в САР, у яких вільні члени рівнянь (6) та (7) тотожні, наприклад: СПР постійного струму, які забезпечують технічний, чи симетричний оптимум. Тут уже повинна виконуватися умова $m = v$.

Синтезуємо тепер методом УХП регулятори двоконтурної СПР електроприводу ТПЧ-АД, структурна схема якої показана на рис.1.

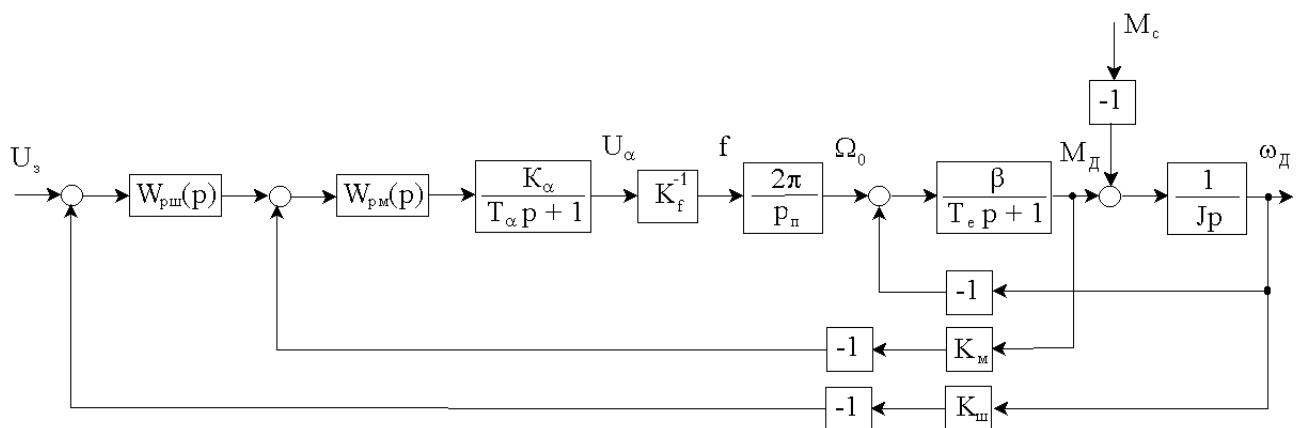


Рисунок 1 - Структурна схема двоконтурної СПР електроприводу ТПЧ-АД

Структурна схема об'єкта регулювання, власне ТПЧ-АД, запозичена з роботи [4]. При цьому прийнято наступні позначення: $W_{рш}(p)$, $W_{рм}(p)$ - невідомі передаточні функції регуляторів швидкості та моменту; K_{α} , T_{α} - параметри випрямляча з фільтром у складі ТПЧ; U_{α} - напруга на виході керованого випрямляча; $K_f = K_f^{-1}$ - коефіцієнт передачі інвертора в складі ТПЧ; p_{Π} - кількість пар полюсів АД; Ω_0 - швидкість обертального магнітного поля; β - коефіцієнт жорсткості на лінійній ділянці механічної характеристики АД; T_e - електрична стала часу АД; J - зведений до валу двигуна момент інерції рухомих мас; K_M , $K_{ш}$ - коефіцієнти зворотних зв'язків за моментом та швидкістю.

Поставимо вимогу, щоб перехідні процеси в обох контурах регулювання відповідали стандартній біноміальній формі. Для такої стандартної форми вираз (7) може бути записаний так:

$$H_{ст}(p) = (p + \omega_0)^{\nu}, \quad (9)$$

де $\omega_0 = 10/t_p$ - швидкодія САР (t_p - час регулювання).

Використовуючи рис.1, запишемо вираз передаточної функції контура регулювання моменту $W_M(p)$

$$W_M(p) = \frac{W_{рм}(p)K_{\alpha}K_f\frac{2\pi}{p_{\Pi}}\beta Jp}{(T_{\alpha}p + 1)(JT_e p^2 + Jp + \beta) + W_{рм}(p)K_{\alpha}K_f\frac{2\pi}{p_{\Pi}}\beta K_M Jp}. \quad (10)$$

Перш, ніж встановити порядок ν характеристичного полінома $H_{ст}(p)$ для цього контура, проаналізуємо кількість невідомих у ньому. У даному випадку ними можуть бути $W_{рм}(p)$ та K_M . Отже $m = 2$. Оскільки повинна виконуватися умова $m = \nu + 1$, то звідси випливає, що для внутрішнього контура $\nu = 1$. З урахуванням цього, на основі виразу (10) запишемо вираз УХП $H_M(p)$ для контура регулювання моменту наступним чином:

$$H_M(p) = \frac{(T_{\alpha}p + 1)(JT_e p^2 + Jp + \beta)}{W_{рм}(p)K_{\alpha}K_f\frac{2\pi}{p_{\Pi}}\beta Jp^2} p + K_M. \quad (11)$$

На підставі виразів (9) при $\nu = 1$ та виразу (11)

отримано таку систему алгебраїчних рівнянь:

$$\begin{cases} \frac{(T_{\alpha}p + 1)(JT_e p^2 + Jp + \beta)}{W_{рм}(p)K_{\alpha}K_f\frac{2\pi}{p_{\Pi}}\beta Jp^2} = 1, \\ K_M = \omega_{ом}, \end{cases} \quad (12)$$

де $\omega_{ом}$ - швидкодія контура моменту.

Розв'язавши систему рівнянь (12), отримаємо

$$\begin{cases} W_{рм}(p) = \frac{T_e + T_{\alpha}}{K_{\alpha}K_f\frac{2\pi}{p_{\Pi}}\beta} + \frac{T_{\alpha}\beta + J}{K_{\alpha}K_f\frac{2\pi}{p_{\Pi}}\beta Jp} + \\ + \frac{1}{K_{\alpha}K_f\frac{2\pi}{p_{\Pi}}Jp^2} + \frac{T_{\alpha}T_e p}{K_{\alpha}K_f\frac{2\pi}{p_{\Pi}}\beta}, \\ K_M = \omega_{ом}, \end{cases} \quad (13)$$

Таким чином отримано ПП²Д регулятор моменту і відповідне значення K_M .

З урахуванням передаточної функції (10) при виконанні умови (13) запишемо передаточну функцію контура регулювання швидкості $W_{ш}(p)$.

$$W_{ш}(p) = \frac{W_{рш}(p)}{(p + \omega_{ом})Jp + W_{рш}(p)K_{ш}}. \quad (14)$$

Аналізуючи вираз (14), можна зробити висновок про можливість надання статусу невідомих величин $W_{рш}(p)$, $K_{ш}$ та $\omega_{ом}$. Отже для цього контура $m = 3$. Тоді порядок стандартного характеристичного полінома (9) для даного контура повинен бути $\nu = m - 1 = 2$. На основі виразу (14) запишемо УХП для контура швидкості $H_{ш}(p)$.

$$H_{ш}(p) = \frac{J}{W_{рш}(p)} p^2 + \frac{J\omega_{ом}}{W_{рш}(p)} p + K_{ш}. \quad (15)$$

Враховуючи $H_{ст}(p)$ (9) при $\nu = 2$ та вираз (15), отримаємо

$$\begin{cases} \frac{J}{W_{рш}(p)} = 1, \\ \frac{J\omega_{ом}}{W_{рш}(p)} = 2\omega_{ош}, \\ K_{ш} = \omega_{ош}^2, \end{cases} \quad (16)$$

де $\omega_{ош}$ - задана швидкодія контура регулювання швидкості двигуна.

Розв'язавши систему рівнянь (16), можемо записати

$$\begin{cases} W_{рш}(p) = J, \\ K_{ш} = \omega_{ош}^2, \\ \omega_{ом} = \omega_{ош}. \end{cases} \quad (17)$$

Отже, вирази (13) та (17) дають можливість побудувати двоконтурну СПР швидкості в електроприводі ТПЧ-АД при заданій швидкодії $\omega_{ош}$, виходячи зі стандартної біноміальної форми перехідного процесу кожної координати. Слід зауважити принципову відмінність синтезованої СПР від традиційних, яка полягає в тому, що в традиційних системах швидкодія кожного зовнішнього контура обумовлена швидкодією внутрішнього контура, а в даній СПР - швидкодія внутрішнього контура підпорядковується швидкодії $\omega_{ош}$ зовнішнього контура.

На рис.2 показано змодельовані перехідні процеси пуску та накиду навантаження в синтезованій методом УХП СПР швидкості стосовно ТПЧ-АД для наступних параметрів електроприводу: $P_{н} = 15$ кВт, $U_{н} = 220/380$ В, $\Omega_{0н} = 157$ рад/с, $S_{н} = 0,023$, $S_{крн} = 0,16$, $R_1 = 0,35$ Ом, $R_2' = 0,19$ Ом, $X_1 = 0,648$ Ом, $X_2' = 0,98$ Ом, $p_{п} = 2$, $K_{\alpha} = 22$, $T_{\alpha} = 0,01$ с, $K_f = 0,227$ Гц/В, $T_e = 0,019$ с, $\beta = 27,87$ Нм·с/рад, $J = 2,0$ кгм².

Графіки, приведені на рис.2, підтверджують правомірність використання методу УХП для синтезу регуляторів СПР стосовно ТПЧ-АД. При цьому, не вдаючись

у детальний аналіз статичної точності регулювання, видно, що статична похибка при накиді навантаження становить $\Delta\omega_{д} \approx 3,2\%$.

У зв'язку з тим, що структурна схема асинхронного двигуна, яка отримана в роботі [4], побудована на підставі виразів, що стосуються узагальненої електричної машини, вона є подібною до структурної схеми двигуна постійного струму незалежного збудження. Тому внутрішній зворотний зв'язок за швидкістю двигуна можна розглядати як аналог внутрішнього зворотнього зв'язку за ЕРС двигуна постійного струму. Ця аналогія нашоєхує на думку про можливість нехтування за певних параметрів ТПЧ-АД внутрішнім зворотним зв'язком за швидкістю так, як це робиться при синтезі СПР електроприводів постійного струму. З урахуванням цього, вираз (10) трансформується до такого вигляду:

$$W_{м}(p) = \frac{W_{рм}(p)K_{\alpha}K_f\frac{2\pi}{p_{п}}\beta}{(T_{\alpha}p + 1)(T_e p + 1) + W_{рм}(p)K_{\alpha}K_f\frac{2\pi}{p_{п}}\beta K_{м}}. \quad (18)$$

Тоді, згідно методу УХП, на підставі виразу (18) отримаємо

$$\begin{cases} W_{рм}(p) = \frac{T_e + T_{\alpha}}{K_{\alpha}K_f\frac{2\pi}{p_{п}}\beta} + \frac{1}{K_{\alpha}K_f\frac{2\pi}{p_{п}}\beta p} + \frac{T_{\alpha}T_e}{K_{\alpha}K_f\frac{2\pi}{p_{п}}\beta} p, \\ K_{м} = \omega_{ом}, \end{cases} \quad (19)$$

Таким чином, тепер мова йде про ПІД регулятор моменту.

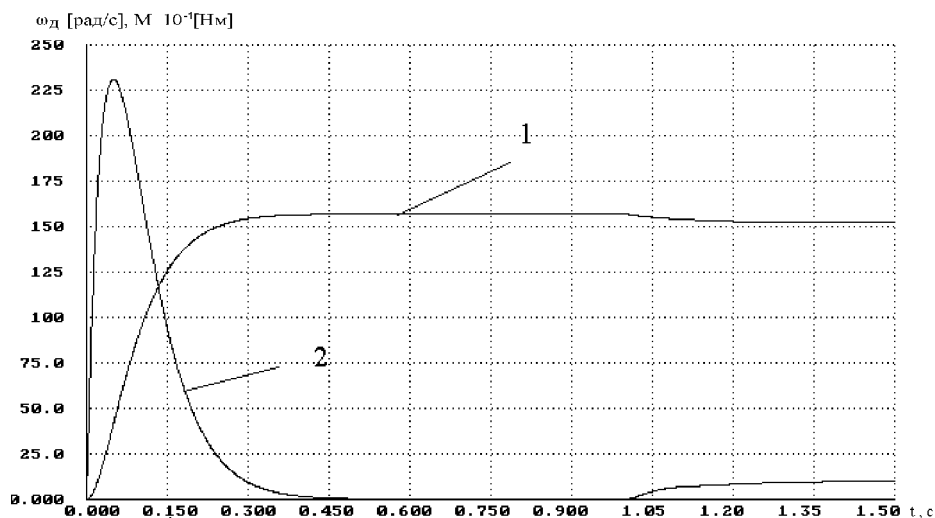


Рисунок 2 - Перехідні процеси в двоконтурній СПР швидкості електроприводу ТПЧ-АД при $\omega_{ош} = 20$ рад/с

Синтез контура швидкості залишається без змін і здійснюється у відповідності з виразом (17).

Результати моделювання перехідних процесів в СПР з ПД регулятором момента та П-регулятором швидкості при наявності внутрішнього зворотнього зв'язку за швидкістю практично повністю співпадають з кривими, приведеними на рис.2.

Проведені дослідження показали, що нехтувати внутрішнім зворотнім зв'язком за ω_D при синтезі регуляторів СПР стосовно електроприводу ТПЧ-АД можна, якщо виконується умова $T_M \geq (4 + 5)T_e$ ($T_M = J/\beta$). При розгляді інших структур САР електроприводу ТПЧ-АД, синтез регуляторів методом УХП здійснюється аналогічно. Зрозуміло, що це стосується систем скалярного керування за законом $U/f = k_f = \text{const}$.

ВИСНОВКИ

1. Використання методу УХП для синтезу регуляторів СПР електроприводу ТПЧ-АД дає можливість забезпечити динамічні показники координат регулювання у відповідності з будь-якою стандартною формою, в тому числі і біноміальною.

2. Параметри контурів регулювання вибираються на

УДК 519.713.1

ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ДИСКРЕТНОГО АВТОМАТА АВТОМАТАМИ МЕНЬШЕЙ РАЗМЕРНОСТИ И ОРГАНИЗАЦИЯ СВЯЗЕЙ МЕЖДУ НИМИ

И. А. Орловский

Излагается способ описания и реализация дискретного автомата большой размерности по частям в виде отдельных автоматов, каждый из которых имеет свою собственную память внутренних состояний. Рассматриваются вопросы организации связей между автоматами. Приведен конкретный пример реализации автомата.

Викладається спосіб опису і реалізація дискретного автомата великої розмірності в розділі у вигляді окремих автоматів, кожний із яких має свою власну пам'ять внутрішніх станів. Розглядаються питання організації зв'язків між автоматами. Надається конкретний приклад реалізації автомата.

The way of the description and realization of the discrete automatic device of the large dimension in parts as separate automatic devices is stated, each of which has own memory of internal state. The questions of organization of communications between automatic devices are considered. The concrete example of realization of the automatic device is considered.

підставі бажаного значення швидкодії $\omega_{\text{ош}}$, а швидкодія внутрішнього контура обумовлена цим значенням $\omega_{\text{ош}}$.

3. При співвідношенні $T_M \geq (4 + 5)T_e$ синтез регуляторів можна проводити без урахування дії внутрішнього зворотнього зв'язку за швидкістю двигуна.

4. Використання методу УХП для синтезу СПР можливе для будь-яких структур САР електроприводу ТПЧ-АД при скалярному керуванні за законом $U/f = k_f = \text{const}$.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Осичев А.В., Котляров В.О., Марков В.С. Стандартные распределения корней в задачах синтеза в электроприводе // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. Труды конференции. Харьков. Основа.1997.с.104-109.
2. Марущак Я.Ю. Метод синтеза регулятора струму // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. Вестник ХГПУ. Специальный выпуск. Харьков. Основа.1998.с.193-195.
3. Марущак Я.Ю. Метод синтеза систем подпорядкованого регулювання, який забезпечує стандартні форми розподілу коренів характеристичного рівняння // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. Вестник ХГПУ. Специальный выпуск. Харьков. Основа.1998.с.190-192.
4. Теорія електроприводу: Підручник/ М.Г.Попович, М.Г.Борисюк, В.А.Гаврилюк та ін.: Вища шк., 1993.-494с.

ВВЕДЕНИЕ

Представление сложного дискретного последовательного автомата (например, системы управления станком, роботом, управляющие устройства различных техпроцессов) в виде отдельных более простых дискретных автоматов, управляющих функциональными узлами устройства, с организацией связей между ними, позволяет разбить сложную задачу на несколько более простых и решать каждую из них независимо.

Реализация сложного автомата путем разделения его на части может выполняться с использованием общей внутренней памяти для всех частей автомата [1] или с использованием своей собственной памяти для каждой части автомата.

В первом случае автомат представляется общей таблицей переходов и общей таблицей выходов. Каждая из этих таблиц разбивается на столько частей, на

сколько частей разбивается исходный автомат [1]. В этом случае логические функции, описывающие переключение внутренних переменных и выходов, состоят из дизъюнкции логических функций всех отдельных автоматов, описывающих переключение внутренних переменных и входов.

Использование общей памяти целесообразно при большом количестве связей между отдельными автоматами (например, когда число связей превышает число внутренних переменных) и небольших расстояниях между ними (когда затраты на линию связи меньше затрат на введение дополнительной внутренней переменной). Приведенные оценки ориентировочные. Кроме того увеличение линий связи снижает надежность устройства, а использование общей памяти не позволяет параллельную работу отдельных узлов устройства.

Во втором случае реализуются для каждой части отдельные с собственной памятью внутренних состояний автоматы, что приводит к задаче - организации связей между автоматами.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В статье рассматривается один из способов реализации сложного автомата в виде отдельных более простых автоматов, имеющих свою собственную память внутренних состояний, а также вопросы организации и реализации связей между ними.

Пусть автомат В разбивается на несколько автоматов, например В₁, В₂, В₃ (рис.1). Переходы между автоматами определяются логическими функциями f_{21} , f_{12} , f_{31} , f_{13} , f_{32} , f_{23} . Функция перехода из автомата i в автомат j обозначается f_{ij} . Работа всей системы и отдельных автоматов может полностью соответствовать работе автомата В, но может обладать и рядом дополнительных свойств. Отдельные автоматы в системе могут работать последовательно (точно повторяя работу автомата В) и параллельно.

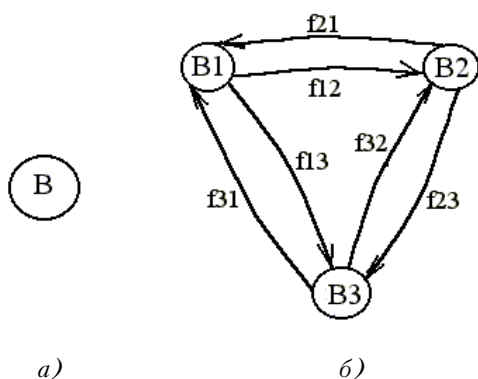


Рисунок 1 - Представление автомата: а) одним автоматом, б) тремя автоматами

При последовательной работе в любой момент времени только один из отдельных автоматов находится в активном режиме, т. е. выдает выходные сигналы и изменяет внутренние переменные. Остальные автоматы находятся в режиме ожидания, пока управление не будет им передано. Управление им может передать (вывести из состояния ожидания) только активный автомат. Сам же активный автомат в этом случае переходит в состояние ожидания, а активным становится автомат, выведенный из состояния ожидания.

При параллельной работе разрешается одновременная (параллельная) работа всех или части автоматов, что значительно увеличивает возможности управления. Здесь возможна различная взаимосвязь между автоматами от полностью изолированной работы отдельных автоматов с возможностью иногда обмениваться сигналами до, практически, последовательной работы автоматов с небольшими функциями параллельной работы.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Рассмотрим более подробно последовательную организацию работы автоматов. При последовательной организации работы для каждого из отдельных автоматов кроме имеющихся у него внутренних состояний необходимо ввести еще одно состояние - состояние ожидания. Эта дополнительная информация, не превышающая 1 бита, позволяет четко отличать активное от неактивного состояний автомата.

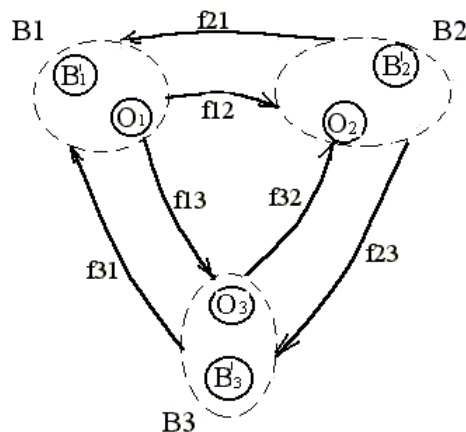


Рисунок 2 - В каждом автомате В₁, В₂, В₃ выделены состояния ожидания О₁, О₂, О₃

Организация связей между автоматами в этом случае может выполняться следующим образом. Выделим отдельно в автоматах В₁, В₂, В₃ состояния ожидания О₁, О₂, О₃ (рис.2). Передача управления между автоматами может осуществляться через состояния ожидания О. На рис.3 показана передача управления от автомата В₁ к В₂ и В₃. Автомат В₁ переходит в состояние ожидания О₁ и передает управление другим автоматам. Из рисунка 3

видно, что автоматы B_2 и B_3 могут принять управление только в том случае, если находятся в состоянии ожидания O_2 и O_3 соответственно. При последовательной работе автоматы B_2 и B_3 обязаны находиться в состоянии ожидания, иначе необходимо выдать сигнал ошибки.

При параллельной работе автоматов автомат B_2 , например, при получении сообщения f_{12} может изменить свою работу, находясь во всех или определенных состояниях, либо только находясь в состоянии ожидания. Работа автомата B_2 определяется в этом случае введенной системой приоритетов.

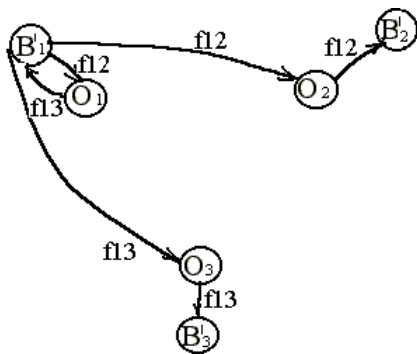


Рисунок 3 - Передача управления от автомата B_1 к автоматам B_2 и B_3 через состояния ожидания

Вернемся к последовательной работе автоматов. Переход из автомата B_1 в автомат B_2 через состояние ожидания O_2 является проверкой нахождения автомата B_2 в состоянии O_2 . Если положить, что автомат B_2 всегда находится в состоянии O_2 , то можно не касаться состояния O_2 , а прямо переходить в другое необходимое состояние в автомате B_2 и устанавливать нужные значения внутренних переменных B_2 , считая, что внутренние переменные до переключения имеют код состояния ожидания. Если автомат B_2 не находился в состоянии ожидания, то все равно произойдет изменение внутренних переменных (рис.4). В этом случае упразднение избыточной проверки лишает возможности контролировать правильность работы автомата.

Информация об изменении внутренних состояний автомата B_2 поступает в виде логической функции f_{12} . Эта функция определяется внутренним состоянием автомата B_1 и его входными переменными. Если число внутренних переменных автомата B_1 равно S_1 , а входов K_1 , то при передаче внутренних переменных и входов необходимо S_1+K_1 бит информации. Каждый переход между автоматами может передаваться отдельной линией (это удобно при небольшом числе переходов). Пусть число переходов от автомата B_1 к автомату B_2 равно Π_{12}

Число возможных переходов в автомате равно $M = 2^{S_1+K_1}$.

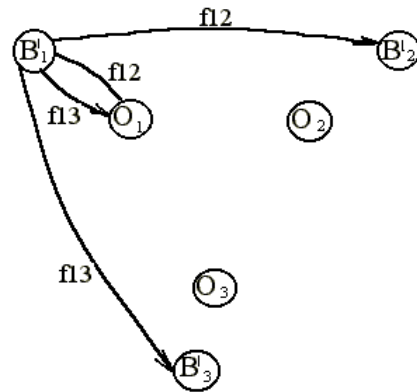


Рисунок 4 - Передача управления автомата B_1 к автоматам B_2 и B_3 без анализа нахождения их в состоянии ожидания

Число возможных переходов между автоматами $N = M - L$, где L - число внутренних переходов автомата. Если переходы закодировать в двоичном коде, то количество переданных двоичных разрядов будет равно большому целому от $\log_2 \Pi_{12}$. В этом случае добавляются схемы кодирования. При организации связей между автоматами выбирается оптимальный способ передачи информации перехода.

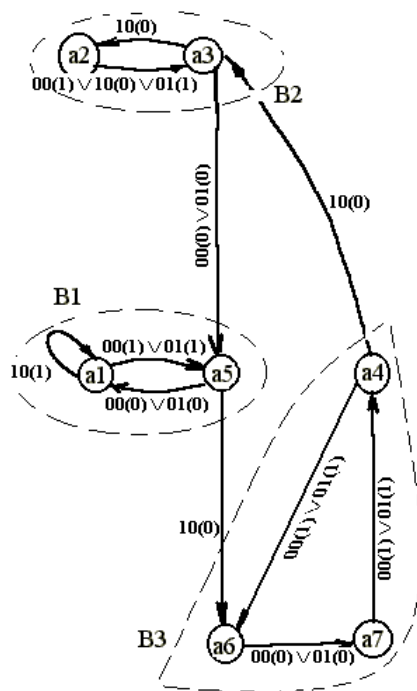


Рисунок 5 - Граф конкретного автомата

Рассмотрим реализацию автомата на конкретном примере. Пусть автомат задан графом рис.5 [1]. Автомат имеет два входа и один выход. На дугах графа в скобках пишется значение выхода, а перед ним две цифры значения входов.

Представим автомат в виде трех автоматов V_1, V_2, V_3 (штриховые линии рис.5). В каждом из автоматов добавим дополнительное состояние ожидания O_1, O_2, O_3 . Граф автомата с учетом рис.4 примет вид рис.6. При переходе в состояние ожидания выходная переменная в скобках обозначена знаком ∞ что означает отключение данного отдельного автомата от схем формирования выходного сигнала.

Для представления внутренних состояний в двоичном коде выполним кодирование внутренних состояний (рис.7). Будем считать, что переключение внутренних переменных осуществляется синхронно, что устраняет возможность появления гонок. При составлении таблиц переходов и выходов автоматов добавляется столбец, учитывающий внутренние переменные других автоматов. По графу автомата рис. 6 составлены таблицы переходов и выходов для каждого автомата (таблицы 1, 2, 3).

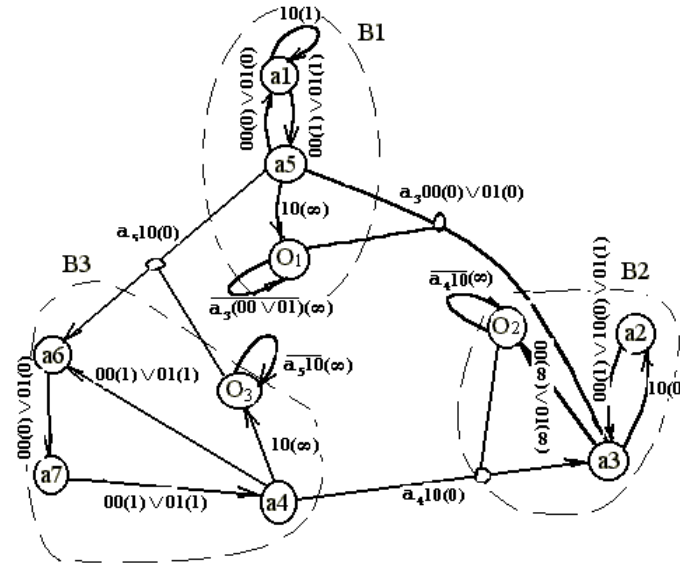


Рисунок 6 - Граф автомата, представленного в виде трех автоматов с дополнительными состояниями ожидания

Таблица 1 - Переходы и выходы автомата V_1

Состояние в момент времени t	Внутр. переменные (t)		Входы		Состояние и внутренние переменные других автоматов	Состояние в момент времени $t+1$	Внутр. переменные ($t+1$)		Выход Y	Сбой	T_{b_1}		T_{b_2}	
	b_1	b_2	x_1	x_2			b_1	b_2			J_{b_1}	K_{b_1}	J_{b_2}	K_{b_2}
a1	0	0	0	0		a5	1	0	1	0	1	0	0	~
a1	0	0	0	1		a5	1	0	1	0	1	0	0	~
a1	0	0	1	0		a1	0	0	1	0	0	~	0	~
a1	0	0	1	1		O1	0	1	∞	1	0	~	1	0
a5	1	0	0	0		a1	0	0	0	0	0	1	0	~
a5	1	0	0	1		a1	0	0	0	0	0	1	0	~
a5	1	0	1	0		O1	0	1	0	0	0	1	1	0
a5	1	0	1	1		O1	0	1	∞	1	0	1	1	0
O1	0	1	0	0	$a_3(c_1 \bar{c}_2)$	a5	1	0	0	0	1	0	0	1
O1	0	1	0	1	$a_3(c_1 \bar{c}_2)$	a5	1	0	0	0	1	0	0	1
O1	0	1	1	0		O1	0	1	∞	0	0	~	~	0
O1	0	1	1	1		O1	0	1	∞	0	0	~	~	0
O1	0	1	0	0	$\overline{a_3(c_1 c_2)}$	O1	0	1	∞	0	0	~	~	0
O1	0	1	0	1	$\overline{a_3(c_1 c_2)}$	O1	0	1	∞	0	0	~	~	0

Таблиця 2 - Переходи и выходы автомата В2

Состояние в момент времени t	Внутр. переменные (t)		Входы		Состояние и внутренние переменные других автоматов	Состояние в момент времени $t+1$	Внутр. переменные ($t+1$)		Выход Y	Сбой	T_{c_1}		T_{c_2}	
	c_1	c_2	x_1	x_2			c_1	c_2			J_{c_1}	K_{c_1}	J_{c_2}	K_{c_2}
a2	0	0	0	0		a3	1	0	1	0	1	0	0	~
a2	0	0	0	1		a3	1	0	1	0	1	0	0	~
a2	0	0	1	0		a3	1	0	0	0	1	0	0	~
a2	0	0	1	1		O ₂	0	1	∞	1	0	~	1	0
a3	1	0	0	0		O ₂	0	1	0	0	0	1	1	0
a3	1	0	0	1		O ₂	0	1	0	0	0	1	1	0
a3	1	0	1	0		a2	0	0	0	0	0	1	0	~
a3	1	0	1	1		O ₂	0	1	∞	1	0	1	1	0
O ₂	0	1	0	0		O ₂	0	1	∞	0	0	~	~	0
O ₂	0	1	0	1	$\overline{a4} (\overline{d_1} \overline{d_2})$	O ₂	0	1	∞	0	0	~	~	0
O ₂	0	1	1	0	$a4 (\overline{d_1} \overline{d_2})$	a3	1	0	∞	0	1	0	0	1
O ₂	0	1	1	0		O ₂	0	1	∞	0	0	~	~	0
O ₂	0	1	1	1		O ₂	0	1	∞	0	0	~	~	0
	1	1	0	0		O ₂	0	1	∞	1	0	1	~	0
	1	1	0	1		O ₂	0	1	∞	1	0	1	~	0
	1	1	0	0		O ₂	0	1	∞	1	0	1	~	0
	1	1	0	1		O ₂	0	1	∞	1	0	1	~	0

Таблиця 3 - Переходи и выходы автомата В3

Состояние в момент времени t	Внутр. переменные (t)		Входы		Состояние и внутренние переменные других автоматов	Состояние в момент времени $t+1$	Внутр. переменные ($t+1$)		Выход Y	Сбой	T_{d_1}		T_{d_2}	
	d_1	d_2	x_1	x_2			d_1	d_2			J_{d_1}	K_{d_1}	J_{d_2}	K_{d_2}
a4	0	0	0	0		a6	1	0	1	0	1	0	0	~
a4	0	0	0	1		a6	1	0	1	0	1	0	0	~
a4	0	0	1	0		O ₃	1	1	0	0	1	0	~	0
a4	0	0	1	1		O ₃	1	1	∞	1	1	0	~	0

Продолжение таблицы 3

Состояние в момент времени t	Внутр. переменные (t)		Входы		Состояние и внутренние переменные других автоматов	Состояние в момент времени $t+1$	Внутр. переменные ($t+1$)		Выход Y	Сбой	T_{d_1}		T_{d_2}	
	d_1	d_2	x_1	x_2			d_1	d_2			J_{d_1}	K_{d_1}	J_{d_2}	K_{d_2}
a6	1	0	0	0		a7	0	1	0	0	0	1	1	0
a6	1	0	0	1		a7	0	1	0	0	0	1	1	0
a6	1	0	1	0		O ₃	1	1	∞	1	~	0	1	0
a6	1	0	1	1		O ₃	1	1	∞	1	~	0	1	0
a7	0	1	0	0		a4	0	0	1	0	0	~	0	1
a7	0	1	0	1		a4	0	0	1	0	0	~	0	1
a7	0	1	1	0		O ₃	1	1	∞	1	1	0	~	0
a7	0	1	1	1		O ₃	1	1	∞	1	1	0	~	0
O ₃	1	1	0	0		O ₃	1	1	∞	0	~	0	~	0
O ₃	1	1	0	1		O ₃	1	1	∞	0	~	0	~	0
O ₃	1	1	1	0	a5(b ₁ $\overline{b_2}$)	a6	1	0	0	0	~	0	0	1
O ₃	1	1	1	0	$\overline{a_5}(b_1\overline{b_2})$	O ₃	1	1	∞	0	~	0	~	0
O ₃	1	1	1	1		O ₃	1	1	∞	0	~	0	~	0

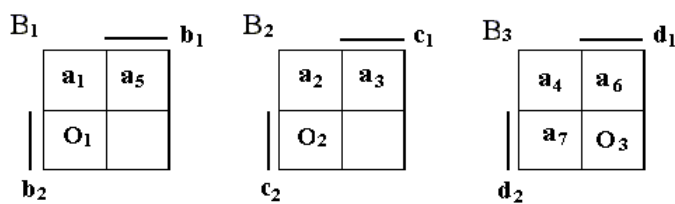


Рисунок 7 - Кодирование внутренних состояний автомата

Из графа автомата следует, что комбинация входов 11 для данного автомата не рассматривается. Следовательно, такая комбинация входов не допускается. В этом случае при возникновении этой комбинации устанавливается сигнал “сбой”, и автомат переходит в состояние ожидания. Таблицы переходов и выходов составлены из условия, что автомат может изменять свои внутренние переменные под воздействием сигналов другого автомата, если находится в состоянии ожидания. Если необходимо в любом состоянии автомата осуществлять переход под воздействием сигналов другого автомата, таблица переходов, например для автомата B_3 , примет вид таблицы 4.

Таблиця 4 - Переходи и выходы ВЗ без анализа состояния ожидания при передаче управления между автоматами

Состояние в момент времени t	Внутр. переменные (t)		Входы		Состояние и внутренние переменные других автоматов	Состояние в момент времени $t+1$	Внутр. переменные ($t+1$)		Выход Y	Сбой
	d_1	d_2	x_1	x_2			d_1	d_2		
a4	0	0	0	0		a6	1	0	1	0
a4	0	0	0	1		a6	1	0	1	0
a4	0	0	1	0	$a_5(b_1\bar{b}_2)$	a6	1	0	0	0
a4	0	0	1	0	$\overline{a_5(b_1\bar{b}_2)}$	O ₃	1	1	0	0
a4	0	0	1	1		O ₃	1	1	∞	1
a6	1	0	0	0		a7	0	1	0	0
a6	1	0	0	1		a7	0	1	0	0
a6	1	0	1	0	$a_5(b_1\bar{b}_2)$	a6	1	0	0	0
a6	1	0	1	0	$\overline{a_5(b_1\bar{b}_2)}$	O ₃	1	1	∞	1
a6	1	0	1	1		O ₃	1	1	∞	1
a7	0	1	0	0		a4	0	0	1	0
a7	0	1	0	1		a4	0	0	1	0
a7	0	1	1	0	$a_5(b_1\bar{b}_2)$	a6	1	0	0	0
a7	0	1	1	0	$\overline{a_5(b_1\bar{b}_2)}$	O ₃	1	1	∞	1
a7	0	1	1	0		O ₃	1	1	∞	1
O ₃	1	1	0	0		O ₃	1	1	∞	0
O ₃	1	1	0	1		O ₃	1	1	∞	0
O ₃	1	1	1	0	$a_5(b_1\bar{b}_2)$	a6	1	0	0	0
O ₃	1	1	1	1	$\overline{a_5(b_1\bar{b}_2)}$	O ₃	1	1	∞	0
O ₃	1	1	1	1		O ₃	1	1	∞	0

По таблицам переходов и выходов работа автоматов может быть описана логическими уравнениями и реализована либо программно, либо схемно на заданной элементной базе [2].

Логические уравнения, описывающие работу автомата В1, имеют вид

$$Y_{(1) B_1} = \bar{x}_1 \bar{b}_1 \bar{b}_2 \vee \bar{x}_2 \bar{b}_1 \bar{b}_2,$$

где $Y_{(1) B_1}$ - выходной сигнал для значений, равных логической единице автомата В1,

$$Y_{(\infty) B_1} = x_1 x_2 \vee x_1 b_2 \vee b_1 b_2 \vee \overline{b_2 c_1 c_2},$$

где $Y_{(\infty) B_1}$ - выходной сигнал для случая отключения выхода автомата В1 от формирования выходного сигнала.

$$\text{Сбой } B_1 = b_1 b_2 \vee b_1 x_1 x_2 \vee \bar{b}_2 x_1 x_2,$$

где Сбой В1 - сигнал сбоя автомата В1.

$$J_{b_1} = \bar{b}_1 \bar{x}_1, \quad K_{b_1} = b_1, \quad J_{b_2} = x_1 x_2 \vee b_1 x_1,$$

$K_{b_2} = \bar{b}_1 \bar{x}_1 c_1 \bar{c}_2$, где J_{b_1} , K_{b_1} , J_{b_2} , K_{b_2} - сигналы на J и K входах триггеров T_{b_1} и T_{b_2} .

Логические уравнения, описывающие работу автомата В2:

$$Y_{(1) B_2} = \bar{c}_1 \bar{c}_2 \bar{x}_1,$$

$$Y_{(\infty) B_2} = x_1 x_2 \vee c_1 c_2 \vee c_2 \bar{x}_1 \vee c_2 x_2 \vee c_2 \bar{d}_1 \bar{d}_2,$$

$$\text{Сбой } B_2 = c_1 c_2 \vee c_1 x_1 x_2 \vee \bar{c}_2 x_1 x_2,$$

$$J_{c_1} = \bar{c}_1 \bar{c}_2 \bar{x}_1 \vee \bar{c}_1 \bar{c}_2 \bar{x}_2 \vee \bar{c}_1 x_1 \bar{x}_2 \bar{d}_1 \bar{d}_2, \quad K_{c_1} = c_1,$$

$$J_{c_2} = x_1 x_2 \vee c_1 \bar{x}_1 \vee c_1 x_2, \quad K_{c_2} = \bar{c}_1 x_1 \bar{x}_2 \bar{d}_1 \bar{d}_2.$$

Логические уравнения, описывающие работу автомата В3.

$$Y_{(1) B_3} = \bar{d}_1 \bar{x}_1,$$

$$Y_{(\infty) B_3} = x_1 x_2 \vee \bar{d}_1 d_2 x_1 \vee d_1 \bar{d}_2 x_1 \vee d_1 d_2 \bar{x}_1 \vee d_1 x_1 \bar{b}_1 \bar{b}_2,$$

$$\text{Сбой } B_3 = \bar{d}_1 x_1 x_2 \vee \bar{d}_1 d_2 x_1 \vee d_1 \bar{d}_2 x_1,$$

$$J_{d_1} = \bar{d}_1 \bar{d}_2 \vee x_1, \quad K_{d_1} = d_1 \bar{d}_2 \bar{x}_1, \quad J_{d_2} = d_1 \bar{d}_2,$$

$$K_{d_2} = \bar{d}_1 \bar{x}_1 \vee d_1 d_2 x_1 \bar{x}_2 b_1 \bar{b}_2.$$

Схема автомата на логических элементах и триггерах типа JK показана на рис. 8,9,10,11,12.

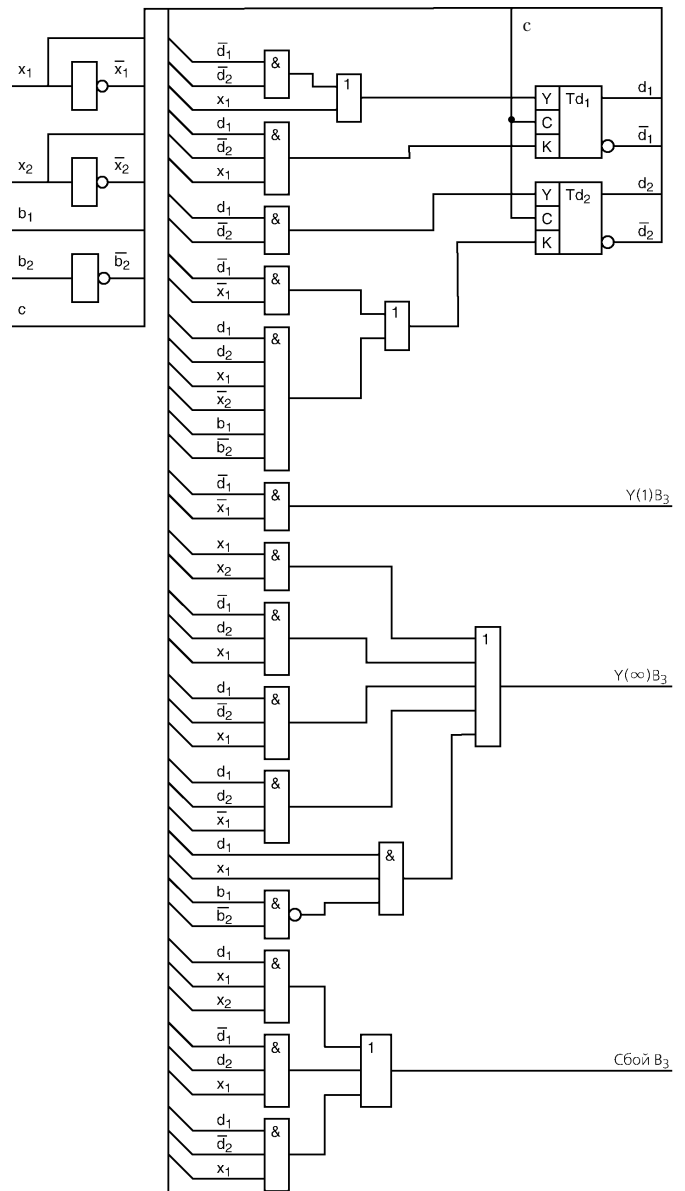


Рисунок 8

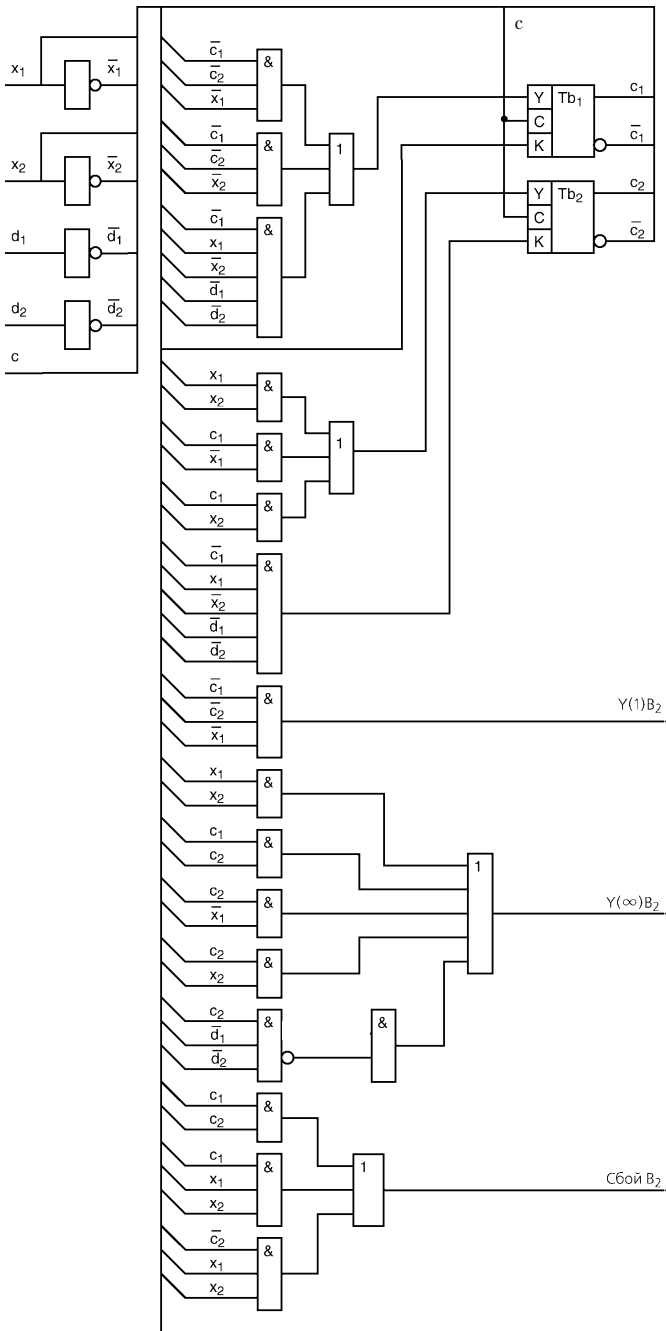


Рисунок 9

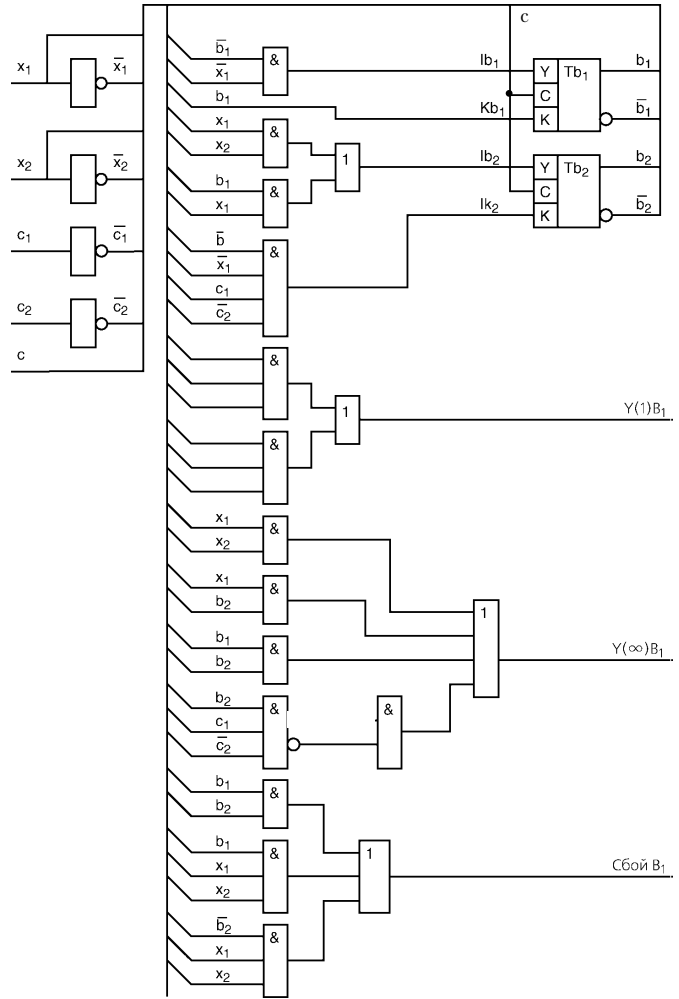


Рисунок 10

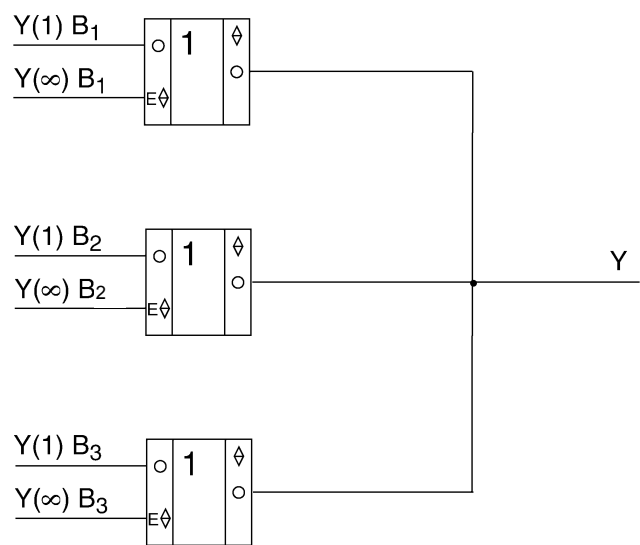


Рисунок 11

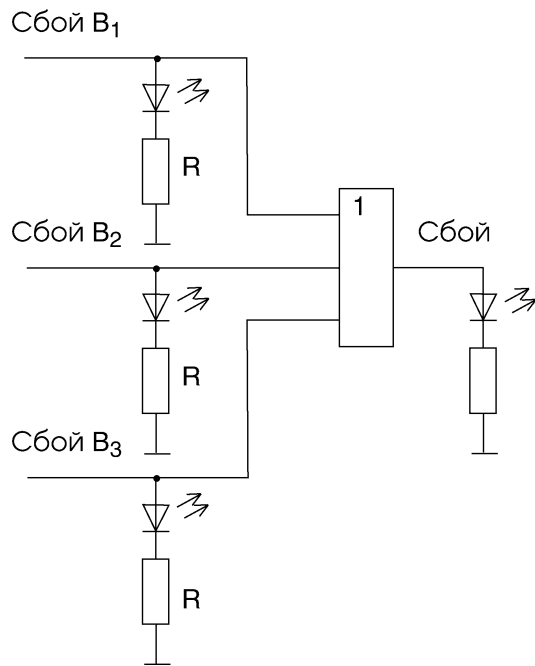


Рисунок 12

ВЫВОДЫ

В статье рассмотрена инженерная методика проектирования сложного дискретного автомата путем представления его в виде отдельных автоматов меньшей размерности с организацией связей между ними, причем каждый из отдельных автоматов имеет свою собственную память внутренних переменных. Предложено использовать в автоматах дополнительное состояние "ожидания".

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Топольский Н.Г. Представление цифрового автомата автоматами меньшей размерности и его проектирование по частям. В сб. Проблемы управления в технике, экономике, биологии. - М.: Наука, 1981.- 75-84 с.
2. Проектирование бесконтактных управляющих логических устройств промышленной автоматики/ Грейнер Г.Р., Ильяшенко В.П., Май В.П., Первушин Н.Н., Токмакова Л.И. - М.: Энергия, 1977.- 384 с.

АВТОРЫ НОМЕРА

Бенамур Лиес,

аспирант Национального технического университета Украины "Киевский политехнический институт"

Бойчук Леонид Михайлович,

доктор технических наук, ведущий научный сотрудник Международного учебно-научного центра информационных технологий и систем НАН и Минобразования Украины

Брыкун Наталья Антоновна,

аспирантка Международного учебно-научного центра информационных технологий и систем НАН и Минобразования Украины

Веселовский Виталий Наумович,

профессор Арзамасского государственного педагогического института им. А.П.Гайдара

Волгин Леонид Иванович,

доктор технических наук, профессор Ульяновского государственного технического университета

Гагарин Александр Александрович,

кандидат технических наук, доцент Национального технического университета Украины "Киевский политехнический институт"

Герасин Сергей Николаевич,

кандидат технических наук, доцент Харьковского государственного технического университета радиоэлектроники

Гостев Владимир Иванович,

доктор технических наук, начальник кафедры Киевского военного института управления и связи

Гранат Петр Петрович,

кандидат технических наук, доцент Генеральный директор ТзОВ "РІТЕК"

Давиденко Валерий Владимирович,

аспирант Киевского международного университета гражданской авиации

Дубровин Валерий Иванович,

кандидат технических наук, докторант Запорожского государственного технического университета

Ефименко Николай Владимирович,

кандидат технических наук, начальник сектора НПП "ХАРТРОН-КОНСАТ"

Жернаков Сергей Владимирович,

кандидат технических наук, доцент Уфимского государственного авиационного технического университета

Житников Борис Юрьевич,

кандидат технических наук, старший преподаватель Владимировского юридического института министерства юстиции Российской Федерации

Жураковский Богдан Юриевич,

кандидат технических наук, научный сотрудник Научно-исследовательского института информационных процессов при Национальном техническом университете Украины "Киевский политехнический институт"

Жураковский Ярослав Юриевич,

аспирант Национального технического университета Украины "Киевский политехнический институт"

Иванов Алексей Николаевич,

кандидат технических наук, профессор Ковровской государственной технологической академии

Карпуков Леонид Матвеевич,

кандидат технических наук, докторант Запорожского государственного технического университета

Касьян Николай Николаевич,

старший преподаватель Запорожского государственного технического университета

-
- Кирсанова Евгения Николаевна*,
аспирантка Красноярского государственного
технического университета
- Клименко Виталий Петрович*,
доктор физико-математических наук, заме-
ститель директора Института проблем мате-
матических машин и систем НАН Украины,
г. Киев
- Корбецкий Орест Романович*,
ассистент Государственного университета
"Львівська політехніка"
- Кортунов Вячеслав Иванович*,
кандидат технических наук, доцент Госу-
дарственного аэрокосмического университе-
та им.Н.Е.Жуковского "Харьковский авиа-
ционный институт"
- Кравцов Владимир Николаевич*,
инженер Государственного университета
"Львівська політехніка"
- Криксунов Евгений Эдуардович*,
аспирант Киевского международного уни-
верситета гражданской авиации
- Лесовой Иван Павлович*,
кандидат технических наук, директор
Центра первичных сетей, г.Одесса
- Лизгин Валерий Анатольевич*,
начальник отдела АСУ "Карачаево-Чер-
кесскгаз", г. Черкесск
- Луценко Наталья Владимировна*,
ассистент Запорожского государственного
технического университета
- Ляхов Александр Логвинович*,
кандидат физико-математических наук, до-
цент Государственного технического уни-
верситета им. Юрия Кондратюка, г.Полтава
- Марущак Ярослав Юриевич*,
кандидат технических наук, доцент Госу-
дарственного университета "Львівська полі-
техніка"
- Матюшин Мирослав Владимирович*,
студент Запорожского государственного
технического университета
- Машталир Владимир Петрович*,
кандидат технических наук, старший на-
учный сотрудник Харьковского государ-
ственного технического университета радио-
электроники
- Минаев Юрий Николаевич*,
доктор технических наук, профессор Киев-
ского международного университета граж-
данской авиации
- Орловский Игорь Анатольевич*,
кандидат технических наук, доцент Запо-
рожского государственного технического
университета
- Прокофьев Вадим Павлович*,
доктор технических наук, профессор, пре-
зидент Международной общественной орга-
низации "Ассоциация ученых, специалистов
и деятелей науки - "Наука"
- Романенко Александр Сергеевич*,
студент Запорожского государственного
технического университета
- Романенко Сергей Николаевич*,
старший преподаватель Запорожского госу-
дарственного технического университета
- Садовский Михаил Георгиевич*,
кандидат физико-математических наук,
старший научный сотрудник Института
вычислительного моделирования Сибир-
ского отделения Российской академии наук,
г.Красноярск
- Семенухин Сергей Владимирович*,
старший инженер Киевского военного
института управления и связи
- Симаков Александр Леонидович*,
кандидат технических наук, доцент Ковров-
ской государственной технологической
академии
- Снежной Геннадий Валентинович*,
кандидат физико-математических наук, до-
цент Запорожского государственного техни-
ческого университета
- Субботин Сергей Александрович*,
перподаватель Запорожского государствен-
ного технического университета

Сырбачев Александр Владимирович,
сотрудник Центра Internet Красноярского
государственного университета

Чуприн Андрей Евгеньевич,
адъюнкт Киевского военного института уп-
равления и связи

Теслюк Василий Николаевич,
кандидат технических наук, доцент Госу-
дарственного университета "Львівська полі-
техніка"

Шамкова Ирина Николаевна,
старший преподаватель Национального тех-
нического университета Украины "Киев-
ский политехнический институт"

Филимонова Оксана Юриевна,
кандидат технических наук, доцент Киев-
ского национального университета строи-
тельства и архитектуры

Швалюк Татьяна Николаевна,
аспирант Института проблем математиче-
ских машин и систем НАН Украины,
г. Киев

Флора Валентин Данилович,
кандидат технических наук, доцент Запо-
рожского государственного технического
университета

Щекин Андрей Владимирович,
аспирант Запорожской государственной
инженерной академии

Худолий Дмитрий Андреевич,
кандидат технических наук, научный
консультант ОАО "Телекоминвест"

Яшин Алексей Афанасьевич,
доктор технических наук, профессор, заме-
ститель директора Государственного НИИ
новых медицинских технологий, г. Тула

Чиняев Юрий Петрович,
кандидат технических наук, начальник от-
дела Национального научно-исследователь-
ского центра оборонных технологий и
военной безопасности Украины