

Науковий журнал  
**Радіоелектроніка**  
**Інформатика**  
**Управління**

**99/2**

Видається двічі на рік

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

Засновник і видавник -  
**Запорізький державний технічний університет**

Передплатний індекс - 22914

**З М І С Т**

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА . . . . . 4

ВОЗБУЖДЕНИЕ РЕШЕТОК ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ  
ЩЕЛЕВЫХ ВОЛНОВОДОВ ПЛОСКОЙ  
ПОВЕРХНОСТНОЙ  $n_1$  - ВОЛНОЙ  
ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПЛАСТИНЫ  
*Т. И. Бугрова* . . . . . 4

АЛГОРИТМ КВАЗИСТАТИЧЕСКОГО АНАЛИЗА  
МНОГОСЛОЙНЫХ ПОЛОСКОВЫХ СТРУКТУР С  
УЧЕТОМ КОНЕЧНЫХ РАЗМЕРОВ  
ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПЛАСТИН  
*Л. М. Карпуков, С. Н. Романенко* . . . . . 8

МЕТОД АВТОМАТИЗИРОВАННОГО  
ДИАГНОСТИРОВАНИЯ  
ЭЛЕКТРОРАДИОЭЛЕМЕНТОВ АНАЛОГОВЫХ  
ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ  
*Н. Н. Касьян, К. Н. Касьян* . . . . . 13

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ГЕНЕРАТОРОВ ДЛЯ  
ЧАСТОТНЫХ ДАТЧИКОВ ПО КРИТЕРИЮ  
НЕСТАБИЛЬНОСТИ НАЧАЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ  
*В. Л. Костенко, Н. А. Омельчук, В. В. Семёнов* . . . . 16

МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ ПОЛОСЫ РЕЖЕКЦИИ  
СКОРОСТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ  
РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ СЕЛЕКЦИИ  
ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ  
*В. Н. Лаврентьев, Д. М. Пиза* . . . . . 22

ПОСТОЯННАЯ РАСПРОСТРАНЕНИЯ В  
ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ, С БОКОВЫМИ  
СТЕНКАМИ В ВИДЕ КОНФОКАЛЬНЫХ ЭЛЛИПСОВ  
*Л. М. Логачева, В. П. Бондарев* . . . . . 26

АНАЛОГИЯ МЕЖДУ СИСТЕМАМИ ЖИВЫХ  
ОРГАНИЗМОВ И ЗАКОНОМЕРНОСТЯМИ РАБОТЫ  
ТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ СВЧ ДИАПАЗОНА  
*З. А. Никонова, О. Ю. Небеснюк, Е. В. Друзева* . . . . 31

ДЕФОРМАЦІЯ ЕЛЕКТРИЧНОГО ПОЛЯ  
ЦИЛІНДРИЧНИМ ТІЛОМ З ФРАКТАЛЬНИМИ  
ВЛАСТИВОСТЯМИ ПОВЕРХНІ  
*В. М. Онуфрієнко, П. О. Самолчев, Т. І. Слюсарова* . . 33

УНИВЕРСАЛЬНАЯ МАКРОМОДЕЛЬ СТАТИЧЕСКОГО  
ИНДУКЦИОННОГО ТРАНЗИСТОРА  
*А. В. Переверзев, О. В. Василенко, Д. А. Кудерко* . . . 37

АВТОМАТИЗОВАНА УСТАНОВКА ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЛАКСАЦІЙНИХ ПРОЦЕСІВ І ВОЛЬТ-АМПЕРНИХ ХАРАКТЕРИСТИК У ДІЕЛЕКТРИКАХ І НАПІВПРОВІДНИКАХ <i>Г. В. Сніжної, А. В. Кондратьєв</i> . . . . .	44	ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ МОП-СТРУКТУРЫ НА КРУТИЗНУ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ ВОЛЬТ-ФАРАДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ <i>А.В. Томашевский, Г.В. Снежной, К.А. Чернявский.</i> . . . .	45
		ДОСЛІДЖЕННЯ ДВОПОЛЯРНИХ ІМПУЛЬСНИХ РЕГУЛЯТОРІВ <i>В. Д. Флора</i> . . . . .	48
<b>ІНФОРМАТИКА</b> . . . . .		<b>51</b>	
ВОССТАНОВЛЕНИЕ ДАННЫХ В ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ <i>Н. М. Василега, В. Н. Кришук, А. В. Нелася</i> . . . . .	51	АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ОБУЧЕНИЯ В МНОГОСЛОЙНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЯХ <i>В. Н. Лопин</i> . . . . .	81
ОБОБЩЕННЫЕ ПОЛИНОМИАЛЬНЫЕ ФОРМЫ <i>В. С. Выхованец</i> . . . . .	55	ИНТЕГРАЦИЯ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ С СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕДПРИЯТИЕМ <i>О. А. Поздняков, А. В. Пархоменко</i> . . . . .	84
ПРИВЕДЕНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ НЕОДНОРОДНОЙ МАРКОВСКОЙ СИСТЕМЫ К ЗАДАНЫМ ЗНАЧЕНИЯМ ПРИ ПОМОЩИ ВОЗМУЩЕНИЯ ЕЕ ПАРАМЕТРОВ <i>С. Н. Герасин</i> . . . . .	59	МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОТКЛОНЕНИЯ ОТ РАВНОВЕСИЯ В ПРОТЯЖЕННОЙ ХИМИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ <i>С. А. Сгадов</i> . . . . .	87
УПРАВЛЕНИЕ КАЧЕСТВОМ: КЛАССИФИКАЦИЯ ЗАТРАТ <i>Д. С. Демиденко, Т. И. Леонова, О. В. Балашов</i> . . . . .	63	МЕТОД ЧИСЛЕННОГО РЕШЕНИЯ НЕКОТОРОГО КЛАССА СИСТЕМ ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ С ОГРАНИЧЕНИЯМИ ДЛЯ НЕИЗВЕСТНЫХ В ВИДЕ НЕРАВЕНСТВ <i>С. А. Сгадов</i> . . . . .	89
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СЕТЕЙ ПЕТРИ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ <i>В. А. Дружинин, Т. Д. Бордя</i> . . . . .	65	ПРОВЕРКА АДЕКВАТНОСТИ МОДЕЛИ <i>С. Г. Федорченко</i> . . . . .	92
ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В КАРДИОБИОМЕХАНИКЕ <i>В. И. Дубровин, В. И. Кривенко, Л. Ю. Дейнега, Р. С. Сикорский, И. В. Чекулаева</i> . . . . .	72	ВИРТУАЛЬНЫЙ НЕЙРОКОМПЬЮТЕР "ЭМБРИОН" КАК ИНФОРМАЦИОННЫЙ ЛАЗЕР <i>В. Д. Цыганков</i> . . . . .	95
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМПЬЮТЕРНОГО ТРЕХМЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРИ РАЗРАБОТКЕ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ <i>М. В. Краснов</i> . . . . .	77	НЕЙРОКОМПЬЮТЕРНАЯ ORSN OR-СХЕМА СОЗНАНИЯ <i>В. Д. Цыганков</i> . . . . .	98
<b>УПРАВЛІННЯ</b> . . . . .		<b>104</b>	
FUZZY BASED TIME SERIES FORECASTING OF ELECTRIC LOAD <i>P. Otto, T. Schunk</i> . . . . .	104	ПОСТРОЕНИЕ АДАПТИВНЫХ СИСТЕМ КЛАССИФИКАЦИИ НА ОСНОВЕ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ С ЛАТЕРАЛЬНЫМ ТОРМОЖЕНИЕМ <i>В. И. Дубровин, С. А. Субботин</i> . . . . .	110
ТИПОВЫЕ ДИСКРЕТНЫЕ СЛУЧАЙНЫЕ ПРОЦЕССЫ ДЛЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ С ЦИФРОВЫМИ РЕГУЛЯТОРАМИ <i>В. И. Гостев, А. А. Баранов, А. П. Хорев</i> . . . . .	107	ОБУЧЕНИЕ И ДВУХУРОВНЕВАЯ НЕЧЕТКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ В РАЗРАБОТКЕ КОМПЬЮТЕРНО-ИНТЕГРИРОВАННЫХ СИСТЕМ <i>А. А. Лавров, О. И. Лисовиченко, Л. С. Ямпольский</i> . . . . .	114

---

УСЛОВИЯ РЕАЛИЗАЦИИ ПАССИВНЫХ МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ ОРИЕНТАЦИЕЙ ДЕТАЛЕЙ ПРИ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СБОРКЕ <i>А. Л. Симаков</i> . . . . .	120	КРИТЕРИИ СКОЛЬЗЯЩЕГО КОНТРОЛЯ В ЗАДАЧЕ СТРУКТУРНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ГЕТЕРОСКЕДАСТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ <i>А. В. Цуканов, Д. В. Филатова</i> . . . . .	126
МОДЕЛЬ ДИНАМИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО РЕСУРСА ЭЛЕМЕНТОВ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ <i>Д. А. Худой</i> . . . . .	123	МОДЕЛИ КОНЕЧНОГО СОСТОЯНИЯ ДЛЯ НЕПРЕРЫВНО-ДИСКРЕТНЫХ СИСТЕМ <i>Е. А. Шушлятин, Л. Н. Канов</i> . . . . .	129
		АВТОРЫ НОМЕРА . . . . .	133

# І. РАДІОЕЛЕКТРОНІКА

УДК 621.396.67

## ВОЗБУЖДЕНИЕ РЕШЕТОК ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЩЕЛЕВЫХ ВОЛНОВОДОВ ПЛОСКОЙ ПОВЕРХНОСТНОЙ $H_1$ - ВОЛНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПЛАСТИНЫ

Т. И. Бугрова

Строго поставлена та розв'язана методом Вінера-Хопфа задача дифракції поверхневої хвилі плоскої діелектричної пластини із напівнескінчених решіток вузьких металевих стрічок. Одержані вирази для елементів матриці розсіювання решітки. Завдяки уявленню про вузькість стрічок решітки вдалося уникнути векторної постановки задачі. Виведено прості співвідношення для коефіцієнтів відбиття та проходження хвиль в решітку при одномодовому режимі роботи. Отримані результати можна використовувати для проектування інтегральних решіток та при дослідженні їх узгодження.

Поставлена и решена методом Винера-Хопфа задача дифракции плоской поверхностной  $H_1$  - волны плоской диэлектрической пластины на полубесконечной решетке узких металлических лент. Получены выражения для элементов матрицы рассеяния решетки. В результате предположения узости лент решетки удалось избежать векторной постановки задачи и получить простые выражения для коэффициентов отражения и прохождения в решетку, а также для их модулей при одноволновом режиме работы. Данные выражения можно использовать при исследовании согласования интегральных решеток, а также для их проектирования при построении многолучевых антенн, диаграммообразующих схем и просто излучателей на основе таких решеток.

The diffraction problem for surface wave falling on semi-infinite grating of thin metallic strips has been formulated and solved by Wiener-Hopf method. Simple expressions for reflection and transmission factors have been obtained due to avoiding of vector formulation of problem for thin metallic strips. The results obtained can be used for integrated gratings design.

### ВВЕДЕНИЕ

В связи с развитием техники КВЧ диапазона большой интерес представляют исследования интегральных антенн, уже нашедших широкое применение на более низких частотах. К их числу относятся периодические решетки, которые в диапазоне КВЧ можно построить на щелевых линиях передачи (рис.1). Они могут играть роль фазированных антенных решеток. Ключевой для расчета таких структур является задача о наклонном падении волны на решетку. Как видно из рис.1, во всех вариантах в свободное пространство излучает периодическая структура, состоящая из узких металлических лент, которая при  $X < 0$  плавно либо скачкообразно пере-

ходит в решетку щелевых линий. Поэтому для решения общей задачи о дифракции поверхностной волны диэлектрической пластины на решетке достаточно решить ее для узких металлических лент.

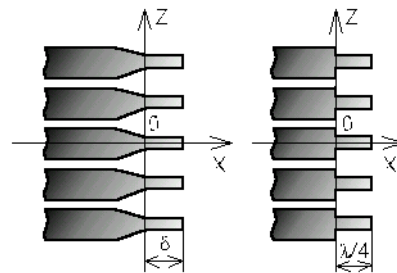


Рисунок 1 - Периодические решетки на базе щелевых линий передачи

### ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим падение плоской поверхностной  $H_1$ -волны экранированной диэлектрической пластины на решетку полубесконечных металлических лент, нанесенных симметрично на противоположные стороны диэлектрической пластины. Геометрия задачи показана на рис. 2. При этом как угол падения  $\varphi_n$ , так и углы разворота лент решетки относительно границы "решетка-пластина" положим произвольными. Допустим также, что ширина металлических лент решетки мала по сравнению с длиной волны ( $2l \ll \lambda$ ). Ограничений на величину периода решеток накладывать не будем.

Пусть из области  $X < 0$  на решетку набегают  $H_1$ -волна диэлектрической пластины:

$$\vec{E}_n = e_0 e^{-j\beta Z - j\chi X}, \quad (1)$$

где  $e_0$  - амплитуда волны;

$\beta, \chi$  - продольное и поперечное волновые числа  $H_1$ -волны, соответственно.

Зависимость от времени подразумевается в виде  $e^{j\omega t}$ .

Здесь и далее в выражениях полей она для простоты опущена.

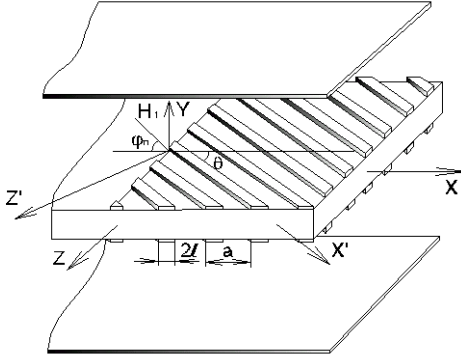


Рисунок 2 - Геометрия задачи

Сведем задачу дифракции основной волны диэлектрической пластины к решению интегрального уравнения относительно неизвестного распределения плотности электрического тока, текущего вдоль металлических полосок. Составляющими токов, текущими поперек полосок, можно пренебречь ввиду предполагаемой узости самих полосок ( $2l \ll \lambda$ ). Тогда вторичное поле, возбуждаемое падающей волной, запишется как

$$\overline{E}_{em}^-(X'; Z') = \int_S G(X''; \tilde{X}''; Z''; \tilde{Z}'') J(\tilde{X}''; \tilde{Z}'') d\tilde{X}'' d\tilde{Z}'', \quad (2)$$

где  $J(\tilde{X}''; \tilde{Z}'')$  - плотность тока на полосках;

$G(X'; \tilde{X}'; Z'; \tilde{Z}')$  - функция Грина экранированной диэлектрической пластины;

$S$  - область существования источников.

Воспользуемся граничными условиями

$$E_{Xn} + E_{Xem} = 0, \quad (3)$$

которые с учетом (1) и (2) дают уравнение относительно неизвестных плотностей токов, текущих вдоль полосок:

$$E_{X'n} + \int_S G(X''; \tilde{X}''; Z''; \tilde{Z}'') I_{X''}(\tilde{X}''; \tilde{Z}'') d\tilde{X}'' d\tilde{Z}'' = 0. \quad (4)$$

Источники расположены в области:

$$\left. \begin{aligned} -l + nP \cos \theta < Z' < l + nP \cos \theta; \\ -nP \sin \theta < X' < \infty; \\ n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots; \\ P = (a / \cos \theta). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Ввиду эквидистантности решетки токи на каждой полоске отличаются фазовым множителем:

$$I_{X'n} = e^{-j\beta n P} I_{X''}(Z'' - na; X'' + nP \sin \theta). \quad (6)$$

Пусть распределение тока поперек полосок описывается в статическом приближении функцией  $1/\sqrt{1 - (Z'/l)}$ . Тогда  $I_{X'n} = I(X'')/\sqrt{1 - (Z'/l)}$  и неизвестным остается лишь распределение тока вдоль полоски  $I(X')$ . С учетом области расположения источников (5) и дискретности распределения токов вдоль  $Z'$  уравнение (4) примет вид:

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \int_{-nP \sin \theta - l + na}^{+\infty} \int_{-l + na}^{+l + na} G(X''; \tilde{X}''; Z''; \tilde{Z}') \frac{I(\tilde{X}'' + nP \sin \theta)}{\sqrt{1 - \left(\frac{\tilde{Z}'' - na}{l}\right)^2}} \times e^{-j\beta n P} d\tilde{X}'' d\tilde{Z}'' + E_{X'n} = 0. \quad (7)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{Введем новые переменные: } X'' + nP \sin \theta = \tilde{X}; \\ Z'' - na = \tilde{Z} \end{aligned} \right\}$$

Представим функцию Грина в виде интеграла Фурье:

$$G(X'; \tilde{X}; Z'; \tilde{Z}') = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} g(\chi; \alpha) e^{-j(\chi X' + \tilde{X}')\chi - j(Z' - \tilde{Z}')\alpha} d\chi d\alpha.$$

Поскольку

$$\int_{-\infty}^{+\infty} g(\chi; \alpha) e^{-j\alpha(Z' - \tilde{Z}' - n\alpha)} d\alpha = 2\pi j \sum_{h=0}^{+\infty} \tilde{g}(\chi; \chi_{e,h}) e^{-j\chi_{e,h} |Z' - \tilde{Z}' - n\alpha|}, \quad (8)$$

где  $\tilde{g}(\chi; \chi_{e,h}) = \overset{-}{\text{Res}}_{\alpha} (g(\chi; \alpha))$ ,  $\alpha = \chi_{e,h}$  - значение вычета в точке  $\alpha$ ;  $\chi_{e,h} = \sqrt{\beta_{e,h}^2 - \chi^2}$ ,  $\beta_{e,h}$  - постоянные рас-пространения собственных волн пластины, то интегральное уравнение принимает вид:

$$\sum_{m=0}^{+\infty} 2\pi j \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \int_{-l}^{+l} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{g}(\chi; \chi_{e,h}) e^{-j\chi(X' - \tilde{X} + nP \sin \theta)} \times e^{+j\chi_{e,h} |Z' - \tilde{Z}' - n\alpha| - j\beta n P} \frac{I(\tilde{X}')}{\sqrt{1 - \left(\frac{\tilde{Z}'}{l}\right)^2}} d\tilde{X} d\tilde{Z} d\chi + E_{X'n} = 0. \quad (9)$$

Обозначим сумму в (9) как

$$\sum_{m=0}^{+\infty} \tilde{g}(\chi; \chi_{e,h}) \times e^{-j\chi(X' - \tilde{X} + nP \sin \theta) + j\chi_{e,h} |Z' - \tilde{Z}' - n\alpha| - j\beta n P} = \quad (10)$$

$$= S_{e,h}(\tilde{Z} - \tilde{Z}') e^{-j\beta K P - j\chi(\tilde{X} - \tilde{X}')}$$

Тогда, учитывая, что в системе переменных  $\tilde{X}$  и  $\tilde{Z}$  падающее поле имеет вид:

$$\tilde{E}_{X'n} = e_0 \cdot e^{-j\tilde{Z}(\beta \cos \theta - \chi_h \sin \theta) - j\tilde{X}(\chi_h \cos \theta - \beta \sin \theta) - j\beta k P} \quad (11)$$

и подставив (10) и (11) в (9), получаем, что интегральное уравнение перестает зависеть от номера полоски К, то есть, удастся привести его к одному периоду. Проинтегрируем уравнение

$$2\pi j \sum_{m=0}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{g}(\chi; \chi_{e,h}) S_{e,h}(\tilde{Z} - \tilde{Z}') \times e^{-j\chi(\tilde{X} - \tilde{X}')} \frac{I(\tilde{X}')}{\sqrt{1 - \left(\frac{\tilde{Z}'}{l}\right)^2}} d\tilde{X} d\tilde{Z} d\chi + E_{X'n} = 0. \quad (12)$$

по  $\tilde{Z}$  и домножим его на  $1/\sqrt{1-(\tilde{Z}/l)^2}$ , а затем проинтегрируем по  $Z$ . В результате получим:

$$2\pi j \sum_{m=0}^{+\infty} \int_0^{+\infty} I(\tilde{X}) \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{g}(\chi; \chi_{e,h}) (f_m + \tilde{S}_m) \times e^{-j\chi(\tilde{X}-\tilde{X})} d\chi d\tilde{X} + \tilde{E}_{X'n} = 0, \quad (13)$$

где  $f_m = \pi^2 \cdot l^2 \cdot J_0^2(j\chi_{e,h}l) \sum_{a=0} 2 \cos q(\chi l \sin \theta + \beta \cdot l) e^{-j\chi_{e,h}qa}$ ,

$J_0(\chi_{e,h}l)$  - Бесселева функция первого рода нулевого порядка.

В уравнении (13)  $\tilde{S}_m$  - собственные волны диэлектрической пластины, очень быстро затухающие с ростом  $m$ . Пусть незатухающими являются первые две волны:  $\tilde{S}_{0,1} \neq 0$ , а для всех  $i > 1$ ,  $\tilde{S}_i = 0$ . Будем в дальнейшем также учитывать, что  $J_0(\chi l) \equiv 1$ , поскольку ширина полочки мала ( $2l \ll \lambda$ ). С учетом изложенных допущений уравнение (13) примет вид:

$$\pi^2 \cdot l^2 \int_0^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} I(\tilde{X}) \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ g(\chi, \alpha) J_0^2(\alpha \cdot l) d\alpha + \right. \quad (14)$$

$$\left. + 2\pi j [\tilde{S}_0 g(\chi; \chi_h) + \tilde{S}_1 g(\chi; \chi_e)] \right\} e^{-j\chi(\tilde{X}-\tilde{X})} d\chi d\tilde{X} + E_{X'n} = 0.$$

Рассмотрим несобственный интеграл в уравнении (14). Вычисление интегралов такого типа сопряжено со значительными вычислительными затратами, связанными с необходимостью выделения особых точек у подинтегральной функции для улучшения сходимости интеграла. В данном случае этого удастся избежать, выразив интеграл через функции, определяемые численно - аналитическим путем [1]:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} g(\chi, \alpha) J_0^2(\alpha \cdot l) d\alpha = -j \frac{\pi^2 J_0^2(\chi_h l) \Phi(\chi_h)}{2 H_1'(\chi_h) k_0} \times \left( \frac{Z}{W} + \frac{\chi^2 \beta_e \eta_s}{k_0^3 \chi_e} + \frac{\chi_h k_0}{\beta_h^2} \right), \quad (15)$$

где  $H_1' = \frac{\partial H_1}{\partial \chi}$ ;  $E_2' = \frac{\partial E_2}{\partial \chi}$ ;

$H_1$  и  $E_2$  - дисперсионные функции  $H_1$  и  $E_2$ -волн диэлектрической пластины;

$Z/W$  - нормированный к волновому сопротивлению волны  $H_1$  поверхностный импеданс связанных металлических полосок. В случае отсутствия потерь в полосках величина  $Z$  имеет чисто мнимый характер. Таким образом, с учетом (15), приходим к окончательному виду интегрального уравнения относительно плотности тока, текущего вдоль полосок:

$$\pi^2 \cdot l^2 \int_0^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} I(\tilde{X}) C \times \left[ \frac{\frac{Z}{W} D_e D_h + j \frac{\chi_h^2 k_0}{\beta_h^2} \sin(\chi_h a) D_e + j \frac{\chi^2 \beta_e^2 \eta_s}{k_0^3 \chi_e} \sin(\chi_e a) D_h}{D_l D_h} \right] \times e^{-j\chi(\tilde{X}-\tilde{X})} d\chi d\tilde{X} = -\tilde{E}_{X'n}, \quad (16)$$

где  $D_{e,h} = \cos(\chi_{e,h}a) - \cos(\chi P \sin \theta + \beta P)$ ; (17)

$$C = \frac{\omega \mu_\alpha a}{4\pi} \cdot \frac{J_0^2(\chi_h l) \Phi(\chi_h)}{H'(\chi_h) k_0}.$$

Если учесть, что  $2l \ll \lambda$  и  $J_0(\chi l) \equiv 1$  то  $C$  не зависит от  $\chi$ .

### ВЫВОД ИНТЕГРАЛЬНОГО УРАВНЕНИЯ

В уравнении (16) числитель выражения в квадратных скобках при  $\theta = 0$  превращается в дисперсионное уравнение решетки металлических полосок. Само уравнение (16) относится к числу уравнений, решаемых методом Винера-Хопфа. Введем обозначения:

$$R(\chi) = D_l D_h \frac{Z}{W} + j \frac{\chi_h^2 k_0}{\beta_h^2} \sin(\chi_h a) D_l + j \frac{\chi^2 \beta_e^2 \eta_s}{k_0^3 \chi_e} \sin(\chi_e a) D_h;$$

$$S(\chi) = D_e D_h;$$

$$g(\tilde{X}-\tilde{X}) = C \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{R(\chi)}{S(\chi)} e^{-j\chi(\tilde{X}-\tilde{X})} d\chi;$$

$$A(\tilde{X}) = e_0 J_0(\beta l \cos \theta + \chi_h l \sin \theta) e^{-j\tilde{X}(\chi_h \cos \theta - \beta \sin \theta)}. \quad (18)$$

Тогда уравнение (16) преобразуется в уравнение Винера-Хопфа:

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{+\infty} I_{X'}(X) g(X-X') dX' = a^+(X). \quad (19)$$

### ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ УРАВНЕНИЕ ТИПА ВИНЕРА-ХОПФА

Формальная процедура решения уравнения типа (19) подробно изложена в [2]. Поэтому остановимся только на особенностях нашей задачи. Для того, чтобы уравнение (19) имело вид интеграла свертки и к нему можно было применить преобразование Фурье с получением результирующего уравнения в пространстве изображений относительно Фурье-образа плотности тока, расширим область определения уравнения (19) для всех  $\chi$  от  $-\infty$  до  $+\infty$ . Выполним теперь Фурье-преобразование ядра и правой части интегрального уравнения (19):

$$G(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} g(\chi) e^{-j\alpha\chi} d\chi = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} C \frac{R(\chi)}{S(\chi)} e^{-jX(\chi-a)} dXd\chi = \quad (20)$$

$$= \sqrt{2\pi} C \frac{R(\alpha)}{S(\alpha)},$$

$$A_+(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} a_+(\chi) e^{-j\alpha\chi} d\chi = \frac{C}{\alpha + \alpha_h}, \quad (21)$$

$$\text{где } C = j \frac{e_0 J_0 (\beta \cdot l \cos \chi + \chi_h l \sin \theta)}{\sqrt{2\pi}},$$

$$\alpha_h = \beta \sin \theta - \chi_h \cos \theta.$$

Применение к (19) преобразования Фурье дает уравнение относительно Фурье-образа плотности тока на лентах решетки  $I_+(\alpha)$ :  $I_+(\alpha) = A_+(\alpha) - B_-(\alpha)$ , где  $G(\alpha)$  и  $A_+(\alpha)$  определяются выражениями (20) и (21), а  $I_+(\alpha)$  и  $B_-(\alpha)$  подлежат определению.

### ФАКТОРИЗАЦИЯ ФУНКЦИЙ, ВХОДЯЩИХ В ЯДРО ИНТЕГРАЛЬНОГО УРАВНЕНИЯ

Ключевым моментом в уравнении (20) является факторизация функции  $G(\alpha)$  [2]:  $G(\alpha) = G(\alpha)_+ \cdot G(\alpha)_-$ , где  $G(\alpha)_+$  и  $G(\alpha)_-$  регулярны соответственно в верхней и нижней полуплоскостях комплексной плоскости  $\alpha$ . Для нашей задачи функция  $G(\alpha)$  не является ни четной, ни нечетной (исключение составляет случай перпендикулярного разворота полос решетки к границе, когда  $G(\alpha)$  становится четной). Следовательно, приходится пользоваться обобщенной теоремой о факторизации функции  $G(\alpha)$  [2]. Из выражений (17) видно, что функция  $G(\alpha)$  может иметь нули и полюсы на действительной оси, которые соответствуют корням характеристических уравнений решетки и пластины. Поэтому для факторизации преобразуем  $G(\alpha)$  таким образом, чтобы вновь построенная функция нулей и полюсов на действительной оси не имела и стремилась к единице при бесконечном аргументе. Асимптотическое поведение  $G(\alpha)$  при стремлении аргумента к бесконечности дает линейную зависимость  $G$  от  $\alpha$ :

$$\lim_{\alpha \rightarrow \infty} G(\alpha) = \lim_{\alpha \rightarrow \infty} C \frac{R(\alpha)}{S(\alpha)} = A \cdot \alpha. \quad (22)$$

Здесь  $A$  - некоторая постоянная величина. Пусть  $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n$  - полюса функции  $G(\beta)$  на действительной оси, а  $\tilde{\beta}_1, \tilde{\beta}_2, \dots, \tilde{\beta}_m$  - нули этой функции на той же оси. Тогда функцию, обладающую требуемыми для факторизации свойствами, можно записать в виде:

$$G(\tilde{\beta}) = G(\beta) \frac{\prod_{i=1}^m (\beta - \beta_i)}{\prod_{j=1}^n (\beta - \tilde{\beta}_j) \left[ A \sqrt{\beta^k - \beta_0^k} \right]}. \quad (23)$$

Теперь функция  $G(\tilde{\beta})$  равна:

$$G(\beta) = G(\tilde{\beta}) \frac{\prod_{i=1}^m (\beta - \tilde{\beta}_i)}{\prod_{j=1}^n (\beta - \beta_j) \left[ A \sqrt{\beta^k - \beta_0^k} \right]}, \quad (24)$$

где  $k = n - m$  - разность числа нулей и полюсов  $G(\beta)$ . В выражении (24) множитель в квадратных скобках факторизуется непосредственно, а  $G(\tilde{\beta})$  - по обобщенной теореме факторизации.

### МАТРИЦА РАССЕЯНИЯ РЕШЕТКИ

Теперь, воспользовавшись уравнениями (16) и (19), с учетом того, что для нашей задачи (согласно теореме Лиувилля).  $B_+(\alpha) = 0$ , можно определить плотность токов на полосках, совершив обратное преобразование Фурье выражения (21). Вторичное поле равно:

$$E_X(\chi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{1}{G_-(\alpha_0)} \int_{-\infty}^{+\infty} A_+(\alpha) G_-(\alpha) e^{-j\alpha\chi} d\alpha. \quad (25)$$

Для нахождения коэффициента отражения  $R_{hh}$   $H_1$ -волны необходимо замкнуть контур интегрирования (25) в верхней полуплоскости. Интеграл будет равен вычету подынтегральной функции в точке  $-\chi_h$ , где  $\chi_h$  - проекция волнового числа  $H_1$ -волны, направленная вдоль полоски. При этом коэффициент отражения равен

$$\dot{R}_{hh} = - \frac{\sin|\theta - \varphi_n|}{\sin|\theta + \varphi_n|} \frac{\text{Res}[G_-(\alpha)]_{\alpha = -\chi_h}}{G(\alpha_0)} \frac{1}{-\chi_h + \alpha_0},$$

а его модуль -

$$|\dot{R}_{hh}| = \sqrt{\frac{\prod_{i=1}^m (\chi_h + \tilde{\chi}_i)}{S(-\chi_h) R(-\alpha_0)} \frac{\prod_{j=1}^n (\alpha + \chi_j)}{\prod_{i=1}^m (\chi_h + \chi_j)} \frac{\prod_{j=1}^n (\alpha + \tilde{\chi}_i)}{\prod_{i=1}^m (\alpha + \tilde{\chi}_i)}},$$

где  $\chi_i$  - нули, а  $\tilde{\chi}_j$  - полюса функции  $G(\chi)$ .

Поскольку анализируемая структура экранирована, на границе решетки непрерывный спектр излучения волн не возникает, и для определения коэффициента прохождения волн через решетку в одномодовом режиме можно воспользоваться законом сохранения энергии:

$$|\dot{T}_{hh}| = \sqrt{I - |\dot{R}_{hh}|^2}.$$

**ВЫВОДЫ**

Таким образом, в результате постановки и решения задачи дифракции плоской поверхностной  $H_1$ -волны плоской диэлектрической пластины на полубесконечной решетке узких металлических лент получены выражения для элементов матрицы рассеяния решетки. В результате предположения узости лент решетки удалось избежать векторной постановки задачи и получить простые выражения для коэффициентов отражения и прохождения в решетку, а также для их модулей при одноволновом режиме работы. Данные выражения можно использовать

при исследовании согласования интегральных решеток, а также для их проектирования при построении многолучевых антенн, диаграммообразующих схем и просто излучателей на основе таких решеток.

**ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. *Взятышев В.Ф., Ермолаев Е.А.* Пучки диэлектрических волноводов как среда // Труды моск. энерг. ин-та. - М.: МЭИ, 1977. - Вып.341. - С.67-70.
2. *Миттра Р., Ли С.* Аналитические методы теории волноводов. - М.: "Мир", 1974. - 327с.

Надійшла 15.03.99  
Після доробки 23.06.99

УДК 621.372.8.01

## АЛГОРИТМ КВАЗИСТАТИЧЕСКОГО АНАЛИЗА МНОГОСЛОЙНЫХ ПОЛОСКОВЫХ СТРУКТУР С УЧЕТОМ КОНЕЧНЫХ РАЗМЕРОВ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПЛАСТИН

Л. М. Карпуков, С. Н. Романенко

*Рассмотрены методы, составляющие основу квазистатического анализа многопроводных и многослойных полосковых структур на подложке из диэлектрических пластин с конечными размерами. Предложен простой и универсальный метод моделирования функций Грина исследуемых структур с использованием декомпозиционных схем. Для решения систем уравнений большой размерности, возникающих при алгебраизации используемого в работе интегрального уравнения, разработан итерационный алгоритм с высокой скоростью сходимости.*

*Розглянуті методи, складають основу квазістатичного аналізу багатопровідних та багатошарових смужкових структур на підкладці з діелектричних пластин з кінцевими розмірами. Запропонований простий і універсальний метод моделювання функцій Гріна досліджуваних структур з використанням декомпозиційних схем. Для рішення систем рівнянь великої розмірності, виникаючих при алгебраїзації використуємого в роботі інтегрального рівняння, розроблений ітераційний алгоритм з високою швидкістю збіжності.*

*Methods of quasistatic analysis of multiconductors and multilayered strip structures on the substrate of dielectric sheets with final dimensions are discussed. Simple and universal method for modeling Green's functions of investigated structures by using decomposition schemes are proposed. To solve systems of large dimensions arising from algebraisation of integral equation used in the paper the iteration algorithm with high rate of convergence is developed.*

При разработке современных интегральных схем СВЧ широко используются объёмные конструкции в виде комбинаций полосковых линий, располагаемых в различных слоях многослойной диэлектрической подложки. Основу инженерного расчета подобных конструкций составляют квазистатические модели [1]. Несмотря на

большое число публикаций по квазистатическому моделированию полосковых структур, актуальной продолжает оставаться задача создания универсальных и эффективных алгоритмов, обеспечивающих уменьшение объема вычислений и не имеющих ограничений на физико-топологические параметры элементов моделируемых конструкций. Предлагаемый в работе алгоритм реализует вычислительный процесс, включающий в себя составление и решение интегрального уравнения электростатики, моделирующего исследуемую структуру. Отличительными особенностями алгоритма, определяющими его оригинальность и полезность, являются простота и одновременно универсальность метода расчета функции Грина, представляющей собой ядро интегрального уравнения, а также итерационный, быстро сходящийся метод решения систем линейных алгебраических уравнений большой размерности, возникающих при алгебраизации интегрального уравнения электростатики методом моментов.

На рис.1 изображена исследуемая многослойная и многополосковая структура, состоящая из нескольких прямоугольных диэлектрических пластин и металлических полосок, расположенных на их поверхности. Каждая  $i$ -тая пластина характеризуется абсолютной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_i$  и имеет в общем случае конечные размеры по всем координатам. Структура может быть открытой, а также частично или полностью экранированной.



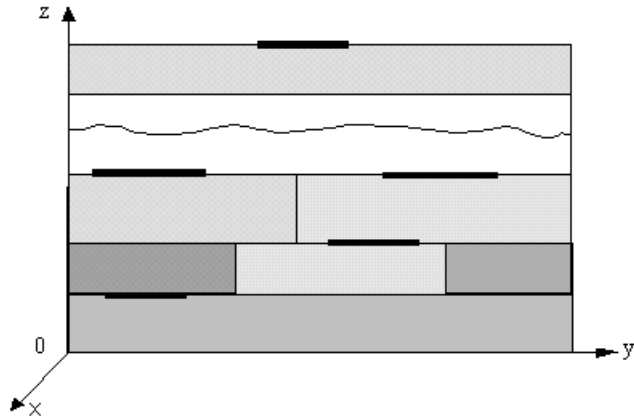


Рисунок 1 - Структура подложки

Как известно, нахождение функции Грина в краевых задачах электростатики сводится к расчету потенциала  $G(x, y, z)$ , удовлетворяющего уравнению Пуассона

$$\nabla^2 G(x, y, z) = -1/(\epsilon_0 \epsilon_r) \cdot \delta(x-x_0, y-y_0, z-z_0) \quad (1)$$

с дельта-функцией Дирака в правой части и граничным условиям на поверхности раздела диэлектрических слоёв и экранов.

Одним из способов решения подобных задач является метод изображений [2], основанный на построении системы мнимых зарядов-изображений, моделирующих граничные условия. В [3] предложен эффективный метод построения подобных систем зарядов для слоистых структур в случае, когда размеры пластин на рис.1 предполагаются неограниченными вдоль осей  $x, y$ . Метод основан на построении и анализе декомпозиционной схемы, моделирующей исследуемую слоистую структуру в области Фурье-изображений распределений потенциала.

Для свободного пространства, заполненного диэлектриком с относительной проницаемостью  $\epsilon_r$ , решение уравнения (1) с использованием Фурье-преобразования записывается в виде:

$$G(x, y, z) = \frac{1}{(2\pi)^3 \epsilon_0 \epsilon_r} \times \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-jk_x(x-x_0) - jk_y(y-y_0) - jk_z(z-z_0)}}{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2} dk_x dk_y dk_z \quad (2)$$

Здесь  $\epsilon_0$  - электрическая постоянная;  $k_x, k_y, k_z$  - переменные преобразования Фурье вдоль соответствующих осей декартовой системы координат. Этому выражению соответствует

$$G(x, y, z) = \frac{1}{4\pi \epsilon_0 \epsilon_r R}, \quad (3)$$

$$\text{где } R = [(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2 + (z-z_0)^2]^{1/2}.$$

В области, свободной от зарядов, Фурье-изображение потенциала в соответствии с методом разделения переменных записывается в виде произведения трёх функций

$$G(k_x, k_y, k_z) = G_x(k_x) \cdot G_y(k_y) \cdot G_z(k_z), \quad (4)$$

которые удовлетворяют однородному дифференциальному уравнению:

$$\frac{\partial^2}{\partial \xi^2} G_\xi(k_\xi) + k_\xi^2 G_\xi(k_\xi) = 0, \quad \xi = x, y, z. \quad (5)$$

Решение (5) удобно представить в форме Даламбера в виде суперпозиции падающей и отраженной волны:

$$G_\xi(k_\xi) = u_\xi^+(k_\xi) \cdot \exp(-jk_\xi \cdot \xi) + u_\xi^-(k_\xi) \cdot \exp(-jk_\xi \cdot \xi). \quad (6)$$

Амплитуды волн  $u_\xi^+(k_\xi)$ ,  $u_\xi^-(k_\xi)$  определяются в результате анализа декомпозиционной схемы, составляемой из представленных таблицей 1 базовых элементов, моделирующих с использованием матриц рассеяния граничные условия, возбуждение и прохождение волн в исследуемой структуре [3]. Переход к оригиналам осуществляется путём разложения Фурье-изображений амплитуд волн в ряды с почленным применением формул (2), (3). Анализ двумерных краевых задач проводится аналогично, при этом выражения (2), (4) записываются относительно двух переменных  $\xi, \eta$  из  $x, y, z$ , а вместо (3) используется соотношение

$$G(y, z) = \frac{1}{2\pi \epsilon_0 \epsilon_r} \cdot \ln\left(\frac{1}{R}\right), \quad (7)$$

$$\text{где } R = [(\xi - \xi_0)^2 + (\eta - \eta_0)^2]^{1/2}.$$

Для учета конечных размеров компонентов исследуемых структур рассмотрим ключевую задачу, состоящую в моделировании изображенной на рис.2 диэлектрической пластины, находящейся в свободном пространстве и характеризующейся относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r$ . Для простоты ограничимся решением двумерной задачи на плоскости  $y, 0, z$ . На рис.3 приведен ориентированный граф декомпозиционной схемы рассматриваемой структуры для функций от переменных  $k_y, k_z$ , при размещении точек источника поля и точек наблюдения в характерных областях, отмеченных цифрами на рис.2. Потенциал в  $m$ -й области от источника в  $n$ -й области представим на основании (2), (4) в виде:

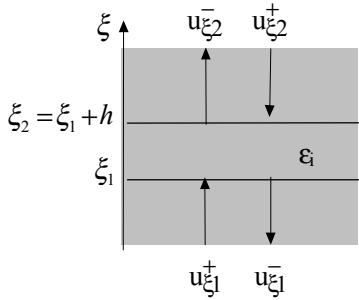
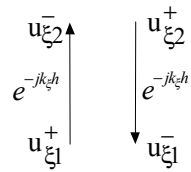
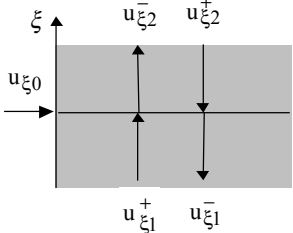
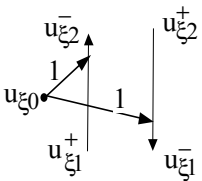
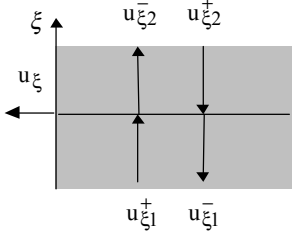
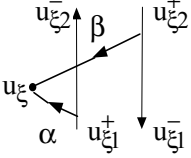
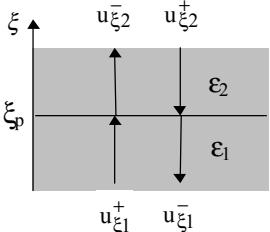
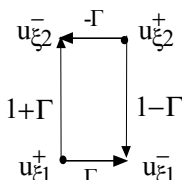
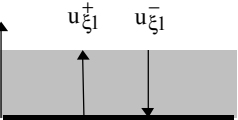

$$G_{mn}(y, z) = \frac{1}{(2\pi)^2 \epsilon_0 \epsilon_r} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{k_y^2 + k_z^2} \cdot S_{mn}(k_y, k_z) dk_y dk_z, \quad (8)$$

$$m, n = 1, \dots, 9,$$

$$\text{где } S_{mn}(k_y, k_z) = S_{ypq}(k_y) \cdot S_{zrt}(k_z), \quad p, q, r, t = 1, 2, 3.$$

Коэффициенты передачи  $S_{ypq}(k_y)$ ,  $S_{zrt}(k_z)$ , определяются по графу на рис.3. Например, для поля  $G_{85}(y, x)$  в 8-й области от источника в 5-й области:

Таблица 1 - Элементная база моделирования

Элемент структуры	Граф элемента	Матрица рассеяния
 <p>Слой диэлектрика</p>		$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{-jk_\xi h} \\ e^{-jk_\xi h} & 0 \end{bmatrix}$
 <p>Сечение точки <math>\xi_0</math> источника</p>		$S = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
 <p>Сечение точки <math>\xi</math> наблюдения</p>		$S = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$ <p><math>\alpha = \beta = 1</math> для <math>u_\xi</math>,  <math>\alpha = -k_\xi</math>, <math>\beta = k_\xi</math> для <math>\partial u_\xi / \partial \xi</math>.</p>
 <p>Граница <math>\xi_p</math> раздела сред</p>		$S = \begin{bmatrix} \Gamma & 1 - \Gamma \\ 1 + \Gamma & -\Gamma \end{bmatrix}$ <p><math>\Gamma = (\epsilon_1 - \epsilon_2) / (\epsilon_1 + \epsilon_2)</math> – коэффициент отражения.</p>
 <p>Поверхность экрана</p>		<p><math>\Gamma = 1</math> – электрический,  <math>\Gamma = -1</math> – магнитный экраны.</p>

$$\left. \begin{aligned}
 S_{y22}(k_y) &= \left[ e^{-jk_y \cdot (y_2 - y_{20})} + \Gamma e^{-jk_y (y_2 + y_{20} - 2b_1)} + \right. \\
 &+ \Gamma e^{-jk_y (2b_2 - y_2 - y_{20})} + \\
 &\left. + \Gamma^2 e^{-jk_y (2b_2 - 2b_1 + y_{20} - y_2)} \right] / D_y(k_y), \\
 S_{z32}(k_z) &= (1 + \Gamma) \cdot \left[ e^{-jk_z (z_3 - z_{20})} + \right. \\
 &\left. + \Gamma e^{-jk_z (z_3 + z_{20} - 2c_1)} \right] / D_z(k_z), \\
 \text{где } D_y(k_y) &= 1 - \Gamma^2 e^{-2jk_y (b_2 - b_1)}, \\
 D_z(k_z) &= 1 - \Gamma^2 e^{-2jk_z (c_2 - c_1)}, \\
 \Gamma &= (\epsilon_r - 1) / (\epsilon_r + 1).
 \end{aligned} \right\} (9)$$

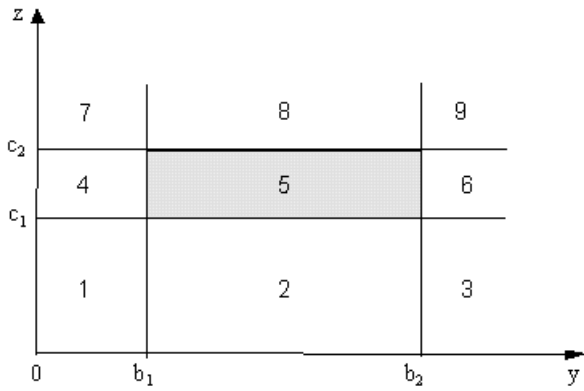


Рисунок 2 - Диэлектрическая пластина

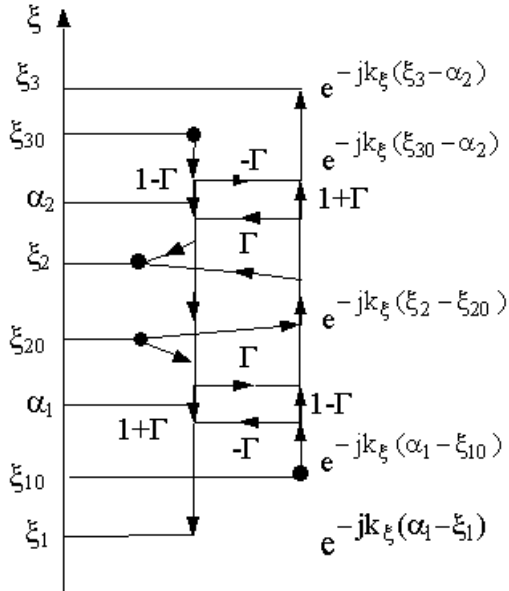


Рисунок 3 - Ориентированный граф для переменной  $k_\xi$

Аналогично определяются остальные элементы матрицы рассеяния 9-ти полюсника, соответствующие рассматриваемой двумерной структуре. Для перехода к трёхмерным структурам достаточно ввести коэффициенты

передачи  $S_{pq}(k_x)$ , определяемые по декомпозиционной схеме для переменной  $k_x$ , и составить соответствующую матрицу рассеяния.

Разложение коэффициентов передачи (9) в геометрические прогрессии и применение к её членам соотношений (7), (8) позволяют получить явные выражения для функций Грина. Например, для исследованной в [4] микрополосковой линии с конечными размерами однослойной подложки функция Грина может быть рассчитана непосредственно по соотношениям, аналогичным (9), с учетом металлизации нижней грани диэлектрической пластины на рис.2. В частности, для точки  $y_{20}$ ,  $z_{20} = c_2$  источника и точки  $y_2$ ,  $z_2 = c_2$  наблюдения, размещённых внутри пластины толщиной  $h = c_2 - c_1$  и шириной  $s = b_2 - b_1$ , получим:

$$\begin{aligned}
 G_{55}(y, z) &= \frac{(1 + \Gamma)}{4\pi\epsilon_0\epsilon_r} \cdot \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^i \Gamma^{i+2k} \times \\
 &\times \left[ \ln \frac{(y_2 - y_{20} + 2ks)^2 + (2(i+1)h)^2}{(y_2 - y_{20} + 2ks)^2 + (2ih)^2} + \right. \\
 &+ \Gamma \ln \frac{(y_2 + y_{20} - 2b_1 + 2ks)^2 + (2(i+1)h)^2}{(y_2 + y_{20} - 2b_1 + 2ks)^2 + (2ih)^2} + \\
 &+ \Gamma \ln \frac{(2b_2 - y_2 - y_{20} + 2ks)^2 + (2(i+1)h)^2}{(2b_2 - y_2 - y_{20} + 2ks)^2 + (2ih)^2} + \\
 &\left. + \Gamma^2 \ln \frac{(2(k+1)s - y_2 + y_{20})^2 + (2(i+1)h)^2}{(2(k+1)s - y_2 + y_{20})^2 + (2ih)^2} \right].
 \end{aligned} (10)$$

Расчет функции Грина для структур, состоящих из нескольких диэлектрических пластин, осуществляется по декомпозиционной схеме, составляемой из многополюсников, соответствующих отдельным пластинам. Для сложных соединений автоматизация расчета матриц рассеяния может быть выполнена с помощью алгоритмов символьного анализа цепей СВЧ [5,6].

По известной функции Грина составляется интегральное уравнение потенциала [2]

$$\varphi(r) = \int_{S_0} G(r, r_0) \cdot \sigma(r_0) ds_0, (11)$$

где  $\sigma(r_0)$  - распределение плотности заряда на поверхности  $S_0$  металлических полосок с заданным значением  $\varphi(r)$  потенциала.

Решение (11) производится методом моментов с использованием кусочно-постоянных функций в качестве базисных. Получающаяся система линейных алгебраических уравнений приобретает следующий вид

$$\boldsymbol{\varphi} = \mathbf{G} \cdot \boldsymbol{\sigma}. (12)$$

Здесь  $\boldsymbol{\varphi}$ ,  $\boldsymbol{\sigma}$  - вектора, составленные соответственно

из потенциалов и поверхностных плотностей зарядов в подобластях, на которые разбивается поверхность металлических полосок,  $\mathbf{G}$  - квадратная матрица с элементами

$$G_{ik} = \int_{S_k} G(r_i, r_k) ds_k, \quad (13)$$

где  $r_i$  - расстояние до центра  $i$ -й подобласти,  $r_k$  - расстояние до точки на поверхности  $k$ -й подобласти  $S_k$  с плотностью заряда  $\sigma_k$ .

Для решения систем (12) большой размерности используется итерационный процесс, относящийся к классу нелинейных [7], который в покомпонентной записи имеет вид:

$$\sigma_i^{n+1} = \Phi_{i0} \sigma_i^n / \Phi_i^n. \quad (14)$$

Здесь  $\sigma_i^n$  и  $\sigma_i^{n+1}$  - значения поверхностной плотности заряда на  $n$ -й и  $(n+1)$ -й итерациях,  $\Phi_{i0}$  - заданное значение потенциала,  $\Phi_i^n$  - его значение на  $n$ -й итерации, соответствующие  $i$ -й подобласти.

За начальное приближение в (14) удобно брать

$$\sigma_i^0 = \Phi_{i0}. \quad (15)$$

Итерационный процесс (14) является монотонным [7], а скорость его сходимости близка к линейной. Для ускорения сходимости применена процедура Эйткена-Стеффенсена, в соответствии с которой уточнённое значение  $\sigma_i^m$  плотности заряда берётся на прямой, проходящей через значения  $\sigma_i^{k+1}$ ,  $\sigma_i^{k+2}$  плотностей заряда  $i$ -й подобласти на двух соседних итерациях:

$$\sigma_i^m = [(\sigma_i^{k+1})^2 - \sigma_i^k \cdot \sigma_i^{k+1}] / [2\sigma_i^{k+1} - \sigma_i^k - \sigma_i^{k+2}]. \quad (16)$$

Скорость сходимости итераций по (14), (16), близка к квадратичной. На практике оказывается достаточным проведение двух, трёх уточнений значений зарядов.

Для примера на рис.4 представлены результаты квазистатического расчёта предложенными методами эффективной диэлектрической проницаемости и волнового сопротивления микрополосковой линии с шириной  $w$  металлической полоски, расположенной на металлизированной с противоположной стороны подложке с толщиной  $h$  и шириной  $s$  при  $\epsilon_r = 9$ . В расчётах использовалась функция Грина, определяемая соотношением (10). Результаты приведенных расчетов полностью совпадают с [4].

Использование предложенных методов, составляющих основу квазистатического анализа, обеспечит существенное повышение эффективности процесса проектирования интегральных схем СВЧ благодаря практически полному отсутствию ограничений на физико-

топологические параметры исследуемых структур и на размерность решаемых задач.

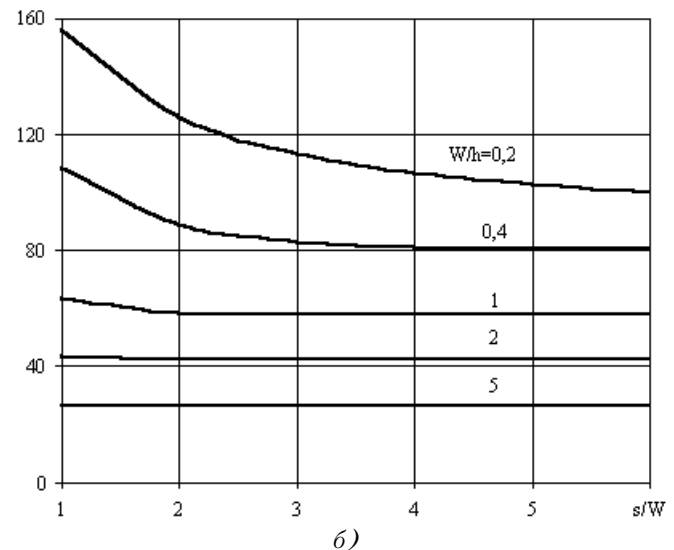
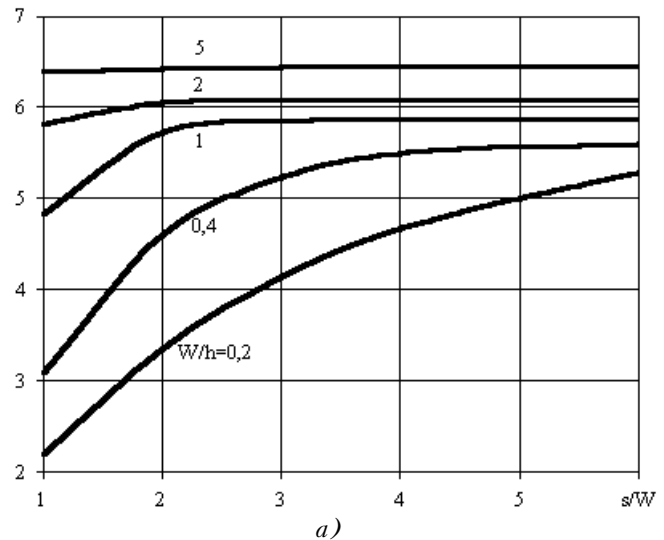


Рисунок 4 - Эффективная диэлектрическая проницаемость а) и волновое сопротивление б) микрополосковой линии при  $\epsilon_r = 9$

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Проектирование интегральных устройств СВЧ: Справочник / Ю.Г. Ефремов, В.В.Конин, Б. Д. Солганик и др. - К. Техника, 1990. - 159 с.
2. Миролубов Н.Н. и др. Методы расчета электростатических полей. - М.: Высшая школа, 1963. - 415 с.
3. Карпуков Л. М. Построение и анализ декомпозиционных моделей микрополосковых структур // Радиоэлектроника. - 1984. - Т. 27. - №9. - С. 32 - 36. (Изв. высш. учеб. заведений).
4. Smith C.E., Chang R.S. Microstrip transmission line with finite-width dielectric. // IEEE Trans., 1980.- MTT-28, №2. - P.90-94.
5. Карпуков Л. М. Символьный анализ устройств СВЧ // Радиоэлектроника. - 1982. - Т. 25. - №6. - С. 85 - 87. (Изв. высш. учеб. заведений).
6. Карпуков Л. М. Символьный анализ устройств СВЧ методом подсхем // Электронное моделирование. - 1984. - Т. 6. - №3. - С. 81 - 84.
7. Ортега Дж., Рейнболдт В. Итерационные методы решения нелинейных систем уравнений со многими неизвестными. Пер.с англ./ Под ред. И.В.Коновальцева.- М.: Мир, 1975. - 558с.

Надійшла 30.08.99

# МЕТОД АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОРАДИОЭЛЕМЕНТОВ АНАЛОГОВЫХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Н. Н. Касьян, К. Н. Касьян

*Предлагается метод диагностирования, позволяющий выявлять дефекты аналоговых функциональных преобразователей в виде отклонений электрических параметров и режимов работы комплектующих электрорадиоэлементов за допустимые пределы.*

*Пропонується метод діагностування, що дозволить виявляти дефекти аналогових функціональних перетворювачів у вигляді відхилень електричних параметрів і режимів роботи комплектуючих електрорадіоелементів за допустимі межі.*

*The method of diagnosings, allowing to reveal defects of analog functional converters as deviations of electrical parameters and modes of operations of components radioelements for allowable limits is offered.*

Анализ ряда технологических процессов производства различных аналоговых функциональных преобразователей (ФП) частоты, амплитуды и формы электрических сигналов показывает, что в среднем 10 - 20% ФП, поступающих на операцию регулировки и функционального контроля, являются дефектными и требуют определенного ремонта. Обобщенная диаграмма относительного распределения дефектов приведена на рисунке 1.

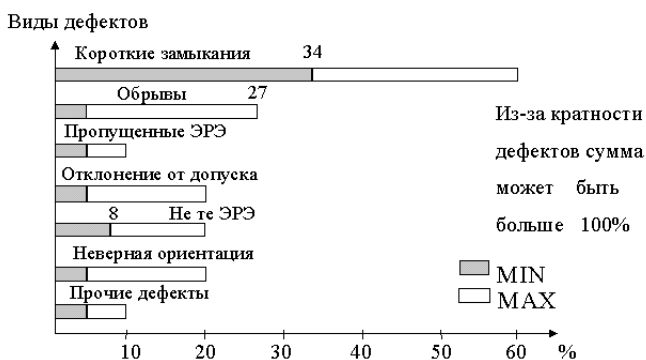


Рисунок 1 - Обобщенная диаграмма относительного распределения дефектов

Эффективно выявлять дефекты в виде обрывов и коротких замыканий позволяют традиционные методы (визуальный контроль, ручная прозвонка, функциональный контроль) и ряд специальных методов, например, метод справочников неисправностей. Выявление дефектов в виде выхода действительных значений параметров электрорадиоэлементов (ЭРЭ) за допуск является более сложной задачей, для решения которой предлагается

следующий метод.

Рассмотрим с точки зрения системного подхода исследуемый ФП (рис.2). Его внутренними параметрами  $q$  являются электрические параметры комплектующих ЭРЭ. На ФП действуют входные воздействия  $X$  и внешние факторы  $Z$ . Под действием этих факторов могут изменяться параметры  $q$ , что в свою очередь приводит к изменению выходных характеристик  $Y$ . Поэтому задачу диагностирования можно поставить следующим образом. Необходимо, измерив выходные характеристики ФП в доступных узлах схемы, определить действительные значения электрических параметров ЭРЭ, а определив эти значения рассчитать и режимы работы ЭРЭ, а затем, сравнив эти значения параметров и режимов работы с предельно допустимыми значениями, классифицировать техническое состояние ФП как исправное или неисправное. При этом ФП классифицируется как неисправный, если действительное значение хотя бы одного параметра или режима работы ЭРЭ выходит за допустимые границы, т.е. не выполняется условие (1).

$$\left\{ \begin{array}{l} q_1^{\text{НОМ}} - \Delta q_1^{\text{Н}} \leq q_1^{\text{Д}} \leq q_1^{\text{НОМ}} + \Delta q_1^{\text{В}} \\ q_2^{\text{НОМ}} - \Delta q_2^{\text{Н}} \leq q_2^{\text{Д}} \leq q_2^{\text{НОМ}} + \Delta q_2^{\text{В}} \\ \dots \\ q_N^{\text{НОМ}} - \Delta q_N^{\text{Н}} \leq q_N^{\text{Д}} \leq q_N^{\text{НОМ}} + \Delta q_N^{\text{В}} \end{array} \right. \text{ и } \left\{ \begin{array}{l} R_1^{\text{ДОП Н}} \leq R_1^{\text{Д}} \leq R_1^{\text{ДОП В}} \\ R_2^{\text{ДОП Н}} \leq R_2^{\text{Д}} \leq R_2^{\text{ДОП В}} \\ \dots \\ R_K^{\text{ДОП Н}} \leq R_K^{\text{Д}} \leq R_K^{\text{ДОП В}} \end{array} \right. , (1)$$

где  $q^{\text{НОМ}}$  - номинальное значение параметра,  $\Delta q^{\text{Н}}$  и  $\Delta q^{\text{В}}$  - соответственно нижний и верхний допуск на параметр,  $q^{\text{Д}}$  - действительное значение параметра,  $N$  - число диагностируемых электрических параметров,  $R^{\text{ДОП Н}}$  и  $R^{\text{ДОП В}}$  - соответственно нижнее и верхнее допустимое значение режима работы,  $R^{\text{Д}}$  - действительное значение режима работы,  $K$  - число диагностируемых электрических режимов работы.

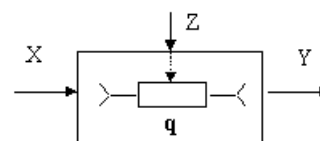


Рисунок 2 - Обобщенное изображение ФП как системы

Метод реализуется как на этапе производства ФП, так и на этапе его проектирования. На этапе проектирования решается задача обеспечения диагностируемости ФП. По спроектированной принципиальной электрической схеме рассчитываются его выходные характеристики с целью выбора тестовых входных воздействий и выходных характеристик, достаточных для однозначного определения значений всех диагностируемых параметров.

На этапе производства с помощью контрольно-измерительной аппаратуры на ФП подаются входные воздействия и измеряются выходные характеристики, выбранные на этапе обеспечения диагностируемости. По измеренным выходным характеристикам, с помощью программного комплекса диагностирования определяются действительные значения параметров и режимов работы элементов, сравниваются с допустимыми и по результатам сравнения принимается решение о техническом состоянии ФП.

С помощью описанного метода исследуется диагностическая модель аналогового ФП. Его математическая модель рассматривается в базе узловых потенциалов:

$$\mathbf{I}_m(\Phi_m) = 0, \quad (2)$$

где  $\Phi_m$  - вектор узловых потенциалов,  $\mathbf{I}_m$  - вектор узловых токов,  $m$  - количество узлов в схеме.

Т.к. в общем случае число параметров достаточно велико, а число доступных узлов схемы ФП, на которые можно подавать входные тестовые воздействия и измерять выходные характеристики существенно меньше числа недоступных узлов, задача определения значений параметров является оптимизационной задачей. При этом оптимизируются значения параметров ЭРЭ  $\mathbf{q}$  таким образом, чтобы максимально приблизить расчетные выходные характеристики к измеренным.

В качестве целевой функции оптимизации используется критерий минимума средне-квадратической ошибки. Целевая функция преобразовывается с учетом разнородности выходных характеристик (они приводятся к относительной форме) и того, что каждая характеристика представляется определенным числом дискретов во временной или частотной области:

$$f(\mathbf{q}) = \sum_{j=1}^M \sum_{r=1}^{r_j} \left( \frac{Y_{jr \text{ рас}}(\mathbf{q})}{Y_{jr \text{ изм}}(\mathbf{q})} - 1 \right)^2 \Rightarrow \min, \quad (3)$$

где  $Y_{jr \text{ рас}}(\mathbf{q})$ ,  $Y_{jr \text{ изм}}(\mathbf{q})$  - расчетное и измеренное значения  $r$ -го отсчета  $j$ -й выходной характеристики,  $M$  - число выходных характеристик,  $P_j$  - число отсчетов  $j$ -й выходной характеристики.

Выходные характеристики, входящие в целевую функцию рассчитываются с помощью метода Ньютона-Рафсона и метода L-U разложения [3, 4]. Значения диагностируемых параметров рассчитываются методом Давидона-Флетчера-Пауэлла (ДФП) [1, 2].

Элементы вектора градиента целевой функции (3) определяется по формуле

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

где

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial q_n} Y_{jr}(\mathbf{q}) &= A_{q_n}^{Y_{jr}} = \\ &= \lim_{\Delta q_n \rightarrow 0} \frac{\Delta Y_{jr}}{\Delta q_n} = \frac{Y_{jr}(q + \Delta q_n) - Y_{jr}(q_n)}{\Delta q_n} \end{aligned} \quad (5)$$

- функции чувствительности выходных характеристик по параметрам, рассчитываемые методом приращений.

Т.к. в процессе обеспечения диагностируемости ФП, на диагностируемые параметры приходится накладывать ограничения, а метод ДФП является методом безусловной оптимизации, применяется метод преобразованных параметров [2].

Для успешного диагностирования необходимо предварительно обеспечить диагностируемость ФП. Задачей обеспечения диагностируемости в разработанном методе является задача нахождения глобального минимума целевой функции (3). Проверка этого проводится следующим образом. Все параметры элементов узла задаются номинальными  $\mathbf{q}_{\text{НОМ}}$  и рассчитываются соответствующие им номинальные выходные характеристики  $\mathbf{Y}_{\text{НОМ}}$ . Затем эти выходные характеристики подставляются в целевую функцию (3) в качестве измеренных  $\mathbf{Y}_{\text{НОМ}} = \mathbf{Y}_{\text{ИЗМ}}$ , а начальные значения параметров задаются отклоненными от номинальных случайным образом  $\mathbf{q}_0 \neq \mathbf{q}_{\text{НОМ}}$ . Если в результате оптимизации значения параметров становятся равными номинальным  $\mathbf{q}_{\text{расч}} = \mathbf{q}_{\text{НОМ}}$ , значит глобальный минимум найден. Для того, чтобы глобальный минимум был найден из любой начальной точки необходимо:

- накладывать ограничения на возможные значения параметров (обычно в 2 - 3 раза превышающие допуск);
- включать в целевую функцию (3) дополнительные выходные характеристики.

При этом порядок выбора характеристик следующий. В первую очередь включаются характеристики, снимаемые с внешних узлов схемы в функциональном режиме работы. Затем - характеристики, снимаемые с доступных внутренних узлов схемы в функциональном режиме. Если этих характеристик недостаточно - на схему подаются тестовые воздействия и снимаются выходные характеристики с внешних или доступных внутренних узлов.

После того, как диагностируемость ФП обеспечена можно проводить диагностирование. Для этого с помощью контрольно-измерительной аппаратуры на ФП подаются входные воздействия и измеряются выходные характеристики, выбранные на этапе обеспечения диаг-

ностируемости, а затем по измеренным характеристикам рассчитываются значения параметров и режимов работы ЭРЭ, которые сравниваются с допустимыми.

Для автоматизированного диагностирования ЭРЭ ФП разработан программный комплекс, состав которого приведен на рисунке 3.

Структурное разбиение комплекса на ряд функциональных блоков выполнено в соответствии с основными задачами, которые решаются программным комплексом в процессе его функционирования с целью обеспечения диагностируемости ФП на стадии его проектирования или диагностирования комплектующих ЭРЭ в процессе производства ФП.

Каждый блок структурной схемы представляет собой набор программных модулей, объединенных в блок, с точки зрения функционального назначения. Программные модули решают частные задачи по реализации

отдельных методов и вычислительных процедур. Блочнo-модульная структура комплекса позволяет эффективным образом дополнять комплекс другими функциональными блоками и программными модулями, расширяющими его возможности, а также использовать уже имеющиеся блоки.

Таким образом, предложенный метод позволяет выявлять дефекты аналоговых функциональных преобразователей, которые традиционными методами диагностирования не выявляются. При этом действительные значения параметров комплектующих элементов определяются расчетным путем на основе экспериментально полученных выходных характеристик ФП и затем сравниваются с допустимыми значениями, а набор выходных характеристик, достаточный для однозначного определения параметров элементов определяется путем моделирования на этапе проектирования ФП.

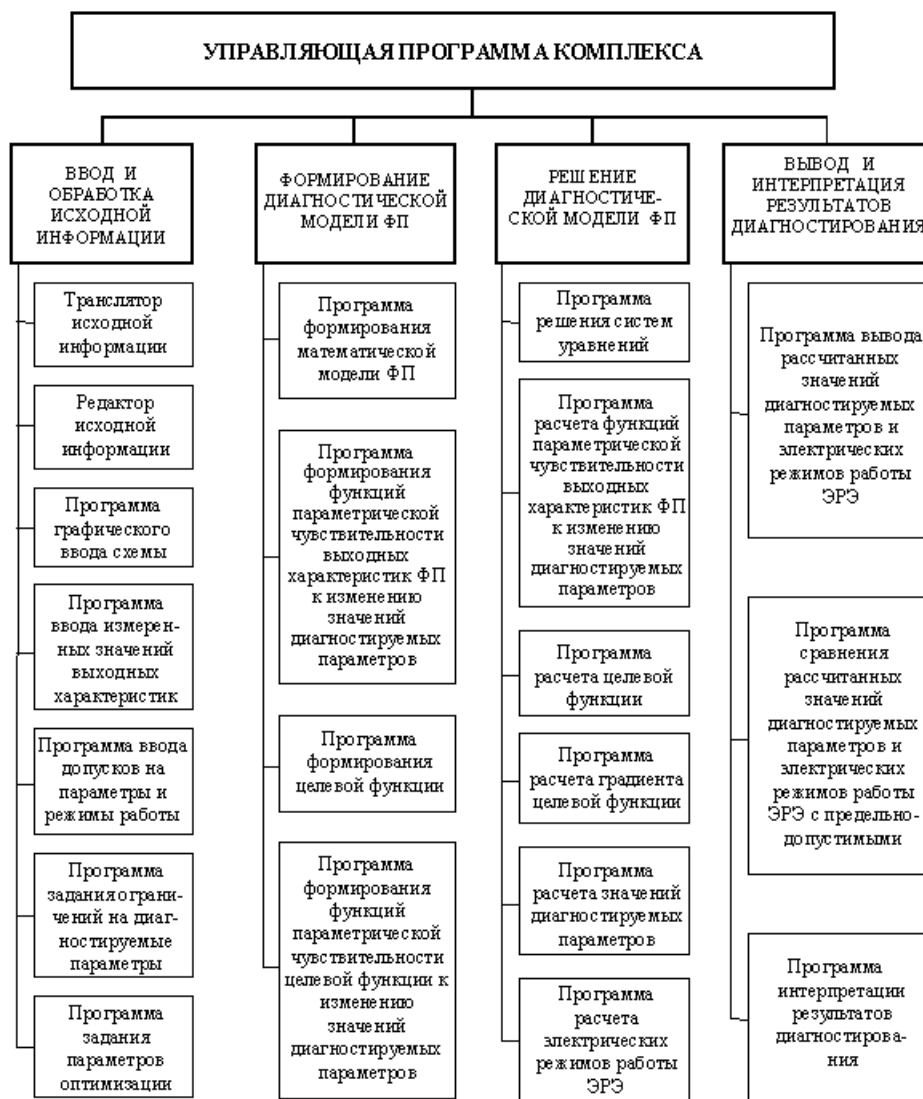


Рисунок 3 - Состав программного комплекса диагностирования

**ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. Банди Б. Методы оптимизации. Вводный курс: Пер. с англ. - М.: Радио и связь, 1988. - 128 с.: ил.
2. Батищев Д.И. Методы оптимального проектирования.: Учеб. пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 1984. - 248 с.: ил.
3. Влах И., Сингхал К. Машинные методы анализа и

- проектирования электронных схем. Пер с англ. - М.: Радио и связь, 1988.- 560 с.: ил.
4. Глоризов Е.Л. и др. Введение в автоматизацию схемотехнического проектирования. - М.: Сов. радио, 1976. - 224 с.: ил.

Надійшла 16.04.99  
Після доробки 03.09.99

УДК 621.3.083

## **ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ГЕНЕРАТОРОВ ДЛЯ ЧАСТОТНЫХ ДАТЧИКОВ ПО КРИТЕРИЮ НЕСТАБИЛЬНОСТИ НАЧАЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ**

В. А. Костенко, Н. А. Омельчук, В. В. Семёнов

*В статье проведён анализ неустойчивости частоты автогенераторов, предназначенных для частотных датчиков, произведена оптимизация параметров элементов частотно-зависимых цепей и даны рекомендации по их выбору.*

*У статті проведений аналіз нестійкості частоти автогенераторів, призначених для частотних датчиків, виконана оптимізація параметрів елементів частотно-залежних кіл та подані рекомендації з їхнього вибору.*

*In the article the analysis of frequency instability of oscillators, which is intended for frequent gauges, is performed, the optimization of parameters for frequency - dependent circuit elements is made and the recommendations at their choice are given.*

**ВВЕДЕНИЕ**

Современные тенденции развития измерительных систем, предназначенных для работы в условиях значительных помех или для дистанционных измерений, характеризуются всё более широким применением цифровых методов обработки информации [1]. Требованиям, предъявляемым к датчикам в подобных системах, в наибольшей мере соответствуют датчики с частотно-модулированным выходным сигналом. Поскольку преобразование аналогового сигнала чувствительного элемента в частоту выходного сигнала обычно сопровождается дополнительной погрешностью [2], представляют интерес схемы промежуточных преобразователей, обеспечивающие непосредственное преобразование изменения информационного параметра чувствительного элемента (индуктивности, ёмкости, сопротивления) в частоту или период выходного напряжения датчика. В настоящее время эта задача решается с помощью автогенераторов, в которых чувствительный элемент входит в состав частотно-зависимой цепи положительной обратной связи [3,4]. Одним из основных источников погрешности измерения частотных датчиков является неустойчивость начальной частоты генератора, которая не может быть скорректирована в процессе дальнейшей обработки информации. Причинами такой неустойчи-

ности могут быть температурная неустойчивость элементов схемы, зависимость их параметров от напряжения питания и т.д. Для генераторов, выполненных на базе интегральных операционных усилителей, основной причиной ухода собственной частоты (без учёта изменения параметров чувствительного элемента) является зависимость фазочастотной характеристики усилителя от внешних факторов, главные из которых - температура и напряжение питания.

Целью предлагаемой работы является оценка неустойчивости автогенераторов LC и RC типов, выполняемых на базе интегральных операционных усилителей, и оптимизация параметров хронизирующих элементов по критерию стабильности начальной частоты автогенератора.

**МЕТОДИКА АНАЛИЗА НЕСТАБИЛЬНОСТИ АВТОГЕНЕРАТОРА**

Для оценки влияния параметров автогенератора на стабильность его начальной частоты рассмотрим систему, структурная схема которой показана на рис.1. Система содержит усилитель с коэффициентом усиления  $K$ , частотно-зависимую цепь положительной обратной связи (ПОС) с коэффициентом передачи  $W(j\omega)$  и частотно-независимую цепь отрицательной обратной связи (ООС) с коэффициентом передачи  $\beta$ . Изменение параметров усилителя, в предположении, что рабочий диапазон частот генератора соответствует средним частотам усилителя, учитывается с помощью дополнительного звена, имеющего коэффициент передачи  $K(\mu)$ , зависящий от параметра возмущения  $\mu$ :

$$K(\mu) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} = (1 + j\mu),$$

где  $\mu \ll 1$  - малый параметр, учитывающий сдвиг фазы выходного сигнала усилителя под воздействием внешних возмущающих факторов.



Таким образом, полная передаточная характеристика усилителя может быть записана в виде:

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = K(j\omega) = K \cdot K(\mu) = K \cdot (1 + j\mu). \quad (1)$$

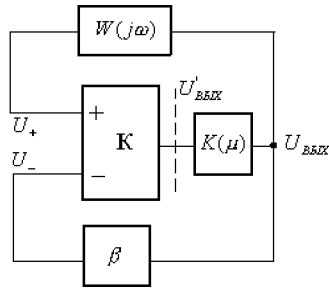


Рисунок 1

Введём обозначения:

$$W(j\omega) = \frac{U_+}{U_{\text{ВХ}}} = A + jB, \quad (2)$$

где  $A$  и  $B$  - соответственно, вещественная и мнимая части коэффициента передачи цепи ПОС.

Поскольку

$$U_{\text{ВХ}} = U_+ - U_- = (A + jB)U_{\text{ВЫХ}} - \beta U_{\text{ВЫХ}},$$

то с учётом (1) и (2) нетрудно получить уравнение замкнутой системы:

$$1 - K(1 + j\mu)[(A + jB) - \beta] = 0. \quad (3)$$

Как известно [5], в стационарном режиме автоколебательной системы равенство нулю уравнения (3) требует равенства нулю как вещественной, так и мнимой частей.

Вещественную часть уравнения системы можно записать в виде:

$$1 - K(A - \beta) + \mu KB = 0. \quad (4)$$

Соотношение (4) определяет так называемый баланс амплитуд и показывает, что для устойчивости автоколебаний при наличии внешних возмущений необходимо регулировать коэффициент усиления в петле обратной связи. Соответственно, уравнение для мнимой части, определяющее баланс фаз, можно представить в виде:

$$K[\mu(A - \beta) + B] = 0. \quad (5)$$

Раскрыв скобки в (4) и решив его относительно  $K\beta$ , после подстановки в (5), получим:

$$\mu(\mu KB + 1) + KB = 0.$$

Отсюда, пренебрегая величиной  $\mu^2 KB$ , получим

$$\mu + KB = 0$$

или

$$B = -\frac{\mu}{K}. \quad (6)$$

Физический смысл этого соотношения заключается в том, что в стационарном режиме фазовый сдвиг, вызываемый внешним возмущением, должен быть скомпенсирован за счёт фазового сдвига в звене положительной обратной связи, причём величина этого сдвига обратно

пропорциональна коэффициенту усиления  $K$ . Поскольку требуемый сдвиг фазы возможен только за счёт изменения частоты автоколебаний, то внешнее возмущение приводит к соответствующему отклонению частоты, величина которого определяется крутизной фазовой характеристики ( $\Phi X$ ) частотно-зависимой цепи ПОС [6] и, как вытекает из (6), величиной внутреннего коэффициента усиления операционного усилителя.

## ОЦЕНКА НЕСТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ LC-ГЕНЕРАТОРА

На рис.2. показана эквивалентная схема четырёх-полюсника ПОС стандартного LC-генератора на операционном усилителе. Предположим, что ёмкость колебательного контура является чувствительным элементом датчика, а резистор  $R_1$  - сопротивление обратной связи.

Представим коэффициент передачи в петле положительной ОС в виде [6]:

$$W(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_{\text{ВХ}}}{R_1 + Z_{\text{ВХ}}}. \quad (7)$$

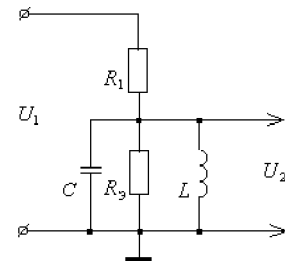


Рисунок 2

Кроме того,

$$Z_{\text{ВХ}} = X + jY = \frac{R_3}{1 + \xi^2} - j \frac{R_3 \xi}{1 + \xi^2}, \quad (8)$$

где  $R_3 = Q\rho$  - эквивалентное сопротивление контура;

$\xi = Q \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$  - обобщённая расстройка;  $Q$  - доброт-

ность контура,  $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$  - характеристическое сопротивление;

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  - собственная частота контура,  $\omega$  - ра-

бочая частота.

Используя (2), (7) и (8) и полагая  $\xi \ll 1$ , что соответствует небольшим расстройкам, можно показать что:

$$A = \frac{R_3}{R_1 + R_3}, \quad B = -\frac{R_1 R_3 \xi}{(R_1 + R_3)^2}.$$

После подстановки  $B$  в (5) получим:

$$\mu - K \frac{R_1 R_3 \xi}{(R_1 + R_3)^2} = 0.$$

Оценим нестабильность начальной частоты через приращение возмущающего параметра.

Используя

$$\Delta\mu = \frac{d}{d\omega}(KB)\Delta\omega = \frac{d}{d\omega} \left[ \frac{K \cdot R_1 \cdot R_3 \cdot Q \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{(R_1 + R_3)^2} \right] \Delta\omega,$$

после взятия производной, полагая  $\omega \approx \omega_0$ , получим:

$$\Delta\mu = -K \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_3} \cdot 2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0}. \quad (9)$$

Введём величину  $R'_3 = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3}$  - входное сопротивление контура с учётом влияния сопротивления обратной связи  $R_1$ . Если выходное сопротивление усилителя  $R_{\text{вых}} \ll R_1$  то резистор  $R_1$  включён параллельно  $R_3$ . Тогда коэффициент  $\frac{R_1}{R_1 + R_3} \cdot \frac{R_3}{R_3} = \frac{R'_3}{R_3}$ .

Соответственно, эквивалентная добротность контура, с учётом шунтирующего влияния резистора обратной связи, равна  $Q' = \frac{R'_3}{R_3} \cdot Q$ . Тогда уравнение (9) можно переписать в виде:

$$\begin{aligned} \Delta\mu &= -K \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot 2Q' \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \\ &= -K \cdot K_+ \cdot 2Q' \frac{\Delta\omega}{\omega_0}, \end{aligned} \quad (10)$$

где  $K_+ = |W(j\omega)|$  - модуль комплексного коэффициента передачи цепи ПОС.

Следовательно, относительная нестабильность определяется уравнением:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -\frac{\Delta\mu}{K \cdot K_+ \cdot 2Q'}.$$

Можно показать, что существует оптимальная величина  $R_1/R_3$ , т.к. увеличение  $K_+$  требует уменьшения  $R_1$ , что приводит к уменьшению эквивалентной добротности контура  $Q'$ . Действительно

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -\frac{\Delta\mu}{K \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_3} \cdot 2Q} = -\frac{\Delta\mu}{2KQ} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right).$$

Исследуя эту функцию на экстремум по  $R_1$ , можно убедиться, что  $R_{1 \text{ опт}} = R_3$ .

Тогда, при  $R_1 = R_3$ , получим  $K_+ = \frac{1}{2}$  и  $Q' = \frac{1}{2}Q$ .

Следовательно, абсолютная минимальная нестабильность частоты

$$\Delta\omega = -\frac{\Delta\mu}{2K \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot Q} \omega_0 = \frac{2\Delta\mu}{KQ} \cdot \omega_0. \quad (11)$$

Таким образом, при  $K = 10^4$ ,  $Q = 100$  и  $\Delta\mu \approx 1 \text{ град}$ , получим  $\frac{\Delta\omega}{\Delta\mu} = 2 \cdot 10^6 \cdot \omega_0 [\text{рад}/\text{град}]$ .

Принимая во внимание, что нестабильность катушки индуктивности трудно сделать меньше, чем 0,05 - 0,07% [3], можно сделать вывод, что изменение параметров операционного усилителя мало влияет на нестабильность начальной частоты генератора, так как в основном она определяется нестабильностью собственной частоты колебательного контура. Принято считать, что RC-генераторы обладают меньшей стабильностью частоты по сравнению с генераторами LC-типа из-за меньшей добротности цепи ПОС. Однако, ниже показано, что при достаточно большом коэффициенте усиления в петле обратной связи, что характерно для интегральных операционных усилителей, RC-генераторы имеют не меньшую стабильность начальной частоты, чем генераторы с колебательными контурами (за исключением кварцевых) и, кроме того, имеют преимущества по таким параметрам, как линейность и чувствительность.

### ОЦЕНКА НЕСТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ RC-ГЕНЕРАТОРОВ

На рис.3. показана эквивалентная схема четырёхполюсника ПОС RC-генератора на операционном усилителе с мостом Вина. Известно [3], что комплексный коэффициент передачи  $W(j\omega)$  для этой схемы описывается уравнением:

$$\begin{aligned} W(j\omega) &= \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{1 + \frac{Z_1}{Z_2}} = \\ &= \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j\left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)} = \frac{1}{X + jY}, \end{aligned} \quad (12)$$

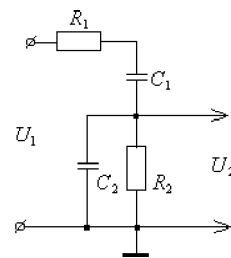


Рисунок 3

Используя (2) и (12), можно получить

$$A = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2};$$

при  $\omega \approx \omega_0$  это соотношение упрощается:

$$A = \frac{1}{1 + \frac{R_1 + C_2}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}}$$

В частном случае, при  $R_1 = R_2$  и  $C_1 = C_2$ , коэффициент  $A = \frac{1}{3}$ .

Соответственно, для коэффициента при мнимой части получим

$$B = \frac{\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}}{\left(1 + \frac{R_1 + C_2}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}. \quad (13)$$

Взяв производную от (13) по  $d\omega$  и пренебрегая величиной второго порядка малости, можно получить выражение для приращения возмущающего параметра:

$$\Delta\mu = \frac{d}{d\omega}(KB)\Delta\omega = -K \cdot \frac{1}{9} \cdot \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}. \quad (14)$$

Таким образом, решив (14) относительно приращения частоты, получим:  $\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{9\Delta\mu}{2K} = 4,5 \frac{1}{K} \Delta\mu$  или  $\frac{\Delta\omega}{\Delta\mu} = \frac{9}{2K} \omega_0$ .

Следовательно, при  $K = 10^4$  будем иметь  $\frac{\Delta\omega}{\Delta\mu} = 4,5 \cdot 10^{-4} \cdot \omega_0$  [рад/град]. Принимая во внимание, что стабильность  $\omega_0$  определяется стабильностью резисторов и конденсаторов, входящих в состав цепи ПОС, которая может быть весьма высокой, можно утверждать, что результирующая нестабильность начальной частоты должна быть одного порядка с нестабильностью LC-генератора и может быть уменьшена при увеличении коэффициента усиления операционного усилителя.

Анализ показывает, что равенство постоянных времени  $R_1 C_2 = R_2 C_1$  не является оптимальным для достижения минимальной нестабильности частоты генератора. Выясним влияние соотношения параметров моста на крутизну ФХ и, следовательно, на стабилизирующую способность схемы. Предположим, что постоянные времени связаны между собой через параметр  $\lambda$  следующим образом:

$$\tau_1 = R_1 C_2 = \lambda \cdot \tau_0 = \frac{\lambda}{\omega_0} \quad \text{и} \quad \tau_2 = R_2 C_1 = \frac{1}{\lambda} \cdot \tau_0 = \frac{1}{\lambda \omega_0},$$

где  $\omega_0$  - требуемая частота выходного сигнала.

Кроме того, введём параметр  $\gamma$  для связи между резисторами, т.е. допустим, что:  $R_1 = \gamma R_0$ , и  $R_2 = \frac{1}{\gamma} R_0$ .

$$\text{Тогда} \quad \frac{R_1 C_2}{R_2 C_1} = \lambda^2 \quad \text{и} \quad \frac{C_2}{C_1} = \lambda^2 \cdot \frac{R_1}{R_2} = \frac{\lambda^2}{\gamma^2}.$$

Используя введённые обозначения, перепишем коэффициент при мнимой части в уравнении системы в следующем виде:

$$B = \frac{\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}}{\left(1 + \frac{R_1 + C_2}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}\right)^2 + \left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)^2} = \frac{\lambda \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}{\left(1 + \gamma^2 + \frac{\lambda^2}{\gamma^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2} \approx \frac{\lambda \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}{\left(1 + \gamma^2 + \frac{\lambda^2}{\gamma^2}\right)^2}.$$

Соответственно

$$\frac{dB}{d\omega} = \frac{\lambda}{\left(1 + \gamma^2 + \frac{\lambda^2}{\gamma^2}\right)^2} \cdot \frac{2}{\omega_0} = \frac{1}{\frac{1}{\lambda} \left(1 + \gamma^2 + \frac{\lambda^2}{\gamma^2}\right)^2} \cdot \frac{2}{\omega_0}. \quad (15)$$

Исследуя знаменатель (15) на экстремум относительно  $\lambda$ , можно показать, что существует оптимальная величина:

$$\lambda_0 = \sqrt{\frac{\gamma^2(1+\gamma^2)}{3}}. \quad (16)$$

В частности, при  $\gamma = 1$ , т.е. при  $R_1 = R_2$ , максимальная крутизна ФХ соответствует  $\lambda_0 = \sqrt{\frac{2}{3}}$ , т.е.

$$\tau_1 = 0,816 \frac{1}{\omega_0} \quad \text{и} \quad \tau_2 = \frac{1}{0,816} \cdot \frac{1}{\omega_0}.$$

Следовательно, в этом случае

$$\Delta\mu = \frac{d}{d\omega} \left[ \frac{K \left( \omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1} \right)}{\left( 1 + \frac{R_1 + C_2}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \right)^2} \right] \Delta\omega = \frac{d}{d\omega} \left[ \frac{K \lambda \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{\left( 1 + \gamma^2 + \frac{\lambda^2}{\gamma^2} \right)^2} \right] \Delta\omega = - \frac{K \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{2}{\omega_0}}{\left( 2 + \frac{2}{3} \right)^2} \Delta\omega;$$

отсюда  $\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{(2,66)^2}{2 \cdot 0,816 \cdot K} \Delta\mu = 4,36 \frac{1}{K} \Delta\mu$ , что, действительно, несколько меньше чем при  $\lambda = 1$ .

Аналогично, используя  $\lambda = \lambda_0$ , можно найти оптимум и по  $\gamma$ .

Подставляя (16) в (15), переходя к конечным приращениям, после некоторых преобразований, получим:

$$\Delta\mu = - \frac{2K}{\omega_0} \cdot \frac{\gamma}{\sqrt{3} \left( 1 + \frac{1}{3} \right)^2 (1 + \gamma^2)^{\frac{3}{2}}} \cdot \Delta\omega.$$

Вычислив коэффициенты и решив относительно  $(\Delta\omega)/\omega_0$ , будем иметь:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{3,06}{2K} \cdot \frac{(1 + \gamma^2)^{\frac{3}{2}}}{\gamma} \cdot \Delta\mu.$$

Исследование полученной зависимости на экстремум относительно  $\gamma$  показывает, что существует минимум при  $\gamma_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}$ . Подставляя  $\gamma_0$  в (16), получим  $\lambda_0 = \frac{1}{2}$ , что обеспечивает минимальное отклонение частоты, равное  $\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{3,06}{2K} \cdot \frac{(1,5)^{\frac{3}{2}}}{0,707} \cdot \Delta\mu = 3,975 \frac{1}{K} \Delta\mu$ . Таким образом, выбирая оптимальное соотношение между величинами элементов моста, т.е. при выполнении соотношений  $R_1 C_2 = \frac{1}{4} R_2 C_1$  и  $R_1 = \frac{1}{2} R_2$ , можно повысить стабильность частоты автогенератора приблизительно на 25%.

В [3] описана оригинальная схема частотного датчика, основанная на RC-генераторе с Г-образной хронизирующей цепочкой, которая, благодаря автоподстройке параметров цепи, имеет более высокую чувствительность и обеспечивает линейную зависимость периода выходного напряжения от изменения информационного параметра чувствительного элемента (резистора  $R_2$ ). Проанализируем эту схему с точки зрения стабильности начальной частоты генератора.

Комплексный коэффициент передачи цепи ПОС, схема которой показана на рис.4, описывается уравнением:

$$W(j\omega) = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}\right) + j\left(\omega R_1 C_1 - \frac{1}{\omega R_2 C_2}\right)} = \frac{1}{X + jY},$$

где  $X = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}$ , что при  $R_1 C_1 = R_2 C_2$  даёт

$$X = 2 + \frac{R_1}{R_2}; \quad Y = \omega R_1 C_1 - \frac{1}{\omega R_2 C_2} = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}, \quad \text{что при}$$

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 \text{ даёт } \omega_0 = \frac{1}{RC}.$$

Используя (2), и равенство нулю мнимой части, будем иметь

$$\mu = -KB = -\frac{K\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}{\left(2 + \frac{R_1}{R_2}\right)^2},$$

и, соответственно,

$$\begin{aligned} \Delta\mu &= \frac{d}{d\omega} B \Delta\omega = -\frac{K\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}{\left(2 + \frac{R_1}{R_2}\right)^2} \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \\ &= -2K \cdot \frac{1}{\left(2 + \frac{R_1}{R_2}\right)} \cdot \frac{1}{\left(2 + \frac{R_1}{R_2}\right)} \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -2K \cdot K_+ \cdot Q' \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0}. \end{aligned}$$

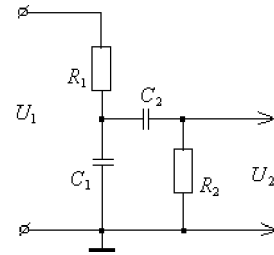


Рисунок 4

Таким образом, при  $R_1 = R_2$  в этой схеме нестабильность начальной частоты такая же, как и для генератора с мостом Вина:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{9}{2K} \Delta\mu = 4,5 \frac{\Delta\mu}{K}.$$

Для анализа влияния параметров схемы на нестабильность начальной частоты применим методику, использованную выше для схемы с мостом Вина. Тогда  $R_1 C_1 = \frac{\lambda}{\omega_0}$ ,  $R_2 C_2 = \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{1}{\omega_0}$  и, кроме того,  $R_1 = \gamma R_0$ ,

$R_2 = \frac{1}{\gamma} R_0$ . Мнимую часть уравнения системы запишем в

$$\text{виде } B = \frac{\omega R_1 C_1 - \frac{1}{\omega R_2 C_2}}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}\right)^2} = \frac{\lambda \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}{(1 + \gamma^2 + \lambda^2)^2}.$$

Соответственно крутизна фазовой характеристики

$$\frac{dB}{d\omega} = \frac{2}{\omega_0 \frac{1}{\lambda} (1 + \gamma^2 + \lambda^2)^2}. \quad (17)$$

Исследование знаменателя уравнения (17) на максимум даёт  $\lambda_0 = \sqrt{\frac{1 + \gamma^2}{3}}$ , откуда, в частности, следует, что

при  $\gamma = 1$  ( $R_1 = R_2$ ) ёмкости RC-цепочек должны отличаться:  $\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} = \lambda^2 = \frac{2}{3}$ , и, следовательно, при  $R_1 = R_2$

соотношение ёмкостей  $C_2 = \frac{2}{3} C_1$ . Приращение возмущающего параметра для данной схемы  $\Delta\mu = -K \frac{dB}{d\omega} \Delta\omega =$

$$= -\frac{K \lambda_0^2}{\omega_0 (1 + \gamma^2 + \lambda_0^2)^2}. \quad \text{Нестабильность схемы в этом случае}$$

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -\frac{X^2}{2K \lambda_0} \Delta\mu = \frac{\left(1 + 1 + \frac{2}{3}\right)^2}{2K \sqrt{\frac{2}{3}}} \Delta\mu = 4,36 \cdot \frac{1}{K} \Delta\mu, \quad \text{т.е. такая}$$

же, что и для схемы с мостом Вина. Анализ крутизны

фазовой характеристики от параметра  $\gamma$  при  $\lambda = \lambda_0$  показывает, что для этой схемы максимальная крутизна достигается при  $\gamma = 0$ .

$$\text{В этом случае } \lambda_0 = \sqrt{\frac{1+\gamma^2}{3}} = \sqrt{\frac{1}{3}}, X = 1 + \frac{1}{3}, \text{ и, соответственно, } \Delta\mu = -\frac{K\lambda^2}{X^2} \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -\frac{2K}{\sqrt{3}\left(1 + \frac{1}{3}\right)^2} \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0}, \text{ что даёт}$$

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -\frac{\sqrt{3}\left(1 + \frac{1}{3}\right)^2}{2} \cdot \frac{\Delta\mu}{K} = 1,54 \frac{1}{K} \Delta\mu.$$

Таким образом, в RC-генераторе с Г-образной хронизирующей цепочкой, имеющей оптимальные параметры, нестабильность начальной частоты снижается более чем в 2 раза по сравнению с симметричной схемой. Умень-

шение  $\gamma$  ограничено снижением входного сопротивления фазосдвигающей цепи, что приводит к перегрузке операционного усилителя. С другой стороны, для получения результата, близкого к теоретическому пределу, достаточно обеспечить  $\gamma$  порядка 0,2 - 0,3. На рис.5 показаны результаты компьютерного моделирования частотных характеристик Г-образной частотно-зависимой цепочки с параметрами, рассчитанными по изложенной методике для  $\gamma = 0,2$ , и со стандартными параметрами ( $R_1 = R_2, C_1 = C_2, \gamma = 1$ ). Как видно из приведенных кривых, хронизирующая цепь с оптимальными параметрами, по сравнению с симметричной схемой, имеет больший коэффициент передачи и большую крутизну фазочастотной характеристики, что и обеспечивает более высокую стабильность начальной частоты.

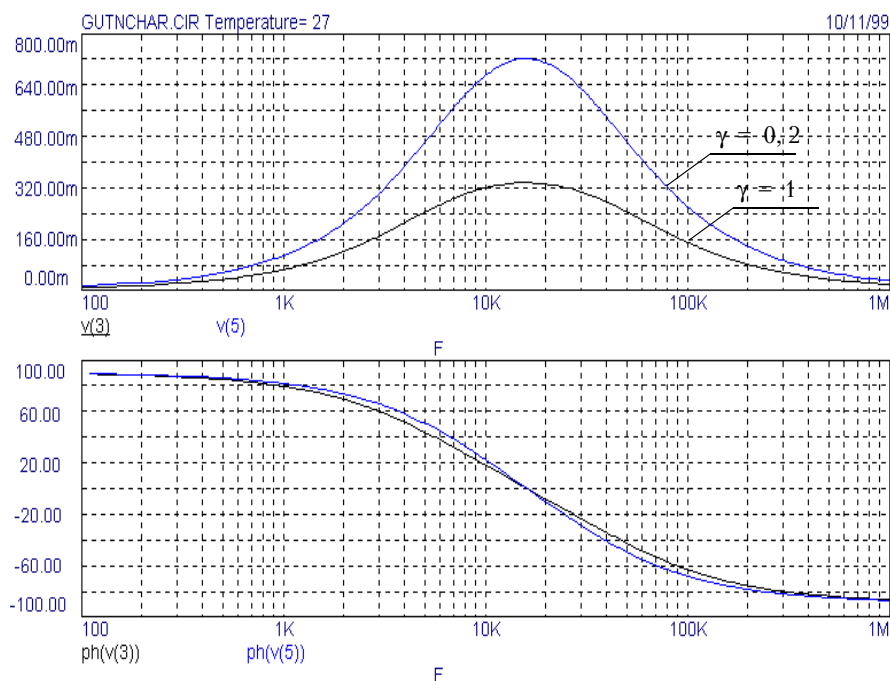


Рисунок 5

## ВЫВОДЫ

Приведенный выше анализ нестабильности начальной частоты автогенераторов частотных датчиков, возникающей под действием внешних возмущающих факторов, позволяет сделать следующие выводы:

1. В автогенераторах на базе операционных усилителей, имеющих достаточно большой коэффициент усиления, благодаря наличию глубокой отрицательной обратной связи, изменение параметров усилителя под воздействием внешних факторов мало влияет на относительную нестабильность частоты.

2. Выбор оптимальных (с точки зрения стабильности частоты) соотношений между величинами элементов частотно-зависимых цепей автогенератора, позволяет добиться существенного (для некоторых схем до двух

раз) снижения нестабильности начальной частоты, что обеспечивает соответствующее уменьшение аддитивной составляющей погрешности частотного датчика

3. Поскольку резисторы и конденсаторы имеют весьма малую нестабильность, то, следовательно, RC-генераторы, по сравнению с LC-генераторами, при правильном выборе параметров схемы обеспечивают большую стабильность начальной частоты.

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Электрические измерения неэлектрических величин./ Под ред. П.В. Новицкого. - Л., "Энергия", 1975. - 576 с. с ил.
2. Арш Э.И. Автогенераторные методы и средства измерений. - М.: Машиностроение, 1979. - 256 с.
3. Новицкий П.В., Кнорринг В.Г., Гутников В.С. Цифровые приборы с частотными датчиками. - Л., "Энегия" 1970. -

- 424 с.
4. Костенко В. Л. Комбинированные твердотельные структуры и микрорелектронные сенсоры. - Запорожье, издательство ЗГИА, 1997, - 109 с.
5. Блэкьер О. Анализ нелинейных систем: Пер. с англ./ Под ред. Р.В. Хохлова. - М.: Мир, 1969. - 400 с.
6. Зернов Н.В., Карпов В.Г. Теория радиотехнических цепей./ Издание 2-ое, перераб. и доп. - Л., "Энергия", 1972. - 816 с. Надійшла 30.06.99  
Після доробки 01.10.99

УДК 621.391.26

## МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ ПОЛОСЫ РЕЖЕКЦИИ СКОРОСТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ СЕЛЕКЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

В. Н. Лаврентьев, Д. М. Пиза

*Предложен метод формирования полосы режекции скоростной характеристики системы селекции движущихся целей. Метод позволяет сформировать полосу режекции, ширина которой в области доплеровских частот превышает половину частоты повторения зондирующих импульсов радиолокационной станции. Эффективность метода подтверждена результатами полунатурного моделирования с использованием зарегистрированных реальных радиолокационных сигналов.*

*Запропоновано метод формування смуги режекції швидкісної характеристики системи селекції рухомих цілей, який дозволяє сформувати смугу режекції, ширина якої в області доплерівських частот перевищує половину частоти повторення зондуючих імпульсів радіолокаційної станції. Ефективність методу підтверджена результатами напівнатурного моделювання з використанням зареєстрованих реальних радіолокаційних сигналів.*

*The method of forming of the rejection band of the moving targets selection system speed characteristic is presented here. The method enables to form the rejection band the width of which in the Doppler frequencies area exceeds a half value of the repetition frequency of radar probing pulses. The method's effectiveness is assured by the results of simulation with the use of registered real radar signals.*

### ВВЕДЕНИЕ

Современные наземные обзорные радиолокационные станции (РЛС) сантиметрового диапазона имеют максимальную дальность действия 100км - 500км [1, 2, 3]. При этом частоты повторения зондирующих импульсов РЛС лежат в пределах 300Гц - 1500Гц, что делает невозможным однозначное измерение радиальной скорости большинства летательных аппаратов. К примеру, самолет, движущийся со скоростью 720км/ч по направлению к РЛС десятисантиметрового диапазона, имеет, в соответствии с выражением [4],

$$Fd = (2Vp)/\lambda, \quad (1)$$

где  $Vp$  - радиальная скорость цели;

$\lambda$  - длина волны зондирующего сигнала РЛС, доплеровский сдвиг частоты  $Fd$ , равный 4000Гц. Неоднозначность измерения доплеровской частоты приводит

к возникновению эффекта так называемых "слепых" скоростей, при котором движущаяся цель, имеющая доплеровский сдвиг частоты кратный частоте повторения зондирующих импульсов РЛС, воспринимается системой селекции движущихся целей (СДЦ) как неподвижный объект. С эффектом "слепых" скоростей в современных РЛС успешно борются путем изменения (вобуляции) частоты повторения зондирующих импульсов.

Другой серьезной проблемой для РЛС с неоднозначным определением скорости является проблема подавления дискретных пассивных помех. Данный класс пассивных помех характеризуется доплеровским сдвигом частот, достигающим, а во многих случаях и превышающим половину частоты повторения зондирующих импульсов обзорных РЛС.

Во многих обзорных РЛС используются системы СДЦ на основе схем череспериодной компенсации (ЧПК) [1, 2, 3, 5]. Амплитудно-частотная характеристика схемы ЧПК определяется выражением [5]

$$K(\omega) = 2^{\vartheta} \sin((\omega Tп)/2), \quad (2)$$

где  $Tп$  - период повторения зондирующих импульсов РЛС;

$\vartheta$  - степень кратности схемы ЧПК;

$\omega$  - доплеровская частота входного сигнала.

Из выражения (2) следует, что, по мере увеличения кратности схемы ЧПК, вместе с ростом полосы режекции, происходит сужение полосы пропускания, причем максимум коэффициента передачи схемы ЧПК расположен на частоте, равной половине частоты повторения зондирующих импульсов РЛС. Следовательно, системы СДЦ на основе схем ЧПК в принципе не позволяют получить ширину зоны режекции, равную половине частоты повторения зондирующих импульсов РЛС.

В системах СДЦ на основе схем ЧПК по мере приближения ширины полосы режекции к половине частоты повторения зондирующих импульсов РЛС резко

возрастают потери, а для устранения "слепых" скоростей приходится использовать многоступенчатую wobуляцию частоты повторения.

### ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Осуществление интенсивных и безопасных перевозок на воздушном транспорте и удовлетворение постоянно возрастающих требований к тактико-техническим характеристикам РЛС невозможны без автоматизации обработки радиолокационной информации. Быстрый прогресс в области цифровой вычислительной техники позволил существенно улучшить параметры систем обработки радиолокационной информации. Тем не менее, полная автоматизация обнаружения и сопровождения летательных аппаратов возможна только при условии поддержания уровня ложных тревог на достаточно низком уровне. Наиболее эффективным способом поддержания заданного уровня ложных тревог при воздействии естественных и организованных пассивных помех является регулировка полосы режекции скоростной характеристики системы СДЦ. В сложной метеорологической обстановке приемлемое количество ложных тревог может быть обеспечено при ширине полосы режекции, превышающей половину частоты повторения зондирующих импульсов обзорной РЛС.

Таким образом, разработка методов построения и алгоритмов функционирования систем СДЦ, позволяющих в широких пределах регулировать полосу режекции скоростной характеристики, является актуальной научно-технической задачей.

### МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМ СДЦ С РЕГУЛИРУЕМОЙ ПОЛОСОЙ РЕЖЕКЦИИ

Система СДЦ с шириной полосы режекции, превышающей половину частоты повторения зондирующих импульсов РЛС может быть построена на основе набора доплеровских фильтров, реализованных методом дискретного преобразования Фурье [5, 6, 7, 8, 9].

Количество доплеровских фильтров  $m$  выбирается исходя из заданного темпа обзора пространства и возможности практической реализации. Для обзорных РЛС с дальностью действия 100км - 300км количество доплеровских фильтров целесообразно выбирать в пределах от 8 до 16. Отклик сигнала  $Q_k$  на выходе  $k$ -го доплеровского фильтра определяется выражением [10]

$$Q_k(\omega) = \sum_{i=0}^{m-1} \dot{A} \cdot e^{-ji\Delta\Phi_k}, \quad (3)$$

где  $\dot{A} = M \cdot e^{j\omega T_{\Pi} + \Phi_0}$  - вектор входного сигнала;

$M$  - модуль входного сигнала;

$\Phi_0$  - начальная фаза входного сигнала;

$i$  - порядковый номер выборки входного сигнала;

$\Delta\Phi_k$  - доворотный множитель  $k$ -го доплеровского фильтра.

Для уменьшения влияния шумов на оценку доплеровской частоты слабых радиолокационных сигналов целесообразно анализировать участки амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) доплеровских фильтров вблизи их максимумов до пересечения с АЧХ соседних фильтров. Это условие может быть реализовано путем поиска максимального значения принимаемого сигнала среди откликов на выходах набора доплеровских фильтров, полученных в одни и те же моменты времени

$$\max\{Q_1 \dots Q_m\}. \quad (4)$$

Однако в реальной помеховой обстановке обнаружение полезного сигнала происходит, как правило, на фоне отражений от подстилающей поверхности, местных предметов, гидрометеоров и других пассивных помех. Уровень отраженного сигнала, создаваемый указанными помехами, существенно превышает уровень сигнала, отраженного от большинства летательных аппаратов. Для эффективного обнаружения движущихся целей на фоне мощных отражений от пассивных помех необходимо произвести процедуру поиска локальных максимумов среди откликов, полученных на выходах набора доплеровских фильтров в один и тот же момент времени. Т.е. должны быть проанализированы отклики на выходах тех доплеровских фильтров, для которых выполняются условия

$$Q_k > Q_{k+1} \text{ и } Q_k > Q_{k-1}, \quad (5)$$

где  $k$  - порядковый номер доплеровского фильтра в наборе.

После выявления всех локальных максимумов производится оценка доплеровской частоты каждого из сигналов, давших локальный максимум на выходах набора доплеровских фильтров. Однозначная оценка доплеровской частоты откликов сигналов на выходах набора доплеровских фильтров может быть получена при помощи wobуляции частоты повторения зондирующих импульсов РЛС. Для сохранения возможности когерентного накопления отраженных сигналов используется так называемая "пачечная" wobуляция частоты повторения, при которой частота повторения зондирующих импульсов остается неизменной в течении  $n$  периодов повторения, после чего происходит ее изменение, и затем вновь в течении  $n$  периодов повторения излучение зондирующих импульсов РЛС производится с неизменной частотой. Количество зондирующих импульсов в "пачке" выбирается из условия:

$$n > m. \quad (6)$$

Как видно из выражения (3), при изменении частоты повторения зондирующих импульсов изменяется центральная частота и полоса пропускания доплеровского фильтра.

Пусть фазовые доворотные множители  $\Delta\varphi_k$  набора, состоящего из  $m$  доплеровских фильтров, равномерно распределены в интервале  $0 \dots 2\pi$  и равны

$$\Delta\varphi_k = \frac{2\pi}{m}(k-1). \quad (7)$$

При выполнении условия (7) набор, состоящий из  $m$  доплеровских фильтров, перекрывает области доплеровских частот кратные частоте повторения зондирующих импульсов РЛС.

На рис.1 приведен примерный вид АЧХ набора, состоящего из восьми доплеровских фильтров при использовании в системе СДЦ двух частот повторения  $F_{п1}$  и  $F_{п2}$ . Для формирования скоростной характеристики системы СДЦ используется область максимального отклика доплеровского фильтра (область АЧХ доплеровского фильтра в районе максимума до пересечения его АЧХ с АЧХ соседних фильтров).

При малых доплеровских частотах ( $Fd < 0,5F_{п}$ ) области максимального отклика одноименных доплеровских фильтров перекрывают близкие области доплеровских частот при разных частотах повторения. В результате уровень низкочастотного доплеровского сигнала в одном и том же доплеровском фильтре существенно не изменяется при изменении частоты повторения зондирующих импульсов РЛС.

С увеличением доплеровской частоты степень перекрытия областей максимального отклика одноименных доплеровских фильтров уменьшается. Однако при соот-

ветствующем выборе частот повторения различие в уровне сигнала в одном и том же фильтре при изменении частоты повторения не превышает некоторой пороговой величины  $P_{max}$ . Область доплеровских частот, в которой сохраняется соотношение

$$\frac{Q_{i1}}{Q_{i2}} < P_{max}, \quad (8)$$

где  $i$  - номер фильтра, в котором принятый сигнал дает максимальный отклик при первой частоте повторения; 1 и 2 - номера соответствующих частот повторения, может достигать, а в необходимых случаях и превышать частоту повторения зондирующих импульсов РЛС. Значение  $P_{max}$  целесообразно выбирать в пределах 10дБ...15дБ. Данное ограничение вызвано тем, что при выборе величины  $P_{max}$ , превышающей указанные значения, в системе СДЦ возникают дополнительные потери, поскольку величина  $P_{max}$  превышает порог обнаружения слабых сигналов.

В случае, показанном на рис.1, сигнал, отраженный от медленно движущейся пассивной помехи, имеет частоту Допплера  $Fd1$  и дает примерно равные отклики в третьем доплеровском фильтре при частотах повторения  $F_{п1}$  и  $F_{п2}$ . При этом  $Q_{31}/Q_{32} \approx 1$ . Это значение существенно меньше  $P_{max}$  и, следовательно, сигнал, отраженный от медленно движущейся пассивной помехи, будет подавлен системой СДЦ.

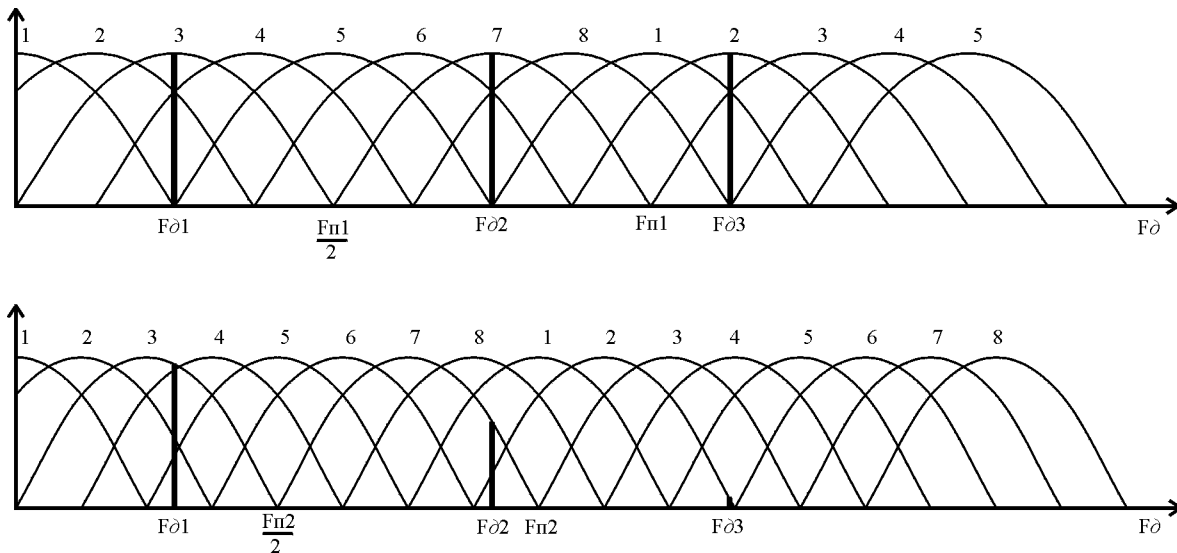


Рисунок 1 - АЧХ набора доплеровских фильтров при двух частотах повторения зондирующих импульсов  $F_{п1}$  и  $F_{п2}$



Сигнал, отраженный от дискретных пассивных помех типа "ангелы", может иметь доплеровскую частоту, превышающую половину частоты повторения зондирующих импульсов. На рис.1 приведен пример сигнала, отраженного от дискретной пассивной помехи, имеющий частоту Доплера  $Fd2$ . При данной частоте Доплера отклик сигнала в седьмом доплеровском фильтре при частоте повторения  $Fп1$  примерно в два раза превышает отклик этого же сигнала в седьмом фильтре при частоте повторения  $Fп2$ . При этом  $Q_{71}/Q_{72} \approx 2$ . Однако и в этом случае отношение  $Q_{71}/Q_{72}$  не превышает величину  $Pmax$  и, следовательно, сигнал, отраженный от дискретной пассивной помехи, также подавляется системой СДЦ.

Сигнал, отраженный от малоскоростной цели, имеет относительно невысокую доплеровскую частоту  $Fd3$ . При данной частоте Доплера отклик сигнала во втором доплеровском фильтре при частоте повторения  $Fп1$  примерно в десять раз превышает отклик этого же сигнала во втором фильтре при частоте повторения  $Fп2$ . При этом  $Q_{21}/Q_{22} \approx 10$ . В этом случае отношение  $Q_{21}/Q_{22}$  превышает величину  $Pmax$  и, следовательно, сигнал, отраженный от движущейся цели, не подавляется системой СДЦ.

Сигналы, отраженные от целей, движущихся с более высокими радиальными скоростями, попадают в разные фильтры при частотах повторения  $Fп1$  и  $Fп2$ . При этом отношение  $Q_{i1}/Q_{i2} \gg Pmax$  и определяется уровнем боковых лепестков доплеровских фильтров.

Для изменения полосы режекции в рассматриваемой системе СДЦ достаточно изменить величину  $Pmax$ . Полоса режекции в этом случае может легко изменяться в широких пределах в зависимости от конкретной помеховой обстановки. При этом изменение полосы режекции не требует дополнительных аппаратных ресурсов.

## РЕЗУЛЬТАТЫ

Авторами было проведено полунатурное моделирование на ЭВМ системы СДЦ, построенной на основе описанного выше метода формирования полосы режекции. В качестве массива входных данных использовался банк реальных радиолокационных сигналов, зарегистрированных на выходах фазовых детекторов когерентной импульсной РЛС.

Усредненные результаты моделирования работы системы СДЦ в условиях воздействия естественных пассивных помех, зарегистрированных в районе прикаспийской низменности в летнее время, приведены в таблице.

**Таблица - Результаты полунатурного моделирования**

* $P_p / F_{ncp}$	Количество ложных тревог за обзор		
	$F_{ncp} = 1500$ Гц	$F_{ncp} = 750$ Гц	$F_{ncp} = 375$ Гц
0	1620	1950	1740
0,1	83	164	247
0,3	14	77	171
0,5	1	25	112
0,7	0	8	63
0,9	0	1	26

\*  $P_p$  - ширина полосы режекции системы СДЦ;

$F_{ncp}$  - средняя частота повторения зондирующих импульсов РЛС.

Результаты полунатурного моделирования показывают, что приемлемое количество ложных тревог в условиях воздействия дискретных пассивных помех в большинстве случаев обеспечивается только при ширине полосы режекции, превышающей половину частоты повторения зондирующих импульсов РЛС.

## ВЫВОДЫ

Описанный выше метод формирования полосы режекции системы СДЦ позволяет обеспечить низкий уровень ложных тревог в любой помеховой обстановке. Возможность поддерживать заданный уровень ложных тревог независимо от конкретной помеховой ситуации позволяет использовать для вторичной обработки радиолокационной информации универсальные IBM совместимые компьютеры. В результате может быть создана высокоэффективная и недорогая система обработки радиолокационной информации с характеристиками соответствующими, а по некоторым параметрам и превосходящими, характеристики систем обработки радиолокационной информации современных зарубежных РЛС.

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Качан В.К., Переверзенцев Л.Т., Сокол В.В. Радиооборудование автоматизированных систем управления воздушным движением. - Киев: Вища школа, 1984.
2. Грачев В.В., Кейн В.М. Радиотехнические средства управления воздушным движением. - М.: Транспорт, 1975.
3. Радиолокационные системы аэропортов. Под ред. Перевер-

- зенцева Л.Т. - М.: Транспорт, 1981.
4. Радиолокационные устройства. Под ред. Григорина-Рябова - М.: Советское радио, 1970.
  5. Бакулев П.А. Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. - М., Радио и Связь, 1986.
  6. Бункин И.Б., Воронов В.С., Каспирович А.Г., Кононович В.Я., Лаврентьев В.Н. / а.с. СССР №210353.
  7. Жук Н.Н., Каспирович А.Г., Кононович В.Я., Лаврентьев В.Н. / а.с. СССР №323712.
  8. Жук Н.Н., Каспирович А.Г., Кононович В.Я., Лаврентьев В.Н., Мирутенко В.С. / а.с. СССР №278378.
  9. Кононович В.Я., Кукольницкий А.Ф., Лаврентьев В.Н., Мирутенко В.С. / а.с. СССР №275280.
  10. Кузьмин С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. - М.: Радио и связь. 1986.

Надійшла 29.09.99

УДК 621.372.852

## ПОСТОЯННАЯ РАСПРОСТРАНЕНИЯ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ, С БОКОВЫМИ СТЕНКАМИ В ВИДЕ КОНФОКАЛЬНЫХ ЭЛЛИПСОВ

Л. М. Логачева, В. П. Бондарев

*Предлагается анализ нерегулярного прямоугольного волновода, который образован конфокальными эллипсами. Продольная ось волновода изогнута в плоскости E. Анализ представляется с использованием системы координат "эллиптический цилиндр", а также аппарата функций Маттье.*

*Do уваги пропонується аналіз нерегулярного прямокутного хвилеводу утвореного конфокальними еліпсами. Повздожня вісь хвилеводу скривлена у площині E. Для аналізу застосовується система координат "еліптичний циліндр" та апарат функцій Мат'є.*

*The analysis of irregular rectangular waveguide constructed of confocal ellipses is presented. Axe of the waveguide is curved in the E-plane. The analysis was done in elliptic cylinder coordinates and with the help of Mathieu functions.*

### ВВЕДЕНИЕ

Задача о волноводах нерегулярного характера решалась во многих работах. Некоторые из них посвящены теории волноводов переменного сечения, но постоянного направления. Другие авторы излагают теорию изогнутых волноводов постоянного сечения.

Волновые процессы в изогнутых трубах изучены далеко не так тщательно и всесторонне, как вопросы распространения волн в прямых трубах постоянного сечения. Эти задачи имеют не только математический интерес, но и большое прикладное значение.

До последнего времени в основном рассматривались волновые процессы, которые происходят в трубах постоянного сечения с осью, изогнутой по окружности. В данной работе предлагается способ, позволяющий изучить произвольные изгибы волновода при одновременной деформации его боковой поверхности.

### ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим нерегулярный волновод, который представляет собой отрезок волновода с меняющимся поперечным сечением, внутренняя поверхность которого представляет собой конфокальные эллиптические цилиндры. Продольная ось волновода изогнута в плоскости E и стенки являются идеально проводящими.

Введем систему координат "эллиптический цилиндр" и рассмотрим ее так, чтобы вертикальная ось совпала с осью, вокруг которой изогнут волновод, а начало координат лежало в одной плоскости с нижней стенкой волновода (рис.1).

Криволинейные координаты  $u$ ,  $v$  связаны с прямоугольными соотношением [4]:

$$\left. \begin{aligned} x &= C_0 \operatorname{ch} u \cos v, \\ y &= C_0 \operatorname{sh} u \sin v, \\ z &= z, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $0 \leq u < \infty$ ;  $0 \leq v < 2\pi$ ;  $-\infty < z < \infty$ ;  $C_0$  - фокусное расстояние.

Параметр  $u$  определяет степень эллиптичности цилиндра, а величины  $C_0 \operatorname{ch} u$  и  $C_0 \operatorname{sh} u$  дают характерные размеры сечения (полуоси).

В этой системе координатными поверхностями являются поверхности, определяемые уравнениями

$$\left. \begin{aligned} \frac{x^2}{C_0^2 \operatorname{ch}^2 u} + \frac{y^2}{C_0^2 \operatorname{sh}^2 u} &= 1 \\ (u &= \operatorname{const}) \\ \frac{x^2}{C_0^2 \cos^2 v} - \frac{y^2}{C_0^2 \sin^2 v} &= 1 \\ v &= \operatorname{const} \\ z &= \operatorname{const} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

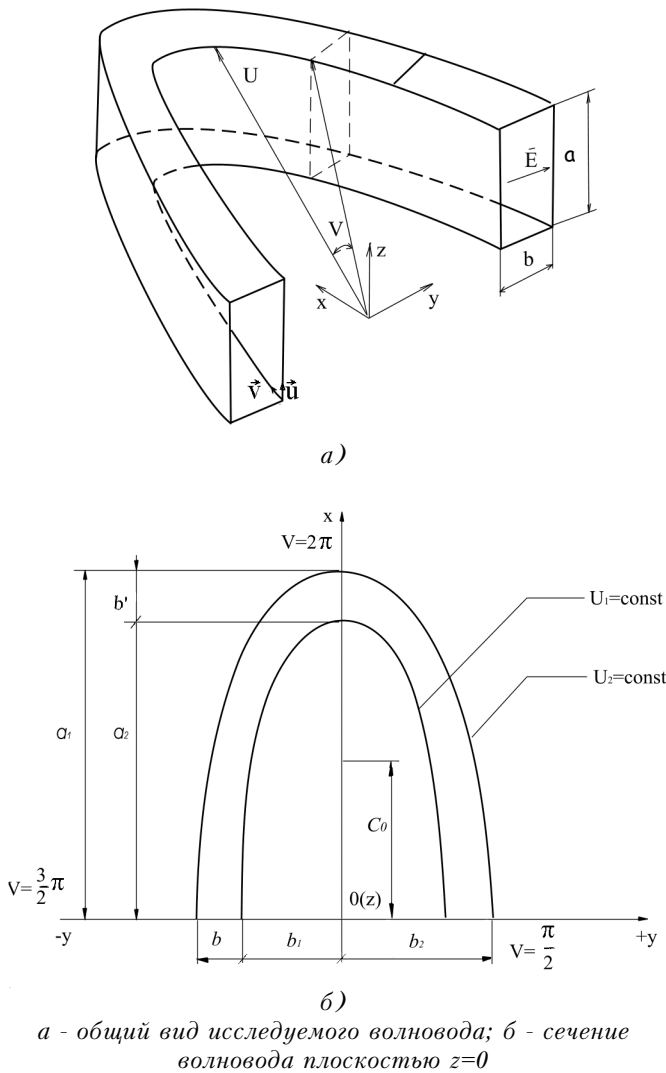


Рисунок 1

Первое из этих уравнений описывает уравнения семейства эллиптических цилиндров с межфокусным расстоянием  $2C_0$ , второе уравнение - семейства софокусных двуполостных гиперболических цилиндров [6].

Так как большая и малая полуоси координатных эллиптических цилиндров равны, соответственно

$$a = C_0 \operatorname{ch} u, \quad b = C_0 \operatorname{sh} u,$$

то эксцентриситет семейства эллиптических цилиндров будет определяться соотношением

$$e = \frac{1}{\operatorname{ch} u} = \sqrt{1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2}.$$

Изменяя эксцентриситет  $e$ , можно в значительных пределах варьировать форму поперечного сечения. При этом можно легко осуществить предельные переходы, с одной стороны, к равномерноизогнутому волноводу ( $e \rightarrow 0$ ), с другой - к плоскопараллельной системе ( $e \rightarrow 1$ ,  $C_0 \rightarrow \infty$ , где  $C_0$  - большая полуось эллипса).

При известных размерах большой и малой полуосей

эллипса можно определить:

$$c_0 = \sqrt{a^2 - b^2}; \quad (3)$$

$$u = \operatorname{Arth} \frac{b}{a} = \operatorname{Arch} \frac{1}{e}, \quad (4)$$

где  $u$  - координата границы эллиптического цилиндра.

Выходные сечения рассматриваемого волновода - стандартное ( $a \times b$ ). Вдоль длины волновода размер широкой стенки остается неизменным; размер узкой стенки изменяется в зависимости от величины эксцентриситета.

Введем обозначения:

$b_1$  - размер малой полуоси внутреннего эллиптического цилиндра;

$a_1$  - размер большой полуоси внутреннего эллиптического цилиндра;

$b_2 = b_1 + b$  - размер малой полуоси внешнего эллиптического цилиндра;

$a_2 = a_1 + b'$  - размер большой полуоси внешнего эллиптического цилиндра;

$b$  - размер узкой стенки волновода (входное сечение);  
 $b'$  - минимальный размер узкой стенки волновода в направлении больших полуосей конфокальных цилиндров;

$a$  - размер широкой стенки волновода (входное сечение).

Считаем, что размеры больших и малых полуосей конфокальных эллипсов значительно больше длины волны ( $a_1 \gg \lambda$ ,  $a_2 \gg \lambda$ ,  $b_1 \gg \lambda$ ,  $b_2 \gg \lambda$ ).

Знание одной из полуосей эллипса и величины минимального размера узкой стенки волновода дает возможность установить аналитическую зависимость размеров конфокальных эллипсов.

Исходя из вышесказанного, задавая отношения  $\frac{b_1}{b}$  и

$\frac{b'}{b}$ , получим формулу, позволяющую определить остальные размеры конфокальных эллипсов (рис.1).

Используя условие равенства фокусных расстояний, можно записать:

$$a_1^2 - b_1^2 = a_2^2 - b_2^2, \quad (5)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a_2 &= a_1 + b' \\ b_2 &= b_1 + b \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Подстановка (6) в выражение (5) дает следующую формулу:

$$\frac{a_1}{b_1} = \frac{2\alpha + \beta^2 + 1}{2\alpha\beta}, \quad (7)$$

где  $\alpha = \frac{b_1}{b}$ ,  $\beta = \frac{b'}{b}$ .

Выражение (7) позволяет установить зависимость между размерами конфокальных элементов и определить координатные границы эллипсов:

$$u_1 = \text{Arth} \frac{b_1}{a_1}, u_2 = \text{Arth} \frac{b_2}{a_2}. \quad (8)$$

**РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ**

Рассмотрим распространение электромагнитных волн в исследуемом волноводе. В случае установившихся колебаний (временная зависимость  $e^{j\omega t}$  опускается) задача сводится к решению волнового уравнения

$$\Delta U + k^2 U = 0 \quad (9)$$

с граничным условием

$$\left. \frac{\partial U}{\partial n} \right|_S = 0. \quad (10)$$

Запишем уравнение (10) в выбранной системе координат, взяв за исходную величину продольную составляющую магнитного поля  $H_z$

$$H_z = N(v)F(u) \sin \frac{m\pi}{a} z, \quad (11)$$

где  $N$  - функция переменной  $v$ ;  $F$  - функция переменной  $u$ ;  $\sin \frac{m\pi}{a} z$  - множитель, характеризующий зависимость поля  $H_z$  от координаты  $z$ .

Волновое уравнение

$$\Delta H_z + k^2 H_z = 0 \quad (12)$$

приобретает в случае системы "эллиптический цилиндр" следующий вид

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial u^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial v^2} + H_z 2q (\text{ch} 2u - \cos 2v) = 0, \quad (13)$$

где  $q = K_c^2 \frac{C_0^2}{4}$ ;  $K_c^2 = K^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2$ ;  $K = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,

$C_0$  - параметр преобразования координат; параметр  $q$  всегда является положительным.

Воспользовавшись методом разделения переменных, представив решение (14) в виде (12) получим:

$$\frac{\partial^2 N}{\partial v^2} + (a - 2q \cos 2v)N = 0, \quad (14)$$

$$\frac{\partial^2 F}{\partial u^2} - (a - 2q \text{ch} 2u)F = 0, \quad (15)$$

в котором  $a$  - постоянная разделения.

Уравнение (15) есть уравнение Матье в канонической форме. Постоянная  $a$  должна иметь такую величину, которая при заданном  $q$  дает периодическое решение уравнения Матье для функции  $N(v)$ . Уравнение (16) является модифицированным уравнением Матье.

Из общей теории таких уравнений с периодическими

коэффициентами [6] вытекает, что уравнение (15) имеет решение вида

$$N(v) = e^{\mu v} \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m} e^{i2mv} + e^{-\mu v} \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m} e^{-i2mv}, \quad (16)$$

где  $\mu$  - некоторая постоянная, называемая характеристическим показателем, который зависит от параметров  $a$  и  $q$ . Для полосы заграждения параметр  $\mu$  является действительным или комплексным числом, а для полосы пропускания - мнимым ( $\mu = ic$ ). Под  $c$  понимается число, заключенное в пределах  $0 \leq c \leq 1$  [1]. Полагая  $\mu = ic$ , получаем

$$N(v) = e^{icv} \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m} e^{i2mv} + e^{-icv} \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m} e^{-i2mv}, \quad (17)$$

или в тригонометрической форме

$$N(v) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m} \cos(c+2m)v + \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m} \sin(c+2m)v. \quad (18)$$

Ряды вида

$$ce_{c+2m}(v, q) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m}^{(c+2m)} \cos(c+2m)v, \quad (19)$$

$$se_{c+2m}(v, q) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m}^{(c+2m)} \sin(c+2m)v \quad (20)$$

называются функциями Матье, а  $B_m$  - табулированные коэффициенты, зависящие от  $q$ .

Функция  $ce_{c+2m}(v, q)$  является четной угловой функцией Матье действительного дробного порядка, а  $se_{c+2m}(v, q)$  - нечетной угловой функцией того же порядка.

Решение уравнения (15) называют модифицированными функциями Матье. Модифицированные функции получаются из (20, 21) подстановкой туда  $iu$  вместо  $v$ :

$$ce_{c+2m}(u, q) = ce_{c+2m}(iv, q) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m} \text{ch}(c+2m)u = e^{-cu} \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m} e^{-2mu}, \quad (21)$$

$$se_{c+2m}(u, q) = se_{c+2m}(iv, q) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m} \text{sh}(c+2m)u = e^{cu} \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m} e^{2mu}. \quad (22)$$

Следовательно, общее решение уравнения (16) можно выразить в виде

$$F(u) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m} \text{ch}(c+2m)u + \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m} \text{sh}(c+2m)u. \quad (23)$$

Выбирая форму решения уравнения в частных производных с постоянными коэффициентами, обычно ссылаются на теорему Флоке [4], в основе которой лежит представление решения в виде бесконечного

набора пространственных гармоник.

Учитывая вышесказанное, для уравнения

$$\frac{\partial^2 N}{\partial v^2} + (a - 2q \cos 2v)N = 0, \quad (24)$$

справедлива теорема Флоке, которая устанавливает существование решения, вида (18).

Так как нас интересует область пропускания, ищем решение (25) в виде

$$N(v) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m} e^{i(c+2m)v}, \quad (25)$$

что соответствует распространению волны в сторону возрастания координаты  $v$ .

Различные составляющие  $N(v)$  называются пространственными гармониками распространяющейся волны. Физически величины  $\beta_m = c + 2m$  имеют смысл постоянных распространения этих пространственно гармонических вкладов в полном поле. Пространственные гармоники не существуют независимо, они в совокупности - составляющие полного решения.

Подставляя (25) в волновое уравнение (24), получаем

$$(c+2m)^2 e^{icv} \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m} e^{2imv} + (a+2q \cos 2v) e^{icv} \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m} e^{2imv} = 0, \quad (26)$$

откуда имеем

$$-(c+2m)e^{icv} \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m} e^{2imv} + ae^{icv} \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m} e^{2imv} + ae^{icv} e^{2iv} \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m} e^{2imv} + qe^{icv} e^{-2iv} \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{2m} e^{2imv} = 0. \quad (27)$$

Приравнявая соответствующие слагаемые для различных значений  $m$ , получим рекуррентные соотношения

$$[a - (c+2m)^2] B_{2m} - q(B_{2m+2} - B_{2m-2}) = 0. \quad (28)$$

Рекуррентная формула (28) дает возможность получить бесконечную систему линейных уравнений, устанавливающих соотношения между коэффициентами  $B_{2m}$ .

Обозначив

$$\theta_{2m} = \frac{q}{[a - (c+2m)^2]}, \quad (29)$$

найдем из (28)

$$B_{2m} + \theta_{2m}(B_{2m-2} + B_{2m+2}) = 0. \quad (30)$$

Придавая  $m$  в (30) последовательно значения  $\dots -2, -1, 0, 1, 2, \dots$ , образуем систему линейных уравнений

$$\left. \begin{aligned} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \theta_{-4} B_{-6} + B_{-4} + \theta_{-4} B_{-2} & = 0 & & & & & & \\ \theta_{-2} B_{-4} + B_{-2} + \theta_{-2} B_0 & = 0 & & & & & & \\ \theta_{-0} B_{-2} + B_0 + \theta_0 B_2 & = 0 & & & & & & \\ \theta_2 B_0 + B_2 + \theta_2 B_4 & = 0 & & & & & & \\ \theta_4 B_2 + B_4 + \theta_4 B_6 & = 0 & & & & & & \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{aligned} \right\}. \quad (31)$$

Из равенства нулю определителя системы, что является необходимым и достаточным условием существования нетривиального решения однородной системы линейных алгебраических уравнений, получается дисперсионное уравнение в матричной форме, решением которого является постоянная распространения  $C$ . Выбор порядка определителя позволяет учесть любое число пространственных гармоник.

Таким образом, получено дисперсионное уравнение относительно постоянной распространения:

$$\Delta(C) = \begin{vmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \theta_{-4} & 1 & \theta_{-4} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & 0 & \theta_{-2} & 1 & \theta_{-2} & 0 & 0 & 0 \\ \dots & 0 & 0 & \theta_0 & 1 & \theta_0 & 0 & 0 \\ \dots & 0 & 0 & 0 & \theta_2 & 1 & \theta_2 & 0 \\ \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & \theta_4 & 1 & \theta_4 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{vmatrix} = 0. \quad (32)$$

Матрица системы является разреженной и содержит ненулевые члены только на трех диагоналях. Определитель (32) будет абсолютно сходящимся [2].

Найдя постоянную распространения  $C$  из (32), определим затем из (31) величины коэффициентов  $B_{2m}$ , а тем самым, и окончательное решение уравнения (24). Отметим, что выражение (32) есть дисперсионное уравнение рассматриваемого волновода. Набор корней этого уравнения даст совокупность значений постоянной распространения электромагнитных волн в данном волноводе.

При решении дисперсионного уравнения (32) основные трудности заключаются в подробном анализе этих корней. Можно обойти эту трудность, обратившись ко второму модифицированному уравнению Матье (16), решение которого можно записать в виде (33)

$$F(u) = C_1 Ce_{c+2m}(u, q) + C_2 Se_{c+2m}(u, q). \quad (33)$$

Функции  $Ce_{c+2m}(u, q)$  и  $Se_{c+2m}(u, q)$  выбраны так, чтобы нормальные производные  $F(u)$  обращались в нуль при  $u = u_1$ ,  $u = u_2$  то есть

$$\left. \frac{dF}{du} \right|_{u=u_1} = \left. \frac{dF}{du} \right|_{u=u_2} = 0. \quad (34)$$

Применив граничные условия (34) к выражению (33), получим систему уравнений относительно неизвестных коэффициентов  $C_1$  и  $C_2$ :

$$\left. \begin{aligned} C_1 Ce'_{c+2m}(u_1, q) + C_2 Se'_{c+2m}(u_1, q) &= 0, \\ C_1 Ce'_{c+2m}(u_2, q) + C_2 Se'_{c+2m}(u_2, q) &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

$$\left. \begin{aligned} C_1 Ce'_{c+2m}(u_1, q) + C_2 Se'_{c+2m}(u_1, q) &= 0, \\ C_1 Ce'_{c+2m}(u_2, q) + C_2 Se'_{c+2m}(u_2, q) &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

в которых  $Ce'_{c+2m}(u_1, q)$ ,  $Ce'_{c+2m}(u_2, q)$  - производные четной радиальной функции Матье действительного дробного порядка;  $Se'_{c+2m}(u_1, q)$ ,  $Se'_{c+2m}(u_2, q)$  - производные нечетной радиальной функции Матье того же порядка.

Потребовав выполнения граничных условий (34), приходим к характеристическому уравнению

$$Ce'_{c+2m}(u_1, q)Se'_{c+2m}(u_2, q) - Ce'_{c+2m}(u_2, q)Se'_{c+2m}(u_1, q) = 0. \quad (37)$$

Переменной в этом уравнении служит не аргумент функции Матье, а их порядок  $\beta_m = c + 2m$ , который является постоянной распространения рассматриваемого волновода. Аргументы зависят от частоты и размеров волновода и остаются постоянными, если эти величины выбраны правильно. При отсутствии потерь в волноводе аргумент действителен. Поэтому постоянные распространения является либо чисто действительные, либо чисто мнимы, как и следовало ожидать из физических соображений.

Действительные постоянные распространения соответствуют распространяющимся волнам; остальные мнимые - соответствуют затухающим типам волн.

Трансцендентное уравнение (37) решается численно. При решении уравнения встречаются трудности, так как даже при малых значениях эксцентриситета  $e$  могут получиться большие значения  $q$ , а поэтому пользоваться представлениями функций Матье вида (22, 23) следует с осторожностью. С ростом параметра  $q$  появляется неустойчивость вычислительных алгоритмов расчета постоянных распространения, которая объясняется ухудшением сходимости рядов вида (22, 23).

Эти ряды пригодны для численного счета при сравнительно небольших значениях параметра  $q$ , величина которого зависит от фокусного расстояния и от длины волны возбуждения.

Численная оценка полученного выражения затруднительна, в силу сложности теории эллиптических волновых функций и отсутствия их табуляции. Если таблицы функций Матье целого порядка для сравнительно небольших отношений межфокусного расстояния  $C_0$  эллипса к длине волны еще встречается [6], то таблицы функций Матье дробного порядка встречаются редко, а в случае большого  $q$  отсутствуют вовсе. Поскольку в рассматриваемой задаче  $q$  достаточно велико (40...130), то возникает проблема о сохранении устойчивости системы в области больших значений  $q$ . Этого можно достичь с помощью представлений модифицированных функций Матье в виде произведения функций Бесселя [1]:

$$\begin{aligned} C_e &= \\ S_e(u, q) &= \\ &= \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m B_{2m} [I_m(t_1)I_{c+m}(t_2) \pm I_{c+m}(t_1)I_m(t_2)], \\ &\text{где } t_{1,2} = \sqrt{q}e^{\pm u}. \end{aligned} \quad (38)$$

Ряды (38) при  $u$  конечном абсолютно и равномерно сходятся, а, следовательно, функции Матье, представляемые этими рядами, непрерывны в любой конечной плоскости  $u$  [1]. В соответствии с теоремой о дифференцировании функциональных рядов [6] выражение (38) представляет собой разложение в ряды функций

$\frac{d}{dt} \left[ \frac{Ce}{Se_{c+2m}}(u, q) \right]$  для любого конечного  $u$ , то есть

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left[ \frac{Ce}{Se_{c+2m}}(u, q) \right] &= \\ &= \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m B_{2m} \left\{ \left[ I_{c+m}(\sqrt{q}e^u) \frac{d}{du} I_m(\sqrt{q}e^{-u}) + \right. \right. \\ &+ I_m(\sqrt{q}e^{-u}) \frac{d}{du} I_{c+m}(\sqrt{q}e^u) \left. \right] \pm \\ &\pm \left[ I_m(\sqrt{q}e^u) \frac{d}{du} I_{c+m}(\sqrt{q}e^{-u}) + \right. \\ &+ I_{c+m}(\sqrt{q}e^{-u}) \frac{d}{du} I_m(\sqrt{q}e^u) \left. \right] \left. \right\}, \end{aligned} \quad (39)$$

где  $\frac{d}{du} I_m(\sqrt{q}e^{\pm u}) = I_{m-1}(\sqrt{q}e^{\pm u}) - \frac{m}{(\sqrt{q}e^{\pm u})} I_m(\sqrt{q}e^{\pm u})$ , (40)

$$\begin{aligned} \frac{d}{du} I_{c+m}(\sqrt{q}e^{\pm u}) &= \\ &= I_{c+m-1}(\sqrt{q}e^{\pm u}) - \frac{c+m}{(\sqrt{q}e^{\pm u})} I_{c+m}(\sqrt{q}e^{\pm u}). \end{aligned} \quad (41)$$

Найденные выражения для производных (39, 40, 41) от представлений (38) с учетом граничных условий (34) подставляются в характеристическое уравнение (37). В результате подстановки, задача сводится к нахождению постоянной распространения из набора ее значений, которые являются корнями дисперсионного уравнения (32), дающей минимум выражения (37). Обсуждение результатов расчета не предусмотрено в этой статье.

## ВЫВОДЫ

1. Получено выражение (1.7), позволяющее установить зависимость между размерами конфокальных эллипсов.
2. Получено дисперсионное уравнение в матричной форме (32) решение которого дает набор значений постоянной распространения электромагнитных волн в данном волноводе.
3. Для оценки корней дисперсионного уравнения (32) составлено характеристическое уравнение (37). Переменной в этом уравнении служит порядок функции Матье, который является постоянной распространения.

### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Мак-Лахлан Н.В. Теория и приложения функций Матье. - М.: Иностранная литература, 1953. - 475 с.
2. Уитткер Э.Т., Ватсон Дж.Н. Курс современного анализа. Трансцендентные функции, Т.2. - М.: Физматгиз, 1962. - 525 с.
3. Кисунько Г.В. Электродинамика полых систем. - Л.: Изд-во Военной Краснознам. акад. связи, - 1949. - 425 с.
4. Бейтман Г., Эрдейн А. Высшие трансцендентные функции, Т.2. /Пер. с англ. - М.: Наука, 1974. - 296 с.
5. Таблицы для вычисления функций Матье, собственные значения, коэффициенты, множители связи. - М.: ВЦ АИ СССР, 1967, вып. 42. - 610 с.
6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. Определения, теоремы, формулы. - Н.: Наука. Гл. ред. ФНЛ, 1974. - 832 с.

Надійшла 25.01.99  
Після доробки 14.09.99

УДК 621.385.6

## АНАЛОГИЯ МЕЖДУ СИСТЕМАМИ ЖИВЫХ ОРГАНИЗМОВ И ЗАКОНОМЕРНОСТЯМИ РАБОТЫ ТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ СВЧ ДИАПАЗОНА

З. А. Никонова, О. Ю. Небеснюк, Е. В. Друзева

*Принципы построения многоустойчивой логической схемы на СВЧ микроэлектронных структурах, моделирующей КВЧ управляющую систему живых клеток.*

*Принципи побудови багатостійкої логічної схеми на НВЧ мікроелектронних структурах, яка моделює КХЧ управляючу систему живої клітки.*

*The principles of construction of multisteady logical scheme on super-high-frequency structures, simulating KHF controlling system of living cells.*

Наиболее интересными областями нетрадиционного использования СВЧ электромагнитных колебаний (ЭМК) является медицина, биофизика, биотехнология. В результате исследований был обнаружен ряд закономерностей взаимодействия излучения с биологическими объектами. Как указывалось [1,2], в некоторых практически важных случаях взаимодействие носит не энергетический характер, т.е. не обусловлено тривиальным нагревом вещества. В этом случае обычно говорят об информационном характере взаимодействия. Биологический объект, как любое физическое тело, является источником равновесного электромагнитного излучения (ЭМИ). Для тела с температурой около 300К такое тепловое излучение наиболее интенсивно в инфракрасном диапазоне волн. В этом диапазоне биологический объект, например, человек, излучает очень большую мощность, примерно 10 мВт с квадратного сантиметра поверхности своего тела, в целом около 100 Вт [3]. Это излучение далеко уходит от человека, попадая в окно прозрачности атмосферы (длина волны 8 - 14 мкм). Интерес представляют не сами по себе ЭМИ, которые уходят от биологических объектов, а возможность переноса по этим каналам информации, связанной с работой внутренних органов. Измеряя распределение полей в пространстве, окружающем объект, можно получить информацию о распределении температуры и

источниках электрических, магнитных, акустических полей в глубине объекта. Это открывает возможность дистанционной диагностики функциональной активности внутренних органов. Установлено, что информационными могут быть воздействия от постоянных напряжений и до ЭМК самых высоких частот. При этом выбор частот ЭМК определяется рядом факторов: глубиной проникновения ЭМК в организм; достаточностью энергии квантов для разрыва внутримолекулярных связей; наличием собственных электромагнитных колебаний в организме и резонансных частот при воздействии на него ЭМК; использованием источников когерентных и некогерентных колебаний; выбором времени воздействия, возможность использования многократных воздействий.

Рассматривая аналогию между некоторыми системами живых организмов и техническими СВЧ устройствами, установлено, что особенности и закономерности работы технических устройств диапазона СВЧ, будучи примененными к изучению влияния электромагнитных колебаний на процессы управления в живых организмах, могут облегчить понимание некоторых из этих вопросов.

Поступающие извне электромагнитные колебания по эффекту информационного воздействия на организм могут быть подобны сигналам, вырабатываемым системами обработки информации организма.

Задачей исследований явилось определение максимального повышения скорости перестройки элементов, представляющих аналогию клетки, с помощью внешнего сигнала. Для решения этой проблемы разработана модель КВЧ управляющей системы живых клеток, которая представляет собой многоустойчивую логическую схему на КВЧ микроэлектронных структурах. Принципы построения: многоустойчивая логическая схема состоит из СВЧ приборов, управляющие электроды которых расположены на расстоянии  $\ll 0,25\lambda$  собственных колебаний

приборов. Необходимо было определить минимальный уровень сигнала, обеспечивающий переключение многоустойчивой логической схемы в зависимости от близости к пусковым режимам и от разноса частот при переключении.

Для этого исследованы зоны генерации пары приборов отобранные пары приборов с одинаковыми резонансными частотами. Затем эта пара располагалась в системе на расстоянии « $0,25\lambda$  собственных колебаний и исследовалось влияние пусковых условий на характеристики отдельных приборов и связанных контуров. Устанавливалась частота генерации на управляющем СВЧ приборе, равная частоте прибора, на которую необходимо переключить систему связанных контуров, работающую на частоте первого прибора. Анализ гистерезисных кривых (рис. 1, 2) для пар приборов показал, что в не подходящих по частоте приборах, проявляются дополнительные явления в дополнительных пиках по краям основной зоны генерации. Такое же явление возникает в приборах, где зоны генерации возникают близко одна от другой. Поэтому необходим тщательный подбор приборов для разработки многоустойчивых логических схем. Далее определена связь времени переключения многоустойчивой логической схемы моделирующей управляющую живую клетку, с минимальным уровнем управляющего сигнала. Установлено, что при таких воздействиях необходимо чтобы мощность возбуждаемого сигнала превышала некоторый пороговый (минимальный уровень), требуемый для возбуждения передающей системы. Дальнейшее увеличение сигнала в широких пределах не влияет или слабо влияет на реакцию системы, на которую осуществляется воздействие. При этом следует отметить важность установления максимального повышения скорости перестройки элементов, представляющих собой аналогию клетки, с помощью внешнего сигнала. Для этого в многоустойчивую логическую схему включены две пары связанных СВЧ приборов. На первом этапе на второй паре приборов поддерживалось постоянное напряжение (15 и 10В, соответственно) не позволяющее им генерировать на резонансной частоте. На первой же паре напряжение на управляющих электродах изменялось. На втором этапе напряжение изменялось на управляющих электродах второй пары, а на первой паре СВЧ прибора поддерживалось напряжение, соответственно 40 и 50В. На третьем этапе модулировался входной сигнал, подаваемый на управляющий электрод первого СВЧ прибора первой пары, а на втором приборе этой пары выставлено 35В. При этом контролировалась частота на выходе системы. При положительной полярности сигнала частота, фиксируемая на выходе, составила величину, равную 8204,7 МГц, при смене полярности на противоположный знак частота изменяется до величины, равной 8197,1 МГц, что дает возможность предположить факт переключения одной системы приборов на частоту

работы второй системы приборов с помощью внешнего видеоимпульса. Проводя аналогию между многоустойчивой логической схемой и биообъектом установлено, что длительность облучения при информационных воздействиях определяется не временем реакции организма на облучение, а временем перестройки организма для "запоминания" воздействия ЭМК, для реакции же живого организма на информационное воздействие требуется небольшое время (порядка тысячной доли секунды).

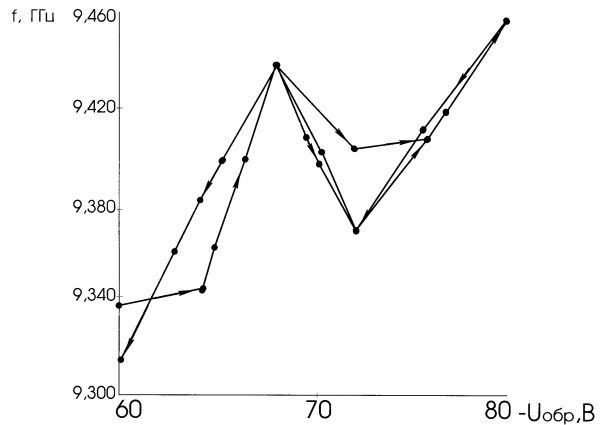


Рисунок 1

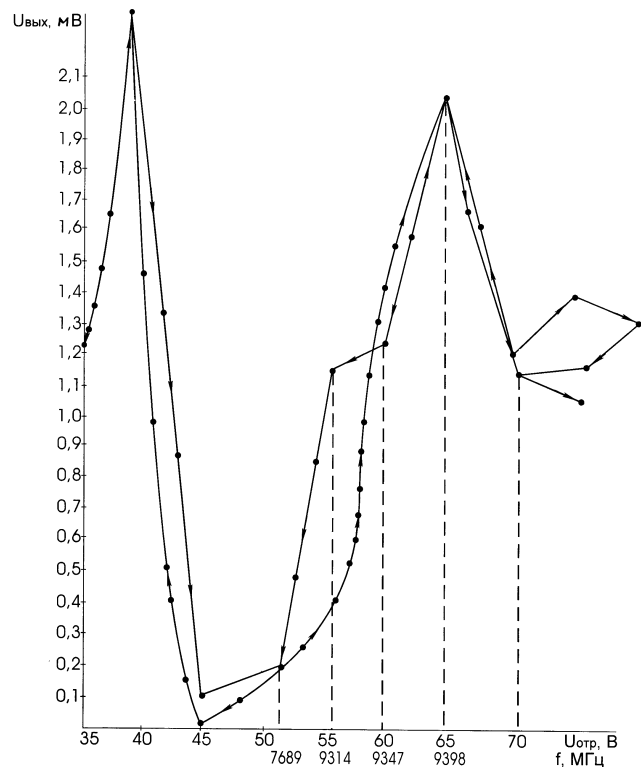


Рисунок 2

1. В некотором ограниченном диапазоне частот высокочастотная резонансная система имеет два близко расположенных вида колебаний с резонансными частотами.



2. Крім того генерують коливання одним генератором, но при цьому необхідно, щоб він возбуждался на одному виді коливань, особливо когдa резонансні частоти коливальної системи лишь незначительно различаються между собой.

3. Чем меньше разнос резонансных частот, тем труднее обеспечить работу генератора на фиксированной частоте, соответствующей одному виду колебаний.

4. Длительность нестационарных процессов в многоустойчивой логической схеме, моделирующей живую клетку, оказалась соизмеримой с длительностью фронтов импульсов модулирующего сигнала, а время переключения из одного устойчивого состояния в другое равно длительности управляющего импульса плюс длительность фронта импульса модулирующего сигнала.

Предполагаем, что предложенная модель КВЧ управляющей системы живых клеток с нетрадиционным использованием СВЧ электромагнитных колебаний

найдет широкое применение в медицине, биофизике, биотехнологии и позволит разобраться в сложной картине физических полей, окружающих биологические объекты, в том числе, человека, выяснить возможность использования этих полей для дистанционной медицинской диагностики.

#### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. *Девятков Н.Д.* Влияние электромагнитного излучения миллиметрового диапазона длин волн на биологические объекты. // Спецэлектроника, 1983г., вып. 3, С. 453-454.
2. *Девятков Н.Д., Гельвич Г.А., Голант М.Б.* Радиофизические аспекты использования в медицине энергетических и информационных воздействий электромагнитных колебаний. // Электронная техника, серия "Электроника СВЧ", 1984 г., вып. 9, С. 43-50.
3. *Левинзон Д.И., Никонова З.А., Небеснюк О.Ю.* Исследование особенностей многоустойчивой логической схемы, моделирующей живую клетку. Киев, электроника и связь, 1999г., № 6.

Надійшла 25.06.99  
Після доробки 04.10.99

УДК 537.871

## ДЕФОРМАЦІЯ ЕЛЕКТРИЧНОГО ПОЛЯ ЦИЛІНДРИЧНИМ ТІЛОМ З ФРАКТАЛЬНИМИ ВЛАСТИВОСТЯМИ ПОВЕРХНІ

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

*Представлены результаты проектирования электростатических полей для дифференциальных моделей цилиндрического проводника и диэлектрического цилиндра. Исследование базируется на фрактальных представлениях о структуре поверхности и распределении диэлектрической проницаемости. Полученные  $\alpha$ -характеристики электрического поля описывают деформацию однородного поля вблизи фрактальной цилиндрической поверхности. Для  $0$ -характеристик результаты численных расчетов совпадают с классическими данными.*

*Наводяться результати проектування електростатичних полів для диференціальних моделей циліндричного провідника та діелектричного циліндра. Дослідження базується на фрактальному уявленні про структуру їх поверхні та розподілу діелектричної проникності. Одержані  $\alpha$ -характеристики складових електричного поля надали можливість для опису деформації однорідного поля поблизу фрактальної поверхні провідного та діелектричного циліндрів. Для  $0$ -характеристик результати чисельних розрахунків для фрактальних меж збігаються з класичними даними.*

*The outcomes of designing of electrostatic fields for differential models of a cylindrical conductor and dielectric cylinder is represented. The reviewing is founded on fractal representations about a surface texture and about allocation of dielectric permeability. The  $\alpha$ -feature of an electrical field are obtained. The deformation of a homogeneous field near to a fractal cylindrical surface is defined. The outcomes of numerical calculations for the  $0$ -feature coincide classical data.*

#### ВСТУП

Різноманітні задачі електродинаміки, побудовані на рівняннях Максвелла в інтегральній формі, вимагають вимірювання "величини" множин точок (відстаней, об'ємів, площ, об'ємів) на контурах, поверхнях та просторових областях. На цей час добре відомі результати класичної теорії електричного поля, яка досліджує його макроскопічні властивості (див., наприклад, [1]). Проаналізовано взаємодію хвилі з гладкою поверхнею розділу середовищ (явища часткового і повного відбиття), проходження хвиль в середовищі, явище дифракції тощо. Але за допомогою сучасних технологій виявлено ряд невідповідностей теоретичних моделей стосовно взаємодії електричних хвиль з реальними поверхнями розділу середовищ [2]. Особливої уваги потребують поверхні, які мають нерівності (гострі кути, ребра, шорсткість, пористість, густу порізаність поверхні тощо), порівнювані з довжиною хвилі. Дуже важливим є аналіз розповсюдження радіохвиль у природних умовах з урахуванням впливу меж розділу середовищ на поверхні землі.

Введення  $\alpha$ -характеристик компонент поля [3] дає можливість врахувати нерівності реальних поверхонь та структуру середовища. Далі наведено побудову інтегродиференціальної моделі електростатичного поля, яка

використовується для розв'язування задачі про взаємодію поля з циліндричним тілом з фрактальними властивостями поверхні.

### ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Успіхи математичної розробки питань про будову фракталів, що виступають як фізичні та геометричні моделі для багатьох природних явищ, особливо виявлення фрактальних розмірностей [4], сприяло розвитку і застосуванню диференціальних апаратів [5,6] до вивчення явищ взаємодії електромагнітних хвиль, зокрема, електричних хвиль, з фрактальними поверхнями за допомогою розгляду  $\alpha$ -характеристик поля.

Сформулюємо задачу про визначення впливу на компоненти електричного поля фрактального розподілу зарядів на циліндричному тілі (металевому або діелектричному). Для цього знайдемо розв'язок рівняння Лапласа в циліндричних координатах з урахуванням поведінки компонент поля на геометричному носії з фрактальним розподілом зарядів на поверхні по радіальній координаті.

Для побудови геометричного носія заряду з фрактальними властивостями використаємо модель канторової множини, яка дозволяє одержувати множини з фрактальною розмірністю в інтервалі від 0 до 1. Заряд, зосереджений на відрізку довжини  $\Delta l_i$ ,  $\Delta l_i \leq \epsilon$ , визначається як (див., наприклад, [7])

$$\Delta Q_i = \Delta l_i^\alpha \cdot \rho_0, \quad (1)$$

де  $\rho_0$  - густина заряду.

Густина розподілу заряду на кожному  $\Delta l_i$  визначається виразом

$$\rho_i = \frac{\Delta Q_i}{\Delta l_i} = \rho_0 \cdot (\Delta l_i)^{\alpha-1}. \quad (2)$$

Розподіл фрактального заряду типу (1) називаємо  $\alpha$ -характеристикою заряду. При всіх значеннях  $\alpha$  матимемо конструкцію заряду у вигляді дисконтинууму Кантора з різною густиною.

Вибір просторового розподілу міри у вигляді (1) або (2) робить можливим використання формул дробового інтегрування [8]

$${}_a I_x^\alpha (f(x)) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \cdot \int_a^x f(t) \cdot \frac{dt}{(x-t)^{1-\alpha}}, \quad x > a, \quad \alpha > 0 \quad (3)$$

та диференціювання

$${}_a D_x^\alpha (f(x)) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \cdot \frac{d}{dx} \left( \int_a^x f(t) \cdot \frac{dt}{(x-t)^\alpha} \right), \quad x > a, \quad 0 < \alpha < 1, \quad (4)$$

де  $\Gamma(\cdot)$  - гамма-функція Ейлера, для знаходження  $\alpha$ -характеристик, за допомогою яких далі моделюється електростатичне поле поблизу циліндричної провідної та діелектричної поверхні з фрактальними розподілами

зарядів.

### ПРОВІДНИЙ ЦИЛІНДР З ФРАКТАЛЬНОЮ ПОВЕРХНЕЮ В ЕЛЕКТРОСТАТИЧНОМУ ПОЛІ

Внесення в електростатичне поле провідного тіла призводить до появи на його поверхні наведених зарядів, які утворюють додаткове поле, що деформує початкове. Вислідне поле і його потенціал в будь-якому середовищі повинні задовольняти початковим рівнянням електростатики, а на поверхні тіла - відомим межовим умовам.

Нехай в однорідне електростатичне поле, що паралельне вісі  $Ox$ ,

$$\vec{E}_1 = x_0 E_1, \quad (5)$$

вноситься провідниковий циліндр з радіусом  $R$  і віссю, що перпендикулярна напрямку цього поля. Тоді потенціал поля  $\vec{E}_1$

$$\phi_1 = \phi_{01} - \int_0^x E_1 \cdot x_0 dx = \phi_{01} - E_1 \cdot x,$$

де  $\phi_{01}$  - потенціал у площині  $x = 0$ . Якщо ввести циліндричну систему координат  $x = r \cdot \cos \psi$ ,  $y = r \cdot \sin \psi$ ,  $z = z$ , то потенціал поля  $\vec{E}_1$  дорівнюватиме

$$\phi_1 = \phi_{01} - E_1 r \cos \psi.$$

Нехай поверхня ( $r = R$ ) цього циліндра екіпотенціальна. Оскільки потенціал початкового поля  $\vec{E}_1$  при  $r = R$  не є сталим, то внесення провідникового циліндра в поле  $\vec{E}_1$  викликає появу додаткового поля  $\vec{E}_2$ , що зрівнює потенціал на його поверхні

$$\phi = \phi_1 + \phi_2 = \text{const}.$$

Якщо розглядати фрактальний циліндричний провідник, то вводючи  $\alpha$ -характеристику потенціала вислідного поля  $\vec{E}$ , будемо мати

$$D^\alpha \phi = \phi_1 + D^\alpha \phi_2 = \text{const}, \quad \text{коли } r = R, \quad (6)$$

де  $D^\alpha \phi_2$  є  $\alpha$ -характеристикою потенціала поля  $\vec{E}_2$ .

Межова умова (6) виконується в тому випадку, коли  $\phi_1$  і  $D^\alpha \phi_2$  будуть косинусоїдальними функціями кута  $\psi$ .  $\alpha$ -характеристика потенціала  $D^\alpha \phi_2$  повинна задовольняти рівнянню Лапласа, загальний розв'язок якого в циліндричних координатах має вигляд

$$D^\alpha \phi_2 = [A \cdot \cos(n \cdot \psi) + B \cdot \sin(n \cdot \psi)] \cdot (C \cdot r^n + D \cdot r^{-n}).$$

Отже (з фізичного змісту задачі  $n = 1$ ,  $B = 0$ ,  $C = 0$ ),

$$D^\alpha \varphi_2 = K \cdot r^{-1} \cdot \cos \psi,$$

де стали  $K = A \cdot D$  знайдемо з межевої умови (6). Таким чином,

$$K = E_1 \cdot R^2.$$

Остаточно маємо

$$\begin{aligned} D^\alpha \varphi_2 &= \varphi_{01} - E_1 \cdot r \cdot \cos \psi + E_1 \cdot R^2 \cdot r^{-1} \cdot \cos \psi = \\ &= \varphi_{01} - E_1 \cdot \left( r - \frac{R^2}{r} \right) \cdot \cos \psi. \end{aligned} \quad (7)$$

Для визначення напруженості поля  $\vec{E}$  скористаємося формулою, яка враховує потенціальність електростатичного поля,

$$D^\alpha \vec{E} = -\text{grad}(D^\alpha \varphi)$$

та представленням градієнта в циліндричних координатах

$$\text{grad}(D^\alpha \varphi) = \vec{r}_0 \cdot \frac{\partial \varphi}{\partial r} + \vec{\psi}_0 \cdot \frac{\partial \varphi}{\partial r} \cdot \frac{1}{r}.$$

Це дає

$$D^\alpha \vec{E} = \vec{r}_0 \cdot E_1 \cdot \left( 1 + \frac{R^2}{r^2} \right) \cdot \cos \psi - \vec{\psi}_0 \cdot E_1 \cdot \left( 1 - \frac{R^2}{r^2} \right) \cdot \sin \psi. \quad (8)$$

Дробовим інтегруванням з (7) одержуємо  $\alpha$ -характеристику для потенціала [9]

$$\varphi_r^\alpha(r, \psi) = E_1 \cdot \cos \psi \cdot r^\alpha \cdot \left( -\frac{r}{\Gamma(2+\alpha)} + \frac{R^2 \cdot \Gamma(1-\alpha)}{r} \right), \quad (9)$$

а з (8) -  $\alpha$ -характеристику для компонентів електричного поля

$$\begin{aligned} E_r^\alpha &= E_1 \cdot \cos \psi \cdot \left( \frac{1}{\Gamma(1+\alpha)} \cdot (r-R)^\alpha + R^2 \cdot \Gamma(2-\alpha) \cdot r^{\alpha-2} \right), \\ E_\psi^\alpha &= -E_1 \cdot \sin \psi \cdot \left( \frac{1}{\Gamma(1+\alpha)} \cdot (r-R)^\alpha - R^2 \cdot \Gamma(2-\alpha) \cdot r^{\alpha-2} \right). \end{aligned} \quad (10)$$

На рисунках наведено приклад побудови у декартових координатах графічного зображення ліній рівня для  $\theta$ -характеристики  $E_r(x, y)$  (рисунок 1а) та для  $\alpha$ -характеристики  $E_r^\alpha(x, y)$  (рисунок 1б) компоненти  $E_r^\alpha$  відповідно для  $\alpha = 0$  (класичний випадок, що збігається з (8)) та для  $\alpha = 1/3$ .

Помітна значна деформація контурного графіка електричного поля за рахунок фрактальності поверхні циліндричного провідника. Ступінь фрактальності (у фізичному плані - ступінь шерехатості, наприклад, або ступінь локальної однорідності поверхні) враховується величиною  $\alpha$ .

### ДІЕЛЕКТРИЧНИЙ ЦИЛІНДР З ФРАКТАЛЬНОЮ ПОВЕРХНЕЮ В ЕЛЕКТРОСТАТИЧНОМУ ПОЛІ

Внесення діелектричного циліндра в електростатичне поле викликає поляризацію середовища. За рахунок появи додаткового поля початкове поле деформується.

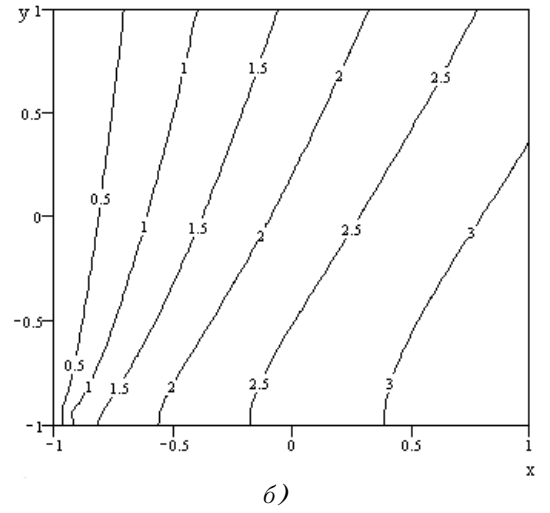
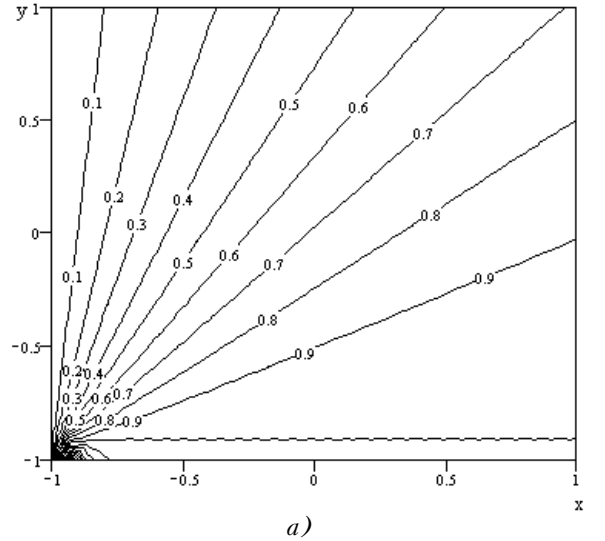


Рисунок 1

Шукане вислідне поле для діелектричного циліндра повинно існувати як зовні ( $r > R$ ) так і всередині нього ( $r < R$ )

$$D^\alpha \vec{E} = \begin{cases} D^\alpha \vec{E}_e, & r > R; \\ D^\alpha \vec{E}_i, & r < R. \end{cases}$$

Радіальна й азимутальна компоненти зовнішнього та внутрішнього полів підпорядковуються на поверхні циліндра ( $r = R$ ) межовим умовам

$$\begin{cases} D^\alpha \vec{E}_{e\psi} = D^\alpha \vec{E}_{i\psi}; \\ \epsilon_e \cdot D^\alpha \vec{E}_{er} = \epsilon_i \cdot D^\alpha \vec{E}_{ir}, \end{cases} \quad (11)$$

де  $\epsilon_e$ ,  $\epsilon_i$  - діелектричні проникності зовнішнього та внутрішнього середовища відповідно.

$\alpha$ -характеристикою потенціалу зовнішнього поля буде

$$D^\alpha \varphi_e = \varphi_1 + D^\alpha \varphi_2.$$

Що стосується  $\alpha$ -характеристики потенціалу внутрішнього поля  $D^\alpha \varphi_i$ , то вона, як і  $D^\alpha \varphi_2$ , є розв'язком рівняння Лапласа з  $n = 1$ ,  $B = 0$ ,  $D = 0$ :

$$D^\alpha \varphi_i = M \cdot r \cdot \cos \psi,$$

де стала  $M = A \cdot C$ . Знайдемо вирази для  $D^\alpha \vec{E}_e$  і  $D^\alpha \vec{E}_i$  в циліндричних координатах.

$$\begin{aligned} D^\alpha \vec{E}_i &= -\text{grad}(D^\alpha \varphi_i) = -\text{grad}(M \cdot r \cdot \cos \psi) = \\ &= -M \cdot \cos \psi \cdot \vec{r}_0 + M \cdot \sin \psi \cdot \vec{\psi}_0, \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} D^\alpha \vec{E}_e &= -\text{grad}(\varphi_1 + D^\alpha \varphi_2) = -\text{grad}(\varphi_{01} + E_1 \cdot r \cdot \cos \psi + \\ &+ K \cdot r^{-1} \cdot \cos \psi) = \\ &= E_1 \cdot \left(1 + \frac{K}{r^2}\right) \cdot \cos \psi \cdot \vec{r}_0 - E_1 \cdot \left(1 - \frac{K}{r^2}\right) \cdot \sin \psi \cdot \vec{\psi}_0. \end{aligned}$$

Знайшовши невідомі коефіцієнти  $K$  і  $M$  з межових умов (11), одержуємо вирази

$$D^\alpha \vec{E}_i = \frac{2 \cdot E_1 \cdot \varepsilon_e}{\varepsilon_i + \varepsilon_e} \cdot \cos \psi \cdot \vec{r}_0 - \frac{2 \cdot E_1 \cdot \varepsilon_e}{\varepsilon_i + \varepsilon_e} \cdot \sin \psi \cdot \vec{\psi}_0, \quad (13)$$

$$\begin{aligned} D^\alpha \vec{E}_e &= E_1 \cdot \left( \frac{R^2 \cdot (\varepsilon_i - \varepsilon_e)}{r^2 \cdot (\varepsilon_i + \varepsilon_e)} + 1 \right) \cdot \cos \psi \cdot \vec{r}_0 - \\ &- E_1 \cdot \left( \frac{R^2 \cdot (\varepsilon_i - \varepsilon_e)}{r^2 \cdot (\varepsilon_i + \varepsilon_e)} - 1 \right) \cdot \sin \psi \cdot \vec{\psi}_0, \text{ а} \end{aligned}$$

$\alpha$ -характеристики для компонентів зовнішнього електричного поля одержуємо у вигляді

$$\begin{aligned} E_r^\alpha &= E_1 \cdot \cos \psi \cdot \left( \frac{1}{\Gamma(1 + \alpha)} \cdot (r - R)^\alpha + \right. \\ &+ \left. \frac{R^2 \cdot (\varepsilon_i - \varepsilon_e)}{r^2 \cdot (\varepsilon_i + \varepsilon_e)} \cdot \Gamma(2 - \alpha) \cdot r^\alpha \right), \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} E_\psi^\alpha &= -E_1 \cdot \sin \psi \cdot \left( \frac{1}{\Gamma(1 + \alpha)} \cdot (r - R)^\alpha - \right. \\ &- \left. \frac{R^2 \cdot (\varepsilon_i - \varepsilon_e)}{r^2 \cdot (\varepsilon_i + \varepsilon_e)} \cdot \Gamma(2 - \alpha) \cdot r^\alpha \right). \end{aligned}$$

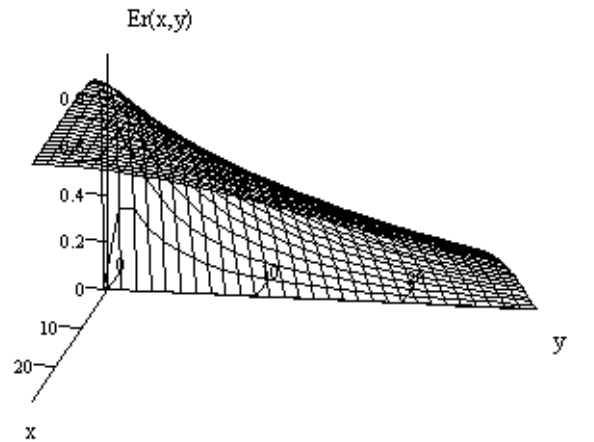
Далі на рисунках наведено графічне зображення в декартових координатах  $E_r(x, y)$  (рисунок 2а) та  $E_\psi(x, y)$  (рисунок 2б) компоненти  $E_r^\alpha$  відповідно для  $\alpha = 0$  (класичний випадок, що збігається з (13)) та для  $\alpha = 1/3$  для значень діелектричних проникностей  $\varepsilon_i = 80$ ,  $\varepsilon_e = 1$ .

Показник фрактальності  $\alpha$  у випадку взаємодії електричного поля з діелектричним циліндром характеризує вплив на структуру поля фрактального розподілу діелектричної проникності всередині та зовні циліндра.

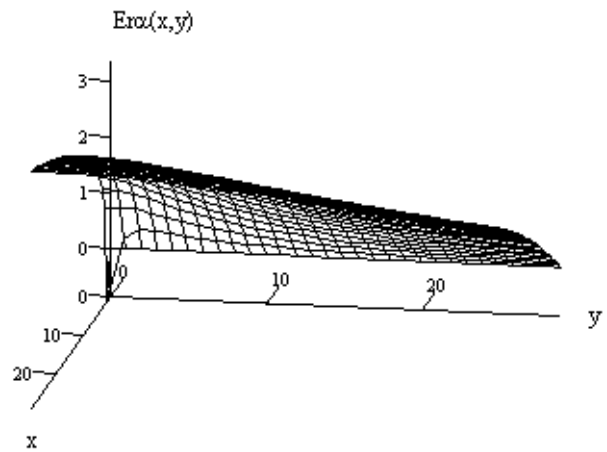
## ВИСНОВКИ

1. Знаходження  $\alpha$ -характеристик сприяє побудові та подальшому аналізу математичних моделей, що дозволяють здійснити адекватний опис реальних електричних процесів, які відбуваються на фрактальних межах середовищ або у самих фрактальних середовищах. Одержані вирази для компонент електричного поля поблизу шерехатої поверхні провідного циліндричного провідника та всередині і зовні діелектричного циліндра можуть використовуватись для аналізу поля і конструювання радіотехнічних пристроїв, для яких знання поведінки поля у ближній зоні відіграє важливе значення (наприклад, у пристроях з високими значеннями струмів, що течуть у провідниках, та для випадків великих значень напруженостей полів (відомо, що класичні результати, побудовані на уявленні про абсолютну гладкість контурів та суцільність середовища, не дають правильну кількісну характеристику)).

2. Розглянуті  $\alpha$ -характеристики електростатичного поля і фізична інтерпретація математичних моделей, побудованих на основі апарату дробового диференціювання, можуть застосовуватись для розв'язування задач аналізу явищ з урахуванням втрат при поляризації та намагнічуванні середовища.



а)



б)

Рисунок 2

**ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ**

1. Никольский В.В. Электродинамика и распространение радиоволн. - М.: Наука, 1973. - 608 с.
2. Ацюковский В.А. Общая электродинамика.-М.: Энергоатомиздат, 1990. - 280с.
3. Onufrienko V. On "α-features" of electrical waves above impedance plane// Conference Proceedings 12 International Conference on Microwaves & Radar. - Vol.1. - Krakov (Poland). - 1998. - P.212-215.
4. Фракталы в физике// Труды 6-го международного симпозиума по фракталам в физике (Триест, Италия, 9-12 июля, 1985 год):Пер. с англ./Под ред. Л.Пьетронеро, Э.Тозотти. - М.: Мир. - 1988. - 672 с.
5. Engheta N. On the Role of Fractional Calculus in Electromagnetic Theory// IEEE Antennas&Propagation Magazin. - Vol.39. - № 4, August 1997. - P.35 - 46.
6. Onufrienko V. New Description of Spatial Harmonics of Sur-

- face Waves//Conference Proceeding MMET-98. - Vol.1. - Kharkov (Ukraine). - 1998. - P.219-221.
7. Онуфрієнко В.М., Лисоконь І.В., Самолчев П.О., Слюсарова Т.І. Електромагнітні хвилі на фрактальній межі розділу двох середовищ//Радіоелектроніка, інформатика, управління. - Запоріжжя: ЗДТУ - 1999. - № 1. - С.20-23.
8. Самко С.Г., Килбас А.А., Маричев О.И. Интегралы и производные дробного порядка и некоторые их приложения. - Минск: Наука и техника, 1987. - 688 с.
9. Онуфрієнко В.М., Самолчев П.А., Слюсарова Т.И. Деформація однородного поля фрактальним циліндричним проводником// Труды 9-ой международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии". - Севастополь: СевГТУ. - 1999. - С. 229-230.

Надійшла 17.05.99  
Після доробки 22.09.99

УДК 621.382.026.44

# УНИВЕРСАЛЬНАЯ МАКРОМОДЕЛЬ СТАТИЧЕСКОГО ИНДУКЦИОННОГО ТРАНЗИСТОРА

А. В. Переверзев, О. В. Василенко, Д. А. Кудерко

*Предложена и описана универсальная макромодель статического индукционного транзистора СИТ, предназначенная для моделирования силовых устройств с СИТ. Основу составляет уравнение, приближенно описывающее ВАХ СИТ в полевом и биполярном режимах, полученное путем кусочно-линейной аппроксимации реальных ВАХ. Разработка и обоснование модели выполнено сравнением с результатами двумерного моделирования СИТ и экспериментальными характеристиками. Даны описания параметров модели и способы их определения.*

*Запропоновано і описано макромодель статичного індукційного транзистора СИТ, яку призначено для моделювання силових пристроїв із СИТ. Основу макромоделі складає рівняння, яке наближено описує ВАХ СИТ у польовому та биполярному режимах, та отримане шматково-лінійною апроксимацією реальних ВАХ. Розробка та обґрунтування моделі виконано порівнянням із результатами двовимірного моделювання СИТ та експериментальними характеристиками. Поданий опис параметрів моделі та методи їхнього визначення.*

*Universal macromodel of static induction transistor have been designed and described in this paper. Equation of VA-curves are given by approximation of real device's characteristics in unipolar and bipolar regions. Results of macromodel's investigation have been compared with results of two-dimensional simulation and experimental characteristics. Methods of model's parameters equation and parameter's description are included.*

С повышением уровня миниатюризации полупроводниковых преобразователей электрической энергии снижаются их масса, габариты, трудоемкость изготовления, стоимость, повышаются надежность и экономичность. Однако, повышению интеграции узлов и блоков преобразователей препятствуют тепловыделения мощных силовых приборов. С целью уменьшения потерь и связанных с этим тепловыделений, активно развивается направление физической интеграции приборов. На базе полевых и биполярных транзисторов созданы биполяр-

ный транзистор с изолированным затвором (IGBT) и тиристор, управляемый МОП-структурой (МСТ), обеспечивающие уменьшение статических и динамических потерь. Большая сложность полупроводниковой структуры и, как следствие, высокая стоимость сдерживают их широкое применение в преобразователях, в частности в преобразователях малой мощности. Эта же причина ограничивает использование таких приборов в полупроводниковых силовых интегральных схемах. Возможности интеграции приборов и схем существенно расширяются при использовании полевого транзистора с управляющим p-n переходом (ПТУП) с вертикальной структурой типа статического индукционного транзистора (СИТ). Такие ПТУП имеют простую структуру, обладают высокой надежностью, радиационной стойкостью, временной и температурной стабильностью характеристик.

СИТ имеют минимальные статические потери при работе в качестве ключа в биполярном режиме в сравнении со всеми известными приборами. Возможность функционировать в полевом и биполярном режимах делает его предпочтительным при построении интегральных преобразовательных каскадов, где конструктивным способом можно в одной интегральной схеме менять режим от полевого до биполярного для минимизации статических и динамических потерь, в зависимости от рабочей частоты. Поэтому, сами по себе СИТ являются перспективными в качестве ключевых элементов. Интеграция ПТУП с другими приборами в полупроводниковой структуре или в виде дискретных схем дает возможность создания широкого класса приборов с уменьшенным падением прямого напряжения и с расширенными фун-

кциональными возможностями, включающими функции защиты ключевых элементов, создания модулей разной степени интеграции, включая "интеллектуальные" модули [1].

На рис.1. представлены эквивалентные схемы функционально-интегрированных приборов на базе СИТ [1]: быстродействующие диоды (рис.1,а,б,в) с уменьшенными потерями мощности, фиксаторы уровней напряжений (рис.1,г), быстродействующие высоковольтные БТ, (рис.1,д), МОПТ (рис.1,е) и ключевые элементы (рис.1,ж,з,к) на основе интеграции СИТ и МОПТ.

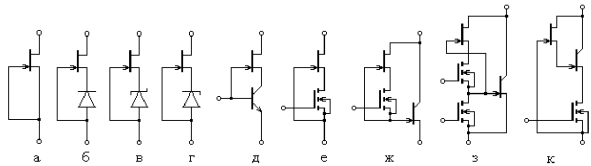


Рисунок 1 - Эквивалентные схемы функционально-интегрированных приборов

Развитию данного направления интеграции приборов, ключевых элементов, созданию преобразовательных каскадов на дискретных элементах и в виде интегральных силовых схем препятствует отсутствие машинных моделей СИТ, которые бы с должной точностью отражали работу прибора в различных режимах. Имеющиеся двумерные [1] и одномерные [2 - 3] физико-топологические модели СИТ позволяют проектировать СИТ с заданными электрическими характеристиками, однако, они не пригодны для исследования и проектирования преобразовательных устройств современными машинными методами. В [1] и [4] предложены и описаны модели СИТ для отдельных режимов. В то же время, в большинстве применений СИТ (рис.1.), он работает и в полевом, и в биполярном режимах. Для исследования процессов в преобразовательных устройствах требуются модели СИТ, пригодные для моделирования функционально-интегрированных приборов (рис.1) и преобразовательных каскадов на их основе.

Представляется необходимым иметь универсальную динамическую модель СИТ в виде, удобном для адаптации к существующим программам схемотехнического проектирования.

Структура элементарной ячейки СИТ с изображением сосредоточенных элементов, моделирующих участки структуры приведена на рис.2,а. На рис. 2,б - эквивалентная схема СИТ, полученная по этой структуре. Здесь  $R_{и}$ ,  $R_{с}$ ,  $R_{з}$  - сопротивления полупроводниковых областей соответствующих электродов истока, стока, затвора. Элементы  $I_{зи}$ ,  $R_{узи}$ ,  $C_{зи}$  моделируют участок управляющего p-n - перехода затвор-исток, а элементы  $I_{зс}$ ,  $C_{зс}$ ,  $R_{узс}$  - участок затвор-сток. Управляемый ис-

точник тока  $I_c$  описывается выражением для вольт-амперных характеристик СИТ и является основным элементом модели СИТ.

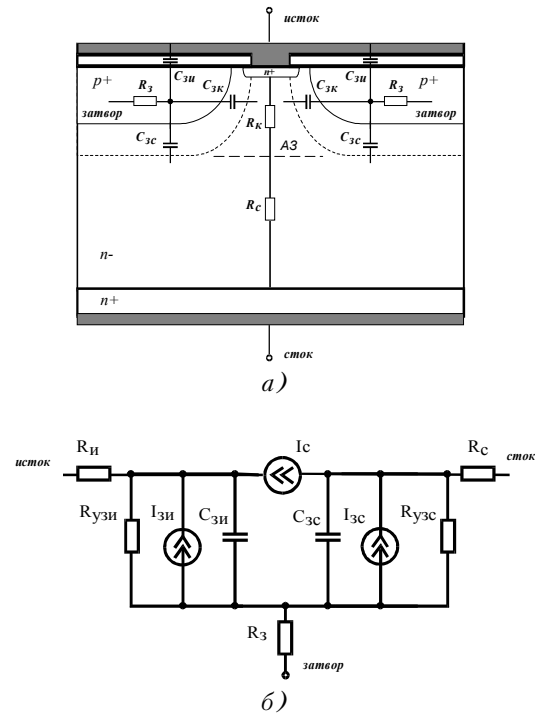


Рисунок 2 - Упрощенная структура СИТ с обозначением сосредоточенных элементов (а) и полная эквивалентная схема (б)

Разработка и обоснование макромоделей СИТ осуществлялась путем двумерного моделирования процессов в приборе, сравнением с известными одномерными аналитическими моделями [1,3], экспериментальной проверкой результатов моделирования.

Использовалась методика двумерного моделирования полевых и функционально-интегрированных приборов, базирующаяся на диффузионно-дрейфовой модели [1]. Алгебраизация уравнений выполнена методом конечных разностей на непрерывных прямоугольных сетках с учетом профиля легирования с помощью интегро-интерполяционного метода. Для решения системы нелинейных уравнений использован последовательный алгоритм. Улучшение устойчивости последовательного итерационного процесса при средних и высоких уровнях инжекции (малых временах жизни) достигнуто использованием модифицированного метода Ньютона с демпфированием.

Методика моделирования реализована в виде программы на ПЭВМ.

На рис.3. представлены ВАХ СИТ для характерных режимов работы, полученные двумерным моделированием для структур, имеющих электрофизические и топологические параметры известных приборов КП926 (рис.3,б,в) и КП934 (рис.3,а). Это сделано с целью получения возможности экспериментальной проверки

моделей, включая работу их при моделировании преобразовательных каскадов.

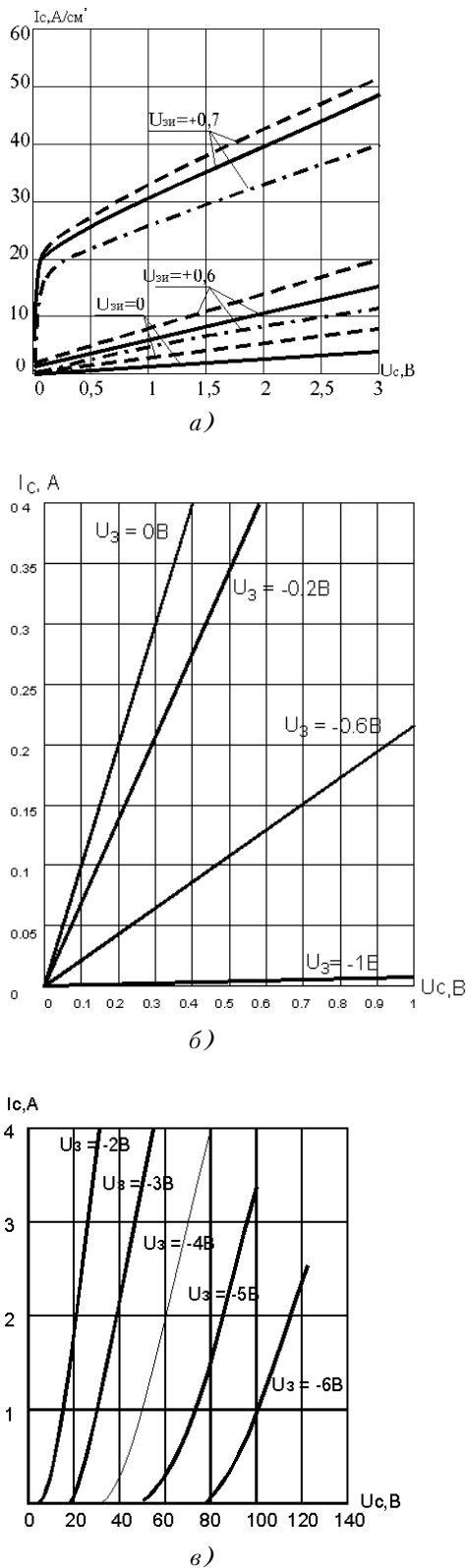


Рисунок 3 - ВАХ СИТ при малых напряжениях на стоке (а) и в режиме перекрытого канала (б), в режиме малых токов (в)

ВАХ (рис.3,б,в) отражает работу СИТ в полевом режиме: рис.3,б - в режиме управляемого сопротивления; рис.3,в - в режиме перекрытого канала. На рис.3,а показано изменение формы ВАХ при переходе из полевого режима к биполярному и существенное возрастание тока в этом режиме по сравнению с полевым. На рис.3,а штриховыми линиями показаны ВАХ для структуры типа КП926, штрих-пунктирными - для структуры КП934, сплошными линиями - для структуры с промежуточными параметрами. Как видно из рис.3., ВАХ имеют разный характер поведения и разную природу процессов, описания которых единым аналитическим выражением не представляется возможным. Поэтому ниже рассмотрены каждый из режимов в отдельности и предложены условия стыковки ВАХ.

В резистивном режиме (рис.3,б) простым аппроксимирующим выражением для ВАХ СИТ является:

$$I_c = \frac{U_c}{R_k}, \quad (1)$$

где сопротивление канала  $R_k$  определяется в соответствии с аппроксимацией Шокли для случая малых напряжений на стоке [5]:

$$R_k = \frac{R_0}{1 - \sqrt{\frac{U_з - \Phi_k}{U_{отс} - \Phi_k}}};$$

$U_c$  - напряжение сток-исток;

$R_0$  - сопротивление канала при нулевом напряжении затвор-исток;

$U_з$  - напряжение затвор-исток;

$U_{отс}$  - напряжение перекрытия канала обедненным слоем;

$\Phi_k$  - контактная разность потенциалов.

Неизвестные величины  $R_0$  и  $U_{отс}$  могут быть получены по ВАХ (рис.3,б) или экспериментально [4].

$U_{отс}$  - напряжение перекрытия канала обедненным слоем;

$\Phi_k$  - контактная разность потенциалов.

Неизвестные величины  $R_0$  и  $U_{отс}$  могут быть получены по ВАХ (рис.3,б) или экспериментально [4].

При двумерном моделировании СИТ было установлено, что при прямом смещении затвора более 0,5 В характер поведения ВАХ значительно изменяется (рис.3,а), а именно, резко уменьшается сопротивление канала вследствие инжекции носителей из затвора в область канала.

На участке от 0,5 до 0,7 В напряжения на затворе необходимо учитывать модуляцию сопротивления канала, как это делается в биполярных приборах [6].

$$R_k = \frac{R_{0M} \ln(\delta + 1)}{\delta}, \quad (2)$$

где  $R_{0M}$  - сопротивление канала при напряжении  $U_{зи0} \approx 0,5$ ;

$\delta = I_3/I_{30}$  - коэффициент, отражающий уровень инжекции.

Величина  $I_{30}$  выбирается равной току затвора при напряжении  $U_{зи0}$ , при котором влиянием инжекции можно пренебречь. Использование величин  $U_{зи0}$  и  $R_{0M}$  позволяет повысить точность описания сопротивления канала СИТ, при работе его в резистивном режиме.

$$R_k = \frac{R_{0M}}{1 - \sqrt{\frac{U_{зи} - U_{зи0}}{U_{отс} - \Phi_k}}}. \quad (3)$$

На рис.4,а приведены зависимости сопротивления канала от напряжения затвор-исток в области малых значений, где точками показаны результаты двумерного расчета, сплошными линиями - зависимости сопротивления канала СИТ от напряжения затвор-исток, рассчитанные по (2) и (3) для структур СИТ, соответствующих топологическим размерам КП926 (кривая 1), КП934 (кривая 2) и структуре с промежуточными значениями топологических параметров (кривая 3). Как видно из рис.4,а, совпадение достаточно хорошее в широком диапазоне сопротивлений.

Рис. 4,б. иллюстрирует зависимости сопротивления открытого канала СИТ от напряжения на затворе для КП926 во всем диапазоне вплоть до перекрытия, полученные разными способами: экспериментально (сплошная линия), двумерным моделированием (штриховая линия), и в соответствии с (3) (штрих-пунктирная линия). Максимальная погрешность наблюдается при напряжениях на затворе, близких к напряжению отсечки, однако, в целом погрешность для всех расчетных значений относительно экспериментальных не превышает 15%. На рис.5. приведены ВАХ СИТ КП926 в области малых напряжений на затворе, пунктиром показаны характеристики, рассчитанные по формуле (1).

В режиме перекрытого канала (рис.3,в) с учетом сопротивлений областей истока ( $R_{и}$ ) и стока ( $R_{с}$ ), выражение для тока стока в полевом режиме записывается в виде [4]:

$$I_c = (U_c + \mu U_3) / [(1 + \mu)R_{и} + R_{с}],$$

или

$$I_c = \frac{1}{R_d} (U_c + \mu U_3), \quad (4)$$

где

$$R_d = (1 + \mu)R_{и} + R_{с};$$

$\mu$  - коэффициент усиления (блокирования) СИТ.

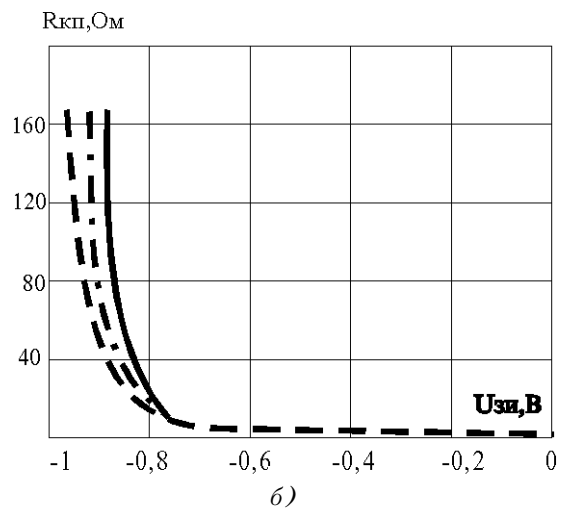
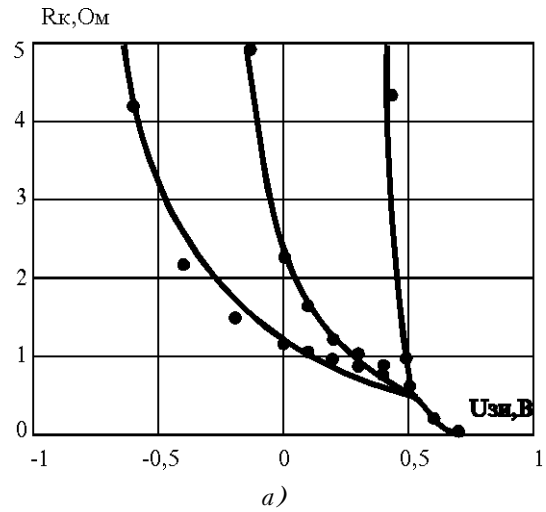


Рисунок 4 - Зависимость сопротивления канала от напряжения

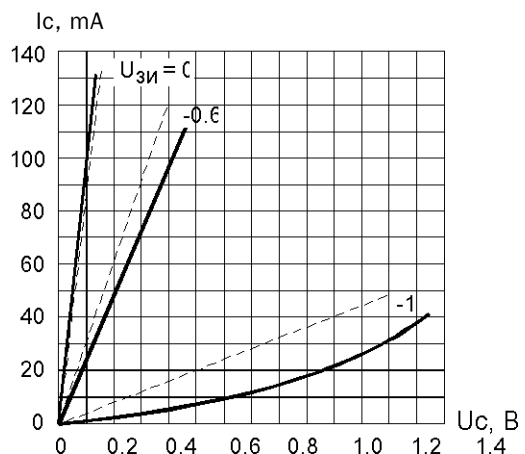


Рисунок 5 - Зависимость сопротивления открытого канала СИТ от напряжения  $U_з$

На рис. 6. штриховой линией изображены ВАХ СИТ КП926, полученные расчетом по формуле (4) для



соответствующих величин напряжения на затворе, выражениям, представленным в [3]. сплошными - полученные экспериментально.

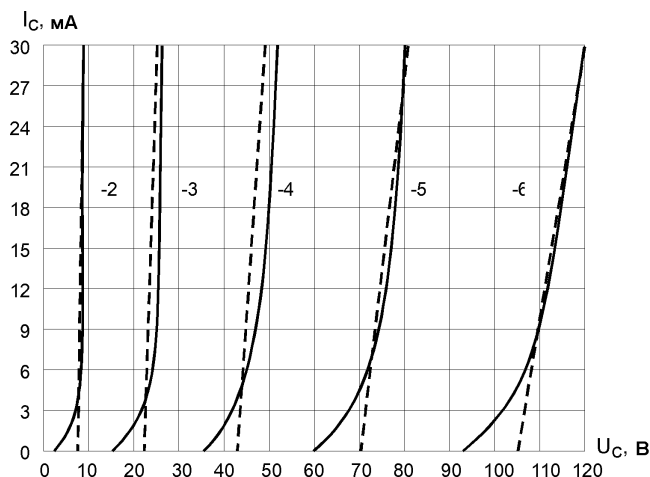


Рисунок 6 - Аппроксимация ВАХ СИТ

Пересечение аппроксимирующей прямой с осью стоковых напряжений определяется напряжением на затворе ( $U_3$ ) и коэффициентом  $\mu$ , который может быть найден экспериментально или рассчитан по структуре СИТ [1].

$$U_{c3} + \mu U_3 = 0, \quad (5)$$

Угол наклона аппроксимирующей прямой определяет динамическое сопротивление СИТ, которое также находится экспериментально или расчетным путем [1,4,5].

Как показал анализ ВАХ СИТ,  $\mu$  и  $R_d$  практически линейно возрастают с увеличением напряжения на затворе (рис.6.). Поэтому целесообразно измерения параметров  $\mu$ ,  $R_d$  производить для двух крайних ветвей из семейства ВАХ СИТ, построить зависимости и по ним уже строить ВАХ во всем диапазоне значений напряжений  $U_3$  и  $U_c$ .

Для аппроксимации ВАХ СИТ в биполярном режиме (рис.3,а) использованы результаты двумерного моделирования и аналитических расчетов на основе выражений для ВАХ [4].

На рис.7. приведены экспериментальные ВАХ БСИТ КП934 в режиме малых токов, на рис.8. - в режиме больших токов стока (сплошные линии). Как видно, они подобны ВАХ биполярного транзистора.

На ВАХ БСИТ (рис.7, 8.) можно выделить две области, разделенные пунктирной линией, с резко отличающимся видом характеристик: крутая - слева от пунктирной линии и пологая - справа.

Положение характеристик в пологой области характеристик определяется, как у БТ, коэффициентом усиления по току  $\beta$ , который может быть получен разными способами: по экспериментальным характеристикам, по результатам двумерного расчета ВАХ, по аналитическим

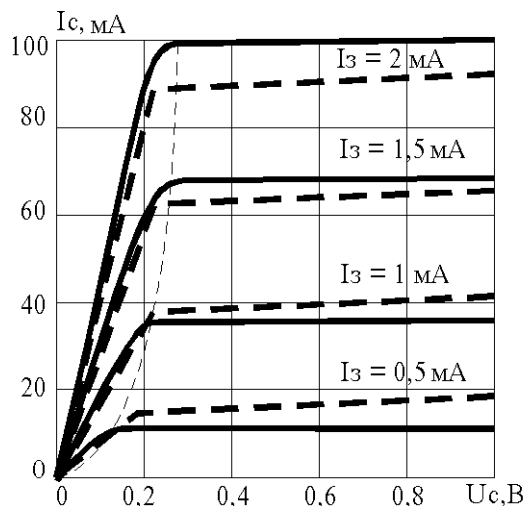


Рисунок 7 - ВАХ БСИТ в режиме малых токов

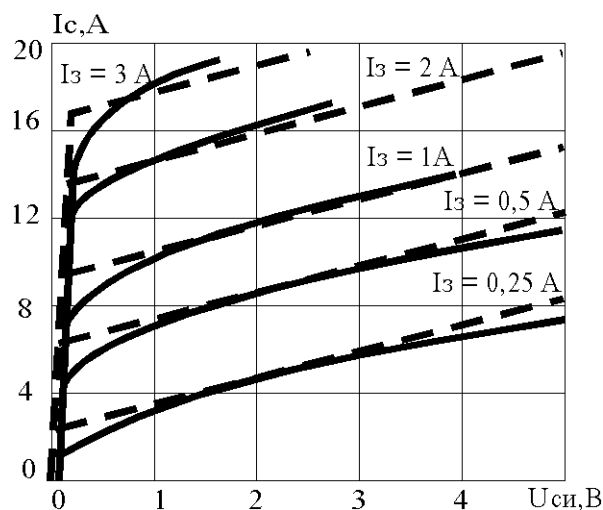


Рисунок 8 - ВАХ БСИТ в режиме больших токов

На рис.9. показаны зависимости коэффициента усиления по току  $\beta$  от величины тока затвора для БСИТ КП934: сплошная линия получена экспериментально, штриховая - по (6) и пересчитана к току затвора.

$$\beta = \frac{A_1}{I_c + A_2}, \quad (6)$$

где  $A_1$  и  $A_2$  - коэффициенты, определяемые электрофизическими и топологическими параметрами структур.

Из рисунка видно, что формула (6) довольно точно описывает искомую зависимость, но ее график имеет не колоколообразную, а гиперболическую форму, поэтому при достижении ток затвора определенного значения, для данного случая величины 0,4А и менее, коэффициент усиления можно считать постоянным, в соответствии со штрих-пунктирной линией (см. рис.9.),

как это делается для биполярного транзистора. Абсолютная погрешность расчета коэффициента по формуле (6) - менее 10%.

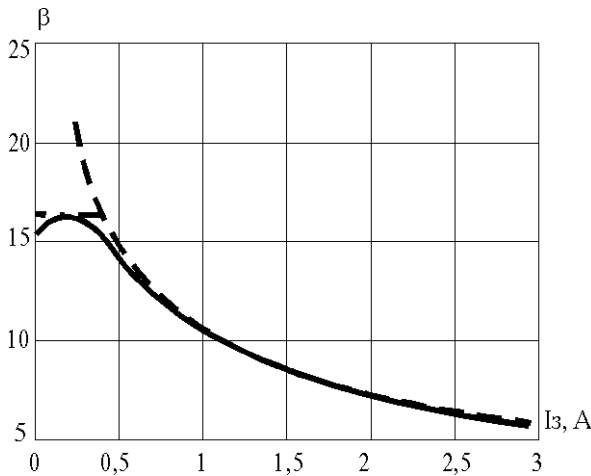


Рисунок 9 - Зависимость коэффициента усиления по току БСИТ от тока затвора

Для вычисления значений параметров аппроксимации  $A_1$  и  $A_2$  по экспериментальным данным (рис.9.) для двух значений тока стока следует найти величины  $\beta$  и подставить их в формулу (6). Решив систему из двух уравнений с неизвестными  $A_1$  и  $A_2$ , получим параметры для аппроксимации коэффициента усиления по току с помощью формулы (6). Таким образом, выражение для ВАХ БСИТ в биполярном режиме в пологой области запишется в следующем виде:

$$I_c = \frac{U_c}{R_{дп}} + \beta I_z, \quad (7)$$

где  $R_{дп}$  - динамическое сопротивление БСИТ в пологой области ВАХ.

В крутой области характеристик (до области насыщения) выражение для ВАХ имеет вид:

$$I_c = \frac{U_c}{R_{км}}, \quad (8)$$

где  $R_{км}$  - сопротивление канала БСИТ, определяемое из (2).

Напряжение насыщения на стоке ( $U_{снас}$ ), при котором происходит изменение вида зависимости ВАХ может быть определено по экспериментальным данным, по результатам двумерного анализа (рис.2,а) или по аналитическому выражению [3].

$$U_{снас}(I_c) = 2\phi_T \cdot \ln(1 + I_c B), \quad (9)$$

где  $\phi_T$  - тепловой потенциал;

$I_c$  - ток стока;

$B$  - коэффициент, определяемый геометрическими и

электрофизическими параметрами структуры БСИТ.

Выражение (9) позволяет рассчитать напряжение насыщения транзистора при наличии информации о физико-топологических параметрах прибора или найти аппроксимирующий коэффициент  $B$ , как это делалось для коэффициента  $\beta$ .

Еще одним способом нахождения искомой величины  $U_{снас}$  может быть определение из условия равенства токов, полученных по различным аппроксимирующим зависимостям, на границе крутой области и области насыщения. Иными словами, за искомое принимается напряжение, соответствующее точке пересечения двух аппроксимирующих линий. На рис.10. показаны значения напряжения насыщения, полученные по экспериментальным данным (зачерненные точки), с помощью формулы (9) (сплошная линия) и по данной методике (незачерненные точки).

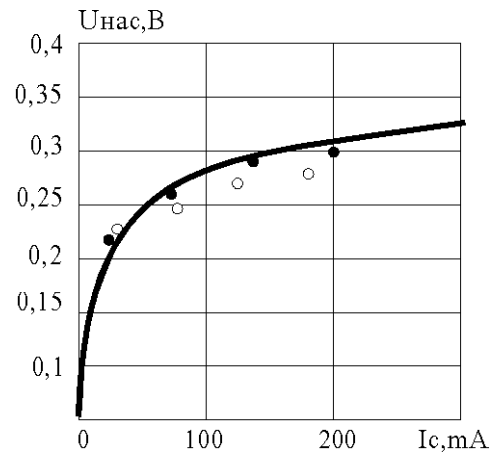


Рисунок 10 - Зависимость напряжения насыщения БСИТ от тока стока

Несмотря на то, что последняя обладает меньшей, по сравнению с (9) более низкой точностью, ее применение более просто, поскольку не требует использования в расчете дополнительных зависимостей и параметров и решает проблему согласования величин тока стока при переходе от одного вида аппроксимации к другому.

На рис.7. и 8. штриховыми линиями показаны ВАХ БСИТ, полученные на основе аппроксимирующих выражений (6 - 9). Как видно из результатов сравнения, погрешность расчета ВАХ в худшем случае не превышает 15%.

Для моделирования работы СИТ в динамическом режиме в модели нужно задать емкости  $C_{зи}$  и  $C_{зс}$ . В простейшем случае они могут быть приняты в виде констант, однако на практике их величины изменяются в значительных пределах и оказывают заметное влияние на точность расчета времени переключения прибора и выделяемые на нем мощности. Для определения ем-

костей  $C_{зс}$  и  $C_{зи}$  в диапазоне напряжений можно воспользоваться различными способами, например, расчетом по топологическим параметрам структуры [2,4].

Другой способ описания междуэлектродных емкостей заключается в аппроксимации экспоненциальными зависимостями [5].

$$C_{зи} = C \exp(-BU_3), \text{ при } U_3 < U_0$$

$$C_{зи} = C \exp(-BU_0), \text{ при } U_3 \geq U_0,$$

где  $C$ ,  $B$  и  $U_0$  - параметры аппроксимации.

Параметры  $C$  и  $B$  уравнений (10) определяются по двум точкам экспериментальной зависимости. На рис.11 приведены графики зависимости емкости  $C_{зи}$  от  $U_3$ , полученные экспериментально (сплошная линия) и рассчитанные по (10). Параметры  $C$  и  $B$  определялись по методу наименьших квадратов (штриховая линия) и по методу двух точек (штрих-пунктирная линия). Относительная погрешность в обоих случаях не превышает 15%. Более предпочтительным для определения параметров аппроксимации является использование метода двух точек, поскольку он имеет минимальную погрешность при  $U_3 \rightarrow 0$ , а также требует меньшего количества экспериментальных данных.

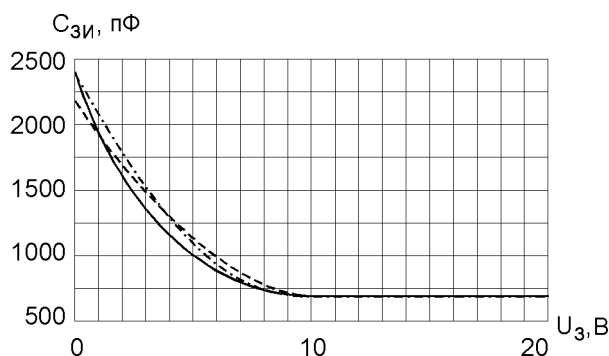


Рисунок 11 - Зависимости емкостей СИТ от напряжения

Остальные параметры модели рис.2,6 определяются подобно тому, как это делается для биполярного транзистора.

Подводя итог, можно сделать вывод, что управляемый источник тока СИТ макромодели может быть представлен единым простым уравнением

$$I_c = \frac{U_c}{R_d} + \frac{\mu U_3}{R_d} + \beta I_3, \quad (10)$$

параметры которого изменяются в зависимости от режима.

Так, в полевом режиме, при отсутствии инжекции из области затвора ( $\beta = 0$ ) уравнение (10) трансформируется в уравнение (4), моделирующее режим перекрытого канала, которое, в свою очередь, при напряжении на затворе меньшем, чем напряжение перекрытия канала, превращается в уравнение (1), соответствующее резистивному режиму работы СИТ.

Описанная макромодель СИТ характеризуется простотой описания ВАХ и способа определения параметров, позволяет анализировать статические и динамические характеристики электронных приборов в режиме большого и малого сигнала.

#### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Переверзев А.В. Интегральные модули на составных и функционально-интегрированных приборах. - Запорожье: ЗГИА. - 1998. - 190 с.
2. Ozawa O. Electrical Properties of a Triode-Like Silicon Vertical-Channel JFET // IEEE Transactions on Electron Devices. - 1980. - Vol. ED-27, № 11. - P.2115-2123.
3. S.Bellone. On-State modeling of Power JFET structures in the Bipolar mode // Sol.-St. Electronics. - 1985. - Vol.28, №4. - P.317 - 324.
4. Переверзев А.В., Тимовський А.К., Василенко О.В. Моделювання елементів силової електроніки. - Запоріжжя: ЗДІА, 1998. - 117с.
5. Переверзев А.В., Кудерко Д.А., Василенко О.В. Динамическая модель СИТ // Придніпровський науковий вісник. - 1998. - № 29. - С. 10-17.
6. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. - М.: Энергия, 1977. - 671 с.

Надійшла 24.05.99  
Після доробки 01.10.99

# АВТОМАТИЗОВАНА УСТАНОВКА ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЛАКСАЦІЙНИХ ПРОЦЕСІВ І ВОЛЬТ-АМПЕРНИХ ХАРАКТЕРИСТИК У ДІЕЛЕКТРИКАХ І НАПІВПРОВІДНИКАХ

Г. В. Сніжної, А. В. Кондратьєв

*Предложена автоматизированная установка для исследования релаксационных процессов и ВАХ в диэлектриках и полупроводниках на базе персонального компьютера с операционной системой Windows 95, оснащенного интерфейсом связи с прибором ЦУИП (цифровой универсальный измерительный прибор) и блоком питания Б5-43. Разработано программное обеспечение для изменения условий эксперимента, регистрации и обработки данных.*

*Запропоновано автоматизовану установку для дослідження релаксаційних процесів і ВАХ у діелектриках і напівпровідниках на базі персонального комп'ютера з операційною системою Windows 95, оснащеного інтерфейсом зв'язку з приладом ЦУВП (цифровий універсальний вимірювальний прилад) і блоком живлення Б5-43. Розроблено програмне забезпечення для зміни умов експерименту, реєстрації й опрацювання даних.*

*Offered automatic installation for the study relaxing processes and volt-ampere characteristic in insulators and semiconductors on Intel486 computer base with the operating system Windows 95, equipped by the interface of relationship with the device ЦУИП (numerical universal measurement instrument) and power supply unit Б5-43. Designed software for changing the conditions of experiment, registrations and data processing.*

Проведення складних фізичних експериментів (одночасний вимір множини різнорідних параметрів через мінімальні проміжки часу, велика тривалість експерименту і т.п.) практично неможливо без застосування ЕОМ [1]. Автоматизація стосується не тільки реєстрацію результатів виміру, але і керування зовнішніми впливами. В даний час пропонується великий асортимент інтерфейсних пристроїв для зв'язку ЕОМ і вимірювальних систем [2]. Їх характеризує досить висока вартість, а також необхідність використання відповідних вимірювальних приладів. Питання про "відкритість" супутнього програмного забезпечення також є досить спірним. Названі чинники, а також стандартний (або обмежений) набір вимірювальних устроїв у вітчизняних наукових лабораторіях, обмежує широке використання комп'ютерних технологій у наукових дослідженнях.

Для дослідження релаксаційних процесів і вивчення залежностей вольт-амперних характеристик (ВАХ) була створена автоматизована установка на базі комп'ютера Intel486 з операційною системою Windows 95, оснащеного інтерфейсом зв'язку з приладом ЦУВП (цифровий універсальний вимірювальний прилад) і блоком живлення Б5-43. Для створення інтерфейсної системи використовувалася вітчизняна елементна база.

Автоматизована установка складається з чотирьох функціональних частин:

- вимірювальний осередок із досліджуванним зразком,
- прилади: ЦУВП (для виміру струму і напруги) та Б5-43 (для завдання напруги на зразку),
- інтерфейс зв'язку з приладами ЦУВП і Б5-43,
- програмне забезпечення, що забезпечує керування ходом експерименту й опрацювання результатів.

Функціональна блок-схема установки зображена на рисунку 1. Керуючі властивості установки реалізовані програмно з застосуванням компілятора Borland Pascal 7.0 for Windows.

Оскільки рівень фонових струмів відпливу визначається властивостями ізолятора, у якості ізолюючого матеріалу в даній конструкції вимірювального осередку використовувався тефлон і кварц. Для поліпшення електричного контакту і виключення повітряних зазорів між зразком і електродом, застосовували In-Ga пасту.

Вимірювальна частина включає вольт-амперметр ЦУВП для реєстрації струмів і напруг у діапазоні  $10^{-2}$  -  $10^{-7}$  А та  $10^{-2}$  -  $10^{-7}$  В, відповідно. Вибір діапазонів вимірів здійснюється програмно.

Для автоматичного регулювання напруги, що подається на зразок, використовувався Б5-43. Цифровий код для встановлення напруги на зразку задавався програмно. Крок по напрузі 0.01 В.

Для керування ЦУВП використовувалися різніми для підключення дистанційного керування (ДУ). Це дозволило робити зовнішній запуск приладу, переключення діапазонів і режимів виміру, й одержання даних, що вимірюються в паралельній формі.

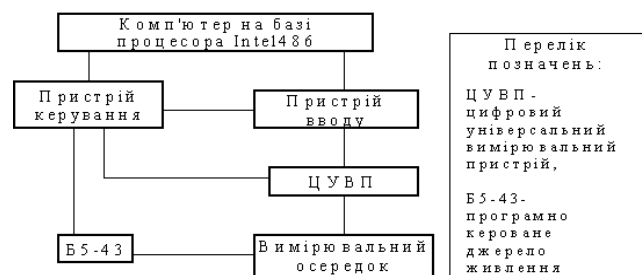


Рисунок 1 - Функціональна блок-схема автоматизованої установки для зняття ВАХ і вивчення релаксаційних процесів у діелектриках і напівпровідниках

Для керування експериментом у режимі реального часу використовуються цифрові входи/виходи порту принтера (далі LPT), що надає 10 TTL виходів і 4 TTL входів. Інтерфейс зв'язку приладу з комп'ютером служить для узгодження електричних параметрів сигналу. Інтерфейс містить буферні елементи для посилення сигналів керування; регістр перетворення рівнобіжних даних у послідовний код для зчитування значень із ЦУВП (застосовані мікросхеми K555ІР9); регістр перетворення послідовних даних для установки кодового керуючого слова на блоці живлення (застосовані мікросхеми K561ІР9).

Дані вводяться послідовно з застосуванням послідовно-паралельного регістра зсуву (застосовані каскадно включені мікросхеми 555ІР9). Устрій керування містить буферні елементи для узгодження параметрів сигналів, керує регістром зсуву і приладом. Інтерфейсний пристрій містить 7 корпусів мікросхем і підключається до комп'ютера дванадцятьма дротами. Час одного циклу виміру 0.5 секунди (значення часу виміру обумовлено часом інтегрування приладу, хоча в перспективі планується використання більш швидкісного інтерфейсу аж до 5 МГц).

Програмна частина являє собою базовий модуль із

відкритою архітектурою на Паскалі з можливістю переносу на інші мови програмування. Результати вимірів і їхнього опрацювання можуть бути подані в символній і графічній формі.

На автоматизованій установці вимірювалися ВАХ різноманітних напівпровідникових структур. У процесі вимірів автоматично змінювалася напруга на зразку (попередньо задавалося початкове, кінцеве значення, крок зміни по напрузі і час переключення) і вимірювалися значення струму. Реєстрація релаксаційних струмів після попередньої поляризації здійснювалася з тимчасовим кроком від 0.5 секунди і вище. У майбутньому планується зменшити тимчасовий крок до  $10^{-2}$  сек, що дозволить досліджувати більш швидкі релаксаційні процеси.

#### ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Воробьев Ю.В., Добровольский В.Н., Стриха В.И. Методы исследования полупроводников // Київ, Вища школа, 1988. - 232 с.
2. National Instruments. Measurement and Automation Catalogue. 1999. (www.natinst.com)

Надійшла 02.02.99  
Після доробки 25.06.99

УДК 621.315.592

## ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ МОП-СТРУКТУРЫ НА КРУТИЗНУ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ ВОЛЬТ-ФАРАДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

А. В. Томашевский, Г. В. Снежной, К. А. Чернявский

*В статье представлена модель описывающая влияние параметров МОП-структуры на крутизну вольт-фарадной характеристики. Результаты работы используются при проектировании полупроводниковых приборов.*

*У статті подана модель, що описує вплив параметрів МОН-структури на крутизну вольт-фарадної характеристики. Результати роботи використовуються при проектуванні напівпровідникових приладів.*

*The model of influence of parameters a MOS-structure to a steepness a C-V characteristics is presented in this paper. The results are use by design of semiconductor devices.*

Для полупроводниковых приборов, изготовленных на основе структуры металл-окисел-полупроводник (МОП-структуры) важное значение имеет крутизна высокочастотной вольт-фарадной характеристики (ВЧ ВФХ), причем требования к крутизне могут быть различны. При изготовлении МОП-транзисторов крутизна ВФХ применяемых МОП-структур должна быть максимально большой, так как структуры с более крутыми ВФХ

характеризуются более низким пороговым напряжением. Для электрически управляемых емкостных элементов - МОП-варикапов требуются структуры, обладающие как можно более пологой ВФХ, чем обеспечивается расширение рабочего диапазона управляющих напряжений. Исходя из необходимости получения МОП-структур с разной крутизной ВФХ, актуальна задача исследования связи крутизны ВЧ ВФХ и основных параметров МОП-структуры: толщины окисла, степени легирования полупроводника, плотности поверхностных состояний на границе раздела полупроводник-окисел. Решение данной задачи позволит определить оптимальное сочетание этих параметров для обеспечения требуемой крутизны.

МОП-структура может быть представлена эквивалентной электрической схемой из емкости диэлектрика последовательно соединенной с дифференциальной емкостью полупроводника. Входная емкость такой эквивалентной схемы [1]:

$$C = \frac{C_i}{C_i + C_d + C_s} \cdot \left[ C_d + C_s \cdot \frac{(C_i + C_d + C_s)^2 + \omega^2 \cdot \tau^2 \cdot C_d \cdot (C_i + C_d)}{(C_i + C_d + C_s)^2 + \omega^2 \cdot \tau^2 \cdot (C_i + C_d)^2} \right], \quad (1)$$

где  $\tau$  - время релаксации поверхностных состояний;  
 $C_s$  - емкость поверхностных состояний на границе раздела полупроводник-диэлектрик;  
 $C_i$  - емкость диэлектрика;  
 $C_d$  - дифференциальная емкость полупроводника;  
 $\omega$  - частота.

ВФХ определяется зависимостью емкости  $C$  от постоянного напряжения смещения  $U$ , прикладываемого к МОП-структуре. Для нахождения ВФХ необходимо определить влияние  $U$  на переменные, входящие в правую часть выражения (1).

Введем следующие обозначения:  $\psi_s$  - поверхностный потенциал;  $\psi_b$  - разность между уровнем Ферми в собственном полупроводнике и уровнем Ферми в легированном полупроводнике;  $B$  - величина обратная тепловому потенциалу;  $n_i$  - собственная концентрация носителей заряда;  $p_p$ ,  $n_p$  - концентрация основных и неосновных носителей заряда соответственно;  $q$  - заряд электрона;  $k$  - постоянная Больцмана;  $T$  - температура.

Будем считать, что полупроводник р-типа и МОП-структура единичной площади. Время релаксации  $\tau$ , характеризующее процесс перезарядки поверхностных состояний такой структуры аппроксимируется выражением [2]:

$$\tau = \frac{1}{v \cdot \sigma_p \cdot n_i} \cdot \exp[-B \cdot (\psi_b - \psi_s)], \quad (2)$$

где  $v$  - средняя тепловая скорость;  
 $\sigma_p$  - абсолютное сечение захвата дырки.

Емкость диэлектрика:

$$C_i = \epsilon_i / d_i,$$

где  $\epsilon_i$  - диэлектрическая проницаемость окисла;  
 $d_i$  - толщина окисла.

Емкость обедненного слоя полупроводника  $C_d$  определяется как [2]:

$$C_d = \frac{\epsilon_s}{\sqrt{2} \cdot L_d} \cdot \frac{[1 - e^{-B \cdot \psi_s} + n_p / p_p \cdot (e^{B \cdot \psi_s} - 1)]}{F(B \cdot \psi_s, n_p / p_p)}, \quad (3)$$

где  $\epsilon_s$  - диэлектрическая проницаемость полупроводника;  
 $L_d$  - дебаевская длина;

$F(B \cdot \psi_s, n_p / p_p)$  - коэффициент равный:

$$F(B \cdot \psi_s, n_p / p_p) = [(e^{-B \cdot \psi_s} + B \cdot \psi_s - 1) + n_p / p_p \cdot (e^{B \cdot \psi_s} - B \cdot \psi_s - 1)]^{1/2}.$$

Значение  $\psi_s$  связывается с приложенным напряжением  $U$  выражением:

$$\psi_s = U - U_0 - (2 \cdot U \cdot U_0 + U_0^2)^{1/2}, \quad (4)$$

где  $U = U - U_{FB} - Q_n / C_i$ ;  $U_0 = q \cdot N_a \cdot \epsilon_s / C_i^2$ ,

$$Q_n = -C_i \cdot (U - U_{FB} - 2 \cdot |\psi_b|) + (4 \cdot \epsilon_s \cdot q \cdot N_a \cdot |\psi_b|)^{1/2}.$$

Отметим, что величина заряда  $Q_n$  также же определяется приложенным напряжением  $U$ , т.е. влияние напряжения  $U$  на  $\psi_s$  имеет сложный вид. Емкость поверхностных состояний  $C_s$  определим исходя из допущения, что заполнение поверхностных состояний подчиняется статистике Ферми-Дирака и поверхностные состояния непрерывно и равномерно распределены по запрещенной зоне полупроводника. Тогда плотность поверхностных состояний  $N_{SS}$  постоянна, не зависит от напряжения  $U$ , прикладываемого к МОП-структуре и емкость поверхностных состояний равна:

$$C_s = q^2 N_{SS}. \quad (5)$$

Уравнения (1 - 5) представляют математическую модель емкостных свойств МОП-структуры с учетом поверхностных состояний. Полученная модель в неявном виде отражает влияние на полную емкость МОП-структуры ее основных параметров: толщины окисла, концентрации легирующей примеси в полупроводнике, плотности поверхностных состояний на границе раздела полупроводник-диэлектрик. Для решения поставленной задачи необходимо найти  $S = \frac{\partial C}{\partial U}$  (крутизну ВФХ) и оценить влияние на  $S$  перечисленных выше параметров МОП-структуры, что и было осуществлено методом графического дифференцирования с помощью ЭВМ.

По предложенной методике получены семейства графических зависимостей:  $C = f(U)$  при разных  $N_{SS}$ ,  $S = f(N_a)$  при разных  $d_i$ . Исходными данными при расчетах взяты следующие: МОП-структура Al-SiO<sub>2</sub>-Si(V), постоянные параметры исследуемой

МОП-структуры:  $\epsilon_i = 3,5 \cdot 10^{-13}$  Ф/см,

$\epsilon_s = 1,054 \cdot 10^{-12}$  Ф/см,  $v = 10^7$  см/с,

$\sigma_p = 4,3 \cdot 10^{-16}$  см<sup>2</sup>. Моделирование проводилось для

температуры  $T = 300$  К и частоты  $\omega = 10^4$  Гц. Выбор частоты обусловлен тем, что на низких частотах емкость поверхностных состояний  $C_s$  успевает перезарядиться в фазе с изменением напряжения внешнего сигнала и не вносит вклад в форму С-V-характеристик.

Численные исследования для определения влияния на крутизну ВФХ степени легирования  $N_a$ , толщины окисла  $d_i$  и плотности поверхностных состояний  $N_{ss}$  проведены при варьировании  $N_a$ ,  $d_i$ ,  $N_{ss}$  в пределах:

$$N_a = 10^{14} - 10^{18} \text{ см}^{-3}, \quad d_i = 10 - 100 \text{ нм},$$

$$N_{ss} = 10^9 - 10^{15} \text{ эВ}^{-1} \cdot \text{см}^{-2}.$$

На рис 1 приведены ВФХ для толщины диэлектрика  $d_i = 20$  нм и степени легирования  $N_a = 10^{14} \text{ см}^{-3}$  при различных  $N_{ss}$ . Такой вид ВФХ характерен и для других  $d_i$ ,  $N_a$ . Кривая 1 соответствует случаю  $N_{ss} = 0$ , т.е. для идеализированной МОП-структуры. Кривые 2, 3, 4 получены при равномерно распределенном энергетическом спектре поверхностных состояний со значениями  $N_{ss} = 10^{11}, 10^{12}, 10^{13} \text{ эВ}^{-1} \cdot \text{см}^{-2}$  соответственно.

С увеличением напряжения сначала наблюдается более пологий участок ВФХ, а затем крутизна резко возрастает. Соотношение между длиной крутого и пологого участка определяется величиной  $N_{ss}$ . Наличие на ВФХ двух участков с разной крутизной экспериментально наблюдалось и связывалось с перезарядкой поверхностных уровней на границе раздела полупроводник-окисел [2]. Поверхностные состояния на границе раздела полупроводник-окисел перестают оказывать влияние на форму ВФХ при низкой плотности  $N_{ss} = 10^9 - 10^{10} \text{ эВ}^{-1} \cdot \text{см}^{-2}$ . Крутизна ВФХ при низкой плотности поверхностных состояний определяется только толщиной диэлектрика и степенью легирования полупроводника (рис. 2).

По полученным результатам можно сделать такие выводы. Максимально пологие ВФХ обеспечиваются при  $N_{ss} < 10^{10} \text{ эВ}^{-1} \cdot \text{см}^{-2}$  и в этом случае крутизна определяется только сочетанием толщины окисла и степени легирования полупроводника. С увеличением плотности поверхностных состояний уже при  $N_{ss} = 10^{11} \text{ эВ}^{-1} \cdot \text{см}^{-2}$  на ВФХ появляется более крутой участок, величина которого увеличивается с увеличением  $N_{ss}$ .

При  $N_{ss} = 10^{13} \text{ эВ}^{-1} \cdot \text{см}^{-2}$  крутизна ВФХ достигает максимальной величины. Максимальная емкость  $C_{\text{max}}$  определяется емкостью диэлектрика  $C_i$ . Минимальная емкость  $C_{\text{min}}$  зависит от толщины диэлектрика и степени легирования полупроводника. Результаты работы используются при разработке полупроводниковых приборов на МОП-структурах.

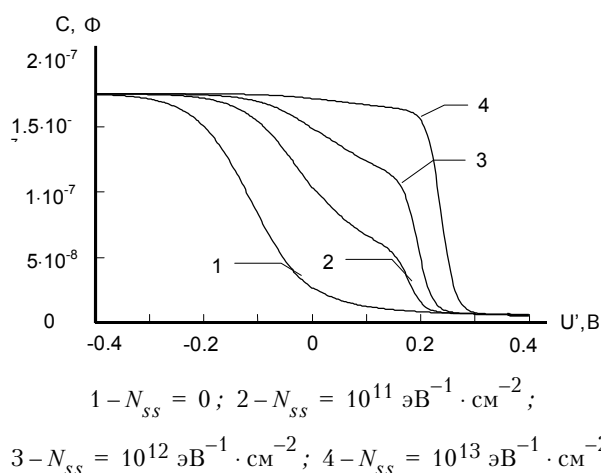


Рисунок 1 - Типичные ВФХ МОП-структур

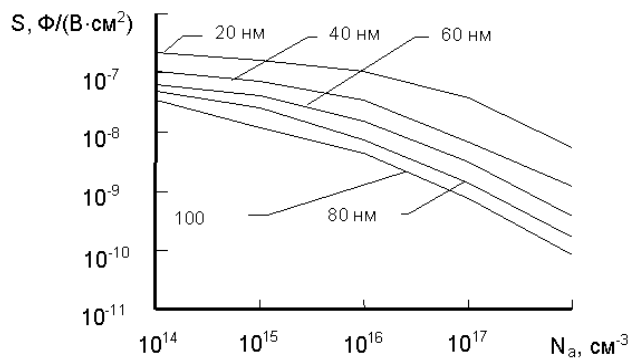


Рисунок 2 - Влияние на крутизну ВФХ МОП-структуры толщины окисла и степени легирования полупроводника

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Литовченко В.Г., Горбань А.П. Основы физики микроэлектронных систем металл-диэлектрик-полупроводник. К.: Наук. думка, 1978. - с. 35 - 37
2. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: В 2-х книгах. Пер. с англ. - М.: Мир, 1984. - Кн. 1, с. 377 - 433

Надійшла 13.09.99

# ДОСЛІДЖЕННЯ ДВОПОЛЯРНИХ ІМПУЛЬСНИХ РЕГУЛЯТОРІВ

В. Д. Флора

*Пользуясь методом энергетического баланса, определены достаточно простые формулы для средних напряжений и пульсации тока нагрузки с учетом параметров источников в регуляторах с импульсами двух полярностей, питающихся от одного или двух источников и работающих в установленном режиме.*

*Користуючись методом енергетичного балансу, визначені достатньо прості формули для середніх напруг і пульсацій струму навантаження з урахуванням параметрів джерел у регуляторах з імпульсами двох полярностей, що живляться від одного або двох джерел і працюють у сталому режимі.*

*Using a method of a power balance, the rather simple formulas for average voltages and pulsings of a current of a load are defined in view of parameters of radiants in the governors with impulses of two polarities eating from one or two radiants and working in a placed (installed) condition.*

В слідкуючих системах радіоелектронних пристроїв (наприклад, в радіолокації, радіонавігації і т.д.) досить часто застосовують живлення реверсивних виконавчих двигунів від нерегульованих джерел постійного струму (батареї акумуляторних, сонячних, паливних, ядерних та інших елементів). В такому разі найбільш доцільним є застосування двополярних імпульсних регуляторів.

Двополярні імпульсні регулятори в межах одного періоду комутації живлять навантаження по чергово позитивними та негативними імпульсами напруги. Застосовують різні схеми головних ланцюгів таких регуляторів. Можливе живлення від двох джерел [1], або від одного [2,3]. При живленні від двох джерел (рис.1) амплітуди імпульсів напруги  $U_1$  та  $U_2$  різні, оскільки вони створюються різними джерелами. При живленні від одного джерела (рис. 2) амплітуди  $U_1$  та  $U_2$  однакові.

Як відомо [2, 3, 4], такі регулятори створюють зворотні струми джерел в межах кожного періоду комутації. Оскільки не кожне джерело безінерційне та може сприймати зворотні струми, доводиться на вході імпульсного регулятора встановлювати фільтрові конденсатори. Виключенням може бути, наприклад, акумуляторна батарея, де  $L_{дж} \approx 0$ ,  $R_{дж} \neq 0$ .

Розрахунок усталених режимів силових схем таких регуляторів звичайно виконується класичними методами [2, 3], що значно ускладнює як самі розрахунки, так і кінцеві формули. Потім застосовують розкладання в ряди, нехтують частиною ряду, й одержують придатні для інженерного розрахунку формули. Але одержання таких формул можливе й більш простим методом, запропонованим [5].

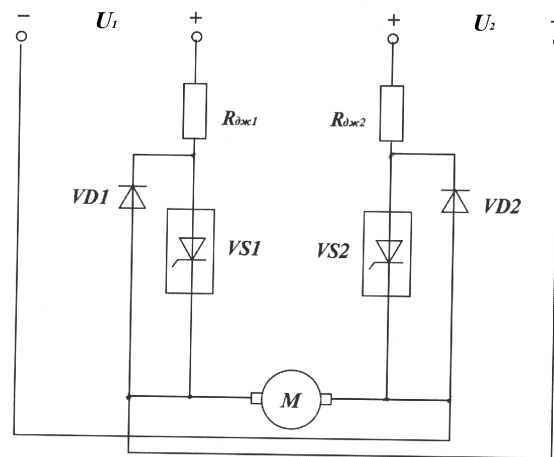


Рисунок 1 - Двополярний регулятор з двома джерелами

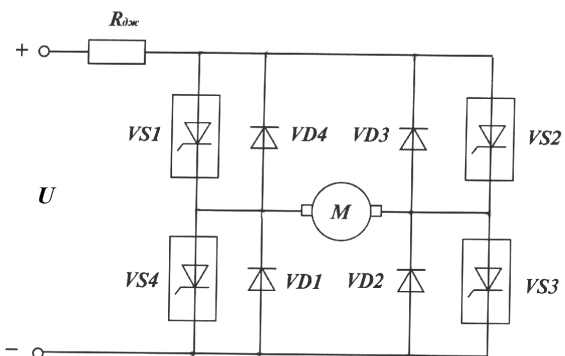


Рисунок 2 - Двополярний регулятор з одним джерелом

Для двополярного імпульсного регулятора (рис. 1) напругу навантаження можливо записати, як

$$U_{cp} = U_{1cp} - U_{2cp} \quad (1)$$

Враховуючи у формулі (1) співвідношення для середньої напруги, одержані [5], з відповідними індексами "1", "2", визначимо у загальному вигляді

$$U_{cp} = \frac{U_1 \cdot \alpha_1 - U_2 \cdot \alpha_2}{2} + \left\{ \frac{U_1^2 \cdot \alpha_1^2}{4} + \frac{M_{cp} \cdot n_{cp}}{9565} \cdot [R_{дж1} \cdot \alpha_1 - R_H \cdot (1 - 2 \cdot \alpha_1)] \right\}^{0,5} - \left\{ \frac{U_2^2 \cdot \alpha_2^2}{4} + \frac{M_{cp} \cdot n_{cp}}{9565} \cdot [R_{дж2} \cdot \alpha_2 - R_H \cdot (1 - 2 \cdot \alpha_2)] \right\}^{0,5} \quad (2)$$

де відносна тривалість  $T_1$  позитивного імпульсу:



$$\alpha_1 = \frac{T_1}{T}, \quad (3)$$

а негативного Т2

$$\alpha_2 = \frac{T_2}{T}. \quad (4)$$

Тоді

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1. \quad (5)$$

У формулі (2)  $M_{cp}$ ,  $n_{cp}$  - середні величини моменту опору на валу двигуна та швидкості обертання.

Якщо знехтувати опором джерел (на вході регулятора встановлено фільтровий конденсатор), то  $R_{дж1} = R_{дж2} = 0$ . Тоді

$$U_{cp} = \frac{U_1 \cdot \alpha_1 - U_2 \cdot \alpha_2}{2} + \left\{ \frac{U_1^2 \cdot \alpha_1^2}{4} + \frac{M_{cp} \cdot n_{cp} \cdot R_H}{9565} \cdot (1 - 2 \cdot \alpha_1) \right\}^{0,5} - \left\{ \frac{U_2^2 \cdot \alpha_2^2}{4} + \frac{M_{cp} \cdot n_{cp} \cdot R_H}{9565} \cdot (1 - 2 \cdot \alpha_2) \right\}^{0,5}. \quad (6)$$

Якщо на вході регулятора встановлено фільтровий конденсатор, а навантаження має нехтовно малий опір, то  $R_{дж1} = R_{дж2} = 0$ ;  $R_H = 0$ .

В такому разі

$$U_{cp} = U_1 \cdot \alpha_1 - U_2 \cdot \alpha_2 = (U_1 + U_2) \cdot \alpha_1 - U_2. \quad (7)$$

Оскільки  $0 \leq \alpha_1 \leq 1$ , то за формулою (7) -  $U_2 \leq U_{cp} \leq U_1$ . Якщо  $R_{дж1} = R_{дж2} = R_{дж}$ ;  $U_1 = U_2 = U$ ,  $\alpha_2 = 1 - \alpha_1$  (рис. 2), то з формули (2):

$$U_{cp} = \frac{U \cdot (2 \cdot \alpha_1 - 1)}{2} + \left\{ \frac{U^2 \cdot \alpha_1^2}{4} + \frac{M_{cp} \cdot n_{cp}}{9565} \cdot [R_{дж} \cdot \alpha_1 - R_H \cdot (1 - 2 \cdot \alpha_1)] \right\}^{0,5} - \left\{ \frac{U^2 \cdot (1 - \alpha_1)^2}{4} + \frac{M_{cp} \cdot n_{cp}}{9565} \cdot [R_{дж} \cdot (1 - \alpha_1) - R_H \cdot (1 - 2 \cdot \alpha_1)] \right\}^{0,5}. \quad (8)$$

Якщо на вході схеми рис. 2 встановлено фільтровий конденсатор, то  $R_{дж} = 0$ . Тоді з формули (8):

$$U_{cp} = \frac{U \cdot (2 \cdot \alpha_1 - 1)}{2} + \left\{ \frac{U^2 \cdot \alpha_1^2}{4} - R_H \cdot (1 - 2 \cdot \alpha_1) \cdot \frac{M_{cp} \cdot n_{cp}}{9565} \right\}^{0,5} - \left\{ \frac{U^2 \cdot (1 - \alpha_1)^2}{4} - R_H \cdot (1 - 2 \cdot \alpha_1) \cdot \frac{M_{cp} \cdot n_{cp}}{9565} \right\}^{0,5}. \quad (9)$$

Якщо при цьому  $R \approx 0$ , то зі співвідношення (9):

$$U_{cp} = U \cdot (2 \cdot \alpha_1 - 1). \quad (10)$$

Користуючись методом суперпозиції, для двополярних регуляторів можливо розрахувати розмах пульсації струму навантаження:

$$\Delta I_H = \Delta I_{1H} + \Delta I_{2H}, \quad (11)$$

де  $\Delta I_{1H}$ ,  $\Delta I_{2H}$  - розмахи пульсацій під дією позитивного та негативного імпульсів напруги. Вони підраховуються за формулами, визначеними [5], для відповідного імпульсу

$$\Delta I_{1H} = \frac{\left( U_{1cp} + R_H \cdot \frac{M_{cp} \cdot n_{cp}}{9565 \cdot U_{1cp}} \right) \cdot (1 - \alpha_1)}{L_H \cdot f}, \quad (12)$$

$$\Delta I_{2H} = \frac{\left( U_{2cp} + R_H \cdot \frac{M_{cp} \cdot n_{cp}}{9565 \cdot U_{2cp}} \right) \cdot (1 - \alpha_2)}{L_H \cdot f}. \quad (13)$$

Враховуючи в формулі (11) співвідношення (12) та (13), одержимо

$$\Delta I_H = \frac{1}{L_H \cdot f} \cdot \left[ U_{1cp} \cdot (1 - \alpha_1) + U_{2cp} \cdot (1 - \alpha_2) + R_H \cdot \frac{M_{cp} \cdot n_{cp}}{9565} \cdot \frac{U_{1cp} \cdot (1 - \alpha_2) + U_{2cp} \cdot (1 - \alpha_1)}{U_{1cp} \cdot U_{2cp}} \right]. \quad (14)$$

Для відповідного окремого випадку враховуються відповідні формули для  $U_{1cp}$ ,  $U_{2cp}$ .

Якщо  $R_H \approx 0$ , то

$$\Delta I_H = \frac{U_{1cp} \cdot (1 - \alpha_1) + U_{2cp} \cdot (1 - \alpha_2)}{L_H \cdot f} = \frac{\alpha_1 (1 - \alpha_1) (U_1 + U_2)}{L_H \cdot f}. \quad (15)$$

Якщо за цих умов  $U_1 = U_2 = U$ , то

$$\Delta I_H = \frac{2U \cdot \alpha_1 (1 - \alpha_1)}{L_H \cdot f}. \quad (16)$$

При  $\alpha_1 = \alpha_2 = 0,5$  за формулами (10), (16)  $U_{cp} = 0$ ,

а

$$\Delta I_H = \frac{0,5U}{L_H \cdot f}. \quad (17)$$

За цих умов через навантаження тече чисто змінний струм, діюче значення якого визначається за методикою [6]:

$$I_{нд} = \frac{\Delta I_H}{2\sqrt{3}} = \frac{U}{4\sqrt{3}L_H \cdot f}. \quad (18)$$

Діюча напруга навантаження

$$U_d = \left\{ \frac{1}{T} \int_0^{T_1} U_1^2 dt + \int_0^{T_2} U_2^2 dt \right\}^{0,5} = (U_1^2 \alpha_1 + U_2^2 \alpha_2)^{0,5}, \quad (19)$$

або, якщо  $U_1 = U_2 = U$ , враховуючи формулу (5),

$$U_d = U \sqrt{\alpha_1 + \alpha_2} = U. \quad (20)$$

Таким чином, користуючись методом енергетичного балансу [7], можливо за допомогою нетрудомістких розрахунків одержати придатні для інженерного використання формули основних величин в усталених режимах двополярних імпульсних регуляторів.

**ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ**

1. Стахно В.И. Импульсный усилитель мощности на тиристорах. - В кн.: Вопросы усовершенствования устройств электрической тяги. Тр. ДИИТ<sup>а</sup>, вып. 77, М.: Транспорт, 1968. С.71-75.
2. Глазенко Т.А. Импульсные полупроводниковые усилители в электроприводах. - М. - Л.: Энергия, 1965.- 188 с.
3. Глазенко Т.А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. - Л.: Энергия, 1973. - 304 с.
4. Электрические аппараты на тиристорах. Ю.С. Коробков, В.Д. Флора /Ред. Ю.С. Коробков. - М.: МЭИ, 1985. - 72 с.
5. Флора В.Д. Дослідження режиму зниження напруги однополярного імпульсного регулятора. Радіоелектроніка, інформатика, управління, 1999, №1. С.40-41.
6. Флора В.Д. Апроксимація графіка несинусоїдної функції за допомогою найпростіших геометричних фігур та елементарних функцій. Електротехніка та електроенергетика, 1999, №1. С.24-25.
7. Флора В.Д. Використання рівнянь енергетичного балансу при розрахунках усталених режимів імпульсних регуляторів. Електричний журнал, 1998, №1. С.15-22.

Надійшла 28.05.99

Після доробки 04.10.99

## II. ІНФОРМАТИКА

УДК 681.3.067

### ВОССТАНОВЛЕНИЕ ДАННЫХ В ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Н. М. Василега, В. Н. Крищук, А. В. Нелася

*В статье рассматриваются способы восстановления утраченных или поврежденных данных. Анализируются как общие проблемы, характерные для восстановления файлов всех типов, так и касающиеся файлов DBF-структуры.*

*У статті розглядаються засоби відновлення втрачених або зруйнованих даних. Аналізуються як загальні проблеми, що виникають при відновленні файлів усіх типів, так і специфічні для DBF-файлів.*

*In this paper we show how it is possible to recover lost or damage files. In particular, we show general problems and specific ones for DBF-files.*

#### ВВЕДЕНИЕ

Современный мир немислим без информационных технологий. По данным печати 70% мирового совокупного национального продукта прямо или косвенно зависят от информации, хранящейся в электронном виде. Поэтому актуальность проблемы защиты информации от преднамеренных и случайных искажений не вызывает сомнения. Интересны также методы восстановления утраченных или испорченных данных, если беда все же произошла. При всем этом единого мнения по вопросам применяемых технологий защиты информации до сих пор не существует. Теоретическая база науки о защите информации находится еще в стадии формирования. На практике администраторы компьютерных сетей при определении оптимальной конфигурации подсистемы защиты ориентируются не на единый научный подход, а на многочисленные, зачастую противоречащие друг другу рекомендации, которыми изобилует литература по компьютерной безопасности и страницы Internet. Особый интерес представляет технология защиты программных продуктов, в которых основную ценность составляет не исполняемый код, а входящие в него данные. Авария в сети - отключение питания, "зависание" сетевого программного обеспечения файл-сервера может привести к весьма неприятным последствиям.[1]

#### 1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Как известно, для удаления записей в DBF-файлах в СУБД предусмотрено два уровня. По команде DELETE записи лишь помечаются к удалению с возможностью

последующего их восстановления. По команде RASCK данные сжимаются на физическом уровне таким образом, что восстановление становится невозможным. Еще одна команда ZAP позволяет полностью обнулить файл; при этом структура DBF-файла сохраняется, удаляются лишь сами данные. Восстановление после ZAP в СУБД не реализовано. Что же происходит с файлом при выполнении этих команд? DBF-файл на низком уровне представляет собой обычный набор байтов, причем начинается он с заголовка, в котором описана логическая структура данных. За заголовком непрерывным потоком следуют полезные данные в описанном формате. Структура заголовка представлена в таблице 1.1. Назовем это логическим уровнем.

Таблица 1.1 - Структура заголовка DBF-файла

Смещение (десятичное)	Описание
00	Описатель типа файла: 03h-файл без полей memo, 80h-файл Foxbase+ с memo, 83h-файл Clipper с memo, F5h-файл FoxPro с memo
1-3	Дата последнего обновления
4-7	Количество записей данных в файле
8-9	Смещение первой записи данных от начала файла
10-11	Размер записи (включая байт удаления)
12-31	Зарезервировано
32-N	Описание структуры записей (полей)
N+1	0Dh-байт окончания заголовка
N+2	Начало первой записи данных (флажок удаления)

С другой стороны, это обычный файл, который имеет элемент оглавления на диске, где, в частности, указан его размер в байтах и номер первого кластера в FAT. Далее цепочка кластеров в FAT формируется обычным путем, последовательно связывая свободные элементы. Таким образом, при работе с файлами баз данных на низком уровне необходимо четко отслеживать соответствие между элементом оглавления на диске и заголовком.

Каждая запись данных начинается с флажка удаления. Это один байт информации, который по умолчанию принимает значение 20h. Команда DELETE заносит в этот байт значение 2Ah (символ '\*'). По команде RECALL производится обратная замена и запись восстанавливается. Физическое удаление помеченных записей производится командой PASC. Она работает таким образом, что данные "подтягиваются" к заголовку, полностью замещая собой помеченные к удалению записи. После этого на диске не остается и следа от удаленных записей, и восстановить их совершенно невозможно. Теоретически, исключение составляет тот случай, когда помеченным к удалению оказывается только одна или несколько смежных записей в конце файла. Но такое вряд ли возможно. Во всяком случае, отследить это на практике нельзя.

Иначе работает команда ZAP. Флажок удаления здесь не используется, данные не уничтожаются физически. Корректируется лишь количество записей в заголовке (сбрасывается в 0) и размер файла в элементе оглавления диска. Таким образом, существует возможность восстановить обнуленный файл.

Технология восстановления файлов после ZAP в целом аналогична реализованной технологии восстановления файлов после удаления. При удалении файла с диска, первая буква его имени заменяется на E5 а все элементы FAT, соответствующие занимаемым этим файлом кластерам, обнуляются. Причем синхронно в обеих копиях FAT. При занесении нового файла в каталог он будет размещен в первом свободном элементе. Таким образом, простого метода восстановления удаленных файлов принципиально не существует. В то же время, поскольку информация в кластерах не уничтожается, можно восстановить файл путем просмотра всех свободных кластеров.

## 2 МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ РЕШЕНИЯ

Рассмотрим существующие методы восстановления файлов с помощью утилит типа UNDELETE, UNERASE. Алгоритм их работы таков.

1. Просмотрев оглавление диска определить элементы каталога, соответствующие удаленным файлам. Это те файлы, первый байт в поле имени которых изменен на E5. Если же элемент каталога удаленного файла в процессе работы был занят новым файлом, то

автоматическое восстановление невозможно.

2. Из выбранного списка пригодными к восстановлению являются только те файлы, кластеры которых еще не заняты другой информацией, то есть в таблице распределения файлов помечены как пустые. На первоначальном этапе утилиты восстановления к таким файлам относят те, начальный кластер файла которых помечен как свободный. Номер начального кластера берется из обрабатываемого элемента каталога. Для таких файлов необходимо заново ввести первую букву имени, чтобы восстановить запись каталога.

3. Теперь необходимо связать цепочку кластеров до достижения файлом необходимого размера. Поскольку в FAT скорее всего существует масса свободных кластеров, то на вопрос какие именно из них принадлежат каждому из удаленных файлов ответить однозначно довольно трудно, а при сильной дефрагментации диска практически невозможно. Поэтому утилиты восстановления файлов в автоматическом режиме работают не всегда корректно. Они правильно восстанавливают лишь те файлы, у которых номера кластеров в FAT расположены либо подряд, либо по возрастанию номеров. В режиме ручного восстановления можно определить нужные кластеры, просматривая все, помеченные как свободные. Но это довольно утомительное занятие, а для не текстовых файлов и вовсе непригодное.

Как видно из приведенного алгоритма, самой большой проблемой является корректное восстановление цепочки кластеров в FAT. В простейшем случае, если размер файла не превышает одного кластера, первый кластер, номер которого хранится в элементе каталога, помечается как последний. Если файл занимает несколько соседних кластеров, после восстановления записи в каталоге утилита обращается к FAT и назначает файлу столько последовательных нераспределенных кластеров, сколько требует файл. Если файл разбросан, способ восстановления FAT заключается в последовательном передвижении по диску сначала по возрастанию номеров кластеров от начала файла, а при достижении внутреннего края диска, начиная с внешнего края, и назначением файлу требуемого числа свободных кластеров, встреченных на пути [2]. Программы автоматического восстановления вполне корректно работают, если диск периодически обрабатывается утилитами типа SpeedDisk и дефрагментация файлов сведена к минимуму. Но в этом случае навсегда утраченными станут те файлы, которые были удалены или повреждены до запуска подобной утилиты.

В качестве иллюстрации описанных принципов рассмотрим простой пример. Пусть существует два файла File1 и File2. Цепочка кластеров для File1 имеет вид **5-6-7-8-13-14**, а для File2 - 9-10-11-12. Как видно из таблицы 2.1 второму файлу принадлежат четыре смежных кластера, а цепочка кластеров первого файла разделена цепочкой второго на две части - с **5** по **8** и с

13 по 14 кластеры.

Таблица 2.1

Содержимое элемента FAT	Номер элемента FAT
6	5
7	6
8	7
13	8
10	9
11	10
12	11
#	12
14	13
#	14

Если удалить File1, а затем попытаться восстановить утилитой UNDELETE, она отработает вполне корректно. После удаления файла рассматриваемый фрагмент FAT приведен в таблице 2.2.

Таблица 2.2

Содержимое элемента FAT	Номер элемента FAT
0	5
0	6
0	7
0	8
10	9
11	10
12	11
#	12
0	13
0	14

Выбрав из элемента каталога номер первого кластера 5, утилита восстановления, убедившись, что он помечен как свободный, начинает связывать в цепочку смежные свободные кластеры, следуя по возрастанию их номеров. Получается первая часть 5-6-7-8. Следующий 9 кластер помечен как занятый, а необходимый размер файла еще не достигнут. Утилита последовательно пропускает занятые кластеры 9-10-11-12, пока не находит следующий свободный. После этого к первому файлу присоединяются кластеры 13-14. На этом работа заканчивается, так как достигнут необходимый размер файла. Как видно из приведенных рассуждений, в таком случае цепочка кластеров выстраивается в точном соответствии с таблицей 2.1.

Что же произойдет, если удалить оба файла, а затем попытаться их восстановить. В этом случае результат зависит от порядка восстановления файлов. Если первым восстановить File2, он восстановится корректно, так как занимает смежные кластеры. Процесс восстановления после этого File1 рассмотрен выше. Если же начать с File1, то ситуация в корне меняется. Фрагмент FAT после удаления приведен в таблице 2.3.

Таблица 2.3

Содержимое элемента FAT	Номер элемента FAT
0	5
0	6
0	7
0	8
0	9
0	10
0	11
0	12
0	13
0	14

Выбрав из элемента каталога номер первого кластера 5, утилита восстановления, убедившись, что он помечен как свободный, начинает связывать в цепочку смежные свободные кластеры до достижения требуемого размера файла. Так как все кластеры помечены как свободные, в цепочку попадут 6 смежных кластеров 5-6-7-8-9-10. А попытка восстановить после этого второй файл вообще не увенчается успехом, так как его начальный кластер

номер 9 к этому моменту уже будет помечен как принадлежащий первому файлу. Результат показан в таблице 2.4.

**Таблица 2.4**

Содержимое элемента FAT	Номер элемента FAT
6	5
7	6
8	7
9	8
10	9
#	10
0	11
0	12
0	13
0	14

Восстановлению файлов после ZAP присущи те же проблемы, что и восстановлению файлов после удаления. Однако существует и принципиальное отличие. Поскольку сам файл не удаляется как таковой, запись в каталоге диска для этого файла остается, однако изменяется размер файла. Соответственно счетчик записей в заголовке DBF-файла сбрасывается в 0. Таким образом, возникает проблема, как определить реальный размер (и соответственно количество записей) при восстановлении.

**3 РЕЗУЛЬТАТЫ**

Исходя из приведенных соображений, вырисовывается алгоритм восстановления файла после ZAP.

**Шаг 1.** Определить размер файла до обнуления. Если предположить, что размер файла в байтах найден, то количество записей в этом случае можно определить как

$$K = \frac{(B-Z)}{R},$$

- где  $K$  - количество записей
- $B$  - размер файла в байтах
- $Z$  - размер заголовка
- $R$  - размер одной записи

Величина  $Z$  - это размер файла в байтах после операции ZAP, так как в этом случае файл представляет

собой только описательную часть без единой записи полезных данных. Размер записи, включая байт удаления, записан в заголовке по смещению 9-10.

С другой стороны, если известно только количество записей, по обратной формуле можно вычислить размер файла в байтах.

$$B = Z + R \cdot K.$$

**Шаг 2.** Изменить оба параметра: количество записей занести в заголовок файла по смещению 4-7, а размер файла в байтах в элемент каталога этого файла по смещению 28-31. При этом следует учитывать обратный порядок следования байтов.

**Шаг 3.** Восстановить цепочку кластеров в таблице размещения файлов. Этот шаг полностью аналогичен описанной выше проблеме восстановления FAT для файлов, удаленных с диска. Как было показано, не всегда можно быть полностью уверенным, что файл восстановится корректно.

Пути решения поставленных проблем достаточно очевидны. Если сохранять размер файла и цепочку кластеров перед каждой операцией ZAP, то можно с уверенностью утверждать, что файл восстановится корректно в том случае, если его кластеры еще не заняты другим файлом. Предлагается три варианта реализации этого подхода.

1. Процедура сохранения указанных параметров встраивается программистом в саму программу обработки данных. Возможен вариант, когда процедура, перехватывающая команду обнуления, оформляется как отдельный объектный модуль и присоединяется к программе на этапе компоновки.

2. Исполняемый модуль программы обработки данных обрабатывается специальным "конвертом" для включения в него кода предлагаемой процедуры.

3. Данная процедура разрабатывается как независимая резидентная программа, перехватывающая команду ZAP на уровне операционной системы.

В двух первых случаях действия процедуры сохранения параметров DBF-файла распространяются только на конкретную базу данных, обрабатываемую изменяемой программой. Первый вариант наиболее трудоемкий. Здесь программист сам должен следить за каждым случаем обнуления файлов данных. Второй случай дает аналогичный результат, однако для его реализации не нужно взаимодействие с разработчиком программы обработки данных. Это довольно существенный выигрыш. В третьем же случае действие процедуры в зависимости от настройки может распространяться не только на конкретную базу данных, но и либо на все DBF-файлы, находящиеся на данном компьютере, либо на конкретные диски или каталоги. Этот вариант, на мой взгляд, является наиболее перспективным, так как он полностью независим от разработчика программы обработки данных и позволяет производить полную настройку для каждого конкретного компьютера.

## ВЫВОДЫ

Исходя из выше изложенного, следует, что в процессе обработки больших массивов информации возникает масса проблем по защите и восстановлению данных как таковых вне зависимости их от обрабатывающей программы. Эти вопросы изучены недостаточно, так как профессиональных программистов больше интересует "поведение" программ, а пользователи, больше интересующиеся самими данными, не занимаются решением подобных вопросов. Практическая реализация приведен-

ных алгоритмов восстановления данных призвана облегчить участь пользователей, по неосторожности или недостатку опыта потерявших ценную информацию.

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Минаев А.В. Восстановление поврежденных файлов баз данных FoxPro LAN // "Компьютеры+Программы" 1(9) 1994 г. - С. 34-35.
2. Нортон Питер, Джордейн Роберт. Работа с жестким диском IBM/PC. - М.: Мир, 1992 - 560 с.

Надійшла 18.01.99  
Після доробки 09.09.99

УДК 519.714+681.3

# ОБОБЩЕННЫЕ ПОЛИНОМИАЛЬНЫЕ ФОРМЫ

В. С. Выхованец

*Показано, что обработка многозначных данных может быть реализована путем вычисления логической функции, представленной в обобщенной полиномиальной форме. Изложена обобщенная методика синтеза полиномиальных форм, осуществляемая в расширенном базисе операций и при смешанной значности переменных. Предлагается использование мультипликативных форм, позволяющих повысить эффективность логических вычислений на вычислительных средствах с двоичным кодированием данных.*

*There is shown in the article that multivalued data manipulation can be realized by calculation logic function represented as generalized polynomial. Generalized procedure of polynomial forms syntheses, which is realized both in the operation extended basis and with compounded significance of variables. Usage of the multiplicative shapes which permit to increase effectiveness of logical evaluations on computational tools with binary data coding is offered.*

## 1 ВВЕДЕНИЕ

Имеется круг задач, решение которых основывается на обработке бинарных и многозначных данных. К таким задачам можно отнести логическое управление, дискретную оптимизацию, обработку сигналов и изображений, распознавание образов и прогнозирование, принятие решений, моделирование дискретных устройств и т.д. Логическая обработка может быть формализована в алгебре логики и представлена в виде логической функции со значностью  $k_f$ , зависящей от  $n$  аргументов  $X = \{X_{n-1}, \dots, X_1, X_0\}$ , значности которых, в общем случае, различны и равны, соответственно,  $K = \{k_{n-1}, \dots, k_1, k_0\}$ :

$$f(X_{n-1}, \dots, X_1, X_0) \in \{0, 1, \dots, k_f - 1\}, \\ X_i \in \{0, 1, \dots, k_i - 1\}. \quad (1)$$

Современное состояние информационной технологии отражает неадекватность используемых методов обра-

ботки данных структуре вычислительных средств. Наименее изученными остаются вопросы, связанные с расширением форм представления логических данных с учетом операционных возможностей вычислительного устройства. Наблюдается закономерный интерес к разработке новых форм представления логических данных. В последнее время находит все большее применение метод расширения форм, основанный на преобразовании Фурье в дискретных базисах [1, 2]. Практический интерес представляют полиномиальные формы, которые имеют однородную алгебраическую структуру и хорошо реализуются средствами современной микроэлектроники. Основываясь на ранее полученных результатах [3], приведем обобщенную методику синтеза полиномиальных форм.

## 2 МЕТОДИКА СИНТЕЗА ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ ФОРМ

Известные методы логических вычислений своей структурой повторяют формульное описание функции. Не ограничивая общности, произвольную функцию (1) представим в обобщенной полиномиальной форме:

$$p(X) = \sum_{i=0}^{k-1} a_i \left( c_i \delta_n X_{n-1}^{i_{n-1}} \delta_{n-1} \dots \delta_0 X_0^{i_0} \right) = \sum_{i=0}^{k-1} a_i \theta_i(X), \quad (2)$$

где  $k = k_{n-1} \times \dots \times k_1 \times k_0$ ;  $a_i$  - коэффициенты формы;  $c_i$  - произвольные константы;  $\delta_i$  - логические операции;  $X_i^{i_t}$  - переменная  $X_i$  в логической степени  $i_t$ ;  $i = (i_{n-1} \dots i_0)_K$  - представление числа  $i$  по смешанному основанию  $K$ ;  $\theta_i(X)$  - полиномиальные ортогональные функции. Для синтеза полиномиальных форм исполь-

зуюм дискретное ортогональное преобразование:

$$\begin{cases} A = D \times F; \\ F = D^{-1} \times A, \end{cases} \quad (3)$$

где  $F$  - характеристический вектор функции,  $A$  - вектор коэффициентов формы,  $D$  и  $D^{-1}$  - матрицы прямого и обратного преобразования размерности  $k^n \times k^n$ . Последние получаем следующим образом.

1) Задаем ядро преобразования (3), которое определяет степенные операции и соответствующие им матрицы  $W_t$  с элементами:

$$w_t(i, j) = i^j, \quad (i, j = \overline{0, k-1}, t = \overline{0, n-2}), \quad (4)$$

где  $i(j)$  - номер строки (столбца). Строки (столбцы) матрицы  $W_t$  должны быть линейно независимы.

2) Строим матрицу  $D^{-1}$  по рекуррентному правилу:

$$\begin{aligned} G_0 &= W_0; \quad G_{t+1} = W_t \otimes_t G_t, \quad (t = \overline{0, n-2}); \\ D^{-1} &= C \delta_n G_{n-1}, \end{aligned} \quad (5)$$

где  $\otimes_t$  - обобщенная операция кронекеровского произведения;  $C$  - матрица констант, состоящая из  $k$  одинаковых строк  $k$  произвольных констант. Логические операции  $\delta_t$ , как и ядро преобразования  $W_t$  зададим в виде матриц  $\Delta_t$  с элементами

$$\delta_t(i, j) = i \delta_j, \quad (i, j = \overline{0, k-1}, t = \overline{0, n}), \quad (6)$$

а операцию обобщенного кронекеровского произведения определим так:

$$W_t \otimes_t G_t = w_t(i, j) \delta_t G_t, \quad (i, j = \overline{0, k-1}). \quad (7)$$

В результате вычисления (7) получаем матрицу, состоящую из  $k \times k$  подматриц  $G_t$ , каждая из которых поэлементно преобразована операцией  $\delta_t$ , первым операндом которой является соответствующий элемент матрицы  $W_t$ . Выбор операций и их последовательности не должны вести к линейной зависимости строк (столбцов)  $G_t$ , а константы  $c_i$  задаем так, чтобы определитель  $D^{-1}$  был отличен от нуля.

3) Матрицу  $D$  вычисляем из условия ортогональности:  $D \times D^{-1} = E$ , где  $E$  - единичная матрица размерности  $k^n \times k^n$ . Обращение матриц и проверку линейной зависимости строк осуществляем в поле операций сложения и умножения, используемых при формировании обобщенной полиномиальной формы (2).

*Пример.* Представим в полиномиальной форме функцию, заданную таблицей истинности:

$X_1$	$X_0$	$f(X_1, X_0)$
0	0	2
0	1	1
1	0	3
1	1	3
2	0	0
2	1	1

Из таблицы видно, функция имеет значность  $k_f = 4$ , а переменные - значности  $K = \{3, 2\}$ . В соответствии с (2) искомая полиномиальная форма будет иметь вид:

$$p(X) = \sum_{i=0}^{3 \times 2 - 1} a_i (c_i \delta_1 X_1^{i_1} \delta_0 X_0^{i_0}) \pmod{4},$$

где  $x \delta_0 y$  определим в соответствии с (6) как сдвиг двоичного представления  $x$  вправо на  $y$  разрядов, а степенные операции в соответствии с (4) зададим как побитовые операции неэквиваленции и дизъюнкции:

$$\Delta_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad W_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad W_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 \\ 1 & 1 & 3 \\ 2 & 3 & 2 \end{bmatrix}.$$

Далее, в соответствии с выражениями (5) и (7), найдем матрицу  $G_1$ :

$$G_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 \\ 1 & 1 & 3 \\ 2 & 3 & 2 \end{bmatrix} \otimes_0 \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 2 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 2 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 3 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 3 & 1 \\ 2 & 1 & 3 & 1 & 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 & 3 & 1 & 2 & 1 \end{bmatrix},$$

определитель которой по модулю  $k_f = 4$  равен нулю, в связи с чем зададим операцию  $x \delta_1 y$  как  $\max(x, y)$  и выберем вектор коэффициентов  $C = [3 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$ ; это обеспечит обращаемость матрицы  $D^{-1}$  в поле арифметических операций, выполняемых по модулю 4:

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \delta_1 G_1 = \begin{bmatrix} 3 & 0 & 1 & 0 & 2 & 1 \\ 3 & 0 & 0 & 1 & 1 & 2 \\ 3 & 0 & 1 & 0 & 3 & 1 \\ 3 & 1 & 0 & 1 & 1 & 3 \\ 3 & 1 & 3 & 1 & 2 & 1 \\ 3 & 2 & 1 & 3 & 1 & 2 \end{bmatrix},$$

обратив матрицу  $D^{-1}$  и умножив ее на характери-



ческий вектор  $F$  (столбец таблицы истинности) получаем вектор коэффициентов  $A$ :

$$D = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 3 & 3 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 3 & 1 & 3 & 1 & 3 & 1 \\ 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 2 \\ 3 & 3 & 1 & 3 & 3 & 3 \\ 2 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 3 \end{bmatrix}, A = D \times F = D \times \begin{bmatrix} 2 \\ 1 \\ 3 \\ 3 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix},$$

по которому конструируем искомую полиномиальную форму:

$$p(X) = 2(X_1^0 \delta_0 X_0^1) + (X_1^2 \delta_0 X_0^0) = 2(X_0 \delta_0 X_0^1) + (X_1^2 \delta_0 X_0),$$

где учтено, что  $X_1^0 = X_1$  и  $X_0^0 = X_0$ . На языке программирования С вычисление функции будет иметь вид:

$$f = ((x1 \gg !x0) \ll 1) + ((x1|2) \gg x0).$$

### 3 ОГРАНИЧЕНИЯ ПРИ СИНТЕЗЕ ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ ФОРМ

Задача конструирования формы (2) сводится к разложению некоторой логической функции  $f(X)$  в ряд по заданным ортогональным функциям  $\theta(X)$  путем вычисления спектра  $A$  вектора логических данных  $F$ . При этом значения функции  $f(X)$  и значения арифметико-логической формы  $p(X)$  совпадают во всех  $k$  точках области определения.

Разнообразие форм  $p(X)$  для одной и той же функции  $f(X)$  определяется возможностью получения различных полных систем ортогональных функций  $\{\theta(X)\}$ . По соотношению (2) синтезируются логические и арифметические формы. При синтезе логических форм суммирование выполняется по модулю  $k$ , где  $k$  - простое число, а операция арифметического умножения заменяется на некоторую логическую операцию. При синтезе арифметических форм используются операции арифметического сложения и умножения, в связи с чем снимаются ограничения на значение  $k$ .

С целью повышения эффективности вычислений на выбор базиса наложим дополнительные ограничения, которые возможны по причине определенной произвольности в выборе матриц ядра  $W_t$ , операций  $\delta_t$  и логических констант  $c_i$ . Среди таких ограничений - возможность факторизации базиса, т.е. представления матриц прямого (обратного) преобразования в виде произведения слабозаполненных матриц, что позволяет построить быстрый алгоритм дискретного преобразования. Иногда важным является уменьшение сложности формирования базиса, поскольку это отражается на программных и аппаратных средствах. Варьируя базис при неизменных входных данных, можно получить множество спектров,

некоторые из которых являются более предпочтительными по условию решаемой задачи или содержат много нулевых компонентов. В последнем случае решается задача минимизации функции в заданном классе операций. Можно также ввести ограничения на выбор базиса, связанные с минимизацией коэффициентов формы, что приводит к уменьшению памяти, необходимой для их хранения, или включить в множество операций те операции, которые реализуются на используемом вычислительном средстве с наибольшей эффективностью.

На практике получили развитие и имеют широкое распространение методы вычисления с помощью арифметических полиномов в булевой алгебре [4, 5]. Выражение (2) дает возможность свести вычисления в многозначной логике к вычислению арифметико-логического полинома в булевой алгебре путем соответствующего выбора степенных функций. В этом случае ядро дискретного преобразования задается в виде булевых матриц, а логические вычисления сводятся к выполнению логических операций над совокупностью промежуточных булевых переменных, полученных в результате возведения в степень исходных переменных.

### 4 МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫЕ ФОРМЫ

Формирование базиса дискретного ортогонального преобразования сопряжено со значительными вычислительными трудностями, которые связаны с необходимостью обращения матриц большой размерности. В связи с чем на практике в качестве логических операций используется некоторая мультипликативная операция, совпадающая по определению с операцией арифметического умножения: в булевой алгебре такой операцией является конъюнкция, в многозначной логике - обычное арифметическое умножение.

Использование мультипликативных операций позволяет значительно упростить формирование базиса дискретного преобразования. Это связано с интересным свойством операции кронекеровского произведения матриц относительно арифметического умножения: для произвольных матриц:  $A_1, A_2, \dots, A_n$ , для которых существуют обратные:  $A_1^{-1}, A_2^{-1}, \dots, A_n^{-1}$ , справедливо выражение:

$$(A_1 \otimes A_2 \otimes \dots \otimes A_n)^{-1} = A_1^{-1} \otimes A_2^{-1} \otimes \dots \otimes A_n^{-1},$$

т.е. обращение кронекеровского произведения матриц может быть получено путем кронекеровского произведения обратных матриц. В этом случае соотношения для формирования базиса (5) могут быть представлены в следующем виде:

$$D_0^{-1} = W_0, D_{t+1}^{-1} = W_t \otimes D_t^{-1};$$

$$D_0 = W_0^{-1}, D_{t+1} = W_t^{-1} \otimes D_t.$$

**4.1 БУЛЕВА МУЛЬТИПЛИКАТИВНАЯ ФОРМА**

Представление логических функций в булевом мультипликативном базисе основано на использовании в качестве логических операций булевой конъюнкции &, совпадающей с операцией арифметического умножения на множестве  $B = \{0, 1\}$ . Для согласования области определения булевой конъюнкции с областями значений степенных операций, последние необходимо задавать в виде булевых матриц, т.е. матриц, элементы которых принимают значения в  $B$ , т.е.  $w(i, j) \in B$ .

Использование булевой мультипликативной формы позволяет эффективно реализовать вычисления в многозначной логике на вычислительных средствах, использующих двоичное кодирование данных. При реализации полинома (2) операция арифметического умножения не выполняется, а вычисление сводится к суммированию коэффициентов, для которых логическая часть выражения не равна нулю. Минимизация булевой мультипликативной формы выполняется путем подбора степенных операций для каждой из переменных. Количество обрабатываемых булевых матриц  $N_B(k)$  размерности  $k \times k$  может быть подсчитано по формуле:

$$N_B(k) = k! \left( 2^{\frac{k(k-1)}{2} + 1} - 1 \right),$$

где  $k!$  - факториал числа  $k$ .

**4.2 МУЛЬТИПЛИКАТИВНАЯ ФОРМА УОЛША**

Определим в мультипликативном базисе степенные операции в виде матриц, состоящих из элементов множества  $\{1, -1\}$ . В результате получим форму, заданную относительно операции арифметического умножения и являющуюся своеобразным расширением полиномиальной формы Уолша. В этом случае вычисление полинома (2) сводится к подсчету  $b_i(X)$  - количества отрицательных значений степенных операций для каждого числа  $i$  на заданном наборе данных  $X$  и суммированию коэффициентов со знаками, равными знакам выражений  $(-1)^{b_i(X)}$ .

Минимизация мультипликативной формы Уолша осуществляется путем подбора степенных операций для каждой из переменных. Количество обрабатываемых матриц Уолша  $N_w(k)$  размерности  $k \times k$ , полученные в результате вычислительного эксперимента, представлено в таблице (там же для сравнения приведены значения для  $N_B(k)$ ):

**Таблица**

$k$	2	3	4
$N_w(k)$	8	192	22272
$N_B(k)$	6	90	3048

Из таблицы видно, что возможности минимизации логической функции в мультипликативной форме Уолша превосходят аналогичные возможности в булевой форме. Для уменьшения времени вычисления логической части полинома определим степенные операции по аналогии с полиномиальной формой Уолша в булевой алгебре:

$$X_i^j = (-1)^{(X_i \times j) \bmod k},$$

откуда находим, что форма (2) существует только при  $k \in \{2, 3\}$ , что вызвано линейной зависимостью строк матриц ядра. При  $k = 2$  получаем классический базис Уолша. Задавая степенные операции как

$$X_i^j = (-1)^{(X_i + j) \bmod k},$$

где  $k$  - простое число, получаем аналитическую конструкцию, существующую при всех  $k$  и в которой мультипликативная операция заменяется на операцию сложения:

$$p(X) = \sum_{(i)}^{n-1} a_i (-1)^{\theta(X)}, \quad \theta(X) = \sum_{j=0}^{n-1} (X_j + i_j) \bmod k. \quad (8)$$

К достоинствам формы (8) можно отнести регулярность структуры аналитической конструкции и малое время вычисления, которое незначительно превосходит время вычисления булевой мультипликативной формы. Матрицы ядра дискретного ортогонального преобразования размерности  $k \times k$  имеют вид:

$$W_t = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 & \dots & 1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & \dots & 1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 & \dots & -1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & \dots & -1 \end{bmatrix}, \quad W_t^{-1} = \frac{1}{2^{k-2}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 1 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

**4.3 ОБОБЩЕННАЯ МУЛЬТИПЛИКАТИВНАЯ ФОРМА**

Использование значений степенных операций из множества  $\{-1, 0, 1\}$  позволяет обобщить формы представления логических функций в мультипликативных базисах. Разложение произвольной функции в этом случае производится по трехуровневым ортогональным функциям. Количество степенных операций для обоб-

щенной мультипликативной формы значительно превосходит количество степенных операций для мультипликативной формы Уолша и булевой мультипликативной формы. Понятно, что матрицами степенных операций для обобщенной мультипликативной формы могут быть все  $N_B(k)$  булевы матрицы и все  $N_w(k)$  матрицы Уолша, а также все обратимые матрицы, получаемые заменой произвольного числа единиц в матрицах Уолша на ноль. Это определяет широкие возможности минимизации в классе обобщенных мультипликативных форм.

#### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Кухарев Г.А., Шмерко В.П., Янушкевич С.Н. Новые возможности дискретного преобразования Фурье для аналитического описания бинарных и многозначных данных // Распознавание, классификация, прогноз. Математические методы и их применение / ВЦ АН СССР. - М: Наука, 1991. - Вып. 3. - С. 112-147.
2. Малюгин В.Д. Параллельные логические вычисления посредством арифметических полиномов. - М.: Наука, 1997.
3. Выхованец В.С., Малюгин В.Д. Кратные логические вычисления // Автоматика и телемеханика. - 1998. - № 6. - С. 163-171.
4. Антоненко В.М., Иванов А.А., Шмерко В.П. Линейные арифметические формы  $k$ -значных логик и их реализация на систолических массивах // Автоматика и телемеханика. - 1995. - № 4. - С. 139-155.
5. Малюгин В.Д. Реализация кортежей булевых функций посредством линейных арифметических полиномов // Автоматика и телемеханика. - 1984. - № 2. - С. 114-122.

Надійшла 29.03.99

УДК 519.21

## ПРИВЕДЕНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ НЕОДНОРОДНОЙ МАРКОВСКОЙ СИСТЕМЫ К ЗАДАНЫМ ЗНАЧЕНИЯМ ПРИ ПОМОЩИ ВОЗМУЩЕНИЯ ЕЕ ПАРАМЕТРОВ

С. Н. Герасин

*Сформулированы и доказаны условия, при которых неоднородная марковская система может быть приведена к заранее заданному распределению за сколь угодно малое время. Отдельно рассмотрен случай, когда вероятности состояний могут быть приведены в малую окрестность фиксированного распределения. Приведены иллюстративные примеры.<sup>1</sup>*

*Сформульовані та доведені умови, при яких неоднорідна марківська система може бути приведена до розподілу, який був заданий раніше за скіль завгодно малий проміжок часу. Окреню розглядається ситуація, коли ймовірності станів мають бути приведені у малий окіл фіксованого розподілу. Наведені ілюстративні приклади.*

*Forms are given and the conditions are approved under which non-homogeneous Markov system may be reduced to the earlier given distribution during any short time. A separate case is considered, when state probabilities may be reduced to a small vicinity of the fixed distribution. The illustrated examples are given.*

#### ВВЕДЕНИЕ

Целью данной работы является получение условий, при которых неоднородная марковская система, описываемая системой уравнений Колмогорова, будет иметь в точке  $t_0$  заранее заданное предельное распределение. Найдем условия сходимости вероятностей состояний

неоднородного марковского процесса с конечным числом состояний и непрерывным временем к предельным вероятностям.

#### ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Пусть поведение неоднородной марковской системы может быть описано системой Колмогорова вида

$$P'(s) = P(s)\Lambda(s), \quad (1)$$

где  $P(s) = (P_1(s), P_2(s), \dots, P_n(s))$  - вектор вероятностей состояний процесса, а  $\Lambda(s)$  - матрица интенсивностей перехода из состояния в состояние. Матрица  $\Lambda(s)$  имеет ранг  $n-1$ , а ее элементы удовлетворяют

следующим свойствам  $\lambda_{ij} \geq 0$ ,  $\sum_{i=1}^n \lambda_{ij} = 0$  [1].

Рассматриваемая ниже теорема тесно связана со следующим предположением об инфинитезимальной матрице  $\Lambda(s)$  исследуемого процесса:  $\Lambda(s)$  непрерывна в некоторой левой полукрестности  $\Omega$  точки  $t_0$  и существует такой ее столбец  $j_0$ , что все его элементы удовлетворяют условию

1. Данная публикация поддержана грантом Международного Научного Фонда № YSU 081014

$$\left| \int_{s_0}^{t_0} \lambda_{ij0}(s) ds \right| = \infty, s_0 \in \Omega. \tag{1}$$

**Теорема.** Пусть инфинитезимальная матрица процесса  $\Lambda(s)$  удовлетворяет следующим условиям:

1. Существует такая монотонная последовательность  $\{s_k\}$ ,  $s_k \rightarrow t_0 - 0$ ,  $s_k \in [s_0, t_0)$ ,  $s_0 \in \Omega$ , что

$$\sum_{k=1}^{\infty} \delta(s_{k-1}, s_k) = \infty, \tag{2}$$

где  $\delta(s_{k-1}, s_k) = \inf_i P_{ij0}(s_{k-1}, s_k) > 0$ , а  $P_{ij0}(s_{k-1}, s_k)$  - переходные вероятности процесса, определяемого матрицей  $\Lambda(s)$ ;

2. Собственный вектор  $P(s) = (P_1(s), P_2(s), \dots, P_n(s))$ ,

$\sum_k P_k(s) = 1$ , матрицы  $\Lambda^\tau(s)$  (символ  $\tau$  сверху означает операцию транспонирования), отвечающий ее нулевому собственному значению, имеет предельное значение  $P^*$  при  $s \rightarrow t_0 - 0$ :

$$\lim_{s \rightarrow t_0 - 0} P_i(s) = P_i^*, i = 1, 2, \dots, n.$$

Тогда для любого начального распределения вероятностей  $P_i^0 = P_i^0(s_0)$ , заданного в  $s_0$ ,

$$\lim_{s \rightarrow t_0 - 0} P_i(s_0, s) = P_i^*, i = 1, 2, \dots, n. \tag{3}$$

Замечание по поводу условия 1 теоремы.

Можно доказать следующее утверждение. Пусть выполняется (1). Тогда существует монотонная последовательность  $\{s_k\}$ ,  $s_k \rightarrow t_0 - 0$  такая, что для всех  $i$  выполняются условия

$$P_{ij0}(s_{k-1}, s_k) > 0, \sum_{k=1}^{\infty} P_{ij0}(s_{k-1}, s_k) = \infty.$$

Обратно, если для некоторой  $\{s_k\}$ ,  $s_k \rightarrow t_0 - 0$  эти условия выполняются, то имеет место (1). В рассматриваемом случае конечного числа состояний условие  $P_{ij0}(s_{k-1}, s_k) > 0$  дает, что  $\delta(s_{k-1}, s_k) > 0$ , т.е. это неравенство следует из (1). Вместе с тем, условие

$\sum_{k=1}^{\infty} P_{ij0}(s_{k-1}, s_k) = \infty$ , вообще говоря, не влечет (2) из п. 1 теоремы.

Точки  $t_0$ , для которых выполняется (3), будем называть точками фокусировки на распределение  $\{P_j^*\}$ .

Если же вместо (3) имеет место условие

$$\lim_{s_k \rightarrow t_0 - 0} P_i(s) \in (P_i^* - \sigma, P_i^* + \sigma), \sigma > 0, \text{ то такие } t_0 \text{ будем}$$

называть точками  $\sigma$ -фокусировки на  $\{P_j^*\}$  [2].

Доказательство. Пусть  $\delta$  ( $\delta > 0$ ) сколь угодно мало. Выберем  $s_0, s_0 \in \Omega$  так, чтобы для любого  $s \in [s_0, t_0)$  выполнялись условия

$$|P_j(s) - P_j^*| < \frac{\delta}{4}, j = 1, 2, \dots, n. \tag{4}$$

Выберем далее  $t \in [s_0, t_0)$  и систему чисел

$s_1, \dots, s_{n-1}, s_n, s_0 < s_1 < \dots < s_{n-1} < s_n = t$  такие, что

$$\prod_{k=1}^{n-1} [1 - \delta(s_{k-1}, s_k)] < \frac{\delta}{4}. \tag{5}$$

Такой выбор возможен в силу (2). Заметим, что для любого  $t' \in t, t_0$  также найдется система чисел  $s_1, s_2, \dots, s_{m-1}, s_m = t', n \leq m$  удовлетворяющая условию типа (2):

$$\prod_{k=1}^{n-1} [1 - \delta(s_{k-1}, s_k)] < \frac{\delta}{4}.$$

Построим такое разбиение  $T$  отрезка  $[s_0, t]$  с частичными отрезками  $[s_{k-1}, s_k]$ ,  $k = 1, \dots, n, s_n = t$ , чтобы при замене на каждом  $[s_{k-1}, s_k]$  матрицы  $\Lambda(s)$  исходного процесса постоянной матрицей  $\Lambda(\tau_k)$ ,  $\tau_k \in [s_{k-1}, s_k]$  процесс, определяемый на  $[s_0, t]$  кусочно-постоянной матрицей  $\Lambda(s)$  ( $\Lambda(s) = \Lambda(\tau_k)$  на  $[s_{k-1}, s_k]$ ,  $k = 1, \dots, n$ ), отличался на  $[s_0, t]$  от исходного меньше, чем на  $\delta/2$ . Это означает, что решения систем Колмогорова с матрицами  $\Lambda(s)$  и  $\Lambda(s)$ , отвечающие одинаковому начальному распределению вероятностей, заданному в  $s_0$  отличаются на  $[s_0, t]$  меньше, чем на  $\delta/2$ . Описанное разбиение  $T$  существует и для любого отрезка  $[s_0, t']$  в котором  $t' \in [t, t_0)$ . Далее считаем, что система чисел  $s_1, \dots, s_{n-1}$  из (5) совпадает с точками деления  $s_1, \dots, s_{n-1}$  разбиения  $T$ . В описанной ситуации этого можно добиться всегда.

Рассмотрим на  $[s_0, t]$  процесс с матрицей  $\Lambda(s)$ . Пусть в  $s_0$  задано начальное распределение вероятностей  $\{P_i^0(s_0)\}$ . Положим

$$r_j(s_0, s) = \inf_i P_{ij}(s_0, s), R_j(s_0, s) = \sup_i P_{ij}(s_0, s), j = 1, 2, \dots$$

Здесь  $P_{ij}(s_0, s)$  - переходные вероятности процесса, определяемого матрицей  $\Lambda(s)$ . Известно, что при  $s_0 < s < t < t_0$

$$r_j(s, t) < r_j(s_0, t), R_j(s_0, t) \leq R_j(s, t), \\ r_j(s_0, s) \leq P_j(s_0, s) \leq R_j(s_0, s). \tag{6}$$

Производя выкладки и учитывая (5), имеем для точек

$\{s_k\}$  разбиения  $T$ :

$$\begin{aligned} & R_j(s_0, t) - r_j(s_0, t) \leq \\ & \leq \sup_{m, n} \left\{ \sum_k^+ [P_{mk}(s_0, s_1) - P_{nk}(s_0, s_1)] R_j(s_1, t) + \right. \\ & \left. + \sum_k^- [P_{mk}(s_0, s_1) - P_{nk}(s_0, s_1)] r_j(s_1, t) \right\} \leq \\ & \leq [1 - \delta(s_0, s_1)] [R_j(s_1, t) - r_j(s_1, t)] \leq \\ & \leq \delta \end{aligned} \quad (7)$$

Здесь символы  $\Sigma^+$ ,  $\Sigma^-$  - обозначают суммы, содержащие лишь положительные и, соответственно, лишь отрицательные разности  $p_{mk}(s_0, s_1) - p_{nk}(s_0, s_1)$ .

Рассмотрим величины  $r_j(s_0, s)$ ,  $R_j(s_0, s)$  как функции от  $s$ ,  $s_0 \leq s \leq t$ . Анализ доказательства показывает, что на каждом отрезке  $|s_{k-1}, s_k|$  ( $k = 1, \dots, n$ ) величины  $r_j(s_0, s)$  и  $R_j(s_0, s)$  при изменении  $s$  от  $s_{k-1}$  к  $s_k$  сжимаются к  $p_j(\tau_k)$ . Действительно, если создать в  $s_0$  произвольное начальное распределение вероятностей  $\{P_i^0(s_0)\}$ , то в  $s_{k-1}$  получим соответствующие ему вероятности  $p_j(s_0, s_{k-1})$ :

$$p_j(s_0, s_{k-1}) = \sum_i P_i^0(s_0) p_{ij}(s_0, s_{k-1}), \quad \sum_j p_j(s_0, s_{k-1}) = 1.$$

Рассматривая эти вероятности как начальное распределение вероятностей в точке  $s_{k-1}$ , для однородного на  $|s_{k-1}, s_k|$  процесса с матрицей  $\Lambda(s)$ . В частности, при изменении  $s$  от  $s_{n-1}$  к  $s_n = t$  величины  $r_j(s_0, s)$ ,  $R_j(s_0, s)$  сжимаются к  $p_j(\tau_k)$ . Из (4) и (7) имеем

$$|p_j(\tau_n) - p_j^*| < \frac{\delta}{4}, \quad R_j(s_0, t) < \frac{\delta}{4}.$$

Кроме того,  $p_j(s_0, t) \in [r_j(s_0, t), R_j(s_0, t)]$ .

Значит  $|p_j(t) - p_j^*| < \frac{\delta}{2}$ ,  $j = 1, 2, \dots$ .

Последнее неравенство верно для вероятностей процесса с матрицей  $\Lambda(s)$ . Но, поскольку этот процесс отличается на  $[s_0, t]$  от исходного меньше, чем на  $\frac{\delta}{2}$ , для вероятностей  $p_j(t)$  исходного процесса верны оценки  $|p_j(t) - p_j^*| < \delta$ .

Из замечания, сделанного после условия (5), следует, что это неравенство будет верно для любого  $t' \in [t, t_0]$ . Теорема доказана.

**Следствие.** Пусть выполняется условие 1 теоремы во всех точках  $s \in [s_0, t_0)$  матрица-функция  $\Lambda(s)$  имеет постоянный собственный вектор  $p^* = (p_1^*, p_2^*, \dots, p_n^*)$ ,

$\sum_{i=1}^n p_j^* = 1$  отвечающий ее нулевому собственному значению. Тогда для начального распределения  $p_i^0(s_0) = p_i^*$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$  и любого  $s \in [s_0, t_0)$  имеем

$$p_i(s) = \sum_i p_i^* p_{ij}(s_0, s) = p_j^*. \quad (8)$$

Это утверждение является аналогом теоремы о стационарном распределении для однородных марковских процессов. Справедливость (8) легко устанавливается для процесса с матрицей  $\Lambda(s)$ .

Далее, как при доказательстве теоремы 1, получаем, что для исходного процесса  $|p_i(s) - p_i^*| < \delta$  для любого  $s \in [s_0, t_0)$ . Поскольку  $\delta$  сколь угодно мало, то отсюда следует (8).

Пусть вместо условия 2 выполняется условие

$$-\ln \sigma < \sum_{k=1}^{\infty} \delta(s_{k-1}, s_k) < \infty, \quad (9)$$

где  $\sigma > 0$  мало и условие 2 теоремы 1 по-прежнему имеет место. Условие (9) может выполняться, например, в случае, когда интегралы в (1) велики, но не все из них расходятся. В этом случае утверждение (3) теоремы нужно заменить на следующее

$$\begin{aligned} \overline{\lim}_{t \rightarrow t_0-0} p_i(t) & \in (p_i^* - \sigma, p_i^* + \sigma), \quad i = 1, 2, \dots, n, \\ \underline{\lim}_{t \rightarrow t_0-0} p_i(t) & \in (p_i^* - \sigma, p_i^* + \sigma), \quad i = 1, 2, \dots, n. \end{aligned} \quad (10)$$

Таким образом, в описанной ситуации точка  $t_0$  является точкой  $\sigma$ -фокусировки на распределение  $p^*$ . Доказательство (10) проводится по той же схеме, что и доказательство теоремы. Если условие 1 теоремы выполняется, но условие 2 не имеет места, то пределы (10), вообще говоря, не существуют, приведем пример.

Пусть  $\{t_n\}_{n=1}^{\infty}$  - монотонная последовательность такая, что  $t_n \in (s_0, t_0)$ ,  $\forall n \geq 1$ ,  $t_n \rightarrow t_0-0$  и ее члены  $t_{2k-1}$  и  $t_{2k}$  являются точками  $\sigma$ -фокусировки на распределения  $p^*$  и  $\tilde{p}^*$  соответственно, причем

$$\sup_i |p_i^* - \tilde{p}_i^*| > 2\sigma, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (11)$$

Тогда при изменении  $s$  от  $s_0$  к  $t_0$  вероятности  $p_i(s_0, s)$  при совпадении  $s$  с точками указанной последовательности будут попеременно попадать в  $\sigma$ -окрестности точек  $p_i^*$  и  $\tilde{p}_i^*$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ). Из (11) видно,

что некоторые из этих окрестностей не пересекаются. Это означает, что пределы  $\lim_{t \rightarrow t_0-0} p_i(t)$  существуют не

для всех  $i$ . Таким образом, хотя условие 2 и обеспечивает стремление к 0 при  $s \rightarrow t_0-0$  разности  $R_j(s_0, s) - r_j(s_0, s)$ , отрезок  $[r_j(s_0, s), R_j(s_0, s)]$  при этом не стягивается к какой-либо точке, он колеблется, "дрейфует", в то время как его концы неограниченно сближаются [3,4].

Поясним данные результаты на следующем иллюстративном примере.

*Пример.* Рассмотрим матрицу  $\Lambda(t)$  с точкой фокусировки  $t = 1$  следующего вида:

$$\Lambda(t) = \begin{pmatrix} -\frac{2}{(1-x)} - 10(1-x) & \frac{2}{(1-x)} & 5(1-x) & 5(1-x) \\ \frac{3}{\sin(1-x)} & -\frac{3}{\sin(1-x)} - 10(1-x) & 5(1-x) & 5(1-x) \\ 5(1-x) & 5(1-x) & \frac{-e^{x+1}}{(1-x)} - 10(1-x) & \frac{e^{x+1}}{(1-x)} \\ 5(1-x) & 5(1-x) & \frac{1}{(1-x)^{0,9}} \ln\left(\frac{1}{1-x}\right) & \frac{1}{(1-x)^{0,9}} \ln\left(\frac{1}{1-x}\right) - 10(1-x) \end{pmatrix}$$

На рис. 1 показаны решения неоднородной системы уравнений Колмогорова

$$P'(s) = P(s)\Lambda(s),$$

порожденной инфинитезимальной матрицей  $\Lambda(t)$  при начальном распределении  $P_0 = (0, 1; 0, 3; 0, 2; 0, 4)$ .

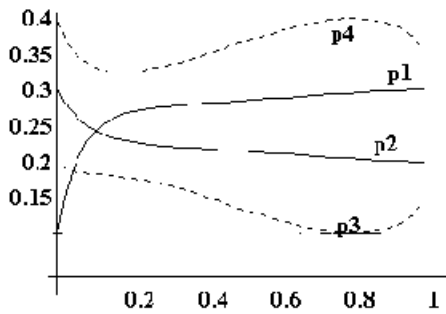


Рисунок 1

Заметим, что для этой системы имеет место сходимость к предельному вектору независимо от начального распределения в точке  $s_0 = 0$ , что показано на рис. 2.

Здесь показаны только решения  $p_3(t)$  и  $p_4(t)$ , остальные компоненты ведут себя аналогично. Заметно, что с момента времени 0.4 графики решений практически сливаются, т.е. наступает стабилизация.

На рис 3 показана зависимость компонент  $p_3(t)$  и  $p_4(t)$  предельного распределения от начального момента времени, а в табл. 1 приведены их точные значения при начальном распределении  $s_0 = (0, 1; 0, 3; 0, 2; 0, 4)$ .

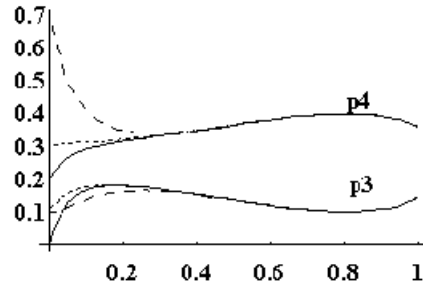


Рисунок 2

Таблица 1

$s_0$	$P_1^*$	$P_2^*$	$P_3^*$	$P_4^*$
0.0	0.300011	0.200007	0.142047	0.357935
0.7	0.287886	0.191924	0.147787	0.372402
0.9	0.24571	0.163807	0.167759	0.422724

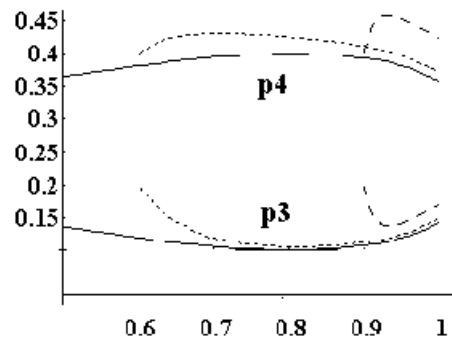


Рисунок 3

Данную ситуацию можно прокомментировать следующим образом. Если толчковая точка  $s_0$  достаточно близка к точке фокусировки  $t_0 = 1$ , то имеет место лишь сближение решения с заданными значениями (система просто не успевает выйти на заданное

распределение), т.е. имеется эффект  $\sigma$ -фокусировки.

Вычисления проводились с использованием пакета МАТНЕМАТИКА 3.0, при этом, существенную трудность представляла проблема решения системы дифференциальных уравнений с разрывными коэффициентами (получение решения в окрестности точки фокусировки). Для этого были разработаны специальные вычислительные процедуры.

#### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Методы и алгоритмы фокусировки распределений марковских процессов // А.Е. Веприк, С.Н. Герасин, В.А. Дикарев, А.А. Родзинский, Н.И. Числин - Харьков, изд-во ХТУРЭ, 1997.-160 с.
2. 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.
3. Герасин С.Н. Управление параметрами марковского процесса с целью стабилизации его характеристик за конечное время // Праці УНДІРТ, №2(10),1997.-С.71-74.
4. Gerasin S. The conditions of transition to the beforehand given limit distribution nonhomogeneous Markov process // 22 nd European Meeting of Statisticians, Vilnius, 1998.-P.216.

Надійшла 25.05.99

УДК 621:658.5

## УПРАВЛЕНИЕ КАЧЕСТВОМ: КЛАССИФИКАЦИЯ ЗАТРАТ

Д. С. Демиденко, Т. И. Леонова, О. В. Балашов

*В статье представлены принципы классификации затрат на качество. Рассматривается новая статья затрат на качество - сопутствующие затраты. Также в статье представлены составляющие инвестиций в качество.*

*In the article principles of classification of costs on quality are submitted. New article of costs on quality - accompanying costs is considered. Structure of the investments in quality is also submitted in the article.*

Согласно ныне существующей и наиболее распространенной концепции затрат на качество данный термин не следует трактовать буквально (заметим, что при буквенной трактовке возникает ряд чисто терминологических трудностей, преодоление которых лишено практического смысла). По действующим международным стандартам на систему качества (ИСО - 9000 и другие сопутствующие нормативные документы) затраты на качество - это условная величина предельных (приростных) затрат, которые несет предприятие в связи с изготовлением и послепроизводственным обслуживанием продукции фактического качества по сравнению с гипотетической ситуацией выпуска продукции идеального качества.

Иными словами, предприятие в любом случае имеет издержки, обусловленные выпуском продукции фактического качества - либо в форме потерь от ненадлежащего качества, либо в виде затрат, направленных против причин, вызывающих отклонение фактического качества продукции от требуемого/идеального качества. А реально предприятие всегда имеет и те, и другие издержки. Исходя из вышеизложенного, затраты на качество на предприятии имеют две основных составляющих:

1. Затраты "соответствия", т.е. направленные на выяснение причин и предотвращение отклонений фактического качества продукции от требуемого. Это затраты на конкретные меры по предотвращению низкого качества

(планирование качества, инженерные разработки качества, испытания, направленные на повышение качества, анализ и оценка качества производственного процесса, работа с поставщиками и т.д.) и затраты на оценку качества в ходе производственного процесса (получение и анализ статистической информации о качестве, выработка критериев оценки качества, аудит качества, лабораторные испытания качества, испытание и оценка качества материалов и комплектующих, анализ и обобщение данных о результатах испытаний качества и т.д.). Затраты этой группы далее будем обозначать ( $V_c$ ).

2. Затраты "несоответствия", т.е. потери от несоответствия фактического качества продукции требуемому. Это внутренние потери несоответствия (брак, переработка и ремонт (восстановление, повторный контроль, испытания и т.д.) и внешние потери (все затраты на гарантийное обслуживание в сфере эксплуатации, возможные потери потребителя низкогокачественной продукции, потери, связанные с возвратом продукции из сферы ее эксплуатации и замена продукции и т.д.). Затраты этой группы далее будем обозначать ( $V_{н/с}$ ). Считается, что предприятие, осуществляя дополнительные затраты "соответствия" ( $\Delta V_c$ ), может добиться значительно большего снижения затрат "несоответствия" ( $\Delta V_{н/с}$ ) и таким образом - снижения суммарной величины затрат на качество, т.е.:

$$(V_{c0} + V_{н/с0}) > (V_{c0} + \Delta V_c + V_{н/с} - \Delta V_{н/с}) \quad (1)$$

при том, что  $\Delta V_{н/с} \gg \Delta V_c$ .

Все это - известные положения, однако они не являются исчерпывающими для проблем затрат на качество и нуждаются в ряде существенных дополнений.

Во-первых, затраты на качество в составе затрат  $V_c$  и  $V_{н/с}$  отражают функциональное назначение затрат и, с этой точки зрения, являются частью действительных затрат на качество, так как охватывают только производственную стадию и являются по сути затратами на обеспечение требуемого качества продукции. Они не включают затраты на улучшение качества и на управление качеством в широком смысле слова.

Во-вторых, изучая затраты на качество, нельзя ограничиваться только функциональной структурой затрат, но необходимо также рассматривать экономический состав затрат, т.е. различать текущие и единовременные (капитальные затраты или инвестиции на качество). И единовременные, и текущие затраты входят в состав практически каждой функциональной статьи затрат на качество, хотя отдельные статьи затрат представляют собой только текущие затраты, или только инвестиции. Кроме классификации затрат на качество по функциональному назначению и экономическому составу существует еще один промежуточный класс затрат - это так называемые сопутствующие затраты. К ним относятся затраты на прирост оборотных активов предприятия, как следствие вынужденного увеличения объема продукции при необходимости компенсировать некачественную продукцию, т.е. это затраты, сопутствующие затратам "несоответствия". Это также прирост оборотных активов, сопутствующий увеличению объема продукции вследствие расширения продаж продукции улучшенного качества, т.е. это затраты, сопутствующие затратам на улучшение качества. Расширение активов, если оно является незапланированным (как в случае компенсации брака), может требовать и незапланированного расширения источников финансирования активов - скорее всего это заемные средства, при этом возникают дополнительные финансовые издержки по обслуживанию прироста заемных средств. Сопутствующие затраты - это новая статья затрат на качество, поэтому она нуждается в более тщательном исследовании. Еще предстоит разработать классификацию, состав, методы определения сопутствующих затрат в ходе дальнейших исследований.

В третьих, затраты на качество представляют собой не только текущие затраты, но и инвестиции, следовательно, критерии оценки для данных инвестиций являются теми же, что и критерии оценки любых инвестиций предприятия. Приемлемость для предприятия инвестиций в качество является, как это принято для оценки инвестиций, текущая приведенная стоимость:

$$NPV = -I_r + \sum_t \frac{\Delta_t}{(1+K)^t}, \quad (2)$$

где  $I_r$  - инвестиции, т.е. единовременные затраты на качество,

$\Delta_t$  - текущий эффект от инвестиций в качество,

$K$  - процентная ставка для дисконтирования разно-

временного эффекта от инвестиций.

В качестве ( $K$ ) может быть принята средневзвешенная доходность активов предприятия, т.к. инвестиции в качество принципиально не отличаются от любого расширения активов, имеющего другое целевое назначение.

Инвестиции в качество включают следующие составляющие:

1. Единовременная часть затрат на обеспечение качества продукции, т.е. затрат на "соответствие" и затрат на "несоответствие".

2. Затраты на улучшение качества и на управление качеством.

3. Текущая стоимость разновременного прироста оборотных активов, как сопутствующих затрат на качество. Эффект от единовременных затрат на качество в каждом периоде включает эффект от увеличения продаж продукции улучшенного качества, выражающегося в возможности прироста цены и натурального объема продаж этой продукции и в снижении себестоимости и, возможно, финансовых издержек производства всего объема продукции предприятия и может быть определен по следующей формуле:

$$\Delta = Q_0(\Delta P - (\Delta \bar{V}_{н/с} - \Delta \bar{V}_c)) + \Delta Q((P_0 + \Delta P) - (VC_0 - (\Delta \bar{V}_{н/с} - \Delta \bar{V}_c))), \quad (3)$$

где  $Q_0$  - натуральный объем продукции до улучшения качества,

$\Delta Q$  - натуральный прирост объема продукции/продажи вследствие улучшения качества,

$P_0$  - цена единицы продукции до улучшения качества,

$\Delta P$  - прирост цены продукции вследствие улучшения качества,

$\Delta V_{н/с}, V_c$  - текущие переменные затраты на качество (затраты "соответствия" и затраты "несоответствия"),

$VC_0$  - себестоимость единицы продукции (переменные затраты).

В четвертых. Оценка влияния затрат на качество на финансовые и экономические результаты работы предприятия осложняется на практике тем, что текущие и единовременные затраты, а также финансовые результаты с точки зрения экономического содержания и отражения в бухгалтерском учете не одно и то же. Существующий бухгалтерский учет не способен отразить как затраты на качество, так и получаемый при этом эффект, т.к. он имеет иное назначение. Перестройка учета по этой же причине нецелесообразна (и едва ли возможна). Для практической реализации системы затрат на качество целесообразно шире использовать методы управленческого учета, принципы которого применительно к затратам на качество еще предстоит разработать.

Надійшла 29.03.99



## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СЕТЕЙ ПЕТРИ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

В. А. Дружинин, Т. Д. Бордя

Приводятся практические рекомендации построения правильных сетей на примерах реальных производственных процессов. Предлагается способ представления режимных особенностей в виде совокупности трех графов.

Practical recommendations of regular net construction by giving an example of real manufacturing processes is offered in the article. The tool of regular characteristic presentation in the form of the three flow charts union is considered.

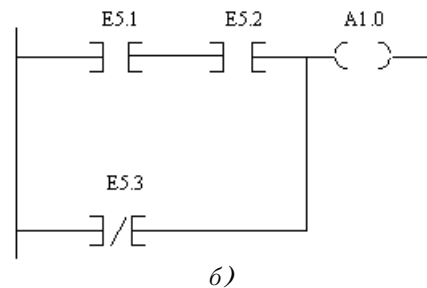
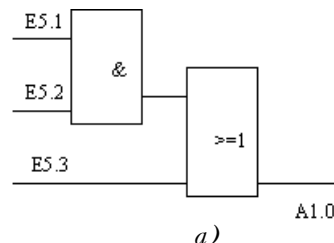
### 1 ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время для управления дискретными технологическими процессами (ДТП) широко применяется специальный класс микропроцессорных управляющих устройств, называемых программируемыми контроллерами (ПК). Главные отличия класса ПК от класса персональных компьютеров в том, что они имеют промышленное конструктивное исполнение для жестких условий работы в цехах, широкий спектр модулей связи с объектом управления, дополнительные источники питания для работы с датчиками, специализированные языки программирования.

Приведем примеры фрагментов программ на разных языках программирования для ПК. В 1992 году был определен стандарт IEC 1131-3 [1] для таких языков: SFC - последовательных функциональных схем (рис.1а); LD - релейных диаграмм (рис.1б); ST - структурированного текста (рис.1в); IL - инструкций (рис.1г).

Даже беглого взгляда на приведенные примеры достаточно, чтобы понять, что эти языки, являясь средством описания программ, не могут служить средством наглядного описания дискретного технологического процесса, одинаково доступного не только программисту, но и эксплуатационному персоналу, инженеру-конструктору, который занимается практической реализацией процесса, и т.д.

Этот факт послужил основанием для использования различных графических моделей в качестве наглядного описания ДТП. Следует подчеркнуть, что такого рода описание можно рассматривать, кроме того, как первый этап в общем сквозном цикле разработки программного продукта с помощью CASE-средств, что делает его одинаково необходимым для всех перечисленных категорий специалистов.



Если  $E5.1 \& E5.2 + E5.3$  то  $A1.0=1$  иначе  $A1.0=0$

в)

nE5.1  
nE5.2  
oNE5.3  
=A1.0

г)

Рисунок 1 - Примеры фрагментов программ на разных языках программирования для ПК

В работе [2] был проведен сравнительный анализ различных графических моделей: автоматных систем взаимосвязанных графов (АСВГ), диалогических автоматов, граф-схем взаимодействия параллельных процессов, сетей Петри. Было показано, что наиболее предпочтительным вариантом для графического описания ДТП является использование сетей Петри [3,4], которые, сохраняя графическую наглядность, присущую и другим видам графических моделей, имеют в своей основе строгий математический аппарат, позволяющий проводить оценку корректности, описываемого сетью процесса.

В статье рассматривается граф операций на базе сети Петри как удачная форма для наглядного отображения дискретных технологических процессов (ДТП). Приведены рекомендации по применению типовых блоков для

представления ДТГ с сохранением корректности получаемой модели. Представлены различные типы нагрузки для отдельных шагов на графе операций и отображение на графе нештатных форм поведения. Предлагается способ отображения режимных особенностей в виде совокупности трех графов.

**2 ГРАФ ОПЕРАЦИЙ НА ОСНОВЕ СЕТИ ПЕТРИ**

Напомним, что сеть Петри называется "четверка"  $N = \langle P, T, F, M_0 \rangle$ , где  $P = \{P_i | i = \overline{1, n}\}$  - множество позиций,  $T = \{t_i | i = \overline{1, m}\}$  - множество переходов,  $P \cap T = \emptyset$ ,  $F/P \times T \cup T \times P \rightarrow \{0, 1\}$  - функция инцидентности,  $M_0 \rightarrow \{0, 1\}$  - начальная маркировка. В геометрической интерпретации сети Петри позициям сопоставлены кружки, а переходам черточки (рис 2).

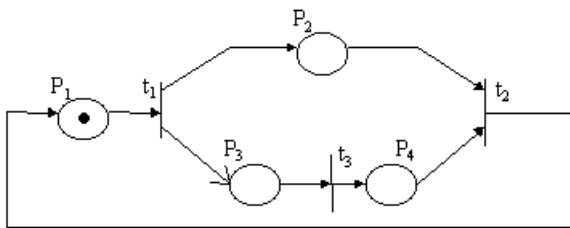


Рисунок 2 - Пример геометрической интерпретации сети Петри

При использовании сети Петри для описания ДТГ необходимо связать отдельные операции процесса и сигналы от датчиков объекта управления с элементами сети, что в результате дает "нагруженную" сеть Петри, или, как ее называют, граф операций [2]. Более точно: граф операций - это нагруженная сеть-тройка  $G = \langle N, \Sigma_1, \Sigma_2 \rangle$ , где  $N$  - правильная сеть Петри;  $\Sigma_1 - P \rightarrow Y$  - помечающая функция над алфавитом  $Y$ , элементам которого сопоставлены исполнительные действия; и  $\Sigma_2 - T \rightarrow X$  - помечающая функция над алфавитом  $X$ , элементам которого сопоставлены сигналы (0,1) от дискретных датчиков, сигналы (0,1) о завершении отсчета таймеров и т.п., определяющие условия окончания операции, инициированной исполнительным действием.

Рассмотрим простейший пример отображения с помощью графа операций процесса пробивания с помощью пуансона профилированного отверстия в заготовке (рис.3)

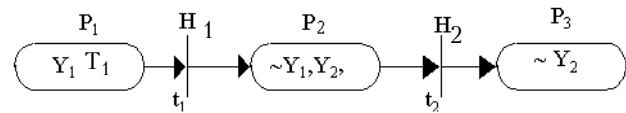


Рисунок 3 - Пример фрагмента графа операций

При попадании маркера в позицию  $P_1$  она становится активной. Пометка этой позиции  $Y_1, T_1$  означает, что при этом запускается исполнительное действие  $Y_1$  (движение пуансона вниз) и начинается отсчет таймера  $T_1$  (например 0.2 с). Для срабатывания перехода  $t_1$  теперь помимо нахождения маркера в позиции  $P_1$ , необходимо, чтобы закончился отсчет таймера  $T_1$  (при этом  $H_1=1$ ), после чего маркер перемещается в позицию  $P_2$ . Здесь происходит отключение движения вниз -  $\sim Y_1$ , включается движение пуансона вверх -  $Y_2$  и запускается таймер  $T_2$ . И, наконец, по окончании отсчета  $T_2$  ( $H_2=1$ ) маркер перемещается в позицию  $P_3$ , где происходит отключение перемещения пуансона вверх -  $\sim Y_2$ . Таким образом позиции  $P_1, P_2, P_3$  - последовательно становятся активными. С равным успехом с переходами  $t_1$  и  $t_2$  могли бы быть связаны сигналы от датчиков  $X_1$  и  $X_2$ , срабатывающих по завершению соответствующего действия.

**3 ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ И ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КОРРЕКТНЫХ СЕТЕЙ ПЕТРИ**

Одной из важнейших задач при использовании графа операций для представления ДТГ является обеспечение корректности сети Петри, представляющей из себя графический "костяк" графа операций. Однако, общие методы анализа сетей Петри, основанные на построении графа достижимых маркировок либо на решении матричных уравнений, имеют экспоненциальную сложность и затруднительны для практического использования. В работе [5] предложены принципы "конструирования" правильных сетей Петри из типовых блоков, на топологию которых наложены ограничения. Эти принципы являются развитием подходов изложенных в [6] и [7]. Общий смысл конструирования заключается в замещении выделенных вершин некоей фундаментальной сети Петри типовыми блоками. Показано, что если исходная сеть и подставляемые типовые блоки являются правильными, то такие замещения сохраняют правильность получаемой сети. Здесь мы остановимся подробнее на

практическом применении типовых блоков в графах операций. К первому типу правильного блока относится автоматный блок (А-блок - рис.4)

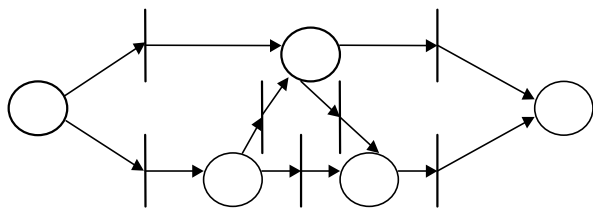


Рисунок 4 - Пример А-блока

Все переходы в автоматном блоке имеют не более одной входной и одной выходной позиции. Таким образом, в А-блоках можно отображать альтернативность в моделируемых процессах (из множества выходящих из позиции переходов может сработать только один), но невозможно отображать параллелизм.

Ко второму типу правильного блока относится маркированный блок (М-блок - рис.5)

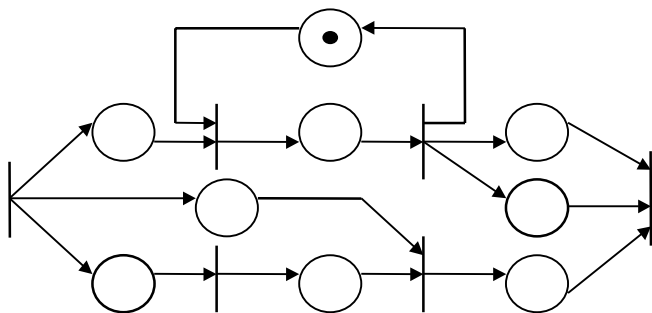


Рисунок 5 - Пример М-блока

Все позиции в М-блоке имеют не более одного входного и одного выходного перехода, т.е. в М-блоке есть возможность отображения параллелизма (при срабатывании перехода маркеры попадают во все его выходные позиции), но отсутствует отображение альтернативности.

Опыт работы с А и М-блоками показал, что их возможностей достаточно для отображения достаточно сложных форм поведения различных ДТП, но в ряде случаев возникают определенные проблемы. В качестве примера рассмотрим отображение с помощью графа операций функционирования робото-технологического комплекса литья под давлением (РТК ЛД). РТК ЛД включает в себя машину литья под давлением (МЛПД) и ряд манипуляторов для полной автоматизации работы комплекса: манипулятор смазки формы, манипулятор заливки расплава, манипулятор извлечения отливки.

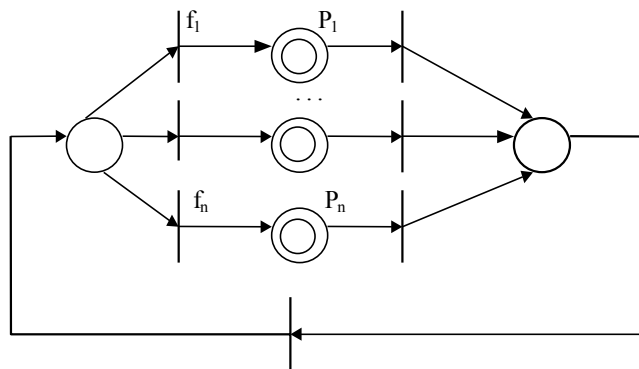


Рисунок 6 - Пример графа операций отображения функционирования РТК ЛД

Центральным звеном здесь является МЛПД и поэтому при выходе из строя какого-либо из манипуляторов его функции берет на себя оператор для исключения простоя дорогостоящего оборудования (МЛПД) на время ремонта манипулятора. Для этого перед началом работы РТК ЛД или в момент приостановки его работы с помощью переключателей (или соответствующих опций при работе с дисплеем) задается текущая конфигурация комплекса.

В принципе описанную ситуацию можно отобразить с использованием только А и М блоков, если использовать нижеприведенную конструкцию (рис.6).

Здесь  $f_1 \dots f_n$  - логические функции, определяющие множество возможных конфигураций комплекса;  $P_1, P_2, P_n$  - позиции-дублиры т.е. позиции, которые замещаются блоками, описывающими поведение для каждой конкретной конфигурации РТК ЛД.

Однако более целесообразно использовать блок общего вида, правильность которого определена заранее, что позволяет использовать такой блок - назовем его стандартным блоком (С-блоком) в качестве типового. Приведем пример использования такого блока для отображения вышеприведенной ситуации (рис.7)

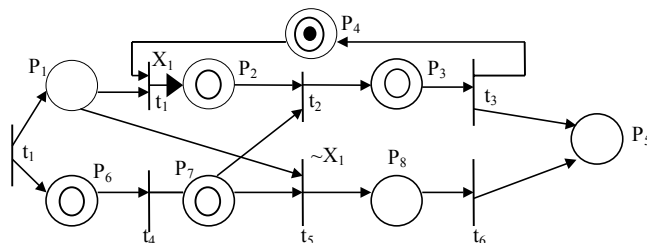
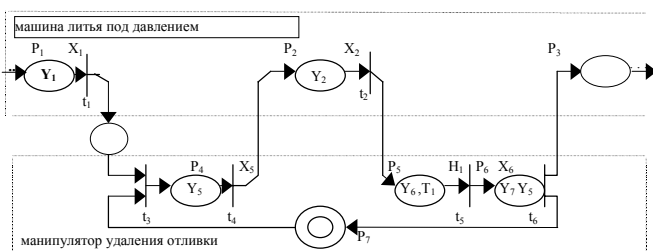


Рисунок 7 - Пример блока, отображающего совместное или раздельное функционирование МЛПД и манипулятора заливки

Данный блок отображает фрагмент функционирования МЛПД ( $P_6, P_7, P_8$ ) и манипулятора заливки расплава ( $P_2, P_3, P_4$ ). Позицию  $P_1$  здесь можно рассматривать как сигнальную "пустую" позицию, которой не приписано никакого действия. Маркер из нее удаляется через  $t_1$  при  $X_1=1$  (совместное функционирование МЛПД и манипулятора) либо через  $t_5$  при  $X_1=0$  (автономная работа МЛПД). Правильность блока легко доказывается путем построения его графа достижимости, что позволяет использовать его в качестве типового. При желании его можно использовать в качестве основы для конструирования расширенной сети путем замещения его отдельных вершин правильными блоками (что, собственно, и сделано в приведенном примере, так как позиции  $P_2, P_3, P_4, P_6, P_7$  - являются дублерами).

Остановимся теперь на отображении распределенных ДТП. Проблема здесь заключается в том, что такие процессы управляются с помощью локальной сети из программируемых контроллеров. Поэтому, если на этапе проектирования разработан единый граф описания ДТП, то в дальнейшем его требуется подвергнуть декомпозиции на отдельные подграфы, соответствующие тем узлам процесса, которыми управляют отдельные контроллеры. Это вносит дополнительный этап в разработку программного продукта, что ведет к увеличению сроков работы.

1. Последовательная передача управления (рис. 8)



Назначение выходов:

- $Y_1$  - открытие пресс-формы
- $Y_1$  - выталкивание отливки
- $Y_5$  - ввод манипулятора (подвод к отливке)
- $Y_6$  - схват отливки (зажим клещей)
- $Y_7$  - вывод манипулятора из пресс-формы

Назначение входов:

- $X_1$  - пресс-форма открыта
- $X_5$  - манипулятор введен
- $H_1$  - закончен отсчет таймера
- $H_6$  - вывод завершен

Рисунок 8 - Пример взаимодействия графов с последовательной передачей управления

В настоящее время более перспективным представляется использование объектного подхода, когда ДТП исходно разбивается на ряд взаимодействующих объектов, для каждого из которых строится свой граф операций и вслед за этим подготавливается схема взаимодействий между отдельными графами. Рассмотрим на примерах возможные схемы взаимодействия между графами.

На рисунке приведено отображение фрагмента взаимодействия между функционированием МЛПД и манипулятором съема отливки(МСО). Из примера видно, что происходит последовательная передача управления от МЛПД к МСО и обратно. Для проверки правильности отдельных графов в этом случае достаточно "оборвать" внешние связи и просто связать между собой стрелками приведенные вершины ( $t_1 \rightarrow P_2$ ;  $X_2 \rightarrow P_3$ ;  $t_4 \rightarrow P_5$ )

2. Синхронизация (рис. 9)

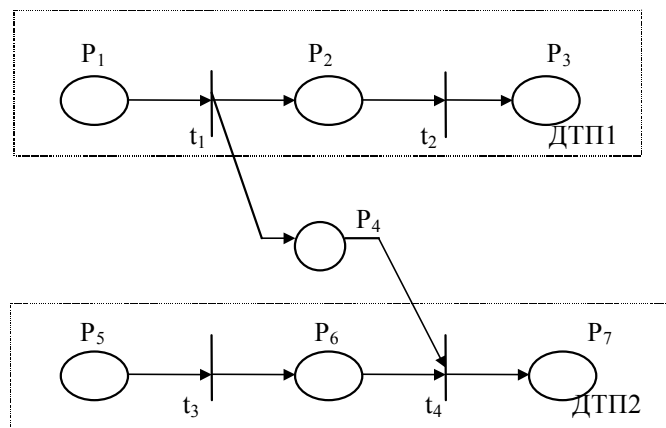


Рисунок 9 - Пример взаимодействия графов с синхронизацией

На приведенном примере два процесса ДТП1 и ДТП2 синхронизированы между собой путем связи  $t_4 \rightarrow P_4 \rightarrow t_4$ . Позицию  $P_4$  здесь можно рассматривать как "сигнальную", т.е. ей не приписано никакого действия. Для срабатывания перехода  $t_4$  здесь из ДТП2 необходимо как наличие фишки в  $P_6$ , так и в  $P_4$ , которая появляется там, после срабатывания перехода  $t_1$  из ДТП1. Для сохранения правильности общей сети в этом случае необходимо соблюдать правило "вставки" позиции, описанное в [5]. Для приведенной ситуации данное правило может быть представлено таким образом, что всякий раз, когда создаются условия для срабатывания перехода  $t_1$  (фишка в позиции  $P_1$ ) из ДТП1 обязательно должны сложиться условия для срабатывания перехода  $t_4$  (фишка в позиции  $t_6$ ). При следовании этому правилу мы, в конечном итоге, будем получать правильную общую сеть.

### 3. Синхронизация или отделение

Для представления этого случая мы можем вернуться к примеру на рисунке 7, где представлен стандартный блок, описывающий в сущности или совместное функционирование двух объектов - МЛПД и манипулятора заливки (и тут мы имеем синхронизацию) или работу МЛПД без участия манипулятора (отделение). В этом варианте для получения правильной общей сети мы должны сохранить топологию данного блока.

Итак, используя описанный объектный подход при подготовке описания ДТП для распределенного технологического процесса, мы, с одной стороны сразу получаем отдельные подграфы для узлов (с дальнейшей их трансформацией в программу), указываем взаимодействия между этими подграфами, и, кроме того, получаем правильную общую сеть

## 4 ШАГОВЫЕ ПРОЦЕССЫ И ГРАФ ОПЕРАЦИЙ

Дискретный технологический процесс можно представить, как ряд (или несколько параллельно выполняемых рядов) последовательно наступающих стадий, которые часто называют шагом процесса. На графе операций шагу можно сопоставить помеченную позицию с выходящим из нее переходом (или несколькими переходами). Возвращаясь к примеру отображения прибивания пуассоном отверстия (рис.3) рассмотрим подробнее реализацию шага, начало которого свяжем со срабатыванием перехода  $t_1$ . В результате этого маркер перемещается в позицию  $P_2$ , где происходит разовое (однократное) выполнение следующих действий: отключается электромагнит  $Y_1$ ; включается электромагнит  $Y_2$ ; запускается отсчет таймера  $t_2$ . Затем происходит непрерывный опрос логической функции, связанной с переходом  $t_2$  (в данном случае - окончание отсчета таймера -  $H_2$ ). Когда таймер окончит отсчет ( $H_2=1$ ), маркер переместится в позицию  $P_3$  и на этом реализация шага будет закончена.

В реальных технологических процессах с позицией может связываться более сложный ряд действий, чем просто однократное включение и выключение. Выделим в этом ряду элементарные действия "следящего" и "триггерного" включения (рис. 10)

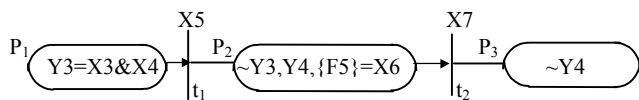


Рисунок 10 - Пример отображения следящего и триггерного включения

Здесь с первым шагом ( $P_1, t_1$ ) связано следующее включение  $Y_3 = X_3 \& X_4$ , т.е. на протяжении всего выполнения шага (пока на модели маркер переместится в позицию  $P_2$ )  $Y_3$  будет включен, если  $X_3 \& X_4=1$ , иначе он перейдет в отключенное состояние. На практике такое включение связано с понятием блокировки, т.е. некоторое действие может происходить только при условии поступления "разрешающих" сигналов от некоторых датчиков, которые в противном случае "блокируют" это действие.

Второй шаг ( $P_2, t_2$ ) является примером отображения триггерного включения флага  $F_5$ , в случае, если во время выполнения, хотя бы на короткое время  $X_6$  примет значение "1". В отличие от первого случая  $F_5$  сохраняет единичное состояние и после установки  $X_6$  в 0, т.е. ведет себя подобно триггеру. Такое "запоминание" факта появления некоторого события на практике бывает необходимо для дальнейшего изменения хода ДТП.

В самом общем случае с позицией может быть связана нагрузка, состоящая из системы уравнений, как триггерного, так и следящего типа. Нагрузка может быть также представлена в виде упомянутых ранее языков программирования - SFC, LD, ST.

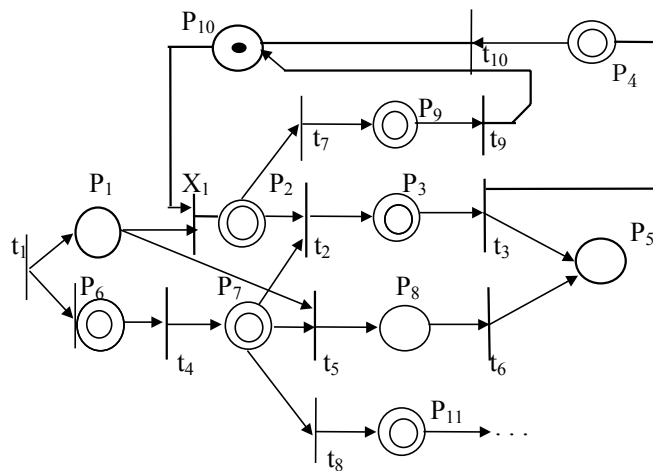


Рисунок 11 - Использование контрольных таймеров в графе операций

Для некоторых шагов бывает необходимо учесть возможность изменения хода ДТП, что бывает связано с возникновением "нештатных" ситуаций. При этом, как правило, происходит прекращение дальнейшего нормального хода процесса, и если "позволяет" ситуация - возврат в некое исходное состояние. В связи с возможностью присутствия в ДТП синхронизируемых параллельных процессов здесь могут возникать тупиковые ситуации, которых можно избежать введением контрольных таймеров (рис. 11).

Приведенный фрагмент графа является расширением

примера, приведенного ранее на рис.7. При  $X_1=1$ , как уже указывалось ранее, машина литья под давлением функционирует совместно с манипулятором заливки расплава. После переноса дозы расплава к заливочному окну МЛПД ( $P_2$ ) запускается контрольный таймер (~4сек), который связывается с переходом  $t_7$ . Если по каким-либо причинам закрытие пресс-формы не завершилось ( $P_7$ ), что не дает возможности для срабатывания перехода( $t_2$ ), то по истечении времени контрольного таймера срабатывает переход  $t_7$ , манипулятор заливки возвращается к печи, осуществляет слив набранной дозы и выходит в положение ожидания над печью ( $P_9 \rightarrow t_9 \rightarrow P_{10}$ ). Аналогично осуществляется выход МЛПД на штатное завершение работы( $t_8 \rightarrow P_{11} \rightarrow \dots$ ).

**5 УЧЕТ РЕЖИМНЫХ ОСОБЕННОСТЕЙ ДТП**

До сих пор мы использовали графы операций для отображения функционирования ДТП. Будем называть такие графы функциональными графами. Вместе с тем, в дискретных технологических процессах, описывающих работу робото-технологических комплексов (РТК), присутствует, так называемый наладочный режим, который позволяет производить наладку РТК путем включения его отдельных операций.

Многие из таких операций могут задаваться в форме уравнений следящего включения:

- Y1=X1
- Y2=X2&~X11
- Y3=X3&X12&~X13
- ...

Пусть X1,X2,X3 - наладочные кнопки, а X11,X12,X13 - дискретные датчики на оборудовании. Тогда в первом уравнении Y1 будет "включен", пока будет нажата кнопка X1; во втором уравнении после запуска движения, связанного с Y2 ( $X_2=1, X_{11}=0, \sim X_{11}=1$ ) оно может быть остановлено либо по отжатию кнопки X2 ( $X_2=0$ ), либо по достижению в результате перемещения единичного сигнала от датчиков X11 ( $X_{11}=1$  и, соответственно,  $\sim X_{11}=0$ ); и, наконец, третье уравнение, подобно второму, но только при сигнале от блокировочного датчика ( $X_{12}=1$ ).

Существуют наладочные операции, представляющие из себя некоторую последовательность шагов, и которые в силу этого более удобно представлять в виде графа операций.

Объединяя два приведенных типа описания мы получим "наладочный" граф операций (рис. 12).

Сопоставим логическим примененным X20 и X21 - наладочные кнопки. Предположим, что вначале X20 и X21 и другие наладочные кнопки находятся в отжатом

состоянии. Пусть маркер в начальной маркировке находится в позиции  $P_1$ . Тогда будут последовательно срабатывать переходы  $t_2, t_7, \dots$  и маркер будет перемещаться по цепочке  $P_1 \rightarrow P_4 \rightarrow P_6$  и т.д., пока не дойдет до позиции  $P_7$ , с которой мы свяжем систему уравнений, подобную той, что приведена на рис.12, откуда он через  $t_{10}$  попадет в  $P_1$ . Таким образом, маркер будет совершать безостановочное циклическое перемещение, пока не будет нажата одна из наладочных кнопок. Например, при нажатии кнопки, соответствующей переменной X20, маркер переместится в позицию  $P_2$ , т.е. начнется последовательное выполнение наладочной операции, связанной с этой кнопкой. Теперь реакция на нажатие всех остальных кнопок будет исключена до тех пор, пока маркер не переместится в позицию  $P_4$  (по переходу  $t_5$ ), после чего "бегущий" маркер опять начнет свой цикл просмотра и поиска нажатых кнопок. В случае, если нажата одна из кнопок, принадлежащих одной из переменных в системе уравнений  $P_7$ , она также будет обработана в соответствии с конкретным уравнением. Отметим, что в

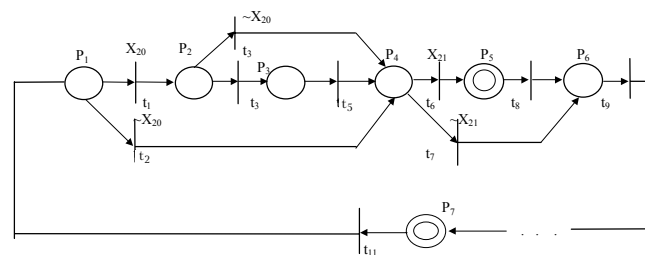


Рисунок 12 - Наладочный граф

простых случаях возможен вариант описания наладочного режима только с помощью системы уравнений. При этом мы получаем "вырожденный" случай представления графа состоящего из одной вершины  $P_7$ .

Итак, для отображения двух режимов работы ДТП введено два графа - функциональный и наладочный. Возникает вопрос: как нам переходить от одного режима к другому и каким образом показывать это на графе?

Ясно, что для перехода из одного режима в другой необходимо ввести переключатель на два положения. Первое положение назовем "работа" (функционирование); второе - "наладка". Одно из возможных решений отображения рассматриваемых режимов на графе приводится в [8], где оба режима предлагается отображать на едином графе, костяк которого представляет из себя расширение сети Петри - так называемую E-сеть.

На наш взгляд, такое решение с одной стороны влечет

за собой затруднение в понимании структуры - благодаря совмещению на одном графе обоих режимов и, с другой стороны, использование Е-сетей усложняет вопросы проверки корректности сети.

Здесь предлагается другое решение - использование дополнительного графа, который мы назовем диспетчерским (рис.13)

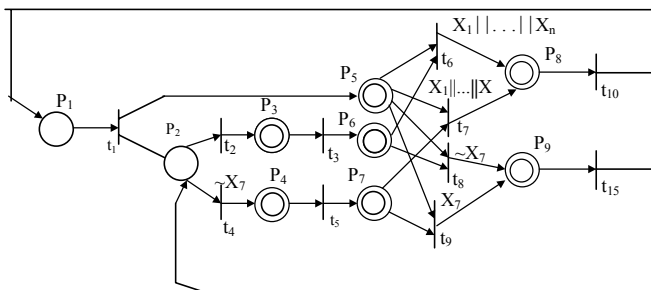


Рисунок 13 - Диспетчерский граф

К диспетчерскому графу относятся не только переключение режимов работы, но и все операции проверки блокировок, обработка данных, т.е. все, что связано с технологическим процессом в целом. Рассмотрим функционирование графа подробнее. Пусть в начальной маркировке маркер находится в позиции  $P_1$ . При срабатывании перехода  $t_1$  маркер перемещается в позицию дублиер  $P_5$  и позицию  $P_2$ . С позицией  $P_5$  связывается включение/отключение гидропривода, т.е. обеспечивается энергетическая поддержка работы всего РТК. В позиции  $P_2$  происходит выбор: при  $X_7=1$  выбирается режим "работа" ( $t_2 \rightarrow P_3 \rightarrow t_3 \rightarrow P_6$ ) при  $X_7=0$  - режим "наладка" ( $t_4 \rightarrow P_4 \rightarrow t_5 \rightarrow P_7$ ). С позицией  $P_3$  (соответственно  $P_4$ ) связывается начальная инициализация и разметка графа операций "работа" ("наладка"), а с позицией  $P_6$  ( $P_7$ ), так называемое, сопровождение режима - т.е. обработка данных, обеспечение необходимой индикации, обмен сообщениями и т.д. (все это записывается с помощью системы строк уравнений).

Маркер из позиций  $P_6$  и  $P_5$  может быть удален при изменении с  $X_7=1$  на  $X_7=0$ . При этом маркер перемещается в позицию  $P_9$ , с которой связана операция удаления всех маркеров из рабочего графа, и затем, через переход  $t_{15}$  в позицию  $P_2$ , где происходит выбор режима "наладка" ( $X_7=0$ ) и всех действий, связанных с этим ( $P_4 \rightarrow t_5 \rightarrow P_7$ ). Аналогичные действия происходят при удалении маркеров из позиций  $P_7$  и  $P_5$ .

Для большинства дискретных технологических процессов характерно наличие блокировочных датчи-

ков. При поступлении сигналов от таких датчиков происходит немедленная остановка процесса. Для РТК литья под давлением, например, это датчики засоренности фильтра очистки масла и срабатывания тепловой защиты электродвигателей насосов гидропривода.

На приведенном диспетчерском графе, блокировочным датчиком, поставлены в соответствие логические переменные  $X_1, \dots, X_n$ . Переходы  $t_6$  и  $t_7$  "нагружены" логическими объединениями этих переменных. Таким образом, если хотя бы одна из этих логических переменных изменит свое значение на 1, то сработает переход  $t_6$  (для позиций  $P_5$  и  $P_6$ ) или  $t_7$  (для позиций  $P_5$  и  $P_7$ ) и маркер окажется в позиции  $P_8$ . Здесь происходит проверка какие именно блокировки сработали, выдача диагностических сообщений о сработавших блокировках и, наконец, происходит отключение гидропривода.

В предлагаемом подходе общее описание ДТП состоит из трех графов: диспетчерского, рабочего и наладочного. В каждый момент времени активны два графа - диспетчерский рабочий или диспетчерский наладочный.

## 6 ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Использование рассмотренной методики позволяет нам достичь двух главных целей:

1. Получить наглядное отображение дискретного технологического процесса в виде графа операций.
2. Обеспечить корректность (правильность) сети, лежащей в основе этого графа операций.

Таким образом, рассматриваемый подход можно рекомендовать в качестве основы для построения CASE-модели при разработке программ для программируемых контроллеров. Такая CASE-модель может включать в себя три составляющих: графический редактор для ввода графа операций и задания соответствия между нагрузкой вершин сети и модулями ввода-вывода контроллера, транслятор для перевода графического задания функционирования процесса в промежуточный текстовый код и, наконец, транслятор-загрузчик - для трансляции промежуточного кода в код программы и загрузки его в память конкретного контроллера. Такая работа в настоящее время проводится в лаборатории "Открытые компьютерные системы" Приднестровского государственного университета.

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Иванова А.Н., Золотарева С.В. QNX-контроллеры - шаг в XXI век. //Приборы. Системы управления. 1998. N 1.
2. Юдицкий С.А., Магергут В.З. Логическое управление дискретными процессами. Модели, анализ, синтез. М: Машиностроение, 1987, - 176с.: с ил.
3. Питерсон Д. Теория сетей Петри и моделирование систем. М.: Мир. 1979. - 274с.
4. Котов В.Е. Сети Петри. М.: Наука 1984. 160с.
5. Дружинин В.А., Юдицкий С.А. Конструирование хорошо

сформированных сетей Петри из типовых блоков. // *АиТ.* 1992, N 11. с.115-121.  
 6. *Таль А.А., Юдицкий С.А.* Иерархия и параллелизм в сетях Петри // *АиТ.* 1982. N7. с.113-122. N9 с.82-88  
 7. *Олейниченко Р.А.* О построении правильных сетей Петри // *АиТ.* 1982. N12. с.130-139.

8. *Березин И.Т.* Моделирование режимных особенностей в задачах логического управления дискретными производственными процессами. // *Приборы и системы управления.* 1991, 7, с.7-10.

Надійшла 05.04.99

УДК 629.113.001.2

## ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В КАРДИОБИОМЕХАНИКЕ

В. И. Дубровин, В. И. Кривенко, Л. Ю. Дейнега, Р. С. Сикорский, И. В. Чекулаева

*Рассматривается реализация нелинейной математической модели левого желудочка сердца с использованием классов языка C++. Описан программный комплекс, позволяющий моделировать работу левого желудочка в физиологических и патологических условиях.*

*Розглядається реалізація нелінійної математичної моделі лівого шлуночка серця з використанням класів мови C++. Описано програмний комплекс, що дає можливість моделювати роботу лівого шлуночка у фізіологічних та патологічних умовах.*

*The realize mathematics model left stomach heart with using classes of C++ language are consider. The program, which allow model work of left stomach heart in physiologic and patophysiology conditions, are describe.*

### ВВЕДЕНИЕ

Моделирование деятельности человеческих органов с помощью математического аппарата позволяет изучить влияние изменения какого-либо параметра на работу всего органа или рассчитать значение параметра, который невозможно измерить непосредственно. Использование для моделирования информационных технологий дает возможность идентифицировать в диагностических целях различные функциональные параметры органов и систем, т.е. получать прикладные результаты [1,2]. Прикладные результаты могут быть получены и в кардиобиомеханике, в частности, при программной реализации нелинейной математической модели левого желудочка (ЛЖ) сердца.

### 1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Физиологические нормативы ЛЖ сердца определяются совокупностью факторов. К ним относятся возраст, пол, конституция, масса тела, профессиональная принадлежность, функциональное состояние организма. Эти факторы оказывают модифицирующее влияние на биомеханику ЛЖ и поэтому установленные экспериментально закономерности его функционирования носят статистический характер.

Изучение биомеханики ЛЖ на математических моделях позволяет унифицировать действие этих факторов,

приводя к одним условиям геометрические параметры желудочка (форма, размеры внутренней и наружной поверхностей), биомеханические параметры материала миокарда (соотношение объемов активной и пассивной фаз, модулей упругости пассивной и активной фаз материала миокарда), геометрические и биомеханические параметры артериального резервуара (диаметр устья аорты, периферическое сопротивление, коэффициент объемной упругости).

Для изучения биомеханики ЛЖ была поставлена задача программно реализовать нелинейную модель ЛЖ, соединенного с артериальной системой в виде упругого резервуара, и рассмотреть полный сердечный цикл, который представлен последовательностью пяти фаз: медленного наполнения (диастола), изоволюмического сокращения, изгнания, изоволюмической релаксации (систола), быстрого наполнения (диастола).

### 2 МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЛЕВОГО ЖЕЛУДОЧКА СЕРДЦА

Математическая модель ЛЖ представляет собой задачу Коши для системы трех обыкновенных нелинейных дифференциальных уравнений: деформирования желудочка, истечения крови из него в фазу изгнания, изменения давления в аорте [3,4]:

$$q' = F(v, n_*)v' + \Phi(v, n_*)n_*', \quad (1)$$

$$v'' = \frac{1-J}{J(1+v)}v'^2 - \left(\frac{J'}{J} - \frac{S'}{S}\right)v' + \frac{p-q}{\rho_k} \frac{S^2}{JV_0^2(1+v)}, \quad (2)$$

$$\frac{1}{K(p)}p' + \frac{1}{R_*}(p-p_v) = -V', \quad (3)$$

где:

$p_v$  - венозное давление,  $K(p)$  - модуль объемного расширения аортальной системы,  $R_*$  - периферическое сопротивление,  $V' = V_0v'$  - объемная скорость крови, поступающей в аорту,  $V_0$  - объем полости левого желудочка до деформации,  $S$  - площадь аортального клапана,



$$J = (1 - c)(2 + 13c + 11c^2 + 7c^3 - c^4)/(16c),$$

где:

$$c = (1 - (r_a/a)^2)^{1/2},$$

где:

$r_a$  - радиус аортального клапана,  $a$  - радиус внутренней поверхности ЛЖ,

$$F = 4 \left( \frac{r_0}{h_0} \lambda^3 - \frac{1}{2} \right)^{-1} \times \left[ c_1 \mu_1 (\lambda^{\alpha_1} + 2\lambda^{-2\alpha_1}) \lambda^{-1} + c_2 \tilde{\mu}_2 (\lambda^{\alpha_2} + 2\lambda^{-2\alpha_2}) \lambda^{-2} - \frac{3r_0}{4h_0} \lambda^2 q \right] \frac{1}{3} \beta_0^{-3} \lambda^{-2},$$

$$\Phi = 4 \left( \frac{r_0}{h_0} \lambda^3 - \frac{1}{2} \right)^{-1} \times c^2 \left[ \tilde{\mu}_2 (\lambda^{\alpha_2} + 2\lambda^{-2\alpha_2}) \lambda^{-2} + \mu_2 \frac{df}{dn_*} (\lambda^{\alpha_2} - \lambda^{-2\alpha_2}) \right],$$

где:

$c_1, c_2$  - относительные объемы фаз материала миокарда,  $\mu_1, \mu_2$  - модули сдвига фаз материала миокарда при инфинитезимальных деформациях,  $\alpha_1, \alpha_2$  - константы,

$$\lambda = (1 + \nu \beta_0^{-3})^{1/3},$$

где:

$$\beta_0 = \frac{a_0}{r_0},$$

где:

$r_0, a_0$  - радиусы срединной и внутренней поверхностей ЛЖ,

$$\underline{\lambda} = (\lambda^2 + 2n_*)^{1/2}.$$

Искомые функциями являются относительное изменение внутриполостного объема  $\nu$ , давления в ЛЖ  $q$  и аорте  $p$ . Процесс численного интегрирования ведется на протяжении всего сердечного цикла ( $0 \leq t \leq T$ ).

Уравнения (1) и (3) интегрируются на протяжении всего сердечного цикла, уравнение (2) присоединяется к системе только в фазу изгнания. Начальным моментом времени  $t = 0$ , для процесса интегрирования считаем начало фазы медленного наполнения (диастолы).

В уравнении (3) для всех фаз, кроме третьей, правая часть заменяется нулем, так как она имеет смысл объемной скорости крови, поступающей в аорту.

Шаговый процесс интегрирования уравнений для всех фаз сердечного цикла выполняется с помощью метода численного решения задачи Коши - метода Эйлера [5].

### 3 ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА

Программный комплекс работает в одном из двух режимов - "построение" и "исследование". Первый ре-

жим осуществляет идентификацию значений ряда численных параметров модели, второй - анализ функционирования модели ЛЖ при различных патологиях.

Модель реализована в виде класса языка C++ *ModelLLG*, что позволяет скрыть особенности внутренней реализации и для работы с моделью пользоваться только интерфейсными функциями класса [6]. Это также позволяет без особых усилий наращивать модель, построив класс-наследник и заменив или добавив необходимые функции. Класс *ModelLLG* включает переменную класса *ConstCollection*, реализующего понятие набора параметров. Данный класс является контейнером для класса *CONSTANT*, реализующего понятие параметра. Набор параметров получает свои значения из двух возможных источников: ресурсов программы, в которых хранятся параметры стандартной модели левого желудочка, или из указанного пользователем файла в формате СУБД *Paradox*. Поддержка интерфейса базы данных с использованием драйвера *BDE* позволяет подключать к программе базы данных, для которых существуют драйверы *BDE* фирмы Inprise (Borland International), а также базы, поддерживающие стандарт *ODBC* [7].

После загрузки параметров класс-набор отображает значения параметров в переменные класса модели. В качестве геометрических и биомеханических параметров ЛЖ и артериального резервуара, включенных в математическую модель, взяты средние данные для так называемого условного человека [3], представленные в таблице 1.

Геометрические и биомеханические параметры для модели ЛЖ в норме помещены в ресурсы программы, т.е. жестко фиксированы и защищены от случайных изменений. Все остальные модели основываются на базовой и отличаются от нее значением одного или нескольких параметров.

Построение модели заключается в нахождении необходимых численных параметров, которые рассчитываются из загруженных ранее параметров.

При построении модели находятся следующие параметры:  $a_0, b_0, r_0, c_2, \beta_0, K_0, R_*, \mu_2, \mu_1$  и коэффициенты  $n_1, n_2, n_3, m$ , определяющие функцию активных деформаций  $n_*(t)$ . Параметры  $a_0, b_0, r_0, c_2, \beta_0$  находятся непосредственно из загруженных данных. Процесс нахождения параметра  $\mu_2$  выполняется по формуле

$$\mu_2^{(i+1)} = \mu_2^i V_i(t_1) / V_d,$$

где  $V_i(t_1)$  - значение диастолического объема, полученное при  $\mu_2 = \mu_2^i$ . Процесс начинается при  $\mu_2^0 = 25$ .

Поиск параметров  $\mu_2$ ,  $\mu_1$  выполняется функцией класса `_find_mu2`. Процесс завершается при выполнении условия

$$V(t_1) = V_d \text{ при} \\ q(t_1) = q_d.$$

Значения  $V_d$  и  $q_d$  являются известными и загружаются как основные параметры модели.

**Таблица 1 - Основные параметры модели для условного человека**

Параметр	Единица измерения	Значение
Конечно-диастолический диаметр внешней поверхности ЛЖ	см	8.24
Конечно-диастолический диаметр внутренней поверхности ЛЖ	см	6.4
Диаметр внешней поверхности ЛЖ в конце фазы быстрого наполнения	см	7.6
Конечно-систолический диаметр внешней поверхности ЛЖ	см	7.42
Толщина стенки в конце фазы быстрого наполнения диастолы $h_0$	см	1.2
Относительный объем пассивной фазы материала миокарда ЛЖ $c_1$	-	0.64
Отношение модулей упругости пассивной и активной фаз материала миокарда ЛЖ	-	0.2
Параметр жесткости пассивной фазы $\alpha_1$	-	4.5
Параметр жесткости активной фазы $\alpha_2$	-	12
Конечно-диастолическое давление в ЛЖ $q_d$	мм рт.ст.	5
Систолическое артериальное давление $p_s$	мм рт.ст.	130

Параметр	Единица измерения	Значение
Диастолическое артериальное давление $p_d$	мм рт.ст.	80
Диаметр устья аорты $d$	см	2.5
Модуль объемной упругости артериального резервуара $K_0$	мм.рт.ст $\times$ $\times$ см <sup>-3</sup>	0.4
Периферическое сопротивление $R_*$	мм.рт.ст $\times$ $\times$ с $\times$ см <sup>-3</sup>	1.2
Начальный объем $V_0$	см <sup>3</sup>	74.2
Диастолический объем $V_d$	см <sup>3</sup>	137
Систолический объем $V_s$	см <sup>3</sup>	58
Длительность фазы медленного диастолического наполнения	с	0.36
Длительность фазы изоволюмического сокращения	с	0.07
Длительность фазы изгнания	с	0.25
Длительность фазы изоволюмического расслабления	с	0.13
Длительность фазы быстрого диастолического наполнения	с	0.06

Значение параметра  $n_1$ , задающего изменение  $n_*(t)$  во второй фазе сердечного цикла, вычисляется также итеративно из условия  $p(t) = p_d$ , по формуле

$$n_1^{(i+1)} = \frac{2}{3} n_1^i [1 + (0,5 p_d) / (p_i(t_2))].$$

Процесс нахождения значения  $n_1$  начинается при  $n_1^0 = 0, 12$ .

Поиск параметра выполняется функцией `_find_n1`. Программный комплекс построен так, что при поиске значения  $\mu_2$  интегрирование ведется только в пределах  $0 \leq t \leq t_1$ , а при нахождении  $n_1$  - в пределах  $0 \leq t \leq t_2$ .

Параметры  $n_2$ ,  $n_3$ ,  $m$ ,  $K_0$ ,  $R_*$  находим, минимизируя функционал невязок условий  $V(t) = V_s$ ,  $p_{max} = p_s$ ,  $q(t_2) = p_d$ . Здесь  $V_s$ ,  $p_s$  - систолический объем и давление в аорте;  $p_d$  - диастолическое давление в аорте. Значения давлений и объемов являются основными параметрами и загружаются в модель.

Минимизируемый функционал имеет вид

$$M(x) = \left[ \left( \frac{V(t_3)}{V_s} - 1 \right)^2 + \left( \frac{p_{max}}{p_s} - 1 \right)^2 - \left( \frac{q(t_2)}{p_d} - 1 \right)^2 \right]^{1/2}.$$

Значения  $V(t_3)$ ,  $p_{max}$ ,  $q(t_2)$  являются функциями вектора с компонентами  $x_1 = n_2$ ,  $x_2 = n_3$ ,  $x_3 = m$ ,  $x_4 = K_0$ ,  $x_5 = R_*$ .

Стартовый вектор  $x_0 = (0, 18; 0, 02; 0, 5; 0, 4; 1, 2)^T$ .

Для вычисления одного значения функционала выполняется интегрирование уравнений модели (1) + (3) на протяжении всего сердечного цикла.

Алгоритм минимизации функционала реализован в функции `_minimize_functional`.

Расчет модели выполняется функцией `Phases`, которая в качестве параметра получает идентификатор последней интегрируемой фазы, что используется при построении модели для ограничения процесса интегрирования.

Функция `Phases` организована в форме цикла, в начале которого вычисляются начальные условия для первой фазы. В цикле управляющей переменной является переменная  $i$ , которая задает индекс текущего элемента в массивах выходных параметров  $q$ ,  $p$ ,  $v$ ,  $VV$ , содержащих, соответственно, значения внутрисердечного давления, давления в аорте, относительного изменения объема и объема ЛЖ. Для каждой итерации функция определяет текущую фазу сердечного цикла на основании сравнения времени модели и значений моментов окончания фаз. В зависимости от текущей фазы вызывается функция `Phasei`, вычисляющая значения давлений и объема для одного шага интегрирования для  $i$ -й фазы сердечного цикла. В соответствующие моменты времени функция `Phases` вызывает функции, имитирующие открытие аортального клапана, действие механизма Франка-Старлинга [3].

Функция `Phases` завершает свою работу, если идентификатор текущей фазы становится больше идентификатора последней интегрируемой фазы либо по достижении конца сердечного цикла при  $i = size$ , где  $size$  задает размер массива значений давлений и объема при заданном шаге интегрирования.

Связь с интерфейсом пользователя осуществляется с помощью функций `SendToGraph` и `PrintToBuf`. Первая функция осуществляет связь с объектом класса `Graph`, который отвечает за отображение графиков функций,

передавая ему данные из внутренних буферов класса `ModelLG`. Вторая "распечатывает" в буфер в зависимости от значения флага входные параметры модели либо результаты расчетов. Функция `PrintToBuf` позволяет выбирать формат ограничителя строки, по умолчанию используется символ `\0`. Выбор формата ограничителя позволяет без дополнительной обработки передавать "распечатанные" данные в элемент редактирования для отображения на экране либо для обработки классом `DOCUMENT`, осуществляющим вывод данных на печать.

В программе реализован многооконный интерфейс, позволяющий одновременно работать с несколькими моделями [8]. При этом для каждой модели создается отдельное окно. Меню программы организовано таким образом, что команды выполняются только для активного окна. Для каждого окна также сохраняется уникальный набор доступных команд, который соответствует текущему этапу работы с моделью. Работа с несколькими моделями одновременно позволяет визуально наблюдать влияние различных параметров или разных значений одного параметра на работу сердца. Это важно при исследовании воздействия кардиотропных препаратов или изучении влияния на работу сердца различных физиологических параметров.

Для сохранения работоспособности программы во время длительных операций, таких как построение и расчет модели, используются дочерние потоки. Использование потоков создает иллюзию параллельного выполнения вычислений и обработки команд пользователя. Это дает возможность выполнять другие действия во время расчета модели, например, загружать параметры для другой модели, не ожидая окончания расчетов. Использование потоков повышает также устойчивость программы к сбоям при расчете уравнений модели. Заиклившись поток можно завершить, не дожидаясь окончания его работы. При этом все другие потоки продолжают нормально работать. Это также устраняет потерю результатов расчетов в случае сбоя в одном из дочерних окон.

Отдельный поток создается для каждого дочернего окна при его создании и остается активным до момента закрытия этого окна. Для каждого дочернего окна поддерживается структура данных типа `CHILDDATA`, в которую входят объекты классов `ModelLG`, `Graph`, `Table` и другие данные, используемые при работе с окном. Каждый поток состоит из бесконечного цикла, в начале которого вызывается функция `WaitForSingleObject`, используемая для приостановки выполнения до установки заданного объекта в состояние `signaled`. При установке объекта выполняется одна итерация, во время которой выполняется одна из команд пользователя (построение, расчет модели). По завершении выполнения команды пользователя поток сообщает окну модели об окончании расчетов, разрешая сделать доступными

дополнительные команды работы с моделью. Потoki синхронизируются для избежания ситуации обращения к данным, обрабатываемым в данный момент другим потоком.

Главный поток программы выполняет обработку команд пользователя и всех действий, связанных с интерфейсом программы. Сбой в главном потоке приводит к "зависанию" программы.

Дочерний поток уничтожается при закрытии окна модели, при этом главный поток приостанавливается. Если отведенное время истекло, а дочерний поток не завершился, программа завершает его принудительно. Завершение зациквившего потока возможно только при закрытии соответствующего окна модели. Дублирование входных параметров в классе *ModelLG* и переменной класса *ConstCollection*, являющейся членом данных класса *ModelLG* позволяет при зацикливании потока сохранить входные параметры (сохранение параметров

выполняется главным потоком) и использовать их повторно после устранения сбоя.

Создание очень большого числа дочерних потоков отражается на быстродействии программы и системы в целом, замедляя ее работу.

Программа не реализует полной модели ЛЖ сердца. В нее включены только три основные зависимости: давления в полости ЛЖ, давления в артериальном резервуаре и объема ЛЖ от времени.

#### 4 РЕЗУЛЬТАТЫ И ВЫВОДЫ

В результате работы программы получаем зависимости давлений в полости ЛЖ и аорте и относительного изменения объема ЛЖ от времени, а также таблицу значений выходных параметров на каждом шаге интегрирования модели.

**Таблица 2 - Зависимость давления в ЛЖ от времени, найденная экспериментально**

Зависимость	Значение времени сердечного цикла,с					
	t=0,36	t=0,44	t=0,65	t=0,68	t=0,81	t=0,87
Давление в ЛЖ, <i>q</i> мм.рт.ст.	5,0	81	131	94	-10	0,15

**Таблица 3 - Зависимость давления в аорте от времени, найденная экспериментально**

Зависимость	Значение времени сердечного цикла,с					
	t=0,36	t=0,44	t=0,65	t=0,68	t=0,81	t=0,87
Давление в аорте, <i>p</i> мм.рт.ст.	84	81	132	128	116	110

**Таблица 4 - Зависимости, найденные программно**

Зависимость	Значение времени сердечного цикла,с					
	t=0,36	t=0,44	t=0,65	t=0,68	t=0,81	t=0,87
Давление в аорте, <i>p</i> мм.рт.ст.	83,99	80,92	132,03	127,95	115,87	110,05
Давление в ЛЖ, <i>q</i> мм.рт.ст.	4,96	80,90	131,02	93,85	-9,93	0,15

Достоверность работы программы можно проверить, сравнив значения зависимостей давлений и объема от времени для условного человека, рассчитанных программным комплексом, и найденных экспериментально.

Расчет результатов стандартной модели ЛЖ в физиологических условиях, полученный экспериментальным путем, занесен в таблицы 2,3.

Расчет результатов стандартной модели ЛЖ в

физиологических условиях, полученный при помощи программно реализованной модели, занесен в таблицу 4.

Базовые параметры стандартной модели ЛЖ в физиологических условиях приведены в таблице 1.

В результате сравнения данных таблиц 2-3 и таблицы 4 видим, что программный комплекс адекватно моделирует работу левого желудочка сердца и может применяться на практике.

Программный комплекс дает количественную оценку насосной функции сердца, которая имеет важное значение не только для изучения биомеханических аспектов деятельности сердца, но и в клинической практике как диагностический критерий развития сердечной недостаточности, эффективности проведения реабилитационных мероприятий и фармакотерапии больных с поражением сердечно-сосудистой системы.

Имея математическую модель, в клинике можно будет решать обратную задачу - по особенностям гемодинамики определять состояние всех элементов сердечного насоса. Получив такие сведения, будем иметь данные о возможной работе сердца в тех или иных условиях. Это наиболее надежный критерий его функциональной способности или насосной функции.

#### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Дубровин В.И., Степаненко А.А., Чузов В.В. Программный комплекс медицинской диагностики // Физика и радиоэлектроника в медицине и биотехнологии: Материалы III международной научно-технической конференции PRMB'98. - Владимир: ВлГУ, 1998, С. 251-252
2. Дубровин В.И., Романова Л.Ю., Верховецкая И.Л., Дейнега Р.В. Автоматизированная система анализа биологических ритмов // Физика и радиоэлектроника в медицине и биотехнологии: Материалы III международной научно-технической конференции PRMB'98. - Владимир: ВлГУ, 1998, С. 252-253
3. Кантор В.Я. и др. Нелинейная кардиобиомеханика левого желудочка. М.: Наука, 1994. - 208 с.
4. Дубровін В., Романова Л. Програмна реалізація математичних моделей в кардіобіомеханіці // Досвід розробки і застосування САПР в мікроелектроніці: Матеріали п'ятої міжнародної науково-технічної конференції CADSM'99. - Львів, Державний університет "Львівська політехніка", 1999, С.191.
5. Турчак С.В. Основы численных методов. - М.: Наука., 1989. - 278 с.
6. Подбельский В.В. Язык С++. М.: Финансы и статистика. 1996. - 556 с.
7. Сван Т. Освоение Borland C++ 5. К.: Диалектика., 1996. - 305 с.
8. Нортон П., Яо П. Программирование на Borland C++ в среде Windows. К.: Диалектика., 1993. - 456 с.

Надійшла 13.09.99

УДК 681.3.069

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМПЬЮТЕРНОГО ТРЕХМЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРИ РАЗРАБОТКЕ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

М. В. Краснов

*В статье рассмотрен опыт разработки САД-системы для моделирования робототехнических систем, раскрываются технические вопросы использования графической библиотеки OpenGL в среде Delphi.*

*In the article considered experience of development CAD-systems for robot system modeling, are revealed technical aspects of using a graphic library OpenGL in Delphi ambience.*

Компьютерное моделирование позволяет уменьшить сроки разработки робототехнических систем и удешевить процесс проектирования, поскольку современный уровень развития компьютерной техники позволяет до материального воплощения проектируемой системы моделировать ее работу. Инструментом, позволяющим получить точную модель робототехнической системы, является трехмерное (3D) моделирование, благодаря которому разработчик имеет идентичную копию разрабатываемой установки на экране монитора.

В настоящее время отрасль компьютерного 3D моделирования переживает бурный подъем вследствие массовой доступности инструментов трехмерной графики - современный персональный компьютер среднего класса обладает ресурсами, позволяющими в реальном времени моделировать поведение сложных систем. Тем не менее, в робототехнической отрасли пока имеются лишь единичные примеры промышленного использования 3D

моделирования.

Задачей данной работы является разработка системы автоматизированного проектирования автоматов установки уплотнений, реалистично моделирующей ее работу и позволяющей проектировщику автоматов определять оптимальные параметры системы применительно к конкретному заданию на проектирование.

К разрабатываемой САД-системе проектирования автоматов установки уплотнений предъявлены следующие технические требования:

- низкая требовательность системы к аппаратным ресурсам компьютера - система должна функционировать на персональных компьютерах среднего класса с наиболее распространенной конфигурацией;
- размеры системы должны быть минимальными;
- легкая переносимость - система для своего функционирования не должна требовать установки каких-либо дополнительных программных средств, кроме операционной системы.

Функциональные требования заключаются в том, что система должна позволять:

- задавать различные законы движения элементов исследуемой системы;
- исследовать процессы взаимодействия элементов при жестких и податливых ударах;

- устанавливать оптимальные режимы работы автомата;
- определять и устанавливать адаптивные средства доориентации;
- определять предельные углы перекосов и относительного смещения осей или соединяемых деталей.

Наиболее распространенной операционной системой сегодня является Windows 9X, установленная на большинстве персональных компьютеров, поэтому эта операционная система взята в качестве платформы разработки.

В состав операционной системы Windows входят модули графической библиотеки OpenGL, открывающей разработчику доступ к самым совершенным технологиям компьютерной графики и ставшей графическим стандартом для САД-систем.

Эта графическая библиотека взята за основу при разработке САД-системы проектирования автоматов по установке металлизированных уплотнений и сопрягаемых деталей. OpenGL поставляется в составе операционной системы, прямым использованием ее достигается независимость разрабатываемой системы от дополнительных программных средств. Разработанная система является полноценной программой, а не анимированным изображением, способна реагировать на действия пользователя и менять свое поведение по ходу работы. При этом получаемые построения отличаются высоким качеством изображения.

Графическая библиотека OpenGL поставляется в виде динамических библиотек, поэтому использование ее является языковнезависимым, функции DLL-библиотек доступны в любой среде программирования. Автором разработки в качестве инструмента разработки взята популярная система программирования Delphi, располагающая высокоскоростным компилятором, что оптимально влияет на сроки разработки. Поскольку литература и справочные материалы по использованию OpenGL основываются на использовании языка C++, автором самостоятельно разработана технология подключения и использования этой графической библиотеки в проектах системы программирования Delphi.

Основной модуль системы предназначен для создания окна приложения, основы графических построений. Для получения наивысших показателей скорости работы и уменьшения размера откомпилированного кода приложение создается с использованием низкоуровневых операций, основанных на функциях Windows API. Благодаря

этому размер откомпилированного кода удалось уменьшить минимум в 6 раз по сравнению с кодом, основанном на визуальных средствах Delphi.

Для увеличения скоростных характеристик работы приложения приоритет процесса приложения устанавливается максимальным. Приложение запускается в полноэкранный режим, традиционный для модулей, активно использующих графику.

Приведенная ниже программа иллюстрирует используемые приемы и может быть использована другими разработчиками для собственных нужд. Программу необходимо записать в файл OpenGLMin.dpr и откомпилировать в среде Delphi версии не ниже третьей (подключается модуль OpenGL). Откомпилированный модуль необходимо запускать вне среды Delphi. Программа окрашивает окно приложения, используя функции OpenGL.

Разработанная автором система реализована на основе проиллюстрированных здесь методов. Благодаря их использованию основной модуль системы имеет размер менее 60 КБайт, что невозможно добиться при использовании традиционных для визуальных систем программирования RAD-технологий.

После запуска приложения на экране появляется высококачественное изображение трехмерной модели автомата установки уплотнений. Изображение изменяется с течением времени: происходит вращение рабочего стола, подается деталь, устанавливается уплотнение и т.д.

На рис. 1 приведен один из кадров получаемого "фильма".

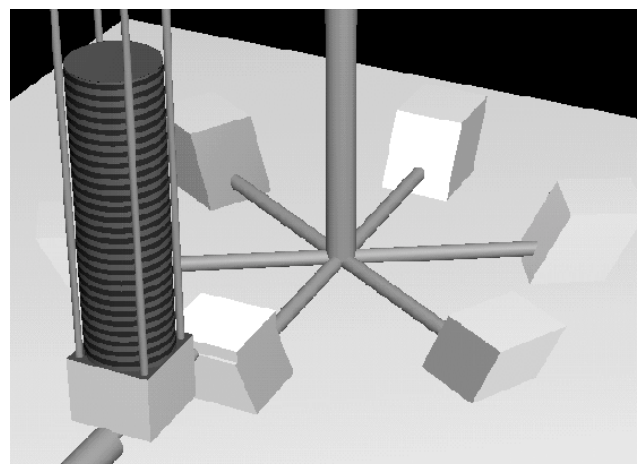


Рисунок 1 - Иллюстрация работы схемы

```
PROGRAMM OpenGLMin;
{***** Минимальная OpenGL - программа *****}
USES
  Messages, Windows, OpenGL;
CONST
  AppName = 'OpenGL_Min';
VAR
  Window : HWnd;           // контекст окна
  Message : TMsg;         // сообщения
  WindowClass : TWndClass; // класс окна
  dc : HDC;               // контекст устройства
  hrc : HGLRC;           // контекст воспроизведения
// для контекста воспроизведения необходимо установить формат пикселей
PROCEDURE SetDCPixelFormat;
var
  pfd : TPixelFormatDescriptor; // данные формата пикселей
  nPixelFormat : Integer;
Begin
  FillChar(pfd, SizeOf(pfd), 0); // заполнение полей структуры нулем
  With pfd do
  begin
    nSize := sizeof (TPixelFormatDescriptor); // размер структуры
    nVersion := 1; // номер версии
    dwFlags := PFD_DRAW_TO_WINDOW or
      PFD_SUPPORT_OPENGL; // битовые флаги
    iPixelFormat := PFD_TYPE_RGBA; // режим для изображения цветов
    cColorBits := 16; // число битовых плоскостей буфера цвета
    cDepthBits := 32; // размер буфера глубины (ось z)
    iLayerType := PFD_MAIN_PLANE; // тип плоскости
  end;
  nPixelFormat := ChoosePixelFormat (dc, @pfd); // запрос системе о формате
  SetPixelFormat (dc, nPixelFormat, @pfd); // установление формата
End;
// оконная функция
function WindowProc (Window : HWnd; Message, WParam : Word;
  LParam : LongInt) : LongInt; stdcall;
Begin
  case Message of
    wm_Create: // создание окна
      begin
        // окно - максимизировать
        SendMessage(Window, WM_SYSCOMMAND, SC_MAXIMIZE, 0);
        dc := GetDC (Window); // получить контекст устройства
        SetDCPixelFormat; // установить формат пикселей
        hrc := wglCreateContext (dc); // создать контекст воспроизведения OpenGL
      end;
    wm_Paint: // рисование окна
      begin
        wglMakeCurrent (dc, hrc); // установить текущий контекст воспроизведения
        {***** функции графики OpenGL *****}
        glClearColor (0.75, 0.5, 0.5, 1.0); // определить цвет фона
        glClear (GL_COLOR_BUFFER_BIT); // установить цвет фона
        {*****}
        wglMakeCurrent (dc, 0); // удалить контекст воспроизведения
      end;
    wm_Destroy : PostQuitMessage (0); // закрытие приложения
  end; // case
  WindowProc := DefWindowProc (Window, Message, WParam, LParam);
End;
BEGIN
  // приоритет процесса - наивысший
  SetPriorityClass (GetCurrentProcess(), HIGH_PRIORITY_CLASS);
  FillChar(WindowClass, SizeOf(WindowClass), 0);
  WindowClass.lpfWndProc := @WindowProc;
  WindowClass.lpszClassName := AppName;
```

```

RegisterClass (WindowClass);           // регистрация класса окна
Window := CreateWindow (AppName, AppName, // создание окна
    ws_Visible or ws_PopUp,           // окно без рамки и без границ
    0, 0, 0, 0, 0, 0, HInstance, nil);
ShowWindow (Window, CmdShow);         // отрисовка окна
UpdateWindow (Window);
While GetMessage (Message, 0, 0, 0) do // цикл обработки сообщений
    begin
        TranslateMessage (Message);
        DispatchMessage (Message);
    end;
END.
    
```

Для ускорения отрисовки использована технология наложения текстуры - вместо прорисовки повторяющихся изображений прокладок на изображение цилиндра накладывается растровое изображение.

Пользователь имеет возможность задавать оптические свойства материала деталей автомата, выбирать точку зрения, из которой осуществляется построение видового экрана, рассматривать поведение системы с произвольной точки зрения. Также у пользователя имеется возможность произвольно задавать пространственные, цветовые и оптические характеристики источника света. При необходимости установленные значения параметров системы записываются в файл и при следующем сеансе работы системы считываются - изображение отрисовывается в удобном для пользователя режиме.

Согласно принципам модульной технологии проектирования, система программно реализована в виде нескольких модулей - исполняемого файла и модулей динамических библиотек. Основной модуль предназначен для собственно создания окна приложения (аналогично приведенной программе), реакции на действия пользователя, расчета пространственного положения объектов и перерисовки изображения с течением времени. В динамические библиотеки вынесены разово используемые функции установки значений параметров системы и сервисные процедуры диалоговых окон, реализующие интерфейс диалога с пользователем.

Схема на рис. 2 иллюстрирует структуру программного комплекса.

Обмен данными между модулями системы основан на использовании указателей - данные располагаются в отдельных динамических библиотеках, функции модулей в качестве параметров обмениваются ссылками на соответствующие разделы памяти.

Для сокращения времени проектирования системы разработан инструментарий генерации OpenGL-программ, позволяющий по каркасной модели объектов автоматически генерировать код подпрограммы, подклю-

чаемый в основную программу проекта. Пакет программ на языке AutoLisp позволяет пользователю выбрать необходимые примитивы чертежа, созданные в AutoCAD, и автоматически генерировать OpenGL-программу для построения соответствующего полигона. Это позволяет визуально проектировать узлы и детали системы и планировать их взаимное пространственное расположение, что значительно ускоряет процесс разработки. Для получения информации можно связаться с автором (pksapr@kc.ru).

**Основные модули системы**

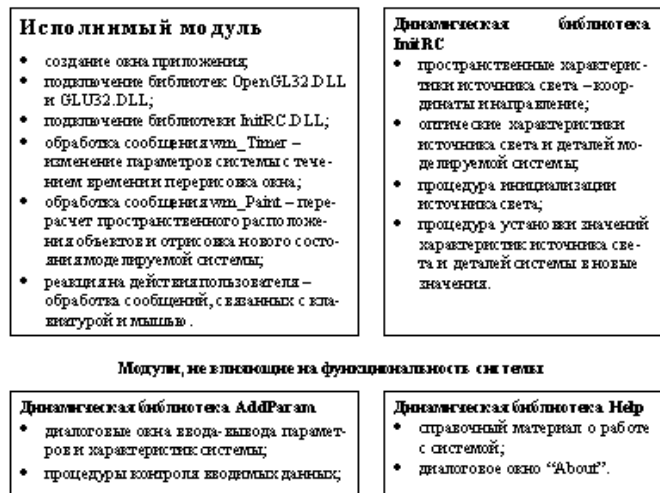


Рисунок 2 - Блочная схема системы

В продолжение работы предполагается внесение возможности моделирования поломок и изменения габаритов узлов системы. Предполагается подключение графического редактора для снятия непосредственно с чертежа проектируемого изделия габаритных параметров узлов системы.

Надійшла 05.04.99



## АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ОБУЧЕНИЯ В МНОГОСЛОЙНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЯХ

В. Н. Лопин

*Введены и исследованы количественные характеристики процесса обучения в многослойных нейронных сетях методом компьютерного моделирования. Целью проведенного исследования являлось установление зависимости качества обучения нейронных сетей от элементной избыточности сети, пороговых свойств базисных элементов, интенсивности процесса обучения. Полученные результаты позволяют устанавливать взаимосвязь характеристик обучения и топологии сети. Предпринята попытка объяснения высокой надежности реальных нейронных сетей наличием структурной избыточности и способностью их переобучения.*

*Are entered and the quantitative characteristics of learning process in multilayer neuronal nets by a method of computer modelling are investigated. The purpose of conducted research was the installation of relation of quality of training neuronal nets from an element redundancy of a net, threshold properties of basis elements, intensity of learning process. The obtained outcomes allow to install correlation of the characteristics of training and topology of a net. The attempt of explanation a high reliability actual neuronal nets by availability of a structural redundancy and ability of their conversion training is undertaken.*

Компьютерное моделирование нейронных сетей является эффективным направлением в проверке гипотез об организации информационных процессов в реальных биологических нейронных сетях [1, 2, 3]. Одним из важных вопросов такого моделирования является установление взаимосвязи между основными характеристиками процесса обучения нейронных сетей.

В настоящей работе предпринята попытка такого исследования процесса обучения на примере модели нейронной сети, использующей алгоритм обратного функционирования. В этой модели выделяются три слоя нейронов: входной слой, промежуточный слой, выходной слой. Все физические связи между слоями определены некоторыми коэффициентами передачи. Варьирование этих коэффициентов передачи в диапазоне действительных чисел позволяет реализовывать тормозящие и возбуждающие связи между элементами сети. Коэффициенты с нулевыми значениями характеризуют отсутствие связей между элементами. Таким образом, любому множеству коэффициентов передачи можно поставить в соответствие некоторую логическую топологию, определяющую нейронный ансамбль.

Исследование процесса обучения нейронных сетей осуществлялось на уровне обучения логическим функциям. Задача обучения нейронной сети была сформулирована следующим образом:

Для заданной обучающей последовательности  $(X, Y)$ , определяющей систему булевых функций  $Y = F(X)$ ,

найти вектор управления  $Q$ , обеспечивающей требуемый режим обучения. Здесь:  $Y = F(X)$  - множество логических функций,  $Q$  - матрица коэффициентов передачи физических связей сети. Считается, что логические функции этой системы могут быть не полностью определенными.

В качестве базисной модели нейрона выбран элемент, описываемый

сигма-функцией вида:

$$y = 1 / \left( 1 + e^{-k \sum_{i=1}^n w_i x_i} \right), \quad (1)$$

где  $y$  - выход,  $(x_1, \dots, x_n)$  - входы,  $(w_1, \dots, w_n)$  - коэффициенты передачи,  $k$  - коэффициент крутизны сигма-функции. Это согласуется с моделью нейрона, предложенной в работе [1].

Целью проведенного исследования являлось установление зависимости времени обучения нейронных сетей от элементной избыточности сети, пороговых свойств базисных элементов, интенсивности процесса обучения. Указанные свойства сети были выражены через соответствующие количественные показатели. Время обучения  $T$  определялось относительным числом итераций обучения, элементная избыточность связывалась с количеством элементов в промежуточном слое  $S$ , пороговые свойства элемента определялись коэффициентом крутизны сигма-функции  $K$ , интенсивность обучения определялась величиной шага обучения  $N$ . Таким образом, исследовалась функция трех переменных вида:

$$T = (S, K, N). \quad (2)$$

Исследования проводились на примере обучения сети распознаванию системы булевых функций вида:

$$Y = F(X),$$

где  $Y = (y_1, y_2, y_3, y_4)$  - булевы функции,

$X = (x_1, x_2, x_3, x_4)$  - аргументы функций.

Моделирование выполнялось на компьютере, с использованием специально разработанного исследовательского программного комплекса. Программный комплекс позволял, перед началом исследований, устанавливать необходимые диапазоны изменения шага обучения, коэффициента крутизны сигма-функции, количества элементов промежуточного уровня, погрешности

обучения. После этих установок выполнялся автоматизированный расчет функции (2) по разработанному алгоритму исследований. Алгоритм предусматривал расчет функции (2) от одной переменной при фиксированных двух других переменных. Расчет функции использовал многократное повторение процедур обучения для достижения статистической достоверности результатов. Для любого набора переменных  $(S, K, N)$  выполнялось 100 независимых процедур обучения. Процедура обучения использовала в качестве исходного случайный нейронный ансамбль, формируемый генератором случайных чисел. Временной фактор обучения сопоставлялся с числом компьютерных итераций обучения для заданной погрешности обучения. Отношение среднего числа итераций к максимальному числу итераций определяло относительное среднее время  $T$  обучения на любом наборе  $(S, K, N)$ . Программный комплекс позволял документировать результаты исследований в виде табличных и графических зависимостей (рис. 1, 2, 3). Погрешность обучения определялась квадратичной ошибкой вида:

$$\lambda = \left( \sum_{j=1}^4 (y_j - d_j)^2 \right) \cdot 0,5, \quad (3)$$

где  $y_j, d_j$  - реальные и желаемые выходы обучения.

В результате проведенного исследования было получено табличное задание функции (2), отображаемой некоторой гиперповерхностью в пространстве  $(T, S, K, N)$ .

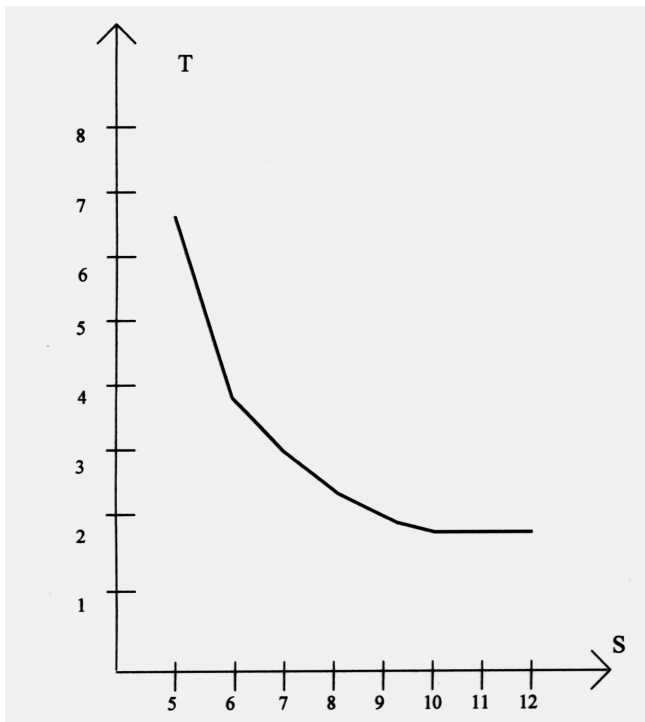


Рисунок 1 - Зависимость среднего времени обучения от количества элементов в промежуточном слое

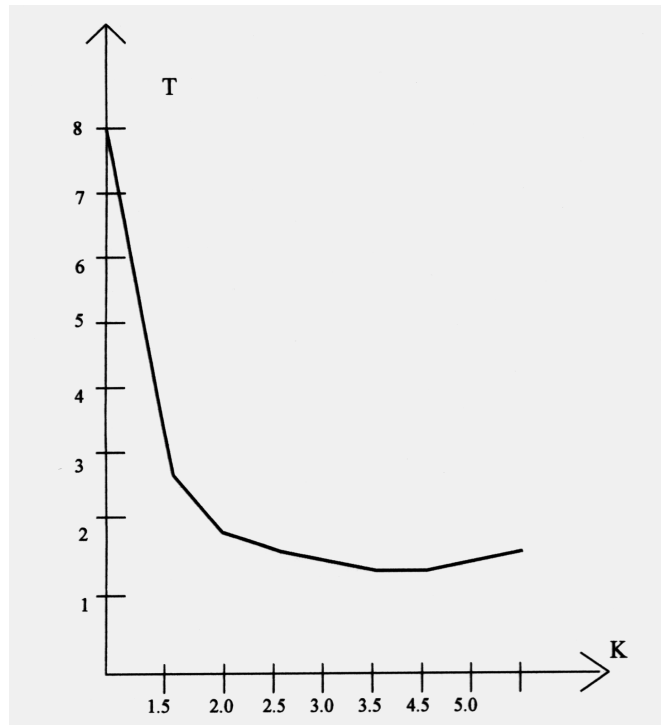


Рисунок 2 - Зависимости среднего времени обучения от коэффициента крутизны

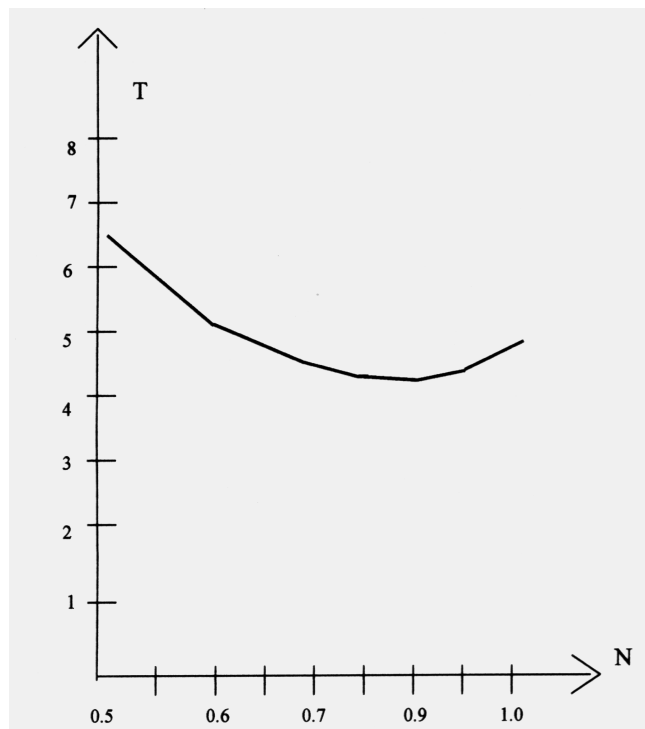


Рисунок 3 - Зависимости среднего времени обучения величины шага обучения

На рис. 1, 2, 3 приведены типовые сечения этой гиперповерхности. Эти сечения определяют зависимости среднего времени обучения от коэффициента крутизны

$T(K)$  сигма-функции, количества элементов в промежуточном слое  $T(S)$ , величины шага обучения  $T(N)$ . Функция  $T(K)$ , приведенная на рис.2, показывает, что параметр  $T$  существенно уменьшается с увеличением  $K$  до некоторого оптимального значения  $K = K_{opt}$  ( $K = 3, 5$ ). Дальнейшее увеличение коэффициента крутизны приводит к постепенному увеличению среднего времени обучения. Зависимость  $T(S)$ , представленная на рисунке 1, определена для  $S > S_{min}$  ( $S > 5$ ). Значение  $S_{min}$  определяет минимальное количество элементов в промежуточном слое для конкретной обучающей последовательности. Из этой зависимости следует, что в диапазоне  $S_{min} - S_{opt}(5 - 10)$  происходит существенное уменьшение параметра  $T$ . Однако, при  $S > S_{opt}$  ( $S > 10$ ) происходит увеличение параметра  $T$ . Зависимость  $T(N)$ , приведенная на рисунке 3, показывает, что среднее время обучения существенно уменьшается с увеличением шага обучения до некоторого оптимального значения  $T_{opt}(0,9)$ . Дальнейшее увеличение шага обучения приводит к резкому увеличению времени обучения. Указанные свойства функции  $T(K, S, N)$  проявляются и при обучении сети с числом промежуточных слоев больше двух.

Компьютерное исследование функции  $T(K, S, N)$  на множестве сечений позволило установить следующие общие свойства:

1. Среднее время обучения сети  $T$  существенно уменьшается с увеличением коэффициента крутизны сигма-функции на оптимальном интервале области определения  $\{1, A\}$  функции  $T(K)$ . Для  $K > A$  характерно монотонное возрастание функции.

2. Область определения функции  $T(S)$  имеет левую границу  $B$ , определяющую возможность обучения сети на заданном числе входов. Необходимым условием обучения сети является  $S > B$ . Для области определения функции  $T(S)$  всегда можно указать интервал  $\{B, C\}$ , на котором характерно существенное убывание этой функции. При  $S > C$  происходит монотонное возрастание функции  $T(S)$ .

3. Область определения функции  $T(N)$  содержит интервал  $\{0, D\}$ , на котором отмечается существенное убывание функции. Для  $N > D$  функция существенно возрастает.

4. Значения характерных точек  $A, B, C, D$  зависят от вида обучающих последовательностей  $(X, Y)$ .

Выявленные свойства функции  $T(K, S, N)$  позволяют сделать некоторые выводы о характере обучения в многослойных нейронных сетях данной топологии.

## ВЫВОДЫ

1. Улучшение обучаемости сети связано с усилением пороговых свойств базисных нейронов, увеличением их числа в промежуточном слое, форсированием процесса обучения с учетом ограничений на область определения функции  $T(K, S, N)$ .

2. Процесс обучения позволяет генерировать бесконечное множество нейронных ансамблей на фиксированной физической топологии сети. Эта особенность позволяет объяснить причину высокой надежности реальных нейронных сетей, в которых гибель достаточно большого числа нейронов головного мозга, как правило, существенно не влияет на функции ЦНС. Вероятно, в процессе гибели нейронов, постоянно происходит формирование новых нейронных ансамблей в результате переобучения нейронных сетей. Нейронная сеть после обучения усваивает закономерности обучающих последовательностей и реагирует на любые входные последовательности в соответствии с этими закономерностями.

Полученные результаты имеют прикладное значение для создания субоптимальных моделей искусственных нейронных сетей, используемых в задачах распознавания образов.

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. David E. Rumelhart, Geoffrey E. Hinton and Ronald J. Williams. Learning Representations By Back - Propagating Errors.// Nature, Vol. 323, No, 6188, pages 533-536; October 9, 1986.
2. Geoffrey E. Hinton. Connectionist Learning Procedures.// Artificial Intelligence, Vol. 40, Nos, 1-3, pages 185-234; September 1989.
3. Дунин-Барковский В.Л. Информационные процессы в нейронных структурах. М.: Наука, 1978, 163 с.

Надійшла 19.04.99

# ИНТЕГРАЦИЯ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ С СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕДПРИЯТИЕМ

О. А. Поздняков, А. В. Пархоменко

*В статье приведены результаты исследований по интеграции системы автоматизированного проектирования CAD-MECH с системой R/3 с целью управления данными и документами.*

*В статті наведені результати досліджень з інтеграції системи автоматизованого проектування CADMECH з системою R/3 з метою керування даними та документами.*

*The results of investigation of CAD-system CADMECH and system R/3 integration with the goal of data and document management are being presented in this work.*

Для того, чтобы реально управлять предприятием в современных условиях, необходимо вести мониторинг как производственного, так и обеспечивающих производство процессов, иметь быстрый доступ к архивам документов, проектной и технической документации, технологическим картам производственных процессов, получать информацию о загрузке рабочих мест, перемещении материалов по участкам производства, расходе рабочего времени, проводить непрерывную инвентаризацию, регистрировать изменение размеров запасов материалов, готовой продукции, незавершенного производства и, наконец, детально классифицировать затраты.

Для решения оперативных экономико-финансовых задач, задач управления материально-техническим снабжением производства и сбытом конечной продукции предлагается использовать программный продукт R/3 немецкой фирмы SAP AG, лидера в области разработки стандартного программного обеспечения для интегрированных производственно-экономических систем [1].

Система R/3 - интегрированный комплекс, предоставляющий пользователю широкий набор средств для организации управления и анализа финансово-хозяйственной деятельности предприятия и покрывающий весь спектр производственно-экономических функций. Система характеризуется следующими качествами:

- интеграция всех производственных сфер, позволяющая соединить производство, сбыт, учет в единый комплекс;
- сквозной учет от операций в области материально-технического снабжения, сбыта, бухучета до калькуляции затрат;
- универсальность системы, учитывающей характерные черты производственных процессов, общих для разных видов деятельности;
- полная локализация на русский язык и интеграция в системе украинского и российского законодательства, украинской и российской системы учета и отчетности,

многовалютность;

- модульный принцип построения, допускающий использование как отдельных компонент системы, так и их комбинации, определяемой производственно-экономическими задачами;

- наличие процедурной модели внедрения, обеспечивающей высокую степень настройки, что позволяет учесть специфические особенности любого подразделения промышленного предприятия;

- удобный графический интерфейс пользователя, отвечающий всем современным эргономическим требованиям и дополненный такими преимуществами, как формирование экрана в зависимости от специфики предприятия и оптимизированный доступ к информации через разделение функций базового программного обеспечения и прикладных модулей, значительно упрощающее администрирование системы;

- открытость в коммуникации на базе использования открытых системных сред и совместимость с многочисленными платформами ведущих фирм производителей, что обеспечивает интеграцию данных из внешних систем;

- встроенные инструментальные средства разработки программ, позволяющие создавать собственные высокопроизводительные приложения в масштабе всего предприятия, не зависящие от стандартных;

- структурирование трехступенчатой концепции "клиент-сервер", предполагающей совместное функционирование сервера базы данных, сервера приложений и рабочих станций, связанных по локальной или глобальной сети, что обеспечивает высокую производительность и отказоустойчивость системы.

С другой стороны, все больше промышленных предприятий и конструкторских бюро внедряют системы автоматизированного проектирования (САПР). Как известно, пакеты САПР работают с документами, представленными в электронном виде. Каждый чертеж обычно представляет собой отдельный файл, иногда к нему прилагаются еще несколько файлов - описания, извещения и т. п. Чертеж отдельной детали логически связан с чертежом сборочной единицы, при этом одна и та же деталь может входить сразу в несколько сборок. САПР могут обеспечивать подготовку не только конструкторской, но и технологической документации (технологические маршруты, карты, режимы обработки и т. п.). Особо важное значение автоматизация этого процесса приобретает при переходе на программно-

управляемую технологию. Наиболее широкое распространение САПР получили в машиностроении, приборостроении, строительстве и т. д.

Одной из известных систем автоматизированного проектирования, распространенных во всем мире является САПР AutoCAD фирмы Autodesk - универсальная графическая система, в основу которой положен принцип открытой архитектуры, позволяющий адаптировать и развивать многие функции AutoCAD применительно к конкретным задачам и требованиям [2].

CADMECH - открытая для развития система авторизованного разработчика и официального дилера фирмы Autodesk НПП "ИНТЕРМЕХ", который специализируется в области разработки САПР машиностроения и приборостроения. CADMECH значительно расширяет возможности AutoCAD в области проектирования машиностроительных чертежей, ускоряет проектирование в 10-15 раз по сравнению с "чистым" AutoCAD и сокращает сроки освоения AutoCAD до 2-3 дней.

Производительность и качество системы определяются:

- наличием мощного средства для создания параметрических библиотек любых элементов непосредственно пользователем (при этом не требуется навыков в программировании);
- оригинальной технологией проектирования сборочных и детализованных чертежей;
- предоставлением разнообразных функций машиностроительного проектирования;
- универсальным набором стандартных конструктивных элементов и решений;
- наличием мощной справочно-информационной базы, исключающей необходимость обращения к справочной литературе.

CADMECH обеспечивает:

- автоматическую генерацию изображений стандартных элементов, деталей и сборочных единиц с возможностью выбора типоразмеров элементов из справочно-информационной базы, с учетом применимости каждого конкретного предприятия;
- технологию проектирования, позволяющую автоматически формировать рабочие чертежи деталей в процессе проектирования сборочного чертежа, а также выделять чертежи деталей из сборочного чертежа в отдельные чертежи;
- автоматическое занесение и обработку информации для выпуска спецификации в процессе формирования сборочного чертежа изделия, а также автоматическую генерацию позиций элементов на сборочном чертеже в соответствии со спецификацией;
- возможность создания собственных параметрических многовидовых (несколько проекций элемента) моделей, с последующим использованием требуемых проекций моделей в любых чертежах;
- возможность создания сборочных чертежей путем

вставки и ориентации любых требуемых проекций из детализованных чертежей;

- автоматическое подавление скрытых линий при вставке новых деталей;
  - возможность изменения геометрии произвольных элементов чертежа путем изменения значений размеров данного элемента;
  - возможность комплексного редактирования элементов соединений (винтовые, болтовые, штифтовые и т.д.) путем задания нового диаметра либо длины крепежного элемента. При этом автоматически изменяются все связанные элементы (гайки, шайбы, проходные и резьбовые отверстия и т.д.), а также информация для спецификации;
  - возможность быстрого вызова команд рисования элементов чертежа путем указания курсором уже имеющегося на чертеже аналогичного элемента. При этом если указана линия, будет вызвана команда рисования линии, а если указан винт, то будет вызвана команда рисования винтового соединения;
  - возможность быстрой и удобной генерации линий вспомогательных построений;
  - наличие интеллектуального курсора, обеспечивающего возможность динамической привязки к характерным точкам примитивов, находящихся в зоне курсора. Динамическая привязка осуществляется в процессе генерации всех элементов системы CADMECH, а также в процессе рисования линий, дуг, окружностей и т.д.;
  - автоматическое образмеривание стандартных элементов чертежа;
  - выполнение рабочих чертежей цилиндрических и конических зубчатых колес;
  - расчет валов, подшипников качения, шлицевых и шпоночных соединений;
  - ускоренное оформление чертежа в соответствии с требованиями ЕСКД, включающее:
    - вычерчивание рамок чертежей различных форматов, установку штампов и их заполнение;
    - автоматическое нанесение осей отверстий и осей симметрии;
    - заливку требуемых изображений с целью выделения групп одинаковых отверстий;
    - нанесение различных знаков шероховатости поверхности, отклонений формы и расположения поверхностей;
    - нанесение обозначений сварных и неразъемных соединений, а также видов, разрезов, сечений;
    - автоматизированную простановку размеров в соответствии с требованиями ЕСКД;
    - автоматическую генерацию и размещение технических требований на чертеже путем выбора из соответствующего каталога технических требований.
- Стандартное информационное обеспечение CADMECH включает: базы данных со стандартными параметрами и типоразмерами крепежных изделий,

подшипников качения, материалов, комплектующих и т.д.; данные о размерах различных типов отверстий и пазов под крепежные изделия; каталог типовых технических требований.

CADMECH может интегрироваться с системой ведения чертежей SEARCH (НПП "ИНТЕРМЕХ"), обеспечивающей быстрый поиск прототипного чертежа, ведения долгосрочного архива чертежей выполненного в CADMECH. При этом часть информации о чертеже автоматически передается из CADMECH в архив чертежей системы SEARCH.

Совместное использование CADMECH и системы AVS (НПП "ИНТЕРМЕХ") позволяет в процессе создания сборочного чертежа автоматически сформировать спецификацию и на основании ее автоматически занести позиции в сборочный чертеж. Кроме того, AVS позволяет на основании спецификации автоматически сформировать ведомость спецификаций, ведомость покупных изделий и другие ведомости.

Наличие в CADMECH и AVS общих программных и информационных средств поддержки справочных данных (IMBASE) обеспечивает полную достоверность данных в документации. Это обусловило выбор данной системы для интеграции с системой R/3.

Интерфейс между САПР и системой R/3 (CAD-интерфейс) разрабатывается как отдельный программный продукт, подключаемый к САПР в виде отдельного меню, и использующий стандартные возможности системы R/3 (см.рис.1).

Внедрение CAD-интерфейса (при условии, что ранее были внедрены системы САПР и R/3) меняет условия работы с данными на индивидуальном, групповом уровне и в рамках всей компании. На индивидуальном уровне CAD-интерфейс дает возможность организовать информацию удобным способом. Упрощается поиск информации для повторного использования, построение и управление спецификацией изделия. Рабочее пространство CAD-интерфейса создает для пользователя удобный интерфейс доступа к любой информации вне зависимости от того, с каким приложением он работает.

На уровне рабочей группы CAD-интерфейс обеспечивает реальный процесс параллельного инженеринга. Создается оптимальная среда, в которой каждый член группы имеет доступ ко всей нужной ему информации и можно быть уверенным в ее достоверности.

На уровне производства использование CAD-интерфейса дает возможность всегда получать нужную спецификацию с учетом выбранных конфигурационных правил, иметь общую спецификацию для проектирования и управления производством, инициировать процедуру внесения изменений и получать быстрый доступ к любой проектной информации.

На уровне компании внедрение CAD-интерфейса дает возможность создать полное интегрированное описание продукта и перейти к внедрению технологии, обеспечивающей сокращение сроков проектирования.

Использование интегрированной системы (R/3 + CADMECH + SEARCH + AVS) поможет поднять на новый качественный уровень использование AutoCAD на промышленном предприятии, полностью раскрыть потенциал конструкторов, освободить их от рутинной работы [3].

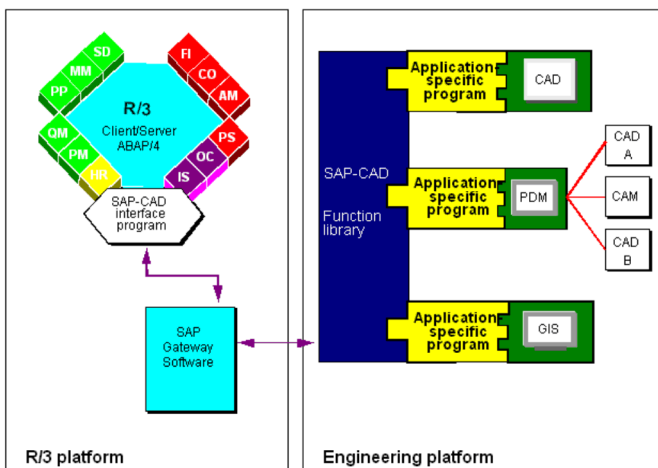


Рисунок 1 - Схема взаимодействия R/3 с САПР

**ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. Руководство по внедрению системы R/3 версии 4.0В фирмы SAP AG.
2. Романычева Э. Т. и др. AutoCAD 14. Русская и англоязычная версии / Э.Т.Романычева, Т.М.Сидорова, С.Ю.Сидоров, Т.Ю.Трошина - М.: ДМК, 1998 - 512с., ил.
3. В. Н. Агарков, С. Н. Сердюк, О. А. Поздняков. Подход к автоматизации деятельности предприятия // Матеріали 5-ої Міжнародної НТК "Досвід розробки і застосування САПР в мікроелектроніці". - Львів,1999. - С.18-19.

Надійшла 24.05.99  
Після доробки 17.09.99

## МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОТКЛОНЕНИЯ ОТ РАВНОВЕСИЯ В ПРОТЯЖЕННОЙ ХИМИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ

С. А. Сгадов

В данной статье автором предлагается способ описания стационарного состояния протяженного химического реактора, включающего взаимодействующий с поверхностью образца активный газ, при помощи методов термодинамики. Для этого реактор разбивается на элементарные ячейки, внутри которых термодинамические параметры можно считать однородными. Отклонение от равновесия в каждой из этих ячеек учитывается специальными поправками к химическим потенциалам индивидуальных веществ.

У даній статті автором пропонується засіб опису стаціонарного стану протяженого хімічного реактора, що включає взаємодіючий із поверхнею зразка активний газ, за допомогою методів термодинаміки. Для цього реактор розбивається на елементарні комірки, усередині яких термодинамічні параметри можна вважати однорідними. Відхилення від рівноваги в кожній із цих комірок враховується спеціальними поправками до хімічних потенціалів індивідуальних речовин.

At the present paper the way of thermodynamical description of lengthy chemical tube with activated sample surface interacting gas is offered. For this purposes the chemical tube have been divided into elementary cells, inside which one could consider the thermodynamical parameters to be uniform. In every cell deviation from equilibrium was taken into account with special correction values to chemical potentials of individual substances

В данной работе сделана попытка применить термодинамические методы для описания стационарных процессов взаимодействия активного газа с поверхностью твердого тела в протяженном химическом реакторе. Для моделирования выбран протяженный цилиндрический химический реактор, который включает в себя газовую смесь взаимодействующую с поверхностью кристаллического образца. Поверхность образца имеет координату  $x = L$ . Окрестность точки  $x = 0$  является областью приложения внешнего воздействия, активизирующего газовую смесь, которое является причиной отклонения состава системы от равновесного. Также допускаем, что в процессах основную роль играют электрически нейтральные частицы и градиент температур отсутствует. Для преодоления трудностей термодинамического описания стационарного состояния реактор разбивается по длине на  $M$  частей таким образом, что в каждой из получившихся элементарных ячеек термодинамические характеристики можно считать однородными. Каждая из элементарных ячеек в силу принципа локального равновесия характеризуется набором термодинамических характеристик, в том числе свободной энергией [1, 3]. Отклонение от равновесия в каждой ячейке можно описать, если ввести поправку - слагаемое в химический потенциал, которая будет иметь смысл работы совершен-

ной внешними силами для смещения равновесия в ячейке.

Накладывая на минимум функции Гиббса условие материального баланса на основании выполнения для каждой из ячеек закона сохранения атомов

$$\sum_{i=1}^I a_{ji} n_{im} + \sum_{k=1}^K a_{jk} n_{km} = b_{jm} \quad (1)$$

согласно методу неопределенных множителей Лагранжа получаем аналогично [2]  $M$  функционалов для каждой элементарной ячейки, содержащей  $I$  газообразных веществ и  $K$  индивидуальных твердых фаз:

$$G_m = \sum_{i=1}^I n_{im} \left( c_{im} + \ln \frac{n_{im}}{\sum_i n_{im}} + \phi_{im} \right) + \sum_{k=1}^K n_{km} c_{km} + \quad (2)$$

$$+ \sum_{j=1}^J \lambda_{jm} \left( b_{jm} - \sum_{k=1}^K a_{jk} n_{km} - \sum_{i=1}^I a_{ji} n_{im} \right).$$

Здесь  $b_{jm}$  - количества атомов  $j$ -го сорта в  $m$ -й ячейке (в молях),  $a_{jk}$ ,  $a_{ji}$  - стехиометрические коэффициенты,  $n_{im}$  - количество  $i$ -го компонента газовой фазы в  $m$ -й ячейке (в молях),  $n_{km}$  - количество вещества конденсированной фазы в той же ячейке;  $\phi_{im}$  - сверхравновесная поправка к химическому потенциалу  $i$ -го вещества в  $m$ -й ячейке, отражающая влияние внешнего, относительно данной ячейки воздействия (в том числе и со стороны соседних ячеек).

$$c_{im} = \frac{\Delta_f^0 H_{im}}{RT} - \frac{\Phi^*_{im}}{R} + \ln p$$

- приведенное стандартное изменение химического потенциала вещества,  $p$  - общее давление в газе (в атм).

$$c_{km} = \frac{D_f^0 H_{km}}{RT} - \frac{\Phi^*_{km}}{R}$$

- то же для индивидуальных конденсированных фаз во всех ячейках,  $\Delta_f^0 H$ ,  $\Phi^*$  - энтальпия образования из простых веществ в стандартном состоянии и приведенная энергия Гиббса соответственно.

Приравняв производные функционалов (2) к нулю, получим после исключения переменных  $M$  систем уравнений. То есть для каждой из  $M$  ячеек имеем:





- Дифференциальные уравнения вида (6) позволяют учитывать взаимодиффузию веществ соседних ячеек и полученные решения  $\varphi_i$  - сверхравновесные поправки к химическим потенциалам - вместе с принципом целлюлярного равновесия (смотри [1]) позволяют применять методы классической термодинамики для расчета химического равновесия в почти неизменном виде.

- Вышеупомянутые дифференциальные уравнения позволяют, кроме того, построить однородную модель газ-поверхность-твердое тело (в том числе твердый раствор). Нетрудно, например, вывести из (7а) известное уравнение состояния (изотерму адсорбции), связывающее концентрации (т.е. парциальные давления) вблизи

поверхности твердой фазы.

- Полученная математическая модель позволяет описывать влияние процессов в объеме реактора на процессы, протекающие в приповерхностном слое, исходя из термодинамических характеристик.

#### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Дьярмати Иштван. Неравновесная термодинамика. Теория поля и вариационные принципы. М.: Мир, 1974. 304 с.
2. Глазов В.М. Химическая термодинамика и фазовые равновесия. М.: Металлургия, 1988. 560 с.
3. Матюшин В.М., Пинчук В.П.// Украинский физический журнал. 1980. Т 25. №3. С510

Надійшла 12.04.99  
Після доробки 20.09.99

УДК 541.121

## МЕТОД ЧИСЛЕННОГО РЕШЕНИЯ НЕКОТОРОГО КЛАССА СИСТЕМ ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ С ОГРАНИЧЕНИЯМИ ДЛЯ НЕИЗВЕСТНЫХ В ВИДЕ НЕРАВЕНСТВ

С. А. Сгадов

Автором приводится метод численного решения систем уравнений, содержащих линейную комбинацию экспонент, которые возникают при расчете равновесного состава химической системы, при наличии ограничений на некоторые переменные для учета правила фаз Гиббса. Предлагается свести задачу решения уравнений к поиску минимума кусочно-непрерывного негладкого функционала, составленного из правых частей равенств, что позволяет расширить область сходимости. Предлагается способ выбора начального приближения.

Автором приводиться метод чисельного рішення систем рівнянь, що містять лінійну комбінацію експонент, що виникають при розрахунку рівноважного складу хімічної системи, при наявності обмежень на деякі перемінні для урахування правила фаз Гіббса. Пропонується зводити задачу рішення рівнянь до пошуку мінімуму кусочно-безутиного негладкого функціонала, складеного з правих частин рівностей, що дозволяє розширити область збіжності. Пропонується засіб вибору початкового наближення.

The author present a method of numerical solution of system of equations containing a linear combination of exponents, which arise at calculation of an equilibrium structure of a chemical system, if there is restrictions on some variables for taking into account of Gibbs's phases rule. It is offered to reduce the task of a solution of the equations to searching a minimum of a sectionally continuous rough functional composed from right members of equalities, that allows to expand area of convergence. A way of a choice of an initial approximation is offered.

Для вычисления состава многокомпонентной системы широко используется методы поиска экстремумов термодинамических потенциалов. В частности Глазовым для этих целей [1] была применена минимизация свободной

энергии Гиббса вида

$$G = \sum_{i=1}^I n_i \left[ c_i + \ln \frac{n_i}{\sum_{i=1}^I n_i} \right] + \sum_{k=1}^K n_k c_k \quad (1)$$

при ограничениях материального баланса

$$\sum_{i=1}^I a_{ji} n_i + \sum_{k=1}^K a_{jk} n_k = b_j, \quad (2)$$

где  $n_i$  - количество  $i$ -го компонента газовой фазы (что фактически соответствует молярной концентрации этого компонента);  $n_k$  - количество вещества конденсированной фазы в той же ячейке,  $c_i$ ,  $c_k$  - константы индивидуальных веществ. Для этих целей им был использован метод Лагранжа и после дифференцирования по переменным минимизации была получена система уравнений с  $I+K+1$  переменных. При помощи подстановки

$$n_i = P \exp \left( \sum_{j=1}^J a_{ji} \lambda_j - c_i \right), \quad (3)$$

где  $P = \sum_{i=1}^I n_i$ , а  $\lambda_j$  - множители Лагранжа, количество переменных было сокращено до  $J+K+1$  и полученная система уравнений имела вид:

$$\left\{ \begin{aligned} f_j &= P \sum_{i=1}^I a_{ji} \exp \left( \sum_{j=1}^J a_{ji} \lambda_i - c_i \right) + \sum a_{jk} n_k - b_j = 0, & j = 1 \dots J, \\ f_{J+1} &= \sum_{i=1}^I \exp \left( \sum_{j=1}^J a_{ji} \lambda_i - c_i \right) - 1 = 0, \\ f_k &= \sum_{j=1}^J a_{jk} \lambda_i - c_k = 0, & k=1 \dots K. \end{aligned} \right. \quad (4)$$

Для решения этой системы относительно  $P, \lambda, n$  в [1] рекомендуется метод Ньютона. Любопытно, что авторами для "автоматического учета правила фаз Гиббса" в ходе итераций предлагается изменять вид решаемой системы (4) удаляя или добавляя уравнения  $f_k$  в зависимости от выполнения для данного  $k$  условия существования фаз:

$$\sum_{i=1}^J a_{jk} \lambda_j - c_k \geq 0, \quad n_k \geq 0. \quad (5)$$

С теоретической точки зрения кажется необоснованной сходимость такого процесса, так как обычно сходимость метода Ньютона доказывается для вектора  $\vec{f}$  фиксированной размерности. Более того, данная в [1] модификация этого метода предусматривает последовательную проверку возможности удаления фаз ( $n_k = 0$ ) с последующей проверкой возможности существования ( $n_k = \epsilon$ ). Вот этот момент и приводит этот алгоритм к закликиванию, когда в каждой итерации происходит удаление с последующим восстановлением фазы по выполнению условия (5) - в следующей итерации ситуация повторяется - алгоритм закликло.

В данной работе автором предлагается метод численного решения системы (4) при ограничениях вида (5), который, по его мнению, позволил бы более эффективно решать эту задачу, чем ранее предложенные методы и был бы, по возможности, лишен недостатков последних, в частности, обладал бы большей областью сходимости и не требовал бы какого-либо изменения вида решаемой системы в ходе итераций.

### ВЫБОР ЧИСЛЕННОГО МЕТОДА

Таким образом, необходимо найти метод, который бы обладал меньшей чувствительностью к начальным значениям переменных (т.е. большей областью сходимости) и позволил бы учитывать условия (5). Весьма скверную роль играет тот факт, что для вычисления приращения аргументов в каждой итерации необходимо явно или неявно обращать матрицу Якоби. Вдали от точки решения экспоненциальный характер функций, составляющих систему (4) играет в этом смысле катастрофическую роль для итерационного процесса. То есть

чаще всего реализуются два случая: либо производные, составляющие матрицу, велики и тогда возникает останов по переполнению, либо стремятся к нулю на какой-нибудь точке перегиба и тогда матрица Якоби вырождается - с тем же результатом. Единственный выход - задавать начальное приближение вблизи решения... для чего надо первоначально знать это решение. К счастью, у метода Ньютона есть аналоги, которые обладают быстрой сходимостью и в то же время лишены его недостатков, в частности, необходимости вычислять на прямую матрицу Якоби для минимизируемой функции и обращать ее. Это дает выигрыш не только во времени, но и оберегает вычислительный процесс от провалов при вырождении матрицы Якоби. Одним из таких методов является метод Давидона-Флэтчера-Пауэлла (ДФП) [2,3], особенностью которого является вычисление приближения к обращенной матрице Якоби на каждом шаге итерации и в то же время быстрая сходимость даже на неквадратичных функциях.

В общих чертах используемый алгоритм ДФП заключается в следующем:

1) пусть имеется точка  $\mathbf{x}_0 = (\vec{\chi}, P, \vec{n})$  и некоторое приближение к обратной матрице Якоби  $\mathbf{H}_0$  (например, единичная матрица);

2) в качестве направления поиска берем направление:  $\vec{\mathbf{d}}_i = -\mathbf{H}_i \vec{\mathbf{g}}_i$ , где  $\vec{\mathbf{g}}_i(\vec{\mathbf{x}})$  - градиент или оценка градиента в данной точке (в данном случае использовалось вычисление производных методом конечных разностей);

3) при помощи метода кубического интерполирования найдем  $\alpha_i$  минимизирующую функцию  $F(\vec{\mathbf{x}}_i + \alpha_i \vec{\mathbf{d}}_i)$ ;

4) положить  $\vec{\mathbf{v}}_i = \alpha_i \vec{\mathbf{d}}_i$  и  $\vec{\mathbf{x}}_{i+1} = \vec{\mathbf{x}}_i + \vec{\mathbf{v}}_i$ ;

5) найти  $F(\vec{\mathbf{x}}_i)$  и  $\vec{\mathbf{g}}_{i+1}$ , завершить процедуру, если величины  $|\vec{\mathbf{g}}_{i+1}|$  или  $|\vec{\mathbf{v}}_{i+1}|$  достаточно малы;

6) положить  $\vec{\mathbf{u}}_i = \vec{\mathbf{g}}_{i+1} - \vec{\mathbf{g}}_i$ ;

7) обновить матрицу  $\mathbf{H}$  следующим образом:

$$\mathbf{H}_{i+1} = \mathbf{H}_i + \vec{\mathbf{v}}_i \vec{\mathbf{v}}_i^T / (\vec{\mathbf{v}}_i^T \vec{\mathbf{u}}_i) - \mathbf{H}_i \vec{\mathbf{u}}_i \vec{\mathbf{u}}_i^T / (\vec{\mathbf{u}}_i^T \mathbf{H}_i \vec{\mathbf{u}}_i);$$

8) если требуемая точность не достигнута вернуться к шагу 2 - в противном случае проверить является ли точка  $\vec{\mathbf{x}}_i$  точкой минимума: для этого проверяются значения функции в окрестностях  $\pm dx$  точки  $\mathbf{x}$ . Если в этой окрестности существует точка с меньшим значением функции в  $\vec{\mathbf{x}}_i$ , то осуществляется рестарт с такой точки.

Матрица  $\mathbf{H}_{i+1}$  иницируется заново.

Более детальное описание и обоснование оригинального метода ДФП дается в [4].

Понятно, что уменьшение количества переменных сильно облегчает задачу минимизирования, под которую создавался метод ДФП. Такое уменьшение количества переменных в нашем случае связано с переходом от функции (1) к системе уравнений (4) ( $J$  значительно меньше, чем  $I$ , которое, как правило  $\sim I!$ ). Следовательно, необходимо задачу минимизации функции (1) свести к решению системы (4) при учете ограничений (5). В таком случае метод минимизации может быть применен к системе вида:

$$\{f_i(\vec{x}) = 0 \quad (6)$$

путем сведения к поиску минимума функционала

$$F(\vec{x}) = F(\vec{f}(\vec{x})), \quad (7)$$

где  $F$  - функционал, имеющий минимум, который совпадает с решением системы (6).

Выбор функционала  $F$  обуславливается следующими соображениями. Во-первых, его минимум должен совпадать с решением системы (4). Во-вторых, его производные должны быть ограничены сверху, либо хотя бы не быть слишком большими по абсолютному значению, для того чтобы прирост переменных по итерации не приводил к уходу от точки решения. В-третьих, желательно, чтобы и значения функционала не были бы слишком большими. Поскольку мы видим, что в нашей системе (4) преобладают экспоненты, то для ограничения необходимо применить логарифмическую функцию. Автором предлагается использовать следующий вид функционала (7):

$$F(\vec{f}) = \ln \left( \sum_{i=1}^J \left( \frac{f_i}{\beta_{max}} \right)^2 + e^{-2\beta_{max}} \right) + 2\beta_{max}, \quad (8)$$

где величина  $\beta_{max} = \max_{i=1...I} \exp \left( \sum_{j=1}^J a_{ji} \lambda_j - c_i \right)$  служит

для ограничения значения экспонент.

Таким образом, явный вид минимизируемого функционала:

$$F(\vec{\lambda}, P, \vec{n}) = \ln \left[ \sum_{j=1}^J \left( P \sum_{i=1}^I a_{ji} \exp(\beta_i(\vec{\lambda}) - \beta_{max}) + e^{-\beta_{max}} \left( \sum_{k=1}^K v_k n_k - b_i \right) \right)^2 + \left( \sum_{i=1}^I \exp(\beta_i(\vec{\lambda}) - \beta_{max}) - 1 \right) + \left( \sum_{i=1}^K v_i \left[ \sum_{j=1}^J a_{ij} \lambda_j - c_i \right] \right)^2 e^{-2\beta_{max}} + e^{-2\beta_{max}} \right] + 2\beta_{max}, \quad (9)$$

где  $\beta_i = \max_{i=1...I} \exp \left( \sum_{j=1}^J a_{ji} \lambda_j - c_i \right)$ , а

$$v_k = \begin{cases} 1, & \text{при } \sum_{j=1}^J a_{jk} \lambda_j - c_k \geq 0, \\ 0, & \text{при } \sum_{j=1}^J a_{jk} \lambda_j - c_k < 0, \quad n_k < 0. \end{cases} \quad (10)$$

## О ВЫБОРЕ НАЧАЛЬНОГО ПРИБЛИЖЕНИЯ

Несмотря на то, что при использовании численных методов типа Ньютона-Рафсона начальное приближение зачастую играет решающую роль, для данной системы в литературе не дается в явном виде описание алгоритма выбора начального приближения. Поэтому автор считает необходимым описать один из применяемых им способов определения начального приближения для переменных  $\vec{\lambda}, P, \vec{n}$ . Этот способ основан на оценке множества допустимых значений, которые могут удовлетворять системе (4). Рассмотрим, к примеру,  $J+1$  уравнение из системы (4). Очевидно, что входящие в него в качестве слагаемых экспоненты положительны, а так как их сумма в точке решения равна единице, то должны быть истинными неравенства:

$$\left\{ \exp \left( \sum_{j=1}^J a_{ji} \lambda_j - c_i \right) < 1, \quad i = 1...I, \quad (11)$$

или иными словами

$$\left\{ \sum_{j=1}^J a_{ji} \lambda_j - c_i < 0, \quad i = 1...I. \quad (12)$$

Система (12) решается тривиально: достаточно найти

все точки пересечения плоскостей  $\left\{ \sum_{j=1}^J a_{ji} \lambda_j - c_i < 0, \right.$

$i = 1...I$  и взять наименьшую  $\vec{\lambda}_{min}$  в качестве начального приближения.

Для значений  $n_k$  решение, по-видимому, лежит в диа-

пазоне  $\left[ 0, \frac{b_j}{a_{jk_{min}}} \right]$ , где  $a_{jk_{min}} \neq 0$  - минимальный коэффи-

циент из уравнения (2). Для  $P$  разумным начальным

значением является  $\frac{1}{2} \sum_{j=1}^J b_j$ .

## РЕЗУЛЬТАТЫ И ОБСУЖДЕНИЕ

Было бы интересным оценить результативность данного метода по сравнению с классическими (например, методом Ньютона). Для этого автором была выбрана простая система уравнений вида (4) с заранее известным решением в точке  $1, \ln 0, 2, 1$ :

$$\begin{cases} P(e^{\lambda_1} + 10e^{2\lambda_1} + 10e^{2\lambda_1 + \lambda_2 - 1}) = 1, \\ P(0, 2e^{\lambda_2 - 1} + 0, 4e^{2\lambda_2 - 2} + 5e^{2\lambda_1 + \lambda_2 - 1}) = 0, 8, \\ e^{\lambda_1} + e^{2\lambda_1} + e^{2\lambda_1 + \lambda_2 - 1} + e^{\lambda_2 - 1} + e^{2\lambda_2 - 2} + e^{2\lambda_1 + \lambda_2 - 1} = 1. \end{cases} \quad (13)$$

При сравнении оценивалась область сходимости, для чего варьировались начальные значения переменных  $P, \lambda_1, \lambda_2$ . Метод Ньютона применялся к системе (13)

напрямую, с аналитическим вычислением производных. Данный метод применялся к функционалу полученному из (13) по типу (9).

Выяснилось, что метод Ньютона, примененный к решения системы (13), в форме модифицированного метода Ньютона-Рафсона с варьируемым шагом (т.е. одномерной минимизацией на каждом шаге метода) не может дать верный результат, если начальные значения переменных по абсолютному значению больше 5. При этом наблюдается один из трех сценариев: итерации заканчиваются авостом (наиболее вероятный), получается неверное значение из-за вырождения матрицы Якоби (итерации останавливается), метод заикливается около некоторой стационарной точки. Кстати, следует заметить, метод Ньютона это один из немногих из известных методов, которые вообще работают с системой нелинейных уравнений типа (4) в пространстве многих переменных.

Напротив, данный метод, позволяет получить решение той же системы уравнений при начальном значении переменных в 5 - 6 раз больших. Иными словами, предлагаемый метод менее чувствителен к начальным значениям переменных, чем метод Ньютона. Это можно объяснить предусмотренной процедурой проверки достижения минимума (шаг 8 приведенного алгоритма) и обновлением матрицы Якоби. Так при значении

параметра  $dx = 0,01$  из точки  $P = 0$ ,  $\lambda_1 = 30$ ,  $\lambda_2 = 30$  значение  $P = 1,00000000121$ ,  $\lambda_1 = -1,6094379$ ,  $\lambda_2 = 0,999999999$  было достигнуто за 72374 итераций. А при увеличении  $dx$  до 1 количество итераций снизилось до 46.

Таким образом, мы получили численный метод, который:

- имеет большую область сходимости для данной системы уравнений, чем остальные методы и метод Ньютона, в частности;
- позволяет избежать некоторых последствий вырождения матрицы Якоби в отличие от метода Ньютона.
- позволяет судить о существовании решения системы (4) по значению функции в этой точке.

#### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Глазов В.М. Химическая термодинамика и фазовые равновесия. М.: Металлургия, 1988. - 560 с..
2. Fletcher, R., Powell, M.J.D A rapidly convergent descent method for minimization, The Comp. Journal, Vol. 6, p.163, 1963
3. Fletcher, R. A new approach to variable metric algorithms, The Comp. Journal, Vol. 13, pp317-322, 1970
4. Банди Б. Метод оптимизации. Вводный курс. М.: "Радио и связь" 128с. - 1987

Надійшла 23.03.99  
Після доробки 27.09.99

УДК 519.24

## ПРОВЕРКА АДЕКВАТНОСТИ МОДЕЛИ

С. Г. Федорченко

*Рассмотрены способы проверки адекватности модели в случае невыполнения ряда требований классического регрессионного анализа. Проведен сравнительный анализ предлагаемых методов, предложены способы увеличения точности некоторых из них.*

*Methods of adequacy test when some demands of classical regression analysis cannot be fulfilled are considered in the article. Comparative analysis of proposed methods is conducted, and methods of accuracy increasing of these methods are offered in the paper.*

Среди условий, предъявляемых классическим регрессионным анализом к экспериментальным данным, есть условие равенства дисперсий частных выборок выходной величины (гомоскедастичность) в тех точках факторного пространства, в которых проводится эксперимент. Если это условие не выполняется и дисперсии частных выборок выходной величины, полученные при реализации различных строк плана эксперимента, будут отличаться, говорят о гетероскедастичности выходной величины. Проверка выполнения этого требования

возможна только после реализации плана эксперимента, может нарушаться незаметно для исследователя в ходе сбора экспериментальных данных, что делает возможной ситуацию, когда обработка уже полученных данных, с помощью классических методов, затруднена. В качестве возможных причин гетероскедастичности назовем следующие:

- наличие грубых ошибок при измерениях (т. н. грубые промахи);
- дрейф параметров объекта в течение срока реализации плана эксперимента;
- различная точность аппаратуры и (или) метода измерения в крайних точках диапазона изменения выходного параметра;
- наличие сильного, но редко проявляющегося механизма (явления), оказывающего влияние на выходную величину и т. д.

Исследователь должен принять все меры по недопущению (выявлению, удалению и т. д.) грубых промахов. Остальные возможные причины гетероскедастичности не

зависят от воли экспериментатора и носят объективный характер. Следовательно, возникает необходимость в обработке результатов измерений, полученных в условиях гетероскедастичности. Этой теме посвящен ряд работ, например [1], [2], но вопросу проверки адекватности математической модели (ММ) в условиях гетероскедастичности, внимания на наш взгляд, практически не уделялось. Между тем, проведенные ранее исследования [3] показали, что при проведении активных экспериментов, при увеличении числа повторных опытов в каждой точке факторного пространства  $m$  свыше некоторого  $m_{кр}$  наблюдается явление гетероскедастичности даже если оно отсутствовало при малых значениях  $m$ . Использование классического метода проверки адекватности модели в этом случае невозможно, т. к. нельзя найти единые дисперсию адекватности  $S_{ад}^2\{Y\}$  и дисперсию опыта  $S^2\{Y\}$ , которые теперь становятся переменными величинами, зависящими от координат точек факторного пространства в которых проводятся опыты (или что тоже самое от номера реализуемой строки плана эксперимента). Таким образом, задача оценки адекватности модели, которая в классическом случае сводится к сравнению 2-х дисперсий, в нашем случае является задачей сравнения 2-х функций. Рассмотрим возможные подходы к решению этой задачи.

Первый подход, по сути, использует идею заложенную в взвешенном методе наименьших квадратов [1] и состоит в следующем:

Преобразуем средние частных выборок выходной величины  $Y_{срj}$  к виду  $T_j = Y_{срj}/S_j\{Y\}$ , где:

$j$  - номер строки плана эксперимента;

$S_j\{Y\}$  - среднеквадратичное отклонение  $Y$  в  $j$ -й строке плана.

Полученная таким образом, новая выходная величина будет обладать одинаковой дисперсией ( $S_j^2\{Y\} = 1$ ) для всех значений  $j$ . Теперь можно построить ММ относительно выходной величины  $T_j$  и проверить адекватность модели классическим методом. Недостатки этого подхода:

1. При переходе к первоначальной выходной величине  $Y$  мы получим не одну модель, а семейство моделей (каждой строке плана может соответствовать своя модель), что крайне неудобно для ее дальнейшего применения.

2. При малых значениях  $m$  точность определения  $S_j^2\{Y\}$  будет мала, что отрицательно скажется на качестве модели.

Второй подход состоит в следующем: строки плана эксперимента объединяются в группы, для которых доказано равенство строчных дисперсий выходной ве-

личины. К полученным группам применяют классический метод проверки адекватности модели. В этом случае возможна ситуация, когда для одних групп строк плана модель адекватна, а для других - нет. Это позволяет исследователю выделить те точки факторного пространства, в которых модель достаточно полно описывает исследуемый объект, даже если модель в целом признана неадекватной. Этот подход является более гибким, информативным и, на наш взгляд, представляется более предпочтительным. В процессе применения этого метода необходимо вычислить, для каждой группы строк плана эксперимента дисперсию адекватности по формуле:

$$S_{adj}^2 = \sum_{i=1}^{N_j} (Y_{срi} - Y_{modi})^2 / (N_j - d), \quad (1)$$

где:

$Y_{срi}$ ,  $Y_{modi}$  - среднее арифметическое и предсказанное (модельное) значение выходной величины в  $i$ -й строке плана;

$N_j$  - количество строк плана, входящих в  $j$ -ю группу;

$d$  - количество значимых коэффициентов модели.

При этом должно выполняться неравенство (2), в противном случае нахождение дисперсии адекватности будет невозможно.

$$N_j > d. \quad (2)$$

Главным недостатком предлагаемой методики, является то, что при невыполнении неравенства (2), а это возможно для групп состоящих из малого количества строк, проверить адекватность модели нельзя.

Рассмотренные выше подходы представляют собой попытку обобщения классического метода проверки адекватности модели, основанного на сравнении дисперсий адекватности и дисперсии эксперимента с помощью критерия Фишера, на случай гетероскедастичности выходной величины. При этом требование нормальности закона распределения  $Y$  остается в силе. Однако, сформулированные выше недостатки рассмотренных подходов резко сужают область их возможного применения. Необходимо, таким образом, искать более общие (т. е. более универсальные) методы проверки адекватности модели.

Рассмотрим случай, когда каждая группа состоит из одной строки плана эксперимента. В качестве меры неадекватности в данной точке факторного пространства рассмотрим величину:

$$D_{adj}\{Y\} = \sum_{i=1}^{m_j} (Y_{ij} - Y_{modj})^2 / (m_j - d), \quad (3)$$

где  $m_j$  - объем частной выборки в  $j$ -й строке плана эксперимента,

а  $Y_{ij}$  - элементы частной выборки величины  $Y$  в  $j$ -й строке плана.

Для проверки адекватности модели используем критерий Фишера

$$F_j = (D_{adj}\{Y\}) / (S_j^2\{Y\}), \quad (4)$$

$$\text{Если } F_j < F_{\text{табл}}(q, m_j - d, m_j), \quad (5)$$

где  $q$  - уровень значимости, то признаем ММ адекватной в  $j$ -й строке плана. Здесь  $D_{adj}\{Y\}$  является мерой отклонения экспериментальных данных (а не их среднего, как в классическом случае) от предсказанного значения и представляет собой момент 2-го порядка относительно предсказанного значения  $Y_{\text{mod}j}$ . В случае выполнения неравенства (5) мы признаем  $D_{adj}\{Y\}$  статистически неотличимым от ошибки эксперимента в  $j$ -й строке плана  $S_j^2\{Y\}$  и говорим, что ММ в данной точке факторного пространства адекватно описывает экспериментальные данные. Статистическую неотличимость указанных величин можно интерпретировать как результат равенства (а точнее статистической неотличимости) величин  $Y_{\text{ср}i}$  и  $Y_{\text{mod}i}$ . Достоинством данного метода является то, что он накладывает на выходную величину только одно ограничение - она должна подчиняться нормальному закону. При этом в различных строках плана может быть реализовано неодинаковое число опытов  $m$ , им могут соответствовать различные строчные дисперсии. Следовательно, предлагаемый метод проверки адекватности модели является более общим, чем рассмотренные нами ранее. К недостаткам предлагаемого метода можно отнести:

1. Малую точность метода при небольших значениях  $m_j$ , которая обусловлена большой погрешностью вычисления моментов 2-го порядка по выборкам малого и сверхмалого ( $m_j < 5$ ) объема.

2. Неравенство (2) принимает в этом случае вид:  $m_j > d$ , если же оно не выполняется, а это вполне возможно при небольших значениях  $m_j$ , применение данной методики становится невозможным.

С целью устранения этих недостатков, применим для увеличения точности определения  $D_{adj}\{Y\}$  и  $S_j^2\{Y\}$  методику повышенной информативности малых выборок [4]. Для ее применения необходимо а priori знать закон распределения выходного параметра. Поскольку наша выходная величина должны подчиняться нормальному закону, то это условие выполняется. В результате применения этой методики мы получаем более точные значения  $D_{adj}\{Y\}$  и  $S_j^2\{Y\}$  как будто мы увеличили объем частной выборки с  $m_j$  до  $m_{j\text{экв}}$  (см. табл. 1).

Таблица 1

$m$	3	4	5	6	7	8	9	10
$m_{\text{экв}}$	10	14	16	19	21	23	25	27

В этом случае, в выражение (5) вместо  $m_j$  необходимо подставить  $m_{j\text{экв}}$ , взятое из табл. 1, а величины  $D_{adj}\{Y\}$  и  $S_j^2\{Y\}$  в выражении (4) вычислить по методике определения параметров малых выборок с повышенной информативностью (ППМИВ). Поскольку на практике количество значимых коэффициентов модели, как правило, меньше 10, а минимальное значение  $m_j = 3$ , которому соответствует  $m_{\text{экв}} = 10$ , то неравенство (2), принимающее в нашем случае вид  $m_{j\text{экв}} > d$  в большинстве случаев будет выполняться. В результате применения методики ППМИВ, названные выше недостатки рассматриваемой методики проверки адекватности модели, оказываются в значительной мере смягчены. Таким образом, предлагаемая методика проверки адекватности модели является более универсальной, чем классическая, и может быть применена как в случае гомоскедастичности, так и при гетероскедастичности выходной величины. При этом требование нормальности распределения выходной величины остается в силе.

Результаты проведенных нами исследований показали [3], что классические методы планирования эксперимента, например ПФЭ позволяют получить ММ, достаточно хорошо описывающие исследуемый объект при отклонении в некоторых пределах закона распределения выходной величины от нормального. Так нами была получена с помощью ПФЭ модель для случая, когда выходная величина подчинялась унимодальному значительно отличающемуся от нормального закону ( $\chi_y^2 = 100$ ,  $\chi_{\text{табл.у}}^2 = 11, 1$ ). При этом погрешность нахождения оценок коэффициентов модели не превышала 20%. Применение классического метода проверки адекватности модели в этом случае, также как и рассмотренных выше методик, оказывается невозможным вследствие катастрофической неробастности  $F$ -распределения Фишера к виду закона распределения исследуемой случайной величины.

До сих пор мы сводили задачу проверки адекватности модели к сравнению двух дисперсий - дисперсии адекватности и дисперсии эксперимента. Однако, как уже ранее отмечалось, рассмотренная задача может быть сведена к сравнению двух выборочных средних - среднего арифметического частной выборки, соответствующей одной строке плана эксперимента и предсказанного, с

помощью ММ, значения среднего в данной строке плана. Для решения такой задачи можно применить другой критерий - критерий Стьюдента, робастность которого к виду закона распределения значительно выше. Тогда процедура проверки адекватности модели сведется к вычислению следующей статистики

$$t_j = |Y_{ij} - Y_{\text{mod}j}| \sqrt{m_j / S_{yj}}, \quad (6)$$

значение которой необходимо сравнить с  $t_{\text{табл}}(q, m_j - 1)$ .

Если  $t_j < t_{\text{табл}}(q, m_j - 1)$ , то мы признаем, что в  $j$ -й строке предсказанное значение среднего арифметического статистически неотлично от экспериментального среднего. Применяв эту методику для всех строк плана можно судить об адекватности модели в целом. Данная методика, соединяя в себе гибкость рассмотренного выше метода, основанного на  $F$ -критерии Фишера, является не столь чувствительной к отклонению закона распределения выходной величины от нормального. Недостатком предлагаемого метода можно считать недоста-

точную точность метода при небольших значениях  $m_j$ .

Поскольку методика ППИМВ для произвольного закона распределения до сих пор не разработана, то ее применение в данном случае невозможно, что по-видимому требует дальнейшего исследования.

#### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Ю.В. Линник. Метод наименьших квадратов и основы теории обработки наблюдений. - М.: Физматгиз, 1962.
2. Ю.А. Долгов. Модифицированный метод случайного баланса. - Электрон. моделирование - 1987. - № 4. (с. 79 - 84)
3. С. Г. Федорченко. Проведение эксперимента в условиях значительной нестабильности управляемых факторов. / Современные проблемы устройств телекоммуникации, компьютерной инженерии и подготовки специалистов. - Мат. МНТК 23 - 28 фев. 1998 г., г. Львов. - Львов, РИО ЛДУ "Львівська політехніка", 1998 - с. 32 - 34.
4. Ю. А. Долгов. Повышение точности вычисления параметров выборки малого объема. // Применение вычислительной техники и математических методов в научных и экономических исследованиях. - Тезисы докладов НТК, Киев, 1988 г., с. 134-136.

Надійшла 29.03.99

УДК 681.32:007

## ВИРТУАЛЬНЫЙ НЕЙРОКОМПЬЮТЕР "ЭМБРИОН" КАК ИНФОРМАЦИОННЫЙ ЛАЗЕР

В. Д. Цыганков

*Рассмотрены вопросы применения нейрокompьютера "ЭМБРИОН" к созданию нейрокompьютерных информационных лазеров. Дано определение формального лазера. Приведена блок-схема информационного лазера.*

*Розглянуто питання про застосування нейрокomp'ютера "ЕМБРИОН" до створення нейрокomp'ютерних інформаційних лазерів. Дано визначення формального лазера. Наведено блок-схему інформаційного лазера.*

*The questions of neural computer Embrion application to creation of neural information lasers are considered in this paper. The definition of the formal laser is given. The flowchart of the information laser is indicated.*

### 1 ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ КВАНТОВОГО ПРИБОРА. ФОРМАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЛАЗЕРА

Любой квантовый прибор, будь то усилитель или генератор, имеет в своем составе следующие обязательные компоненты: источник активных, возбужденных частиц; источник полевого возбуждения или источник импульсного питания; входное устройство для подачи сигнала, взаимодействующего (или модулирующего) с возбужденными частицами; выходное устройство, в котором накапливается энергия и с которого снимается усиленный излучаемый сигнал.

Общее в принципах работы как обычных элек-

тронных, так и квантовых систем усиления и генерации, является сам принцип электронного усиления. Электроны могут быть как свободными, так и связанными с рабочим веществом - поставщиком активных частиц.

Принципиальная схема оптического квантового генератора на твердом теле приведена на рис. 1, взятом из [1], где: 1 - отражающие зеркала, 2 - активное вещество, 3 - источник возбуждающего поля.

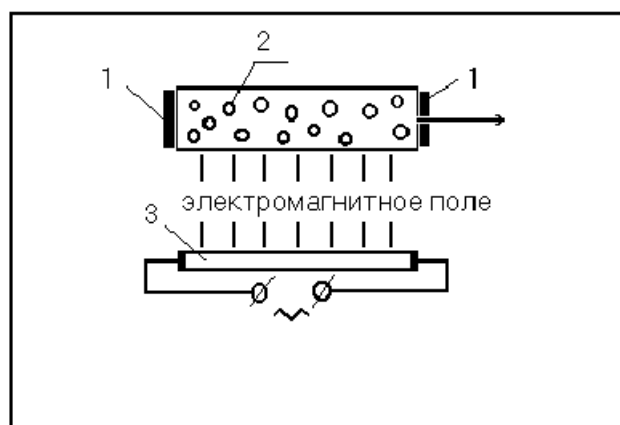


Рисунок 1 - Схема оптического квантового генератора (ОКГ) Меймана (США)

Активным веществом служит кристалл рубина, схема энергетических уровней которого приведена на рис. 2. Время жизни ( $\tau$ ) возбужденной частицы тем меньше, чем шире энергетическая полоса спектра. Из рисунка видно, что  $\tau_c = \tau_3 \ll \tau_m$ .

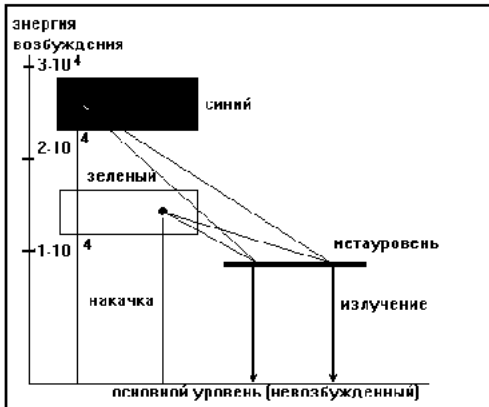


Рисунок 2 - Схема энергетических уровней кристалла рубина

Возбужденные частицы значительно дольше живут ( $\tau$ ) на метастабильном уровне. Вероятность "гашения" возбуждения тем ниже, чем уже энергетическая полоса метастабильного уровня, а значит, тем дольше излучает лазер. Однако, суммарная энергия возбужденных частиц ниже, чем в случае их нахождения на более высоких уровнях. Вместе с тем, возрастает монохроматичность излучения с метауровня.

В качестве источника - 3 импульсного возбуждения (рис. 1) обычно используют лампы-вспышки. Это и есть оптическая накачка или подсветка с широким спектром. Активное вещество - 2 - это кристалл рубина поглощает зеленую часть спектра. Чем шире верхний метастабильный уровень - 3, тем выше к.п.д. квантового генератора.

В результате накачки основная масса частиц с основного - нижнего уровня забрасывается на верхние уровни, откуда они за время  $\tau_c = \tau_3 = 10^{-12}$  секунды совершают безызлучательный переход на метауровень с  $\tau_m = 10^{-3}$  сек. Квантовая система становится на время  $\tau_m$  с инвертированной населенностью, когда число частиц на метауровне  $N_m$  больше числа частиц  $N_0$  на основном - нижнем уровне, т.е.

$N_m \gg N_0$ , и происходит так называемое индуцированное излучение на частоте перехода  $\omega_{m0} = (E_m - E_0)/h$  с длиной волны, в рассмотренном примере, 6943 ангстрема. Во время индуцированного излучения, которое длится  $\tau_{и}$  сотни микросекунд, происходит рост плотности энергии в веществе на этой частоте.

Для осуществления режима генерации создается положительная обратная связь путем многократного отражения волны, бегущей вдоль рубинового стержня с помощью зеркал - 1. Получается резонатор Фабри-Перро с стационарным режимом генерации. Размер резонатора во много раз превышает длину генерируемых волн. Поэтому в нем возникает целый спектр разных типов волн или спектр мод.

Оптимальным с энергетической точки зрения является получение монохроматической (одного цвета) волны или одной моды. Наилучшим резонатором является тонкий стержень с  $L \gg D$ , где  $L$  - длина, а  $D$  - диаметр стержня, когда усиливаются лишь аксиальные (продольные) моды. Угол расхождения луча у вершины при этом определяется из соотношения  $D/2 = Ltg\theta/2$ , где  $\theta = \lambda/D$  - угол расхождения в радианах в конусе при отражении от зеркала. Когерентное расстояние или условие получения аксиальной моды возбуждения определяется ниже следующим образом  $L_K = D^2/\lambda$ .

Рассмотрим процесс накачки и условие возникновения индуцированного излучения в квантовой системе с двумя энергетическими уровнями возбуждения. Общее число частиц в системе равно  $N = N_1 + N_2$ , где  $N_1, N_2$  - населенность 1 и 2 уровней,  $E_1, E_2$  - энергии 1 и 2 уровней. Причем,  $E_1 > E_2$ . При воздействии на систему частотой  $\omega_0 = \omega_{21} = (E_1 - E_2)/h$ , происходят квантовые переходы  $1 \rightarrow 2$  с поглощением и  $2 \rightarrow 1$  с излучением энергии. Число возможных переходов частиц в единицу времени равно соответственно  $W_{12}N_1$  и  $W_{21}N_2$ , где  $W_{12}, W_{21}$  - вероятности переходов. Направление процессов  $2 \rightarrow 1$  или  $1 \rightarrow 2$  зависит от распределения населенностей уровней, числа частиц на них  $N_1, N_2$  и от характера накачки. Результирующая мощность излучения лазера равна  $P = (W_{12}N_1 - W_{21}N_2)h\omega_{21} = W_{21}\Delta N h\omega_{21}$  и зависит от знака разности населенностей  $\Delta N = N_1 - N_2$ . При тепловом равновесии отношение населенностей определяется известным распределением Больцмана  $N_2/N_1 = e^{-(E_2 - E_1)/(kT)}$ . Для равновесного состояния всегда  $N_1 > N_2$  и  $\Delta N > 0$ , т.е. сигнал  $\omega_0$  поглощается и ослабляется квантовой системой. Условием осуществления излучения или генерации является инверсия населенностей  $N_2 > N_1$ ! В этом случае температура квантовой системы становится отрицательной ( $T < 0$ ), где  $T = -(E_2 - E_1)/k \lg(N_2/N_1)$ . Это неустойчивое, неравновесное состояние является условием когерентного вынужденного индуцированного излучения.



Состояние насыщения (нейтральное или прозрачное тело) имеет место при  $N_1 = N_2$ , когда температура принимает значения от плюс бесконечности до минус бесконечности при  $(N_1 - N_2) < 0$ .

**2 НЕЙРОКОМПЬЮТЕР "ЭМБРИОН" КАК ИНФОРМАЦИОННЫЙ ЛАЗЕР**

Я уже неоднократно [2], [3], [4] показывал, что нейροкомпьютер "Эмбрион" является неравновесной виртуальной квантовой системой или квантовым вычислителем. Описание нейροкомпьютера (НК) "Эмбрион" можно найти в [2], [3], [4], [5], поэтому, в данной работе предполагается, что читатель знаком со схемами и принципом действия НК "Эмбрион".

**2.1 Блок - схема нейροкомпьютерного Информационного лазера**

Аналогично рис. 1-14 из [1], можно схему молекулярного генератора сравнить с блок-схемой нейροкомпьютерного информационного генератора-лазера, изображенного на рис. 3, где: 1 - источник частиц NS, 2 - селектор (формирование вектора невязки J), 3 - волновод или выходное устройство, 4 - резонатор в виде виртуальной квазинейронной сети или Ψ-поля, 5 - когерентный пучок излучения квазичастиц-информационов.

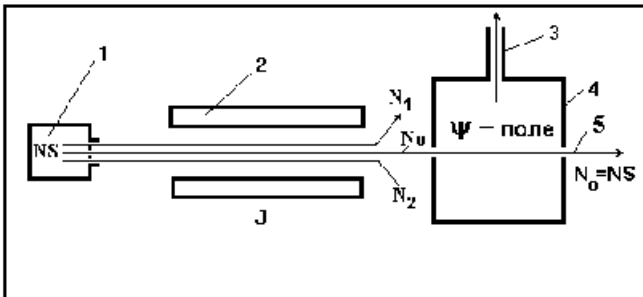


Рисунок 3 - Информационный лазер на нейροкомпьютере "ЭМБРИОН"

Сравним данную блок-схему рис. 3. информационного лазера с блок-схемой НК "Эмбрион" (рис. 4.), приведенной в [3] и рассмотрим принцип создания неравновесной инверсной населенности энергетических уровней в нейροкомпьютерном лазере.

В [3], [4], [5] приведена схема информационных атомов НК, структура их невязки J как параметра полос или спектров возможных энергетических уровней возбуждения.

На рис.4: 1 - Блок Энергетического Потенциала (БЭП) или источник NS-частиц, 2 - внутренняя память  $P_0$  и Сенсорная Матрица (СМ) как селектор или формирователь вектора невязки J, 3 - волновод как детектор

мод или кодов, 4 - Ψ-поле или квазинейронная сеть, создающая моды возбуждения в информационном резонаторе, 5 - Блок Выдвижения Гипотез (БВГ) как устройство программирования и управления добротностью резонатора лазера, 6 - поток информации - квазичастиц, 7 - входное устройство для модуляции Ψ-поля.

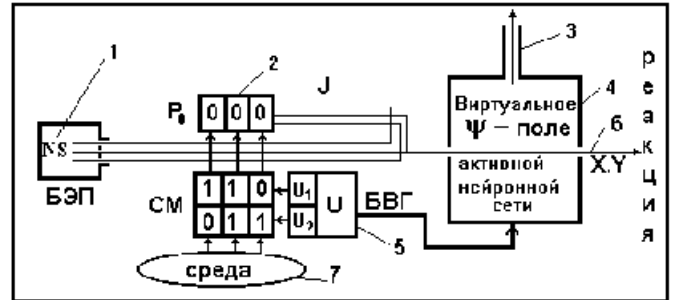


Рисунок 4 - Блок-схема НК "ЭМБРИОН" как виртуального информационного лазера

Приведем ее здесь еще раз (рис. 5) для удобства дальнейшего рассмотрения принципа работы информационного лазера.

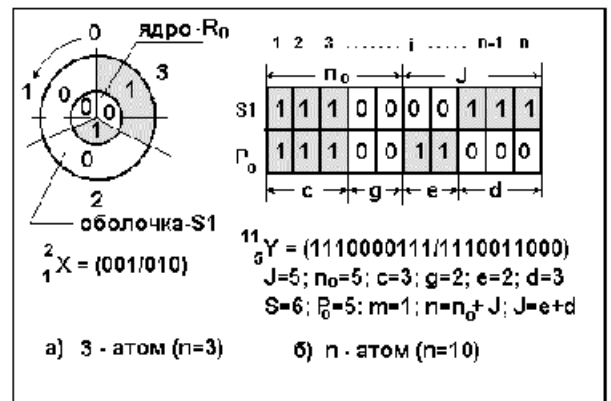


Рисунок 5 - Схема информационного n-атома, его характерные числа и структура невязки J

**2.2 Основные расчетные соотношения**

При  $J=0$  информационный атом невозбужден (инертный) и его энергия минимальна. Он находится на основном энергетическом уровне. Как видно, при заданных векторе невязки J и разрядности НК равной n, имеется множество состояний возбуждения (спектр возбуждения) n-атома, которое зависит от значения кодов (двоичных чисел) в регистре внутренней памяти  $P_0$  и в регистре  $S_j$  j-й строки сенсорной матрицы (СМ). При заданном абсолютном значении невязки  $|J| = |e| + |d| = const$ , мы имеем множество возбужденных атомов-изомеров при различных значениях числа возбужденных квази-

частиц  $(0/1) = e$  и  $(1/0) = d$  типа.

Рассмотрим возможные энергетические уровни в атоме. При  $|J|_{max} = n$  и  $e+d = n$ , а  $n_0 = 0$ , наибольший энергетический уровень возбуждения атома равен  $E_{max} = n = E_n$  и его спектр имеет  $1/n$  градаций или дискретов. При  $|J| = 0$ ,  $n_0 = n$ , имеем основной энергетический уровень информационного атома  $E_0 = E_{min} = 0$ . При квантовых переходах с высших на низшие подуровни, частоты переходов равны  $\omega_{21} = (E_2 - E_1)/h = n\Delta E$ , где  $h = 1/n$ . Так как  $E_n = n$ , а  $E_0 = 0$ , то, следовательно, максимальная энергия излучения будет иметь место на частоте  $\omega_{no} = n^2$ . Минимальная частота квантового перехода будет иметь место при  $\Delta E = 1$  и равна  $\omega_{10} = n$ , где  $n$  - разрядность НК.

### 3 ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Мною в многочисленных публикациях и в докладах на разных конференциях были показаны примеры

применения НК "Эмбрион" при решении различных задач как оборонного назначения, так и пути его применения при решении всевозможных технологических задач, в медицинской практике, в генетике, показана возможность производить на НК квантовые вычисления, применять его при изучении микромира и при решении космологических проблем и др. В настоящей работе мне хотелось бы привлечь внимание специалистов еще к одной из многочисленных перспективных областей применения нейрокомпьютера - к созданию нейрокомпьютерных информационных лазеров.

### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Дьяков В.А. Введение в квантовую электронику. М. Энергия. Библиотека по электронике. вып. 16. 1969.
2. Цыганков В.Д. Нейрокомпьютер и его применение. М. Сол Систем. 1993.
3. Цыганков В.Д. Живая Вселенная. Нейрокомпьютер и мозг. Нью-Йорк. Nova 1995.
4. Цыганков В.Д. Квантовая сингулярность. Нейрокомпьютер, микромир и Вселенная Хокинга. М. МАИ. 1997.
5. Цыганков В.Д. Виртуальный нейрокомпьютер как квантовый вычислитель. // Теория и общие вопросы обработки аналоговой информации. Труды международной конференции. Том. 1. Ульяновск. УЛГТУ. 1999. стр. 42 - 51.

Надійшла 27.09.99

УДК 681.32:007

## НЕЙРОКОМПЬЮТЕРНАЯ ОРСН ОР-СХЕМА СОЗНАНИЯ

В. Д. Цыганков

*Описана общность модели сознания Хамероффа-Пенроуза и квантовых когерентных процессов в виртуальном нейрокомпьютере "Эмбрион", что позволяет глубже понять интимную природу феномена сознания.*

*Описана стільність моделі свідомості Хамероффа-Пенроуза та квантових когерентних процесів у віртуальному нейрокомп'ютері "Ембріон", що дозволяє глибше зрозуміти інтимну природу феномена свідомості.*

*The generality of a Hameroff-Penrose consciousness model and quantum coherent processes in virtual neural computer Embrion is described, that allows deeper to understand an intimate nature of a consciousness phenomenon.*

Р.ПЕНРОУЗ в монографии "Тени разума" [1] в 1994г. ввел представление об "объективной редукции" (OR) волновой функции, в дополнение к "субъективной редукции" (SR) и "обычной или стандартной редукции" (R) волновой функции. Это послужило причиной называть научное изучение этого нового физического явления "новой физикой объективной реальности".

С. ХАМЕРОФФ и Р. ПЕНРОУЗ в статьях [2, 3] излагают квантовую модель сознания как суперпозицию некоторых квантовых когерентных процессов в мозге.

Причем, суперпозицию как пространственную, так и во времени.

Мне хотелось бы показать общность модели сознания ХАМЕРОФФА-ПЕНРОУЗА [2, 3] и квантовых когерентных процессов в виртуальном нейрокомпьютере "ЭМБРИОН" [4]. Это, по-моему, позволит специалистам глубже понять интимную природу такого феномена человека как СОЗНАНИЕ.

### 1 "ОРКЕСТРОВАННАЯ" ОБЪЕКТИВНАЯ РЕДУКЦИЯ КВАНТОВОЙ КОГЕРЕНТНОСТИ В МОДЕЛИ СОЗНАНИЯ

В модели сознания ХАМЕРОФФА-ПЕНРОУЗА [2, 3] определены следующие важные понятия: квантовая когерентность, "само-коллапс" квантовой волновой функции, порог различения, макроскопическая когерентная суперпозиция состояний множества элементов как условие единства и целостности сознания, квантовая гравитация и другие.

Объективная редукция (OR) волновой функции  $\Psi$  - это сознательный выбор решения и, в свою очередь, -

это выбор и изменение кривизны геометрии пространства-времени (ПВ).

Перечислим основные особенности модели ХАМЕРОФФА-ПЕНРОУЗА.

А). Макроскопические квантовые состояния когерентной суперпозиции существуют между элементами в больших областях мозга.

Б). Такие квантовые когерентные состояния изолированы от внешней среды в течение времени когерентности и существуют в мозге человека около 500 мсек.

В). Коллективные взаимодействия между элементами обрабатывают информацию как КЛЕТОЧНЫЕ АВТОМАТЫ (КА) с двумя типами вычислительных процессов:

- классические последовательные вычисления (последовательные процессы конформации молекул),
- квантовые параллельные, одновременные вычисления в квантовом компьютере (квантовые когерентные линейные суперпозиции состояний множества элементов. Это под- и пред-сознательные процессы.)

Г). При квантовых вычислениях возникает движение масс. Гравитационная энергия возмущает кривизну пространства-времени (ПВ) или его геометрию.

Д). Orch OR - это процесс "оркестрованного" ВЫБОРА множества новых конформационных СОСТОЯНИЙ, образования СЕТИ СВЯЗЕЙ и выбора типов элементов - НЕЙРОНОВ.

Е). Глобальное единство и постоянство сознания - это свойство крупномасштабной квантовой когерентности, охватывающей большие области мозга или весь мозг. В ходе Orch OR - процесса варьируется число элементов и время когерентности таким образом, что их произведение сохраняется равным некоторой константе. Чем интенсивнее сигнал, тем быстрее реакция в виде Orch OR - процесса. Каскады или последовательность Orch OR - реакций - это известные (по УАЙТХЕДУ) "события опыта" или "поток сознания", (обычное течение мысли).

Следует особо пояснить смысл термина и обозначения Orch OR схемы или процесса в модели сознания. Связи между элементами (точки соединения элементов) как бы "ОРКЕСТРУЮТ" (Orch) квантовую когерентность (настраивают многоголосый ансамбль возбуждений нейронов, элементов, нервно-мышечный пул или "музыкальный орган" по Н. Е. ВВЕДЕНСКОМУ [5]). Это и есть осознание или "ОРКЕСТРОВАННАЯ ОБЪЕКТИВНАЯ РЕДУКЦИЯ" волновой функции, когда множество состояний редуцируется в одно, конечное макро-состояние или мысль.

Чтобы биологическая или искусственная система могла обладать сознанием (или быть его моделью), она должна удовлетворять следующим требованиям [2, 3]:

- распространенность когерентности (пространственно-временной упорядоченности) или квантовая нелокальность;

- функциональная значимость и перестраиваемость связей и синапсов нейронной сети;
- способность к временной изоляции от разрушающего действия среды (от взаимодействий и наблюдений) и самоподдержания когерентности;
- периодическая кристаллоподобная структура с дальним порядком;
- связь с фундаментальными квантовыми явлениями микромира;
- способность к обработке информации.

Клеточный автомат (КА) как сложная система, состоящая из множества простых взаимодействующих элементов, может быть моделью OR-сознающей системы и, следовательно, если он обладает следующими возможностями:

- в данный момент времени каждый элемент КА может находиться в одном из конечного числа состояний;
- каждый элемент взаимодействует только с соседними;
- универсальные "часы" обеспечивают когерентность и синхронность переходов так, чтобы каждый элемент мог переходить в новое состояние при каждом "тикании часов" (за один такт автоматного времени);
- правила перехода для изменения состояния зависят только от "настоящего" (текущего) состояния каждого элемента и его окружения.

- в зависимости от начальных условий, простые правила перехода на микроуровне приводят к сложным динамическим полям, способным выполнять квантовые вычисления на макроуровнях.

Сознание наблюдается в OR-схеме, если детектор как некоторая организованная система может образовывать и поддерживать квантовую когерентную суперпозицию состояний до момента достижения порога чувствительности ( $\theta$ ), а затем само-редуцируется (OR-редукция) до единственного состояния ( $Y$ ).

Ниже показано, что нейрокомпьютер (НК) "ЭМБРИОН" как виртуальный квантовый когерентный компьютер и вычислитель удовлетворяет требованиям Orch OR - схемы сознания.

## **2 ВИРТУАЛЬНЫЙ НЕЙРОКОМПЬЮТЕР "ЭМБРИОН" КАК КВАНТОВЫЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬ**

В настоящее время мы наблюдаем исключительно интенсивный поток публикаций и рост интереса специалистов к новым эффективным информационным технологиям и, в частности, к проблемам создания КВАНТОВОГО КОМПЬЮТЕРА (КК) и КВАНТОВЫМ ВЫЧИСЛЕНИЯМ (КВ).

Наш живой мозг и его модель в виде виртуального нейрокомпьютера "ЭМБРИОН", возбуждение квази-нейронов в котором создает виртуальное квантовое когерентное волновое поле, имеет прямое отношение к рассматриваемой проблеме создания КК.

**2.1 Пять требований к физической системе, реализующей КК**

Мною в 1997 году в книге "Квантовая сингулярность" [6] было показано, что нейрокомпьютер (НК) "ЭМБРИОН" представляет собою некоторую разновидность квантовой МАКРОсистемы или квантово-механической системы (КМ-системы).

Для физической реализации квантового компьютера (это основная цель, к которой мы стремимся), необходимо выполнить следующие пять условий:

Система должна состоять из точно известного числа частиц.

Должна быть возможность привести систему в точно известное начальное состояние.

Степень изоляции от внешней среды должна быть очень высока.

Надо уметь менять состояние системы согласно заданной последовательности унитарных преобразований ее фазового пространства.

Необходимо иметь возможность выполнять "сильные измерения" состояния системы, которые переводят ее в одно из чистых состояний.

Ниже проиллюстрирована возможность нейрокомпьютерной технологии парадигмы "ЭМБРИОН" удовлетворить необходимым для конструирования КК требованиям и показано, как они реализуются в НК как квантовой системе на МАКРОуровне.

**2.2 НК "ЭМБРИОН" как квантовая система**

На рис. 1. представлена структурная схема процесса генерации нейронной сети в НК "ЭМБРИОН".

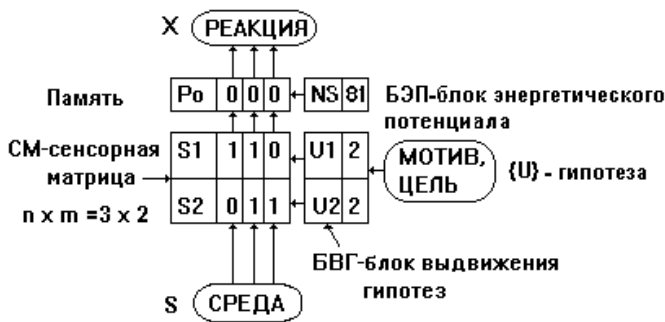


Рисунок 1 - Условия синтеза квазинейронной сети в нейрокомпьютере "ЭМБРИОН"

Сигналы из внешней среды проецируются на Сенсорную Матрицу (СМ), которая в модели НК представляет некоторое подобие проекционной зоны коры мозга. Под воздействием активирующего потока импульсов из Блока Выдвижения Гипотез (БВГ) - ретикулярной формации мозга или некоторого внутреннего генератора процессов в нейронной сети, информация из СМ переносится в Регистр внутренней памяти  $P_0$  и меняющиеся

во времени его коды-состояния формируют виртуальную квазинейронную сеть и ее выходную реакцию.

На рис. 2. изображена виртуальная квазинейронная сеть, синтезированная НК при условии, показанном на рис.1. при гипотезе восприятия  $U = \{2, 2\}$ .

Сложная картина интерференции видна на рис.2., где цифры у кодов - типов нейронов, - это интенсивности линий дискретного когерентного интерференционного спектра. Он представлен набором чисел  $X = (12, 5, 27, 4, 3, 9, 21)$  или частот каждой точки экрана прибора-регистратора  $N$  или детектора излучений.

Введение в науку об информационных частицах, атомах и силах, т. е. в АТОМНУЮ ИНФОРМАТИКУ изложено в работе "Квантовая сингулярность", где проиллюстрирована общность алгоритма или структурного метода квантовой механики, который очень четко и образно изложил В. ФОК, и алгоритма генерации нейронной сети в нейрокомпьютере

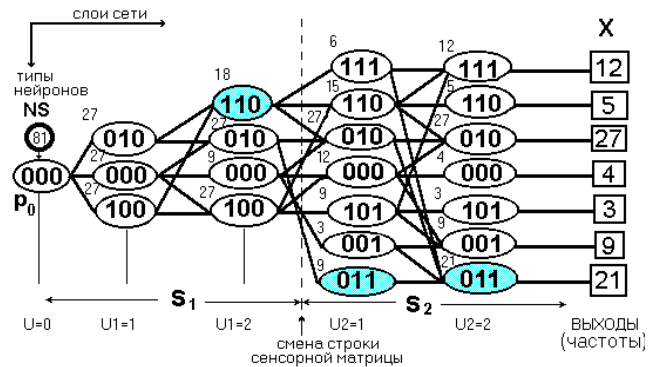


Рисунок 2 - Нейронная сеть, синтезированная НК "ЭМБРИОН" при условии, изображенном на рис.1

Вот этот алгоритм:

1. Выбирается для исследования микрообъект и макроприбор для регистрации, т.е. выбирается квантово-механическая, КМ-система.

В НК выбирается  $n, P_0, m$  СМ, БВГ, БЭП, У. Квантово-механическим объектом служит квазичастица или виртуальное поле нейронной сети.

2. Задается набор изучаемых и регистрируемых величин, параметров (координаты, импульсы, энергия, частота, спектр и т.д.).

У нас - это коды узлов решетки  $(X, Y)$ , спектры  $(F_x)$ ,  $P$  - средняя плотность материи или средняя частота импульсации нейрона.

3. Проводится многократный НАЧАЛЬНЫЙ ОПЫТ, т. е. готовится квантово-механическая система и задаются внешние и начальные условия.

Задаются: число  $NS$ , коды-образы  $P_0$  и  $S1$  СМ, невязка  $J, \{U\}$ -гипотеза восприятия. Проводится  $NS$ -кратное испытание при  $U = 0$ .

4. Делается теоретический вероятностный прогноз (расчет возможных значений исследуемых физических величин). Строится по АНОХИНУ акцептор полезного результата действия в функциональной системе живого мозга.

Определение  $P$ ,  $Y$ ,  $Y(t)$  путем решения уравнения ШРЕДИНГЕРА или возведения в  $U$ -ю степень матрицы переходных вероятностей.

5. Проводится многократный ПРОВЕРОЧНЫЙ ОПЫТ и регистрация результатов взаимодействия КМ-объекта и макроприбора-регистратора.

При  $NS$ -катных испытаниях регистрируются  $P$ ,  $X$ ,  $Y$ ,  $\epsilon$ .

6. Используя данные результатов испытаний на предыдущем шаге-этапе (память действительных, а не возможных, значений исследуемых величин  $x$ ,  $p$ ,  $E$  и т.д.) и условия ограничения на точность, сравниваются результаты опыта с порогом ошибки ( $\epsilon > q$ ), принимается решение о достоверности опыта. Это есть ЗАВЕРШЕННЫЙ ОПЫТ.

Аналогичные процедуры выполняются и для НК.

7. Определяется статистика во времени, определяется распределение вероятности и спектры значений, определяется состояние КМ-объекта в виде его  $\Psi$ -волновой функции, образа "волна-частица".

Обрабатываются все строки СМ, проявляется виртуальное поле НК в виде  $\Psi$ -волновой функции и распределения вероятностей кодов-слов и кодов-групп.

Невязка  $J$  в НК "ЭМБРИОН" - это как бы уровни возбуждения информационного атома, а неравновесные разряды-пары (0/1), (1/0) триггеров в  $n$ -разрядных регистрах - это информационные "СПИНЫ" на данном, квантово-механическом уровне - рассмотрения модели НК. Резонансная частота - это частота, на которой происходит опрокидывание одного спина, т.е. (0/1)  $\rightarrow$  (1/1), или (1/0)  $\rightarrow$  (0/0).

Нейрокомпьютер "ЭМБРИОН" - это система, основанная на коллективном спиновом резонансе. Число частиц в нашей нейрокомпьютерной квантовой системе точно известно и определяется разрядностью  $n$  НК. Выполняется первое требование к КК.

Нейрокомпьютерная КМ-система при  $U = 0$  приводится всегда ( $NS$  раз) в одно и то же начальное или исходное состояние ( $NS > 1$ ). Выполняется второе требование к КК.

Квантовый компьютер - это устройство, позволяющее долго хранить, вопреки разрушающему действию окружающей среды, частицы в заданном состоянии и выполнять унитарные преобразования над квантовой системой (КС), находящейся в смешанном состоянии ( $J > 0$ ). Нейронная сеть НК - это изолированная от среды КС, пока нет перехода к очередной строке сенсорной

матрицы (СМ), т.е. пока  $U_k < U_{max}$ . Выполняется третье требование к КК.

БВГ (Блок Выдвижения Гипотез) представляет собою устройство, формирующее и управляющее последовательностью действий унитарных преобразований пространства кубитов. Протокол квантовой криптографии в НК или алгоритм  $U$ -кратного применения унитарного оператора-выстрела  $|U| = 1$  - это процесс переноса информации из  $S1$ -й строки сенсорной матрицы СМ в регистр внутренней памяти  $P_0$ . Выполняется четвертое требование к КК.

Момент измерения результата  $Y$  - это момент времени  $t$ , когда  $U_k = U_{max}$ . Выполняется последнее из выше-приведенного перечня пятое требование к КК.

НК "ЭМБРИОН" представляет собою квантовый когерентный компьютер и требует для своего воплощения совершенно другой, по сравнению с обычным ПК, функциональной элементной базы или "мозговой массы".

Кубиты в НК - это "виртуальные кошки ШРЕДИНГЕРА", по образному выражению Е.Кобылкина, а набор кубитов в НК представляет собою когерентные  $\Psi$ -волновые функции.

Нейрокомпьютер "ЭМБРИОН" реализован аппаратно.

### 3 НЕЙРОКОМПЬЮТЕРНАЯ ORCH OR-СХЕМА СОЗНАНИЯ

Теперь рассмотрим более подробно идентификацию элементов OR-схемы сознания ХАМЕРОФФА-ПЕНРО-УЗА и квантовых когерентных процессов в НК "ЭМБРИОН".

Во-первых, мы видим, что НК "ЭМБРИОН" как квантовая система удовлетворяет всем требованиям к системе, моделирующей и реализующей сознание, а также всем требованиям к клеточному автомату (КА), воспроизводящему такую модель сознания. Нейрокомпьютер представляет собою сеть самособирающихся структур, порождающих динамику паттернов информации.

Во-вторых, аппаратно или программно реализованная Orch OR-схема на базе НК "ЭМБРИОН" позволяет проводить эксперименты с сознанием, под- и пред-сознанием, объективно наблюдать, регистрировать и вычислять количественные характеристики феномена сознания как фундаментальной физической реальности.

На рис.3. показаны в масштабе примеры виртуальной квантовой когерентности в виде квазинейронных сетей, квантовой суперпозиции сети нижнего уровня рис.3 а) и сети более высокого уровня иерархии, так называемого мотонейронного пула - рис. 3б).

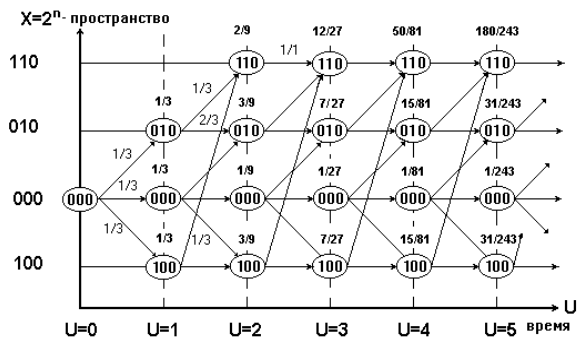
Ниже, на рис. 3 в) синхронно по оси ( $U$ ) внутреннего времени показана последовательность развития трех мод

возбуждения и хорошо виден процесс само-редукции волновых функций в один глобальный аттрактор (код "2").

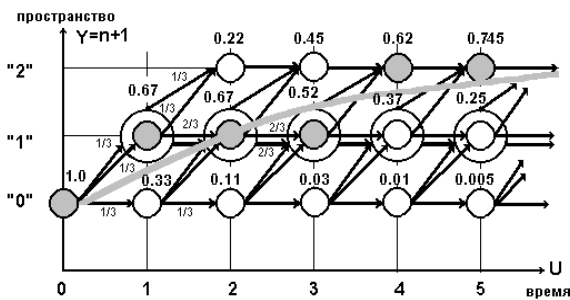
Процесс обработки информации в том же масштабе наглядно демонстрирует кривая (модель 4) изменения энтропии на рис. 4 в процессе самоорганизации когерентности в сети.

В чем же проявляется Orch OR-схема сознания в нейрокомпьютере "ЭМБРИОН"?

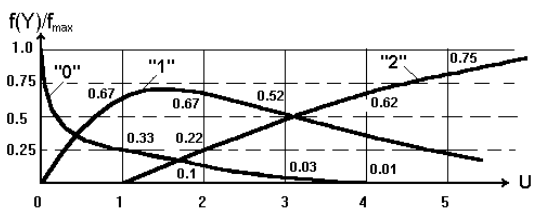
Виртуальное пространства ( $X*U$ ) на рис. 3а и ( $Y*U$ ) на рис. 3б представляют собой протяженный в пространстве-времени (ПВ) квантово-полевой объект типа квазичастицы, имеющей структуру и определенный вид волновой



а) уровень кодов-слов



б) уровень групп



в) спектры объектов

Рисунок 3 - Квантовая когерентность в нейрокомпьютере "ЭМБРИОН"

функции  $\Psi$ . Структура этой "частицы" строго когерентна и эта когерентность самоподдерживается в течение всего времени жизни  $T_{ж}$  или как у авторов модели [2, 3] "времени когерентности"  $T$ , равном  $U_{max}$  - максимальному числу сканирующих импульсов в j-й строке сенсорной матрицы (СМ), задаваемому в Блоке

Выдвижения Гипотез (БВГ). Материальной основой виртуальной квантовой когерентности являются триггеры и регистры на их основе  $P_0$ , СМ, БВГ, и ГШ-, NS-генераторы (смотри [4]).

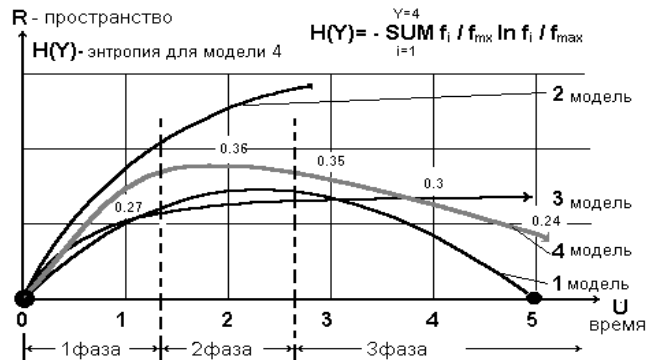


Рисунок 4 - Четыре модели эволюции волновой функции

Квантовая гравитация в НК "ЭМБРИОН" - это выполнение условия  $\Sigma P = 1$  в каждый момент автоматного времени  $U_k$ . Имеет место перетекание массы-энергии или (обмен) между кодами-нейронами при сохранении общей массы  $NS \cdot U_{max} = const$  системы постоянной за время когерентности. Массой-энергией в НК является плотность потока вероятности.

"Само-коллапс" суперпозиции квантовых состояний кодов - это необратимая во времени редукция частот возбуждения нейронов до одного, являющимся глобальным аттрактором (при этом невязка  $J \rightarrow 0$ ). В сети рис. 3 б - это мотонейрон "2", являющийся  $Y_{кон}$  - собственным состоянием волновой функции  $\Psi$ .

При этом невязка  $J = 0$ . Возбуждение сети вырождается в одну точку, в один канал. Это по ХАМЕРЛОФФУ и ПЕНРОУЗУ есть акт или момент сознательного мышления, выбора (принятия решения) законченной мысли, т.е. Orch OR-процесс.

Авторы OR-модели называют ее поэтому "моделью гравитационной индуцированной редукции" волновой функции  $\Psi$ . Имеет место протоментальность или превращение волны в частицу. Эта редукция осуществляет выбор - возмущение конкретной геометрии пространства-времени (ПВ). В каждой точке  $U_k$  имеет место своя геометрия ПВ (свое распределение вероятностей-масс по состояниям [6]), а в течение времени когерентности  $T_{ж}$  она, геометрия или лучше - кривизна ПВ изменяется.

$\Psi$  волна (поле квазичастицы) - это "волна возможностей", поэтому она и виртуальна, представляет собою когерентную суперпозицию многих состояний, которые "объективно редуцируются" (OR) при достижении массой-энергией порогового уровня возбуждения, рав-

ного  $\theta = U_n = n$ , где  $n$  - разрядность НК.

При этом, невязка равна нулю, т.е.  $J = 0$ .

Следующее важное свойство нашей квантовой системы - ее нелокальность (несепарабельность), т.е. однажды провзаимодействовавшие квантовые объекты (разряды НК) остаются связанными между собой в течение времени  $T_{ж}$ .

"Время жизни"  $T_{ж}$  задается "часами" БВГ - генератором шума (ГШ), которые синхронизируют накачку NS, переходы возбуждения между нейронами, т.е. организует, "оркеструет" (Orch) обработку информации клеточным автоматом (КА).

"Правила перехода" КА определяются силами неравновесия (0/1) или (1/0) между его элементами и необратимо во времени порождают устойчивые суперпозиции высокого уровня (X, Y), а общий градиент поля задается вектором невязки J. Пока значение невязки положительно, то поддерживается единое квантовое когерентное поле сознания ( $U_k < U_{max}$ ,  $t < T_{ж}$ ).

Под- пред-сознание - это крупномасштабная квантовая когерентная суперпозиция на основе квантовых вычислений (рис.3 а и б)

OR-переходы - это под- пред-сознательные процессы обработки информации, а сознание - это классические вычислительные процедуры, обработка (Y).

Итак, в НК "ЭМБРИОН" имеет место и проявляет себя новая физическая реальность или новая физика виртуальных квантовых когерентных процессов.

Это симбиоз наук следующего вида КГ = ОТО + КМ, где КГ - квантовая гравитация, ОТО - общая теория относительности или теория ПВ, КМ - квантовая механика как фундаментальная теория материи.

НК "ЭМБРИОН" является средством, прибором и объектом (системой), который может выступать как детектор сознания или наблюдатель в OR-схеме, организующий и поддерживающий в течение "времени жизни" виртуальную квантовую когерентную суперпозицию состояний возбуждения нейронной сети до момента достижения массой критического значения порога. Затем начинается саморедукция, идущая по схеме от единичного начального состояния ( $Y_{нач}$ ) ( $Y_{нач} = P_0$ )  $\rightarrow \Psi \rightarrow (Y_{кон} = S_j)$  до единственного конечного состояния ( $Y_{кон}$ ).

Микроэффекты вида (0/1)  $\rightarrow$  (1/1), (1/0)  $\rightarrow$  (0/0) усиливаются здесь до макроэффекта - "собственного

состояния" (Y).

Обработка двух строк CM дает неустойчивую суперпозицию  $\Psi_1 + \Psi_2$ , которая определяется суммой  $U_1 + U_2 < U_{max}$ . Каждой волновой функции  $\Psi$  соответствует своя геометрия  $\Gamma_1$  и  $\Gamma_2$ , а расстояние между геометриями равно  $\Delta L = \Gamma_1 - \Gamma_2$  и определяется через разность их 4-х метрик.

Условия поддержания сознания в OR-схеме:

- высокая степень когерентности коллективной массы ( $NS \cdot U_{max}$ ) в суперпозиции при  $U_{max} > U_n = \theta$ ;

- способность быть в изоляции к внешнему "шуму" среды до момента  $U_n = n$ .

Каскады отдельных актов Orch OR (редукций) или событий сознания (мыслей) порождают "поток сознания" (процесс мышления) или (по НАЛИМОВУ [7]) генерируют смысловые последовательности.

Модель реализует три состояния сознания:

- нормальное, когда  $J_1 \rightarrow (X_1, U_1)$ ;

- измененное (перевозбужденное), когда  $J_2 \rightarrow (X_2 > X_1, U_2 < U_1)$ ;

- сон (увеличение во времени когерентности), когда  $J_3 \rightarrow (X_3 \ll X_1, U_3 \gg U_1)$ .

Закон сохранения ( $X_j \cdot U_k$ ) = Q = const - объем сознания. Здесь  $X_j$  - разнообразие мыслей, а  $U_k$  - скорость мыслей.

Итак, Orch OR-реакции - это саморедукция "сознательного опыта".

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Р. Пенроуз. Тени разума. М. 1994.
2. С. Хамерофф, Р. Пенроуз. События сознания как оркестрованный выбор пространства-времени. 1996. // "Парапсихология и психофизика". №2. 1998.
3. С. Хамерофф, Р. Пенроуз. Оркестрованная объективная редукция квантовой когерентности в микротрубочках мозга: "Orch OR" модель сознания. 1996. // "Парапсихология и психофизика", с. 81-85.
4. Цыганков В.Д. Нейрокомпьютер и его применение. М. Сол Систем. 1993.
5. Введенский Н.Е. Соотношение между ритмическими процессами и функциональной активностью возбужденного нервно-мышечного аппарата. // Собрание сочинений. т.3. М. 1952.
6. Цыганков В.Д. Квантовая сингулярность. Вселенная Хокинга, микромир и нейрокомпьютер. М. МАИ. 1997.
7. Цыганков В.Д. Нейрокомпьютер "ЭМБРИОН" как генератор и преобразователь смыслов в вероятностной модели личности. М. МАИ. 1997.

Надійшла 27.09.99

# III. УПРАВЛІННЯ

УДК 681.32

## FUZZY BASED TIME SERIES FORECASTING OF ELECTRIC LOAD

P. Otto, T. Schunk

The paper presents a new method for the forecast of time series. This method requires no model of the signal process. It is based on an arrangement of the current situation with situations from the past. With the aid of a fuzzy-processing algorithm, the forecast values are determined from this arrangement. The effectiveness is shown at an example for electric load forecast of a power distribution company.

### 1 INTRODUCTION

The prediction of time series is an very important problem in monitoring, diagnosis, control and decision support for technical and nontechnical systems [ander], [young], [andel]. In addition to specific time-dependent (seasonal) actuating variables for example temperature, global solar radiation, daily flow of life and so on, such signals are often subject of not or only hardly registrable actuating variables so that a prediction is combined with great insecurities. The aim of this paper is it therefore to present a method, which allows an indirect regard for actuating variables on the base of the knowledge of the time series in the past and to use it for the forecasting. In this case, one goes out from stationary time series as seasonal dependent temporal processes. The method based on the application of a fuzzy-algorithm and will be demonstrated on an example of the load forecasting in a power distribution company. The fuzzy-prediction algorithm is realised in an software tool „FuzzyPredict”, written in MATLAB<sup>®</sup>

### 2 THE FUZZY-FORECASTING METHOD

The method allowed the forecast of future values  $y_{n+1}$ ,  $y_{n+2}$ , ... for a time series  $\{y_1, y_2, \dots, y_n\}$ , values  $y_i$  ( $i \leq n$ ) of which are known from the past. The basic idea in this case consists in the fact that one can go out from that that for comparable situations in the time series the future process in this situations must occur similarly. Comparable situations in turn presuppose that also the variables actuating on the process of the time series (for example temperature, global solar radiation and others) must have been similar. In addition, one can conclude besides from this that also non measurable actuating variables (for example the consumer behaviour in the case of consumption of electric energy from a power distribution

company) must have been similar. In such a way non measurable actuating variables are considered implicit in comparable situations. The comparison of the current situation at the time  $n@T$  ( $T$  - sampling time), from which a forecast of the time series should occur, with the present measured values of the time series, will be realised over a window of determined width  $m$ . Depending on dynamics (memory length) of the signal process, the width of the window can be chosen differently. The values of the current window ( $y_{n-m+1}, y_{n-m+2}, \dots, y_n$ ) are compared with all already measured values of the time series when the window is displaced in each case a sampling step and the differences  $e_{k,i} = y_{n-k} - y_{n-i+1}$  ( $i = 1, \dots, m$ ;  $k = m, \dots, n-1$ ) are determined (figure 1).

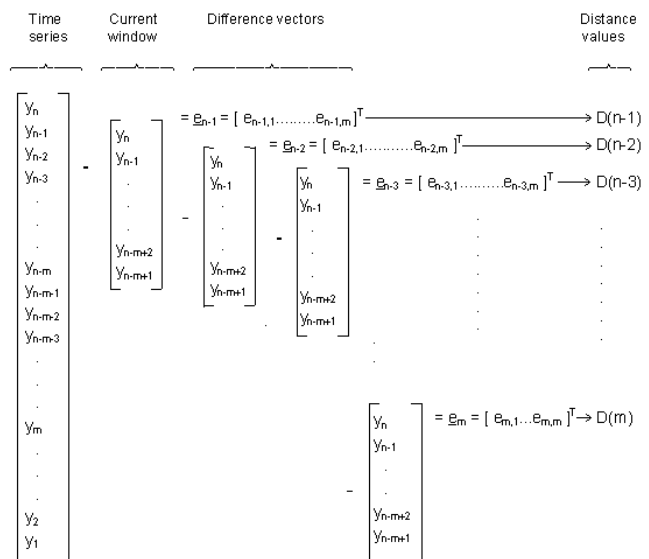


Figure 1 - Formation of the difference vectors  $e_k$

The difference of the individual comparisons with the current window can be summarized at difference vectors  $e_{n-1}, e_{n-2}, \dots, e_m$ . The quality of the agreement of the respective situation on the time series with the current window is estimated for each difference vector by a distance measure, determined from a fuzzy membership function (figure 2) [bockl].



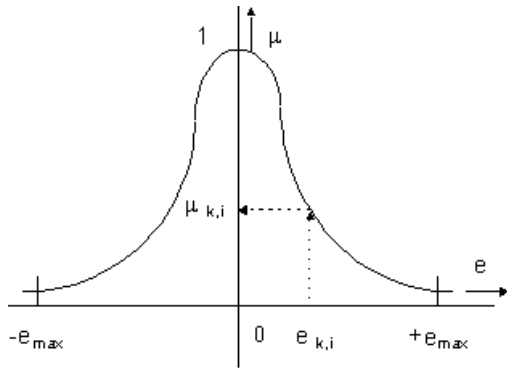


Figure 2 - Fuzzy membership function for the appraisal of the differences  $e_{k,i}$

The width of the membership function ( $2 @ e_{max}$ ) is determined from the demands at the forecast quality. The more precisely the forecast should occur, the width ( $2 @ e_{max}$ ) must be chosen the less. The agreement between the current signal process (at the actual time  $n @ T$ ) and the previous signal process (at the time  $i @ T$ , with  $i = n - 1, \dots, m; m < n$ ) is expressed by the distance value (figure 1):

$$D(k) = \prod_{i=1}^m \mu_{k,i} \quad (k = m, \dots, n-1). \quad (1)$$

In the case of full agreement of all values of the current window with the situation of the past,  $D(k)$  accept the value 1.

Is only one difference  $e_{k,i}$  outside of maximum width of the membership function  $\mu$ ,  $D(k)$  accept the value 0. The more  $D(k)$  approaches the value 1, the agreement between current signal process and the considered situation from the past is all the more greater. The distance values  $D(k)$  determined in such a way are now used, via an inference mechanism of the form IF ... THEN, to determine the next values of the time series to be predicted:

**IF** *the actual signal process is comparable to occurred signal process in the past at time  $i @ T$*

**THEN** *the next value of the time series  $y_{n+1}$  is chosen similar to the value  $y_{i+1}$*

Or more detailed:

**IF**  $y_n \approx y_i$  AND  $y_{n-1} \approx y_{i-1}$  AND  $y_{n-2} \approx y_{i-2}$   
 ... AND  $y_{n-m} \approx y_{i-m}$

**THEN**  $y_{n+1} \approx y_{i+1}$  (2)  
 With  $i = n - 1, n - 2, \dots, m; m < n$ .

A measure of the applicability of this IF ... THEN-rule is  $D(k)$ . The forecast value  $y_{n+1}$  to be certain is determined by the  $y_i$  for those  $D(k)$  is unequally zero. Consequently, the defuzzyfication occurs via the equation:

$$y_{n+1} = \frac{\sum_{k=m}^n D(k) \cdot y_{k+1}}{\sum_{k=m}^n D(k)}. \quad (3)$$

In this case, more similar situations from the past come in into forecast more strongly than lesser similar ones. Presupposed that the signal process is determined by the corresponding actuating variables, one can assume that values of the actuating variables during similar signal process too must have been available. In such a way, it is possible to consider the effect of these actuating variables on the signal process in the case of forecast without registering them directly. That of course also applies to the not measurable actuating variables.

### 3 APPLICATION OF THE FUZZY-TIME SERIES FORECAST FOR THE LOAD FORECAST

The electricity consumption profile of a power distribution company can after elimination of possible long-term trends regarded as a stationary time series with seasonal characteristic. For these companies it is extremely important for an optimal management of the purchase and of the sale of electric energy to have an as precise as possible short-time prediction of the load to be expected [rausch]. However, it is opposed that this process, in addition to the external actuating variables (for example temperature, global solar radiation, wind force and others), is embossed by the habits and orders of the consumers (both industrial and private) very strongly. In such a way, the loadprocess distinguishes from weekday at weekday, at weekends, at vacation times ore on holidays and so on. Therefore, a load forecast with traditional models (ARIMA, ARMAX or others) [box], [mast], in particular on such "not usual" days, is combined often with great mistakes or insecurities. For this reason, one manages often that one employs several models or includes "model days" which were determined by a classifier in forecast [bret]. The possibility of the load forecast should be represented here at an example by means of Fuzzy-time series forecast. A time series which contains load values from a period of two years (1996, 1997) were employed to this.

The sample time conducted  $T = 1$  hour, so that 24 one hour values result per day for the load.  $m = 6$  was chosen as width of the window. The basic width of the membership function was  $2 \cdot e_{max} = 100$ .

The results of forecast are represented in figures 3-6.

Figure 3 shows a one hour - forecast of the electric load for the period dated March 27th. by April 17th, 1996.

This period contains "normal" weekdays and "normal" weekends as well as holidays (Good Friday, Easter Sunday and Easter Monday) and vacations days both (1.4. - 13.4).

In addition, the changeover from the winter time occurred on summer time in the night from 30.3 by 31.3.

The basis for forecast was the period from 1.1. by 16.4.1996.

One can recognize that forecast supplies the best results on "normal" weekdays (standard deviation of the prediction error  $S_e = 41,56$ ) while she is worse at "normal" weekends ( $S_e = 46,61$ ).

That is to be traced back to the fact that considerably more model days are available for the forecast on weekdays as for weekends. Forecast is proved even worse on the holidays because no model days are available for this in the employed data ( $S_e = 61,04$ ).

Forecast yet provides completely preposterous values since an averaging of similar situations occurs nevertheless from the past.

Figure 4 shows the forecast errors for the considered period.

The one hour - forecast for a comparable period from 1997 is represented in figure 5 (19.3. - 9.4.).

In this case, the time series for the electric load dated 1.1.1996 by 18.3.1997 were employed for forecast.

Although it is to be seen too here that the best results are achieved on "normal" weekdays ( $S_e = 26,67$ ) and the worst ones are achieved on holidays ( $S_e = 51,99$ ), an improvement can always be found compared to the forecast from 1996 .

That is to be traced back to the fact, that a considerably greater number of model days from the past can be employed.

Even with available measurement errors, as for example with time changeover (night of the 29th by 30.4.1997), reasonable forecasts are made. The width of the membership function in this case was extended however to  $e_{max} = 800$  in order to find suitable model days for forecast from the past.

After this was the width of the membership function again on  $e_{max} = 100$  reduced.

The forecast errors for the considered period are represented in figure 6.

**4 CONCLUSION**

The previous investigations showed that the Fuzzy-time series forecast supplies good results. That could be shown at examples of the load forecast of three weeks from 1996 and 1997 of a power distribution company. The main advantage of the method exists in it that one completely searches autonomous for agreements of the current situati-

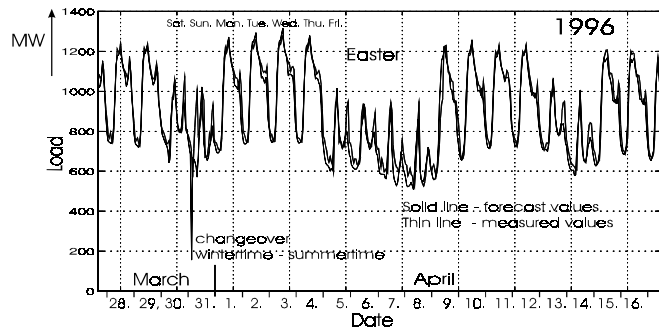


Figure 3 - One sampling step forecast of the load for three weeks in 1996

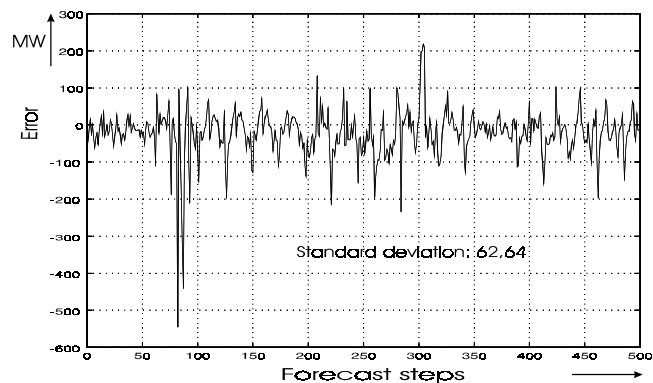


Figure 4 - Forecast error of the load for three weeks in 1996

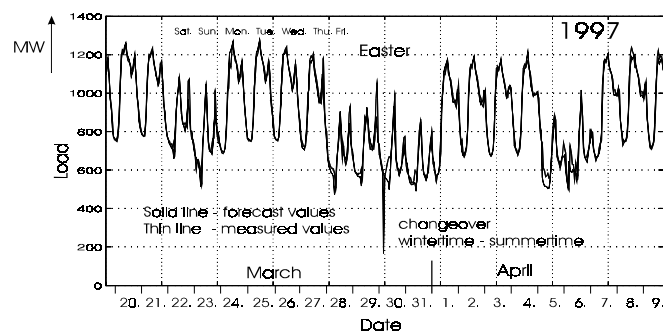


Figure 5 - One sampling step forecast of the load for three weeks in 1997

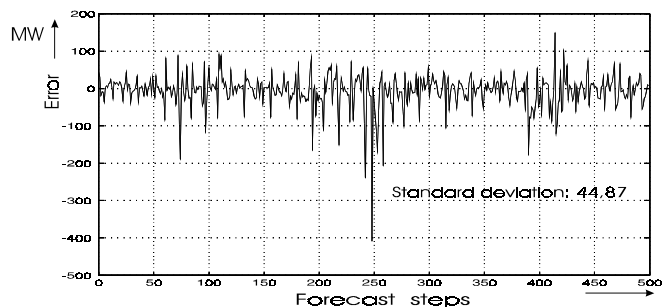


Figure 6 - Forecast error of the load for three weeks in 1997

on (of that a forecast should occur) with the past and from it the forecasting values determined may be. Therefore, a previous classification in different model days is not necessary so that a system of rules can also be dropped for the inclusion of these model days in forecast. The otherwise necessary inclusion of not measurable actuating variables in the form of these model days, is here replaced by its indirect regard via similarity of the signal processes. Assumption is natural that a sufficiently big history of the time series is available and the width of the membership function is not chosen too small so that all computed distance values  $D(k)$  do not become immediately zero. The described Fuzzy-time series forecast algorithm was implemented in a software tool "FuzzyPredict", written in MATLAB<sup>®</sup>. For an optimization of forecast, further investigations are still necessary with regard to the optimal choice of the window width  $m$  and the width of the membership function  $2 @ e_{max}$ .

УДК 621.382.3

## ТИПОВЫЕ ДИСКРЕТНЫЕ СЛУЧАЙНЫЕ ПРОЦЕССЫ ДЛЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ С ЦИФРОВЫМИ РЕГУЛЯТОРАМИ

В. И. Гостев, А. А. Баранов, А. П. Хорев

*Для радиотехнических систем с устройством сравнения типа дискриминатора и цифровым регулятором определены корреляционные функции и спектральные плотности типовых дискретных случайных процессов на входе замкнутого контура системы*

*Для радіотехнічних систем з пристроєм порівняння типу дискримінатора і цифровим регулятором визначені кореляційні функції та спектральні щільності типових дискретних випадкових процесів на вході замкнутого контура системи*

*For radio engineering systems with the device of comparison such as the discriminator and digital regulator the correlation functions and spectral density of typical discrete casual processes on an input of the closed loop of system are determined*

### ВВЕДЕНИЕ

При случайных задающих и возмущающих воздействиях на дискретные (цифровые) системы автоматического управления используют статистические методы анализа и синтеза систем. Если воздействия представляют собой стационарные случайные процессы, то определяют статистические характеристики этих воздействий: корреляционную функцию  $R(ih)$  - неслучайную функцию дискретного аргумента и спектральную

### REFERENCES

- [ander] Anderson, O. D., „Forecasting”, North-Holland Company, London Amsterdam, (1979)
- [young] Young, P. C., „Recursive Estimation and Time Series Analysis”, Springer Verlag Berlin, (1984)
- [andel] Andel, J., „Statistische Analyse von Zeitreihen”, Akademie Verlag Berlin, (1984)
- [bockl] Bocklisch, S. F., „Prozeßanalyse mit unscharfen Verfahren”, Verlag Technik Berlin, (1987)
- [rausch] Rauschenbach, Th., Wernstedt, J., Hartig, G., Palm, M., „Anwendung von wissensbasierten Methoden zur Lastprognose und zum Lastmanagement in einem EVU”, VDI-Tagung "Informationserfassung und -verarbeitung in der Energietechnik", VDI-Berichte Nr. 1210, Dresden, (1995)
- [box] Box, G., Jenkins, G., „Time-series Analysis, Forecasting and Control, Prentice Hall Englewood Cliffs NJ., (1976)
- [mast] Masters, T., „Neural, Novel & Hybrid Algorithms for Time Series Prediction”, John Wiley & Sons Inc., (1995)
- [bret] Bretschneider, P., Rauschenbach, Th., Wernstedt, J. „Hybrid Forecast strategy using an Adaptive Fuzzy Classification Algorithm”, EUFIT '98, Proceedings Volume 3, pp. 1916 - 1919, (1998)

Надійшла 14.09.99

плотность  $S(v_0)$  - неслучайную функцию абсолютной псевдочастоты. Если эффективное время корреляции больше шага квантования  $h$ , то корреляционная функция дискретного аргумента получается из соответствующей функции непрерывного процесса  $R(\tau)$  простой заменой  $\tau = ih$ , а спектральную плотность  $S(v_0)$  получают на основании выражения [1,2]

$$S(z) = R(z) + R(z^{-1}) - R(0),$$

которое находится при помощи таблиц z-преобразования, путем подстановки

$$z = (1 + w)/(1 - w) = \left(1 + j\frac{h}{2}v_0\right) / \left(1 - j\frac{h}{2}v_0\right).$$

Достаточно общая линейная математическая модель аналого-цифровой радиотехнической системы может быть представлена структурной схемой, содержащей фильтр с передаточной функцией  $G_{\Phi}(s) = K_{\Phi}(T_{\Phi}s + 1)^{-1}$  перед замкнутым контуром и такой же фильтр в цепи обратной связи замкнутого контура (см. рис.1). Такой математической моделью описываются радиотехнические системы с устройством сравнения типа дискриминатора

и цифровым регулятором (см. рис.7.2,б, рис.7.5,в, рис.7.12,б в [3]). Фильтр для входного сигнала выступает в качестве формирующего и при поступлении на вход системы стационарного случайного воздействия со спектральной плотностью  $S(\omega)$  спектральная плотность на выходе формирующего фильтра определяется как

$$S_{\text{вх}}(\omega) = \left| \frac{K_{\text{д}}}{1 + T_{\text{ф}}j\omega} \right|^2 S(\omega) = \frac{(bK_{\text{д}})^2}{b^2 + \omega^2} S(\omega); \quad b = \frac{1}{T_{\text{ф}}}.$$

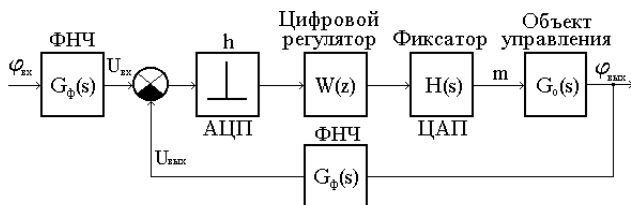


Рисунок 1

Корреляционная функция  $R_{\text{вх}}(\tau)$  на выходе формирующего фильтра (на входе замкнутого контура системы) определяется путем обратного преобразования Фурье от этой спектральной плотности.

### ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

При статистическом анализе и синтезе для аналого-цифровых радиотехнических систем, линейная математическая модель которых может быть представлена структурной схемой рис.1, необходимо определять корреляционную функцию дискретного стационарного случайного процесса на входе замкнутого контура системы  $R(ih) = R_{\text{вх}}(\tau)_{\tau = ih}$  и соответствующую этой корреляционной функции дискретного аргумента спектральную плотность  $S(v_0)$ .

### РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ И РЕЗУЛЬТАТЫ

Ниже на основании приведенных выше формул определены типовые дискретные стационарные случайные процессы, которые наиболее часто используются при анализе и синтезе дискретных (цифровых) систем автоматического управления.

#### 1. Экспоненциальный процесс:

$$R(ih) = D_0 e^{-a|ih|}; \quad S(z) = -D_0 \frac{2zsh(ah)}{z^2 - 2zch(ah) + 1};$$

$$S(v_0) = D_0 R \frac{th\left(\frac{ah}{2}\right)}{h^2 v_0^2 + 4th^2\left(\frac{ah}{2}\right)}; \quad R = 4 + h^2 v_0^2.$$

(Для отфильтрованного "белого шума" со спектральной плотностью  $N_0$  в приведенных формулах:

$$D_0 = \frac{aK_{\text{д}}^2}{2} N_0; \quad a = 1/T_{\text{ф}}).$$

#### 2. Отфильтрованный экспоненциальный процесс:

$$R(ih) = \frac{S_0}{2(b^2 - a^2)} \left( \frac{1}{a} e^{-a|ih|} - \frac{1}{b} e^{-b|ih|} \right);$$

$$S(z) = \frac{S_0}{2(b^2 - a^2)} \left[ \frac{1}{az^2 - 2zch(ah) + 1} - \frac{1}{bz^2 - 2zch(bh) + 1} \right];$$

$$S(v_0) = \frac{S_0 R}{2(b^2 - a^2)} \left[ \frac{1}{a} \frac{th\left(\frac{ah}{2}\right)}{h^2 v_0^2 + 4th^2\left(\frac{ah}{2}\right)} - \frac{1}{b} \frac{th\left(\frac{bh}{2}\right)}{h^2 v_0^2 + 4th^2\left(\frac{bh}{2}\right)} \right];$$

$$S_0 = 2a(bK_{\text{д}})^2 D_0; \quad b = 1/T_{\text{ф}}; \quad R = 4 + h^2 v_0^2.$$

#### 3. Линейно-экспоненциальный процесс:

$$R(ih) = D_0 (1 + a|ih|) e^{-\alpha|ih|};$$

$$S(z) = D_0 \left[ \frac{z^2 - (1 - ah)Az + (1 + ah - Az)Az}{(z - A)^2} + \frac{(1 + ah - Az)Az}{(1 - Az)^2} \right];$$

$$S(v_0) = D_0 R \frac{(1 - 4ahA^2 - A^4)R - 2A[1 - ah - (1 + ah)A^2]F}{(1 + A^2)^2 R^2 - 4AF[(1 + A^2)R - AF]};$$

$$R = 4 + h^2 v_0^2; \quad F = 4 - h^2 v_0^2.$$

#### 4. Отфильтрованный линейно-экспоненциальный процесс:

$$R(ih) = \frac{S_0}{4a^2(b^2 - a^2)} (1 + a|ih|) e^{-\alpha|ih|} -$$

$$- \frac{S_0}{2(b^2 - a^2)^2} \left( \frac{1}{a} e^{-a|ih|} - \frac{1}{b} e^{-b|ih|} \right);$$

$$S(z) = \frac{S_0}{4a^2(b^2 - a^2)} \left[ \frac{z^2 - (1 - ah)Az + (1 + ah - Az)Az}{(z - A)^2} + \frac{(1 + ah - Az)Az}{(1 - Az)^2} \right] +$$

$$+ \frac{S_0}{(b^2 - a^2)^2} \left[ \frac{1}{az^2 - 2zch(ah) + 1} - \frac{1}{bz^2 - 2zch(bh) + 1} \right];$$

$$S(v_0) = \frac{S_0 R}{4a^2(b^2 - a^2)} \times$$

$$\times \frac{(1 - 4ahA^2 - A^4)R - 2A[1 - ah - (1 + ah)A^2]F}{(1 + A^2)^2 R^2 - 4AF[(1 + A^2)R - AF]} -$$

$$- \frac{S_0 R}{2(b^2 - a^2)} \left[ \frac{1}{a} \frac{th\left(\frac{ah}{2}\right)}{h^2 v_0^2 + 4th^2\left(\frac{ah}{2}\right)} - \frac{1}{b} \frac{th\left(\frac{bh}{2}\right)}{h^2 v_0^2 + 4th^2\left(\frac{bh}{2}\right)} \right];$$

$$S_0 = 4a^2(bK_{\text{д}})^2 D_0; \quad b = 1/T_{\text{ф}}; \quad A = e^{-ah};$$

$$R = 4 + h^2 v_0^2; \quad F = 4 - h^2 v_0^2.$$

#### 5. Экспоненциально-колебательный процесс (первая форма):

$$R(ih) = D_0 e^{-\alpha|ih|} \cos \Omega ih;$$

$$S(z) = D_0 \left[ \frac{z(z - A \cos \Omega h)}{X} + \frac{Az(Az - \cos \Omega h)}{Y} \right];$$

$$S(v_0) = D_0 R \frac{(1 - A^2)[(1 + A^2)R - 2AF \cos \Omega h]}{Z}.$$

Экспоненциально-колебательный процесс (вторая форма):

$$R(ih) = D_0 e^{-\alpha|i h|} \left( \cos \Omega i h + \frac{a}{\Omega} \sin \Omega i h \right);$$

$$S(z) = D_0 \left\{ \left[ \frac{z(z - A \cos \Omega h)}{X} + \frac{Az(Az - \cos \Omega h)}{Y} \right] + \frac{a}{\Omega} \left( \frac{Az \sin \Omega h}{X} + \frac{Az \sin \Omega h}{Y} \right) \right\};$$

$$S(v_0) = D_0 R \left\{ \frac{(1 - A^2)[(1 + A^2)R - 2AF \cos \Omega h]}{Z} + \frac{a}{\Omega} \frac{2A[(1 + A^2)F \sin \Omega h - AR \sin 2\Omega h]}{Z} \right\};$$

$$X = z^2 - 2Az \cos \Omega h + A^2; \quad Y = A^2 z^2 - 2Az \cos \Omega h + 1;$$

$$Z = 4AF[AF - (1 + A^2)R \cos \Omega h] + R^2[(1 + A^2)^2 + 4A^2 \cos^2 \Omega h];$$

$$A = e^{-ah}; \quad R = 4 + h^2 v_0^2; \quad F = 4 - h^2 v_0^2.$$

6. Отфильтрованный экспоненциально-колебательный процесс:

$$R(ih) = \frac{S_0}{[(b+a)^2 + \Omega^2][(b-a)^2 + \Omega^2]} [2a(a^2 - b^2 + \Omega^2)e^{-b|i h|} + 2b(b^2 - a^2 + \Omega^2)e^{-\alpha|i h|} \cos \Omega i h + 4ab\Omega e^{-\alpha|i h|} \sin \Omega i h];$$

$$S(z) = \frac{S_0}{[(b+a)^2 + \Omega^2][(b-a)^2 + \Omega^2]} \left\{ \frac{4a(b^2 - a^2 - \Omega^2)zsh(bh)}{z^2 - 2zch(bh) + 1} + 2b(b^2 - a^2 + \Omega^2) \left[ \frac{z(z - A \cos \Omega h)}{X} + \frac{Az(Az - \cos \Omega h)}{Y} \right] + 4ab\Omega \left( \frac{Az \sin \Omega h}{X} + \frac{Az \sin \Omega h}{Y} \right) \right\};$$

$$S(v_0) = \frac{S_0}{[(b+a)^2 + \Omega^2][(b-a)^2 + \Omega^2]} \left\{ \frac{2a(a^2 - b^2 + \Omega^2)Rth\left(\frac{bh}{2}\right)}{h^2 v_0^2 + 4th^2\left(\frac{bh}{2}\right)} + 2b(b^2 - a^2 + \Omega^2)R \frac{(1 - A^2)[(1 + A^2)R - 2AF \cos \Omega h]}{Z} + 4ab\Omega R \frac{2A[(1 + A^2)F \sin(\Omega h - AR \sin 2\Omega h)]}{Z} \right\};$$

$$X = z^2 - 2Az \cos \Omega h + A^2; \quad Y = A^2 z^2 - 2Az \cos \Omega h + 1;$$

$$Z = 4AF[AF - (1 + A^2)R \cos \Omega h] + R^2[(1 + A^2)^2 + 4A^2 \cos^2 \Omega h];$$

$$A = e^{-ah}; \quad S_0 = \frac{1}{2} b K_d D_0; \quad R = 4 + h^2 v_0^2; \quad F = 4 - h^2 v_0^2.$$

### ВЫВОД

Полученные формулы корреляционных функций и спектральных плотностей типовых дискретных случайных процессов на входе замкнутого контура радиотехнических систем с элементом сравнения типа дискриминатора и цифровым регулятором являются необходимым справочным материалом при статистическом анализе и синтезе систем.

### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Бесекиерский В.А. Цифровые автоматические системы. - М.: Наука, 1976. - 576 с.
2. Солодовников В.В. Статистическая динамика линейных систем автоматического управления. - М.: Физматгиз, 1960. - 656 с.
3. Гостев В.И., Стеклов В.К. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами: Справочник.- К.: "Радиоаматор", 1998. - 704 с.

Надійшла 25.06.99

# ПОСТРОЕНИЕ АДАПТИВНЫХ СИСТЕМ КЛАССИФИКАЦИИ НА ОСНОВЕ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ С ЛАТЕРАЛЬНЫМ ТОРМОЖЕНИЕМ

В. И. Дубровин, С. А. Субботин

*Рассмотрено решение задачи классификации на основе нейронных сетей с латеральным торможением. Реализованы методы обучения карт признаков самоорганизации Кохонена. Рассмотрены вопросы использования априорной информации о значимости признаков. Сделан анализ применимости рассмотренных моделей. Результаты работы могут быть использованы при построении адаптивных систем диагностики.*

*Розглянуто розв'язок задачі класифікації на основі нейронних мереж з латеральним гальмуванням. Реалізовано методи навчання карт ознак самоорганізації Кохонена. Розглянуто питання про використання априорної інформації про значимість ознак. Зроблено аналіз можливості застосування розглянутих моделей. Результати роботи можуть бути використані при будівні адаптивних систем діагностики.*

*The solution of the task of a classification by the lateral inhibition neural networks is considered in this paper. The methods of Kohonen Self-organizing Maps learning are realized. The questions of use of the a priori information on a significance of the characteristics are considered. The analysis of applicability of the considered models is made. The results of work can be used for diagnostics adaptive systems design.*

## ВВЕДЕНИЕ

В последнее время наша промышленность понимает необходимость сертификации систем качества и внедрения систем качества, соответствующих стандартам ISO 9000. Однако эти стандарты являются завершающим этапом развития, и, чтобы построить такие современные системы качества, необходимо пройти определенные этапы, а именно, избавиться от такого серьезного недостатка, как высокий уровень дефектности. Эффективным средством против данного недостатка является диагностика процессов и изделий [1]. Несмотря на наличие большого числа разработанных алгоритмов диагностики нерешенным остается ряд задач. Одной из таких задач является рассматриваемая в данной работе задача классификации по признакам в условиях малого размера обучающей выборки.

## 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Пусть имеется ограниченная обучающая выборка экземпляров изделий  $x^s$ , каждый из которых характеризуется конечным числом признаков  $x_i^s$  и номером класса, к которому относится экземпляр. Задача состоит в том, чтобы отыскать некоторый оператор, удовлетворяющий заданному критерию качества классификации и позволяющий на основании значений признаков опреде-

лять номер класса, к которому относится экземпляр, не входящий в обучающую выборку.

Если размер выборки достаточно велик, классы легко делимы и число признаков  $N$  невелико, то, как правило, используют статистические методы классификации [2]. В тех случаях, когда число признаков велико и классы трудно делимы, могут быть применены, в частности, методы дискриминантных и потенциальных функций [3,4].

Однако если размер обучающей выборки мал (в случаях, когда из-за уникальности или дороговизны изделий и сложности испытаний невозможно или нежелательно проводить большое число экспериментов), статистические и эвристические алгоритмы, как правило, не позволяют решать задачу классификации с достаточной достоверностью. Естественно, обладая лишь информацией о признаках и номере класса нескольких случайно выбранных экземпляров, как правило, невозможно построить приемлемую модель генеральной совокупности. Вместе с тем, в таких случаях в отношении некоторого количества экземпляров, номера классов которых неизвестны, может иметься информация о значениях признаков. Будем считать, что в наборе обучающих данных  $X$  имеются экземпляры, номера классов которых известны, и экземпляры, номера классов которых неизвестны. Обозначим  $X_\Omega$  - множество экземпляров, номер фактического класса которых известен,  $X_\Omega \subseteq X$ . При этом возникают задачи получения приемлемой модели генеральной совокупности при небольшом количестве испытаний и использования информации о значениях признаков экземпляров, номер класса которых не известен, для улучшения модели генеральной совокупности.

## 2. КАРТА ПРИЗНАКОВ САМООРГАНИЗАЦИИ КОХОНЕНА

Альтернативой традиционно используемым методам при построении моделей на основе обучающих выборок могут служить нейронные сети (НС).

Одним из важнейших свойств НС является способность к аппроксимации многомерных функций, что позволяет использовать их для моделирования сложных процессов и объектов.

Не менее важное свойство НС - обучаемость дает возможность строить на их основе адаптивные системы.

Благодаря этому НС могут применяться в задачах классификации.

Наиболее мощным нейросетевым средством для аппроксимации многомерных функций на сегодняшний день являются многослойные нейронные сети [5,6]. Однако они требуют достаточно большого объема обучающих данных, длительного обучения и мало приспособлены к самоорганизации.

Для решения задачи классификации в условиях малого размера обучающей выборки весьма перспективным является использование НС с латеральным торможением - карт признаков самоорганизации Кохонена (КПСК).

### 2.1 Модель сети

Карта признаков самоорганизации Кохонена (Kohonen Self-organizing Map) [5-7] является нейронной сетью с латеральным торможением и относится к классификаторам, для обучения которых используются выборки образов с заранее не заданной классификацией. Задачей сети является определение принадлежности входного вектора признаков  $s$ -го экземпляра выборки  $x^s = \{x^s_1, x^s_2, \dots, x^s_N\}^T$  к одному из  $L$  возможных кластеров, представленных векторными центрами  $w_j = \{w_{j1}, w_{j2}, \dots, w_{jN}\}^T$   $j = 1, 2, \dots, L$ , где  $T$  - символ транспонирования.

Обозначим  $i$ -ю компоненту входного вектора  $x^s$  в момент времени  $t$  как  $x^s_i(t)$ , а вес  $i$ -го входа  $j$ -го узла в момент времени  $t$  как  $w_{ji}(t)$ .

### 2.2 Алгоритм классификации

Если узлы КПСК являются линейными, а вес  $i$ -го входа  $j$ -го узла равен  $w_{ji}$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ ,  $j = 1, 2, \dots, L$ , то, очевидно, что при соответствующих значениях порогов каждый  $i$ -й выход сети с точностью до несущественных постоянных будет равен евклидовому расстоянию  $d_j$  между предъявленным входным вектором  $x^s_i$  и  $j$ -м центром кластера.

Считается, что вектор  $x^s$  принадлежит к  $j$ -му кластеру, если расстояние  $d_j$  для  $j$ -го центра кластера  $w_j$  минимально, т. е. если  $d_j \leq d_k$  для каждого  $k \neq j$ .

### 2.3 Алгоритм формирования карты признаков самоорганизации

При обучении НС предъявляются входные векторы без указания желаемых выходов и корректируются веса согласно алгоритму, который предложил Теуво Кохонен [7]. Алгоритм Кохонена, формирующий карты признаков, требует, чтобы возле каждого узла было определено поле НЕ, размер которого с течением времени постоянно

уменьшается.

*Шаг 1.* Инициализируются веса входов узлов малыми случайными значениями. Устанавливается начальный размер поля НЕ.

*Шаг 2.* Предъявляется новый входной вектор  $x^s$ .

*Шаг 3.* Вычисляется расстояние (метрика)  $d_j$  между входным вектором и каждым выходным узлом  $j$ :

$$d_j = \sum_{i=1}^N (x^s_i(t) - w_{ji}(t))^2. \quad (1)$$

*Шаг 4.* Определяется узел  $j^*$  с минимальным расстоянием  $d_j$ .

*Шаг 5.* Корректируются веса входов узлов, находящихся в поле  $NE_j(t)$  узла  $j^*$ , таким образом, чтобы новые значения весов были равны

$$w_{ji}(t+1) = w_{ji}(t) + \eta(t)(x^s_i - w_{ji}(t)), \\ j \in NE_j(t), i = 1, 2, \dots, N.$$

При этом корректирующее приращение  $\eta(t)$  ( $0 < \eta(t) < 1$ ) должно убывать с ростом  $t$ .

*Шаг 6.* Если сходимость не достигнута, то перейти к шагу 2.

Сходимость считается достигнутой, если веса стабилизировались и корректирующее приращение  $\eta$  в шаге 5 снизилось до нуля.

Если число входных векторов в обучающем множестве велико по отношению к выбранному числу кластеров, то после обучения веса сети будут определять центры кластеров, распределенные в пространстве входов таким образом, что функция плотности этих центров будет аппроксимировать функцию плотности вероятности входных векторов. Кроме того, веса будут организованы таким образом, что топологически близкие узлы будут соответствовать физически близким (в смысле евклидова расстояния) входным векторам.

### 2.4 Планирование обучающего эксперимента

Из выше изложенного следует, что КПСК способны разделять экземпляры по степени близости их признаков. Это позволяет применять КПСК для выделения центров сосредоточения экземпляров, что может быть использовано при планировании обучающего эксперимента, в случае, когда большое количество опытов ставить затруднительно, например, по причине дороговизны или уникальности изделий. Планирование обучающего эксперимента в этом случае может быть проведено следующим образом: на основании значений признаков всех экземпляров обучающей выборки производится формирование КПСК, а затем для экземпляров, которые наиболее близки к сформированным векторным центрам КПСК, проводятся эксперименты по определению фактических классов.

### 3. ИНТЕРПРЕТАЦИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ КЛАССИФИКАЦИИ

Важно отметить, что при классификации с помощью КПСК, номер узла, к которому отнесен экземпляр, и фактический номер его класса в общем случае не совпадают - разделяя экземпляры, КПСК производит субъективную классификацию, не имеющую того реального физического смысла, которым мы наделяем классы.

Результаты классификации КПСК могут быть наделены фактическим смыслом путем постановки в соответствие номеру каждого узла КПСК номера того фактического класса, к которому относится большая часть экземпляров обучающей выборки, отнесенных КПСК к данному узлу. Для этого может быть использовано ассоциативное запоминающее устройство (АЗУ).

Алгоритм обучения системы КПСК-АЗУ имеет вид:

*Шаг 1.* Реализуется обучающий эксперимент и определяются фактические классы экземпляров. Производится обучение КПСК для всех экземпляров обучающей выборки

*Шаг 2.* Для каждого узла КПСК подсчитывается число экземпляров, относящихся к каждому из фактических классов.

*Шаг 3.* Каждому узлу КПСК ставится в соответствие тот фактический класс, к которому относится большая часть экземпляров, отнесенных КПСК к данному узлу. Постановка соответствия производится путем записи пары (кортежа) <номер узла КПСК, номер класса> в АЗУ. В качестве АЗУ может быть использован как блок линейной или динамической памяти, обслуживаемый соответствующей процедурой, так и нейросетевая ассоциативная память:

а) для системы с двумя классами - однослойный дискретный перцептрон [5,6];

б) для системы с большим числом классов - многослойная нейронная сеть [5,6] или комбинация ассоциативной памяти на основе НС Хопфилда [6] с нейросетевым селектором максимума [5]. При этом на соответствующие входы НС Хопфилда подаются сигналы от каждого из узлов КПСК, а на выходе получают 0, если номер узла КПСК не сопоставлен данному классу и 1 - если сопоставлен. Нейросетевой селектор максимума определяет номер узла НС Хопфилда (т.е. номер фактического класса), для которого выход равен 1, для всех остальных узлов КПСК выход НС Хопфилда будет равен 0.

Блок КПСК-АЗУ может быть рекомендован для использования в системах классификации в случае, когда:

а) реальный принцип деления экземпляров на классы совпадает или близок к методу классификации КПСК.

б) размер обучающей выборки, т.е. совокупности значений признаков экземпляров и сопоставленных им

номеров классов, недостаточен для классификации другими методами (статистическими, нейросетевыми), а экземпляры одного и того же класса имеют близкие значения признаков, т.е. классы хорошо разделяются и имеют центры, вокруг которых достаточно плотно сосредоточены экземпляры, относящиеся к данному классу.

### 4. ВЫБОР МЕТРИКИ

Евклидово расстояние (1), является частным случаем метрики Минковского:

$$d_j = \left( \sum_{i=1}^N |x_i^s(t) - w_{ji}(t)|^\lambda \right)^{1/\lambda}, \quad \lambda \in R.$$

Так, как метрика  $d_j$  вычисляется для всех узлов по одной и той же формуле, то вычисление корня  $\lambda$ -й степени можно опускать. Изменяя  $\lambda$ , можно получить неограниченное число других метрик. Однако на практике следует ограничиваться легко вычислимыми метриками, топологически близкими к фактическому разделению классов. Очевидно, чем ближе выбранная метрика к реальной закономерности разделения на классы, тем точнее и с меньшими потерями будет производиться классификация. При построении систем диагностики возникает задача автоматического выбора наилучшей метрики из множества заданных для каждого конкретного набора классов изделий.

Пусть  $D = \{d^p\}$  - множество заданных метрик  $d^p$ ,  $p = 1, 2, \dots, N_p$ , где  $N_p$  - число заданных метрик. Тогда, очевидно, метрика  $d^q$  для данного класса изделий является наилучшей на этом множестве в смысле точности классификации, если число принимаемых ошибочных решений при этой метрике минимально.

Алгоритм итеративного подбора метрики имеет вид:

*Шаг 1.* Установить счетчик  $p = 1$ .

*Шаг 2.* Принять в качестве текущей метрики  $d$  метрику  $d^p$ : DEF FN  $d = d^p$ .

Здесь DEF FN - означает определение/переопределение функции.

*Шаг 3.* Произвести обучение блока КПСК-АЗУ на всей выборке  $X$

*Шаг 4.* Определить число ошибочных решений  $N_{\text{ош}}[p]$  для  $p$ -й метрики в отношении экземпляров, о которых известен фактический номер класса.

*Шаг 5.* Если  $p \geq N_p$  - перейти на шаг 6, иначе увеличить счетчик  $p$ :  $p = p + 1$  и перейти на шаг 2.

*Шаг 6.* В качестве лучшей принимается та метрика  $d^p$ , для которой  $N_{\text{ош}}[p]$  - минимально.



### 5. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АПРИОРНОЙ ИНФОРМАЦИИ О ЗНАЧИМОСТИ ПРИЗНАКОВ

Выше рассмотренные метрики, как правило, предполагают, что все признаки, по которым производится классификация, являются одинаково значимыми. Однако на практике признаки разделяются на значимые и незначимые. В отношении некоторых признаков, может быть заранее известно или предполагаться, что они являются наиболее или наименее значимыми, но степень такой значимости точно неизвестна и не позволяет производить классификацию только на основе данного признака или исключить данный признак в случае его малозначимости.

Если использовать такую априорную информацию при обучении НС, то, очевидно, классификация изделий будет производиться с меньшим числом ошибок.

Для КПСК задача состоит в том, чтобы использовать априорную информацию о значимости признаков при вычислении метрики. Для примера, далее будем рассматривать в качестве метрики евклидово расстояние (1). Априорная информация о значимости признаков в КПСК может быть использована путем введения в формулу метрики положительно определенной коэффициентной функции  $a(i)$ . В этом случае метрика может быть задана в одной из следующих форм:

$$d_j = \sum_{i=1}^N (a(i)x_i^s(t) - w_{ji}(t))^2 \quad \text{или} \quad d_j = \sum_{i=1}^N a(i) - (x_i^s(t) - w_{ji}(t))^2$$

Чем информативнее  $i$ -й признак, тем меньшее значение должна принимать функция  $a(i)$  и, наоборот, чем менее значимый признак - тем большее. Вариантов задания такой функции может быть достаточно много, рассмотрим те из них, что имеют наибольшее практическое значение.

*Вариант 1.* Если априорно известно о значимости только некоторых признаков, то для тех признаков, которые предположительно значимее других,  $a(i)$  полагают равной значению  $a$ ,  $0 \leq a < 1$ . Если о  $i$ -ом признаке известно или предполагается, что он - незначимый или малозначимый, то такой признак либо вообще исключается, либо функцию  $a(i)$  полагают равной значению  $b$ ,  $b > 1$ . Для признаков, о которых неизвестна априорная информация о значимости функцию  $a(i)$  полагают равной 1.

*Вариант 2.* Значимость признаков определяется степенью их влияния на фактический номер класса, к которому относится экземпляр. В этом случае, функцию  $a(i)$  можно положить равной дополнению до единицы модуля коэффициента корреляции  $i$ -го признака и номера фактического класса  $y^*$ :

$$\forall x^s \in X_{\Omega} : a(i) = 1 - |r_{x_i, y^*}|.$$

### 6. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ И ВЫВОДЫ

Для НС Кохонена был разработан программный комплекс, позволивший осуществлять моделирование на ЭВМ. На основе разработанных моделей НС решалась задача прогнозирования надежности элементов изделий электронной техники (ИЭТ), решенная ранее с помощью эвристических алгоритмов классификации [8]. Предварительно в результате анализа были выбраны 15 информативных признаков ИЭТ. Результаты влияния объема обучающей выборки  $M$  и значения  $\lambda$  на число ошибочных решений  $N_{\text{ош}}$  представлены на рисунке.

Как видно из рисунка, с уменьшением объема обучающей выборки надежность прогнозирования имеет тенденцию к уменьшению. Вместе с тем, при подборе соответствующего значения  $\lambda$  даже для небольшой обучающей выборки возможно достижение точности прогнозирования порядка 80-90%.

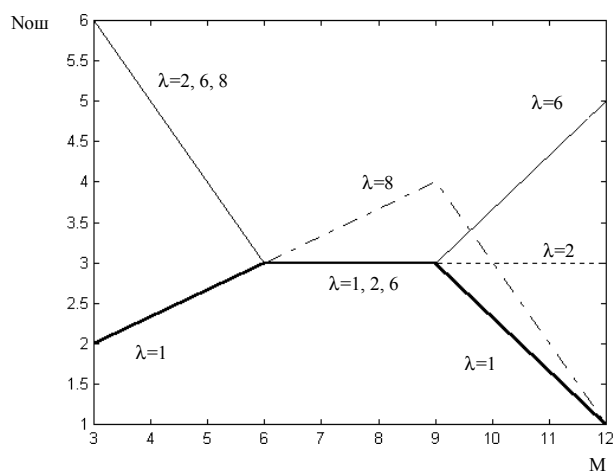


Рисунок - Зависимость числа ошибочных решений  $N_{\text{ош}}$  от размера обучающей выборки  $M$  и показателя степени  $\lambda$ .

Использование НС Кохонена в комбинации с АЗУ при соответствующем подборе метрики позволяет достигать приемлемых результатов даже для небольших обучающих выборок. В этом заключается преимущество данного метода при решении задачи диагностики дорогостоящих изделий над эвристическими алгоритмами, требующими достаточно большого объема обучающих данных. Результаты моделирования на ЭВМ позволяют рекомендовать предложенные модели и алгоритмы для использования при построении систем диагностики уникальных и дорогостоящих изделий, а также при планировании длительных и дорогостоящих обучающих экспериментов.

Однако следует отметить, что результаты работы КПСК критичны к степени близости используемой метрики к реальному разделению экземпляров на классы и подбор наилучшей метрики может быть достаточно долгим и трудоемким.

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Дубровін В., Степаненко О., Луценко Д. Діагностика процесів та керування якістю // Досвід розробки і застосування САПР в мікроелектроніці /Матеріали п'ятої міжнародної науково-технічної конференції CADSM'99. - Львів, Державний університет "Львівська політехніка", 1999, С.22-24.
2. Внуков Ю.Н., Дубровин В.И. Методики прогнозування з використанням теорії статистических оцінок і статистическої класифікації //Высокие технологии в машиностроении /Материалы VI международного научно-технического семинара. - Харьков: ХГПУ, 1996, С.26-27
3. Внуков Ю.Н., Дубровин В.И. Алгоритм класифікації з використанням дискримінантних функцій //Высокие технологии в машиностроении /Сборник научных трудов ХГПУ. - Харьков: ХГПУ, 1998, С.64-66.
4. Дубровин В.И., Корецкий Н.Х. Об одном подходе к прогнозированию надежности изделия //Электронное моделирование, 1986, т.8, № 6, ноябрь-декабрь, С.97-98.
5. Бовель Е.И., Паршин В.В. Нейронные сети в системах автоматического распознавания речи //Зарубежная радиоэлектроника. 1998. №4 . С.50-57.
6. Нейрокомпьютеры и интеллектуальные роботы /под. ред. Амосова Н.М. - Киев: Наукова думка, 1991. - 272 с.
7. Кохонен Т. Ассоциативная память: Пер. с англ. - М.:Мир, 1980.-204 с.
8. Дубровин В.И. Эвристические алгоритмы класифікації// Машиностроитель, 1998, №7, С. 6-9.

Надійшла 04.07.99

УДК 519.854

## ОБУЧЕНИЕ И ДВУХУРОВНЕВАЯ НЕЧЕТКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ В РАЗРАБОТКЕ КОМПЬЮТЕРНО-ИНТЕГРИРОВАННЫХ СИСТЕМ

А. А. Лавров, О. И. Лисовиченко, Л. С. Ямпольский

Данная статья рассматривает повышение эффективности решения задач смешанной нелинейной целочисленной оптимизации, которые возникают при разработке компьютерно-интегрированных систем, с позиций: (1) трактование этого как, в свою очередь, снова задачи такого же типа, (2) использование комбинированных способов, которые базируются на нейронных сетях и/или нечетком представлении для управления поиском в смешанном (непрерывном/дискретном/комбинированном) пространстве управляемых переменных (в прикладной задаче) и значений параметров самих поисковых процедур (в задаче второго уровня).

Рассматриваются две стадии. На первой выполняется поиск (второго уровня) в пространстве параметров оптимизационных процедур, и собранная при этом информация используется для построения опорной поверхности, которая, в свою очередь, используется для выбора эффективных значений параметров на стадии решения прикладных задач разработки систем.

Дана стаття розглядає підвищення ефективності рішення задач змішаної нелінійної цілочисленої оптимізації, що виникають при розробці комп'ютерно-інтегрованих систем, з позицій: (1) трактування цього як, у свою чергу, знову задачі такого ж типу, (2) використання комбінованих засобів, що базуються на нейронних сітках та/або нечіткому поданні для керування пошуком у змішаному (неперервному/дискретному/комбінованому) просторі керованих змінних (у прикладній задачі) та значень параметрів самих пошукових процедур (у задачі другого рівня).

Розглядаються дві стадії. На першій виконується пошук (другого рівня) у просторі параметрів оптимізаційних процедур, і зібрана при цьому інформація використовується для побудови опорної поверхні, яка, в свою чергу, використовується для вибору ефективних значень параметрів на стадії рішення прикладних завдань розробки систем.

This paper views a problem of increasing the efficiency of mixed integer nonlinear optimization (MINLO), arising in computer-integrated system development, from the standpoints of (1) dealing with it as being itself a MINLO problem and (2) using a combined, neural net-based and/or fuzzy set-based setup for

guiding the search in a mixed (continuous/integer/composite) space of the controllable variables (in the application problems), and of the algorithm settings (in the second-level problem).

Two stages are considered. At the training stage, the (second-level) search proceeds in the space of the settings, and the information gathered here is accumulated in the form of a support surface, which is used at the second, application stage for choosing appropriate search settings.

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Современные компьютерно-интегрированные системы, представленные, в частности, гибкими автоматизированными производствами, отличаются большой сложностью, размерностью, разнообразием элементов входных и выходных потоков, высокой стоимостью и т.д. Как следствие, разработка таких систем нацелена не только на обеспечение выполнения ими определенного набора функций, но и, прежде всего, на выполнение этих функций наиболее эффективным (с точки зрения некоторого критерия) путем, т.е. коренным образом сопряжена с решением задачи оптимизации. Вследствие чрезвычайно широкого спектра характеризующих эти системы параметров (например, количество станков - целая (дискретная) величина, длительность обработки - непрерывная, типы компоновки - символьные (дискретные) значения), указанная задача является, по своей сути, задачей смешанной нелинейной целочисленной оптимизации. Этот тип задач относится к наиболее сложным в математическом программировании (СНЦО) [8,19].

В ее общей постановке, задача СНЦО  $P_{\text{СНЦО}}$  (1)-(5) направлена на минимизацию целевой функции  $f$  при наборе ограничений, среди которых - требование цело-

численности аргументов и/или их принадлежность заданному дискретному множеству:

$$P_{\text{СНЦО}}: \begin{cases} \min f(x, y) & (1) \\ \text{при} & \\ g(x, y) \geq 0 & (2) \\ h(x, y) = 0 & (3) \\ x \in X \subseteq \mathcal{X}^{n1} & (4) \\ y \in Y \subseteq \mathcal{Y}^{n2} & (5) \end{cases}$$

Отдельные подклассы  $P_{\text{СНЦО}}$ , получаемые на основе предположений о, например, дифференцируемости целевой функции, вогнутости и т.д., могут эффективно решаться (в тех пределах, в которых задача позволяет это сделать вообще) с помощью таких методов, как [5,6,10,11,16,19,22]; методы, представленные в [2,15,21], нацелены на более общие постановки задачи; существует несколько программных пакетов, направленных на практическое решение данной задачи [23,27]. Однако никакой из распространенных алгоритмов не решает задачу  $P_{\text{СНЦО}}$  в ее наиболее общей форме [13].

К сожалению, на практике распространены задачи СНЦО, в которых аналитическое представление целевой функции не известно, а предположения о дифференцируемости/вогнутости и т.д. не выполняются; такая ситуация особенно часто имеет место, когда для анализа реальной системы используются физические или имитационные методы. В таких случаях обычно используются различные модификации поисковых методов [25,28,29].

Эффективность процесса поиска зависит не только от правильного выбора стратегии в зависимости от типа задачи, но и, в значительной мере, в рамках одной и той же стратегии - от установок, влияющих на выбор значений, направлений шага (особенно если расчет целевой функции требует больших временных затрат). В связи с этим возникает *задача повышения эффективности поискового алгоритма*.

Настоящая статья подходит к указанной задаче с позиции трактовки самого *процесса поиска как объекта оптимизации второго уровня*, и в этом контексте применяет концепцию, предложенную в [18], на область компьютерно-интегрированных систем. Этот аспект - оптимизации второго уровня - сам имеет природу СНЦО; его использование нацелено на улучшение показателей существующих поисковых процедур, в приобретении и автоматическом обучении новым стратегиям, при самоадаптации в интеллектуальных системах.

Раздел 2 дает краткое описание подхода. Раздел 3 описывает обобщенную схему поиска, а также аппарат, основанный на нечетких множествах и направленный на обработку некоторых специальных аспектов принятия решений в процессе решения задач  $P_{\text{СНЦО}}$ . Раздел 4

описывает действия в рамках оптимизации второго уровня.

Статья завершается кратким обсуждением некоторых прикладных аспектов и возможными дальнейшими расширениями подхода.

## 2. ОБОСНОВАНИЕ И ОБОБЩЕННОЕ ОПИСАНИЕ ПОДХОДА

**Краткое описание подхода.** Основная интуиция подхода может быть неформально выражена в следующих утверждениях:

**Утверждение 1:** Для получения *эффективной* стратегии поиска целесообразно использовать (например, в виде образцовых (обучающих) примеров) накопленную информацию о завершенных оптимальных или близких к ним поисковых процессах.

**Утверждение 2:** Ввиду того, что информация, характеризующая процесс поиска, становится доступной постепенно, после каждой итерации, имеет смысл пересматривать соответствующим образом параметры поиска в рамках одного и того же поискового акта, по мере того, как эти новые параметры лучше согласуются с актуальными данными о свойствах решаемой задачи.

**Утверждение 3:** Опыт, накапливаемый в процессе решения задач, следует использовать для корректировки вспомогательных мета-знаний, используемых при назначении параметров поиска.

(Поскольку конкретный вид функции  $f$  в  $P_{\text{СНЦО}}$  (см.(1)) не известен заранее, мы не можем говорить об оптимальном поисковом алгоритме в строгом смысле, а нацелены на повышение его эффективности в среднем (в отличие от минимаксной эффективности)).

Под оптимизацией второго уровня в дальнейшем понимается оптимизация процесса поиска.

В наиболее общем представлении, предлагаемый подход объединяет две стадии: обучение и применение (рис.1). На стадии обучения задается набор образцовых прикладных задач и область допустимых значений параметров поиска; эти задачи решаются, причем каждая может подлежать решению несколько раз, при различных установках параметров (значения которых выбираются в рамках оптимизации второго уровня). На основе полученных результатов строится *опорная поверхность*, связывающая различные установки с эффективностью решения (основанием стадии обучения, таким образом, является **Утверждение 1**).

Стадия применения соответствует реальному использованию *системы оптимизации*. На этой стадии с помощью опорной поверхности для каждой задачи выбирается наиболее подходящее сочетание параметров. После этого стартует собственно процесс решения, в процессе которого исходные установки могут корректироваться на основе результатов промежуточных итераций (что реализует **Утверждение 2**). После решения текущей при-

кладной задачи опорная поверхность также может корректироваться на основе дополнительных данных об эффективности процесса поиска (см. **Утверждение 3**). Таким образом, решение каждой прикладной задачи  $P_i$  связано с набором вспомогательных действий  $AS_i$  (см. рис. 1. Стадия применения: Решение задач второго уровня), который, в свою очередь, включает две фазы: выбор установок (до решения  $P_i$ ), и подстройка опорной поверхности (после решения  $P_i$ ).

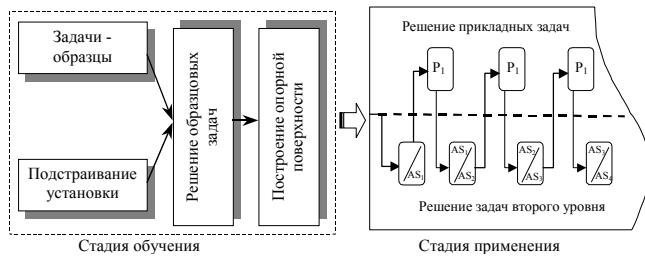


Рисунок 1 - Иллюстрация стадий применения оптимизации второго уровня

### Особенности РСНЦО в реальных приложениях

**Целевая функция.** Если  $f$  в (1) определяется зависимостью "вход-выход" имитационной модели, она может быть представлена как композиция известной аналитической функции  $q$  (обычно непрерывной и дифференцируемой) и неизвестной векторной функции  $r$ , соответствующей модели (тогда входы модели соответствуют аргументам  $r$ ):

$$f(x, y) = q(r(x, y)). \quad (6)$$

**Природа переменных.** Как уже было сказано, пользователь часто имеет дело с переменными, имеющими сложную семантику:

$$w = (w_1, \dots, w_{n_3}), \quad \forall w_i - \text{комбинированное} \quad (7)$$

(например, переменная "компоновка производственной системы" принимает значения "радиальная", "линейная", и т.д.). Ограничения, представляющие такие переменные, задаются предикатами (8):

$$C(\tilde{x}, \tilde{y}, w) \quad (8)$$

и, фактически,  $f = f(\tilde{x}, \tilde{y}, w)$ . Комбинированные (внешне имеющие "нечисловую" природу) ограничения (7), (8) сводятся к наборам числовых (бинарных/целочисленных/непрерывных) ограничений во внутреннем представлении процедуры поиска. Таким образом, ограничения (2),(3),(4),(5) объединяют изначально явно заданные ограничения (9)

$$\left. \begin{aligned} \tilde{q}(\tilde{x}, \tilde{y}) \geq 0; \quad \tilde{h}(\tilde{x}, \tilde{y}) = 0; \\ \tilde{x} \in \tilde{X} \subseteq \mathfrak{R}^{n_4}, \quad (n_4 \leq n_1); \\ \tilde{y} \in \tilde{Y} \subseteq \mathfrak{S}^{n_5}, \quad (n_5 \leq n_2) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

и числовые ограничения, вытекающие из (7),(8), т.е.  $\{\text{Eqs.}(7), (8), (9)\} \Rightarrow \{\text{Eqs.}(2), (3), (4), (5)\}$

Поскольку поиск сопровождается манипулированием полными значениями переменных из  $w$ , мы будем в дальнейшем непосредственно использовать эти, комбинированные, переменные.

### Содержание оптимизации второго уровня

Формально, оптимизация на втором уровне связана с минимизацией функции затрат  $E$  (определяемой в терминах времени вычисления, числа итераций и т.д.) путем варьирования параметров поиска:

$$P_{\text{ОЗО}}: \begin{cases} \min E(\mathbf{a}) \\ \mathbf{a} \\ \text{при } p(\mathbf{a}) \end{cases} \quad (10)$$

$$(11)$$

где  $\mathbf{a}$  - вектор подстраиваемых параметров поиска,  $\mathbf{a} = (a_1, \dots, a_{n_a})$ , и  $p(\mathbf{a})$  - ограничения, задающие их допустимые сочетания.

Решение конкретной задачи  $P_i$  предполагает наличие соответствующей стратегии  $S$ ; эффективность решения  $P_i$  с помощью  $S$  зависит от параметров  $\mathbf{a} = (a_1, \dots, a_{n_S})$ , т.е.  $S = S(\mathbf{a})$ . Примерами таких параметров могут быть:

- коэффициенты, связывающие длину шага с оценками производных (в методах типа Ньютона);
- коэффициенты в эвристических формулах, связывающих граничные значения числа итераций, после которых текущий симплекс должен быть перестроен (в симплексных методах), с размерностью пространства поиска (см. (4) в общем определении задачи РСНЦО);
- число точек в случайной выборке, используемой для начальной локализации области поиска (см. (5));
- температурные коэффициенты в методах типа моделируемого отжига;
- тип эвристик, используемых во встроенном процессе принятия решений (см. (7)).

Таким образом, переменные  $\mathbf{a}$  в (11) имеют следующий вид:

$$1 \leq i \leq n_r: a_i \in \mathfrak{R},$$

$$n_r + 1 < i \leq n_{\mathfrak{S}}: a_i \in \mathfrak{S},$$

$$n_{\mathfrak{S}} + 1 < i \leq n_{n_a}: a_i - \text{комбинированное.}$$

Следовательно,  $P_{\text{ОЗО}}$  также является задачей РСНЦО, где (10) соответствует (1) (и структура целевой функции  $E$  не известна), и (11) соответствует (9), (7),(8) и, как следствие, (2),(3),(4),(5); одна итерация в минимизации  $E$  соответствует полному решению прикладной задачи.

### 3. РЕАЛИЗАЦИЯ ПОИСКА В СМЕШАННОМ ПРОСТРАНСТВЕ

#### Обобщенная схема поиска

Нам необходимо разработать среду, позволяющую применять основные компоненты известных приемов решения задач СНЦО в обобщенном случае, при наличии комбинированных переменных. Частично это достигается использованием нечеткого представления компонент принятия решений в поисковых процедурах. Хотя для оптимизации и на уровне решения прикладной задачи, и на втором (мета-) уровне могут применяться специализированные методы, мы будем использовать для удобства эвристическую *обобщенную схему*, частными случаями которой является большинство поисковых процедур.

Указанная схема объединяет действия двух типов:

- (I) обобщенная выборка и кластеризация,
- (II) серии локальных оптимизационных действий.

Полученная в результате стратегия поиска включает действия одного или обоих типов, выполняемые как два последовательных этапа, либо объединяемых в более сложные чередующиеся последовательности.

Действия первого типа включают случайный поиск, реализацию плана факторного эксперимента, локализацию региона потенциального расположения оптимума, кластеризацию, и т.д.

Действия второго типа могут включать, помимо процедур тип ветвей-и-границ, внешней аппроксимации, также и компонент типа метода сопряженных направлений или квазиградиентные схемы.

В последнем случае, например, новая точка  $\mathbf{z}$  (12).

$$\begin{aligned} \mathbf{z} &= \langle \mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{w} \rangle \\ &= (x_1, \dots, x_{n1}, y_1, \dots, y_{n2}, w_1, \dots, w_{n3}) \end{aligned} \quad (12)$$

После шага в смешанном пространстве из точки  $\mathbf{z}_0$ , задается обобщенным выражением (13).

$$f(\mathbf{z}) = f(\mathbf{z}_0 + \alpha \nabla f(\mathbf{z}_0)) \quad (13)$$

Для представления выбора точки, обеспечивающей минимум функции  $\mathbf{z} = \mathbf{z}_0 + \alpha \nabla f(\mathbf{z}_0)$ , используем специальную комбинированную среду; каждая точка  $\mathbf{z}$  получается в результате решения задач *нечеткой оптимизации* [13,30,31] в рамках так называемой нечеткой оболочки (см. ниже). Возможность использования понятий "направление" и "длина" в смешанном пространстве достигается благодаря введению частичного упорядочения значений переменных из  $\mathbf{w}$ .

#### Нечеткая среда

**Базовая идея.** Чтобы избежать хранения всех сочетаний комбинированных переменных, представляемых уравнением (7), будем рассматривать опорную поверхность как обобщенно представленную специальной *нечеткой оболочкой*. Конкретная поверхность реконструируется на базе этой оболочки. Такая оболочка объе-

диняет четкие аналитические функции и нечеткие компоненты. (В общем случае, она может выполняться на нейронных сетях, продукционных правилах, и т.д.; мы ограничимся рассмотрением только нечеткого подхода, поскольку он сохраняет возможность прямого распространения на него аспекта оптимизации.)

**Специальные понятия.** Пусть  $C$  будет множеством характеристик прикладной задачи; примеры: размерность (целое число), соотношение количества численных и комбинированных переменных (рациональное число), свойств поверхности (унимодальность и т.д.), разреженность, наклон, и т.д. (значения лингвистических переменных).

Прикладная задача  $P_i$  характеризуется вектором  $cP_i$ . Множество  $C$  может быть представлено в виде  $C = C^1 \cup C^2$ , где  $C^1$  - множество характеристик, явно или косвенно представленных в постановке задачи, и  $C^2$  - множество характеристик, получаемых из результатов в промежуточных точках поиска.

Пусть  $V_C$  обозначает множество всех векторов  $c$ ,  $V_{\widehat{C}}$  обозначает множество векторов, полученных как проекции  $c$  на множество  $\widehat{C} \subseteq C$ .

Аналогично,  $A$  обозначает множество подстраиваемых параметров поиска, и  $\widehat{A} \subseteq A$ ;  $V_A$  и  $V_{\widehat{A}}$  - множества соответствующих векторов. Если  $B$  - множество, то  $F(B)$  обозначает множество нечетких подмножеств множества  $B$ .

**Нечеткая оболочка.** Нечеткая оболочка  $\Omega$  - это тройка  $\Omega = (D, G, R)$ , где  $D = \{d_i\}$  - множество аналитических функций,  $G = \{g_i\}$  - множество нечетких ограничений, и  $R = \{r_k\}$  - множество нечетких правил.

Каждый элемент  $d_i \in D$  - это функция  $d_i: V_C^{(d_i)} \rightarrow V_A^{(d_i)}$ , где  $C^{(d_i)} \subseteq C$  и  $A^{(d_i)} \subseteq A$ ; функции  $d_i$  обычно аппроксимируют зависимость оптимальных параметров поиска от характеристик задачи при фиксированных значениях комбинированных переменных.

Каждый элемент  $g_i \in G$  - это  $g_i \subseteq F(V_C^{(g_i)} \times V_A^{(g_i)}) \cup F(V_A^{(g_i)} \times V_A^{(g_i)})$ , где  $C^{(g_i)} \subseteq C$  и  $A^{(g_i)} \subseteq A$ ; первое множество из приведенного выше объединения состоит из нечетких множеств, характеризующих совместимость параметров поиска и характеристик задачи; второе множество охватывает нечеткие множества, оценивающие близость фактических и аналитически (т.е. с помощью функций из  $D$ ) рекомендуемых установок.

Каждый элемент  $r_k \in R$  имеет форму **ЕСЛИ  $Q_1$  ТО  $Q_2$** , при  $Q_1 \in F(VC^{(r_k)})$  и  $Q_2 \in F(VA(r_k)) \cup F(D) \cup F(G)$ , где  $C^{(r_k)} \subseteq C$  и  $A^{(r_k)} \subseteq A$ . Левая часть,  $Q_1$ , оценивает применимость правила; первый элемент в  $Q_2$  содержит множества нечетких правил, характеризующих уровень совместности установок и характеристик задачи; второй и третий элементы в  $Q_2$  оценивают совместимость этих характеристик с аналитическими функциями из  $D$  и ограничениями из  $G$ , соответственно.

*Получение нечеткой оболочки.* Функции  $D$  строятся на стадии обучения на базе стандартных методов регрессионного анализа, при фиксированных значениях переменных  $w$ . Нечеткие правила формируются как аппроксимация поверхности отклика нейронной сети, обученной с использованием образцовых пар "(задача)-(параметры поиска)" (см. раздел 4).

#### **Нечеткая оптимизация для поиска в смешанном пространстве**

При заданной нечеткой оболочке  $\Omega = (D, C, R)$  и прикладной задаче  $P_i$ , вектор установок поиска определяется как решение следующей задачи нечеткой оптимизации:

$$a^* = \arg \min_a (\mu_G(c_{P_i}, a), \mu_G(a, \bar{a}), \mu_R(c_{P_i}, a^*)),$$

$$\text{где } \widehat{a} = \widehat{d}(c_{P_i})$$

$$\text{и } d^* = \arg \max_{d_i} (\min(\mu_R(c_{P_i}, d_i), \mu_G(a, d_i(c_{P_i}))))).$$

### **4. ОПТИМИЗАЦИЯ ВТОРОГО УРОВНЯ**

#### **Типы опорной поверхности**

Тип опорной поверхности определяется содержанием информации, собранной в ходе оптимизации второго уровня. Опорная поверхность может быть аппроксимацией (а) функции, связывающей оптимальные установки с характеристиками задачи, и (б) функции затрат, зависящей от характеристик задач и параметров поиска.

В первом случае находятся оптимальные установки  $a$  для решения каждой из образцовых задач данного множества, после чего строится функция  $a^*(c)$ , связывающая оптимальные установки поиска с набором характеристик задачи. После этого, на стадии применения, из  $a^*(c)$  определяются готовые оптимальные сочетания.

Во втором случае накапливается статистика о ходе решения различных задач (причем не обязательно при условии наиболее эффективного процесс решения каждой из них) и, после введения оценки относительных

затрат  $e$ , строится регрессионная зависимость  $e(a, c)$ . После этого для каждой прикладной задачи  $P_i$  находится набор оптимальных установок  $a_{P_i}$ , как решение подзадачи  $\min_a e(a, c_{P_i})$ .

Отличие между приведенными выше двумя случаями состоит также и в том, как используется промежуточная информация: в первом случае можно подстраивать модель  $a^*(c)$  если имеются данные об оптимальных установках, в то время как во втором случае можно подстраивать  $e(a, c)$ , исходя из эффективности при каждом текущем наборе установок. В дальнейшем, с целью упрощения, а также большего акцента на контексте оптимизации, используется поверхность  $a^*$  прежде всего первого, ориентированного на оптимизацию, вида.

#### **Стадия обучения**

Основная структура. На стадии обучения задается множество  $P = \{P_1, \dots, P_n\}$  образцовых задач. Для каждой задачи  $P_i$  оптимизационная задача второго уровня  $P_{OZO}$  решается независимо, с использованием обобщенной схемы (см. раздел 3):

$$P_{\text{инд}}: \left\{ \begin{array}{l} \min_{\mathbf{a}} E_{P_i}(\mathbf{a}) \\ \text{при } p(\mathbf{a}) \end{array} \right\}. \quad (14)$$

По результатам решения (14) строится функция  $a^*(c)$ . Очевидно, такая схема применима только на подготовительной стадии, при обучении. На стадии применения, как только оптимальное решение прикладной задачи найдено, повторение поиска только с целью нахождения установок, которые могли бы быть эффективнее, не будет рациональным (за исключением случаев, когда дополнительное обучение "на лету" является дополнительной целью).

*Возможные расширения.* В пределах каждой допустимой области  $(x, y)$  задачи  $P_i$  можно выбрать набор локальных подобластей, в качестве представительного множества фрагментов потенциальной поверхности отклика. Для каждой пары "(стратегия)-(прикладная задача)" находится оптимум функции  $f$  в каждой подобласти, после чего рассчитывается интегральная эффективность поиска.

На основе результатов предварительной стадии выполняется исходная кластеризация типов задач с использованием различных фрагментов одной и той же поверхности.

Каждый класс (категория) задач  $K_i$  может связываться с представительным множеством задач  $P_i$ :  $P_i = \{(P_{i1}/k_{i1}), \dots, (P_{in_i}/k_{in_i})\}$ , где каждой задаче

приписан вес; тогда функция затрат определяется из

$$E_{K_i}(a) = \sum_j k_{ij} \cdot E_{P_{ij}}(a).$$

Для каждого  $K_i$  решается следующая задача (т.н. задача оптимизации категории):

$$P_{\text{катег}}: \begin{cases} \min_{\mathbf{a}} E_{K_i}(\mathbf{a}) \\ \text{при } p(\mathbf{a}) \end{cases}$$

На подмножестве  $\widehat{W} \subseteq W$  строится множество  $R = \{R_1, \dots, R_m\}$  отношений частичного порядка ( $\forall R_i: R_i \subseteq \widehat{W} \times \widehat{W}$ ), а также функция  $H: V_c \rightarrow R$ , которая назначает каждой задаче отношение  $R_i$  такое, что  $e$  квазивогнута вдоль каждой цепочки в  $R_i$ .

### Стадия применения

**Основная структура.** Эта стадия охватывает весь жизненный цикл системы после этапа обучения. Как было сказано, она состоит из последовательных пар "(решение прикладной задачи)-(набор вспомогательных действий)". Содержание двух основных составляющих множества действий  $AS_i$  (рис.1) в зависимости от типа используемой опорной поверхности представлено ниже:

**AS с использованием "оптимум-ассоциированной опорной поверхности"  $a^*$**

Фаза выбора установок:

Назначение текущего множества установок  $a^*P_i$  на основе подстановки параметров очередной прикладной задачи  $cP_i$  в  $a^*(c)$

Затем, в ходе решения очередной прикладной задачи  $P_i$ , приведенная выше фаза может быть повторена по мере доступности дополнительных характеристик из  $C^2$ .

1. построение модели  $r^*(x, y, w)$  на основе результатов реального эксперимента в последней точке на предыдущем шаге;
2. решение вспомогательной задачи  $P_{\text{озо}}(\min_a E(a))$  в отношении внутренней задачи (ориентированной на моделирование конечной задачи)  $\min_{x, y} q(r^*(x, y, w))$
3. вычисление поправок  $a^*(c)$
4. изменение  $a^*(c)$

Фаза подстройки (после решения текущей прикладной задачи  $P_i$  при установках  $a^*P_i$ ):

Первый шаг описанной выше фазы подстройки использует частичную информацию о поверхности отклика имитационной модели с целью построения статистической модели соответствующего фрагмента ( $r^*$ ). Эта фаза выполняется при условии, что поиск

происходил при тех же значения комбинированных переменных: в этом случае модель строится с использованием стандартных регрессионных подходов. В более общем случае, с построением нечеткой оболочки, модель формируется только если затраты на ее построение существенно ниже по сравнению со стоимостью имитационных прогонов. Следует заметить, что в общем случае может быть построена структурно более простая модель  $f^*$  функции  $f$ , без промежуточных  $r^*$ .

Шаг 2 предназначен для получения оптимального сочетания параметров поиска, при которых текущая прикладная задача могла быть решена с использованием аналитического приближения  $r^*$  поверхности отклик вместо реальной имитационной модели I. Это позволяет выполнять многочисленные поисковые серии за более короткий промежуток времени. Данный шаг выполняется если  $r^*$  достаточно хорошо аппроксимирует  $r$ , что проверяется путем сравнения статистически оцененной погрешности с заданным граничным значением. Таким образом, оптимизация второго уровня в строгом смысле используется только на *моделируемых* фрагментах поверхности отклика.

**AS с опорной поверхностью  $e$ , ориентированной на затраты**

решение вспомогательной задачи  $\min_a e(a, c_p)$   
результат -  $a^*(P_i)$  - назначается в качестве начальной установки.

Фаза выбора установок:

Фаза подстройки (после решения текущей прикладной задачи  $P_i$  при установках  $a^*P_i$ ):

1. расчет поправок  $(e(a, c_{P_i}))$
2. изменение  $e(a, c)$

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В случае смешанной нелинейной целочисленной оптимизации, при недифференцируемой алгоритмически заданной целевой функции, общая организация и параметры процесса оптимизации могут служить объектами оптимизации второго уровня. Такая оптимизация охватывает варьирование параметров и/или стратегий поиска, а также действия по подстройке модели эффективных установок. В этом контексте, определенные шаги принятия решений в условиях неопределенности выполняются нечеткими компонентами, которые, к тому же, обеспечивают взаимодействие с другими внешними или встроенными интеллектуальными компонентами в режиме реального времени.

Дальнейшие исследования включают разработку ана-

логичных процедур на базе квазиградиентных методов, анализ и кластеризацию типовых форм поверхности отклика в задачах оптимизации гибких производств, и т.д.

### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. R. W. Becker and G. V. Lago, "A Global Optimization Algorithm", Proceedings of the 6th Allerton Conference on Circuits and Systems Theory, Monticello, USA, 1970, pp.3-12.
2. M. Bremicker, P. Y. Papalambros and H. T. Loh, "Solution of Mixed-Discrete Structural Optimization Problem with a New Sequential Linearization Algorithm", Computers & Structures, 4 (37), 1990, pp.451-461.
3. M. A. Duran and I. E. Grossmann, "An Outer-Approximation Algorithm for a Class of Mixed-Integer Nonlinear Programs", Mathematical Programming, 36, 1986, pp.307-339.
4. R. Fletcher, Practical Methods of Optimization, John Wiley & Sons Ltd., 1990.
5. R. Fletcher and S. Leyffer, "Solving Mixed Integer Nonlinear Programs by Outer Approximation", Mathematical Programming, 66, 1994, pp. 327-349.
6. R. Fletcher and S. Leyffer, Nonlinear Programming without a Penalty Function, Dundee University Numerical Analysis Report, NA/171, 1997.
7. O. E. Flippo and A.H.G. Rinnoy Kan, "Decomposition in General Mathematical Programming", Mathematical Programming, 60, 1993, pp. 361-382.
8. C. A. Floudas, Nonlinear and Mixed Integer Optimization, Oxford University Press, Oxford, 1995.
9. L. R. Foulds, Optimization Techniques: An Introduction, Springer Verlag New York Inc., 1981.
10. M. Geoffrion, "Generalized Benders Decomposition", Journal of Optimization Theory and Applications, 10, 1972, pp. 237-260.
11. O. K. Gupta and V. Ravindran, "Branch and Bound Experiment in Convex Nonlinear Integer Programming", Management Science, 31, 1985, pp. 1533-1546.
12. R. Hooke and T. A. Jeeves, "Direct Search" Solution of Numerical and Statistical Problems", J.Assoc.Comput.Mach. 2(8), 1961, pp.212-229.
13. J. Kandel, Fuzzy Mathematical Techniques with Applications, Addison-Wesley, 1986.
14. Kallrath and J. M. Wilson, Business Optimisation Using Mathematical Programming, Houndmills: Macmillan Press Ltd., 1997.
15. G. R. Kocis and I. E. Grossmann, "Global Optimization of Non-convex Mixed-Integer Nonlinear Programming (MINLP) Problems in Process Synthesis", Ind. Eng. Chem. Res., 8 (27), 1988, pp. 1407-1421.
16. F. Korner, A New Branching Rule for the Branch and Bound Algorithm for Solving Nonlinear Integer Programming Problems", BIT, 28, 1988, pp. 701-708.
17. T. M. Mitchell, Machine Learning, McGraw-Hill, 1997.
18. Lavrov, Process of Mixed Nonlinear Optimization as Subject of Optimization. Proceedings of International Symposium on Computational and Optimization Algorithms, Techniques and Applications (World Multiconferenc on Systemics, Cybernetics and Informatics (SCI-98), Orlando, USA, 1998, pp. 359-366.
19. S. Leyffer, Deterministic Methods for Mixed Integer Nonlinear Programming, PhD Thesis, University of Dundee, Scotland, 1993
20. S. Leyffer, Generalized Outer Approximation, Dundee University Numerical Analysis Report, NA/178, 1997.
21. R. L. Salcedo, "Solving Nonconvex Nonlinear Programming and Mixed-Integer Nonlinear Programming Problems with Adaptive Random Search", Ind. Eng. Chem. Res., 31, 1992, pp. 262-273.
22. M. A. Schumer, "Adaptive Step Size Random Search", IEEE Transactions on Automatic Control, 3 (13), 1968, pp. 270-276.
23. A. Schweiger, A. Rojnuckarin, C. A. Floudas, MINOPT: A Software Package for Mixed-Integer Nonlinear Optimization, Dept. of Chemical Engineering, Princeton University, Princeton, 1996.
24. V. Schweiger, R. J. Buehler, and O. Kempthorne, "Some Algorithms for Minimizing a Function of Several Variables", J. Soc. Ind. Appl. Math., 1 (2), 1964, pp. 74-92.
25. M. Simmons, Nonlinear Programming for Operations Research, Englewood Cliffs: Prentice-Hall, Inc., 1975.
26. A. Torn, "Clustering Methods in Global Optimization", In: N. K. Sinha and L. A. Tel'ksnys (eds.) Second IFAC Symposium on Stochastic Control, Vilnius, pp. 138-143.
27. J. Viswanathan and I. E. Grossmann, "A Combined Penalty Function and Outer-Approximation Method for MINLP Optimization", Comp. Chem. Eng., 14 (7), 1990, pp. 769-782.
28. J. Wilde, Optimum Seeking Methods, Englewood Cliffs: Prentice-Hall, Inc., 1964.
29. D. J. Wilde and C. S. Beightler, Foundations of Optimization, Englewood Cliffs: Prentice-Hall, Inc., 1967.
30. H. J. Zimmermann, Fuzzy Set Theory - and Its Applications, Kluwer, Nijhoff Publishing, 1985.
31. H. J. Zimmermann, Description and Optimization of Fuzzy Systems, Int. J. General Syst., 4 (2), 1975, pp. 209-215.

Надійшла 27.08.99

УДК 621.658.52.011.56.

## УСЛОВИЯ РЕАЛИЗАЦИИ ПАССИВНЫХ МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ ОРИЕНТАЦИЕЙ ДЕТАЛЕЙ ПРИ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СБОРКЕ

А. Л. Симаков

*В работе найдены условия реализации и границы применимости методов управления ориентацией собираемых деталей при автоматизированной сборке, основанных на применении пассивных адаптивных устройств. Условия определяют ограничения на структуру и значения параметров основных элементов пассивной системы управления ориентацией соединяемых деталей.*

*In this work the applying conditions and spheres of controlling the parts performance in atomized assembling are represented. These methods are based on using passive adaptive devices. The conditions define the structure and parameter values limits of main elements that constitute passive system controlling the performance of parts being assembled.*

Одним из перспективных направлений автоматизации сборочных операций является применение методов управления ориентацией собираемых деталей для компенсации погрешностей позиционирования, характерных для сборочных систем. При этом возможны варианты использования как адаптивных, так и пассивных методов управления ориентацией собираемых деталей [1]. Реализация активных методов управления ориентацией деталей связана с разработкой следящих систем по отклонению положения детали от номинального, основанных на различных физических принципах [2]. Управление ориентацией деталей без использования



внешних источников энергии и чувствительных элементов, т.е. пассивная адаптация собираемых деталей реализована в основном устройствами статического преобразования перемещений детали [3].

В данной работе ставится задача определения условий реализации и границ применимости методов управления ориентацией собираемых деталей, основанных на использовании пассивных средств адаптации. Особенность предлагаемого подхода к решению этой задачи состоит в том, что средства адаптации рассматриваются как элементы автоматической системы управления, выполняющие функции обратных связей по обобщенным координатам и скоростям соединяемой детали.

Для обобщенной модели сборочной операции, включающей этапы начального позиционирования соединяемой и базовой детали, транспортирования соединяемой детали, компенсации накопленных погрешностей позиционирования и воспроизведения траектории и относительного совмещения сопрягаемых поверхностей рассмотрим второй и третий этапы, на которых производится управление ориентацией детали. Будем считать, что собирается узел, имеющий ось симметрии и перемещения рабочего органа сборочной системы совпадают с осью симметрии соединяемой детали. Базовая деталь закреплена неподвижно на основании. Управление ориентацией соединяемой детали может осуществляться в результате взаимодействия адаптирующего устройства с соединяемой и базовой деталями. Динамическая модель сборочной системы, упрощенная путем приведения инерционных и упруго-диссипативных параметров промежуточных звеньев сборочного устройства к выходному звену, связанному с соединяемой деталью, приведена на рис.1. На нем введены обозначения:  $\bar{S}(t)$  - вектор перемещения рабочего органа сборочной системы ( $\dot{\bar{S}}(t) \neq 0$ ,  $\ddot{\bar{S}}(t) = 0$ ),  $\bar{q}(t)$  - вектор обобщенных координат соединяемой детали,  $\bar{G}$  - вектор управляющих воздействий,  $C_{пр}$  - матрица приведенных коэффициентов жесткости,  $\Psi_{пр}$  - матрица приведенных коэффициентов рассеяния энергии,  $\Pi$  - матрица передаточных функций адаптирующего устройства,  $m, J$  - инерционные характеристики детали. В зависимости от реализации передаточных функций  $\Pi$  данная динамическая модель может описывать как активную, так и пассивную систему управления ориентацией детали. В активных системах управления передаточные функции  $\Pi$  по координатам адаптации совпадают с передаточными функциями привода  $W_{пр}$ , включающими передаточные функции чувствительного элемента  $W_{чэ}$ , двигателя  $W_{дв}$ , механизма преобразования силового фактора двигателя  $W_{д}$ . Для пассивных систем адаптации передаточные функции  $\Pi$

описывают преобразование координат составляющей рабочего перемещения  $\bar{q}_s$  в векторе обобщенных координат  $\bar{q}$  в перемещения  $\bar{r}$ , обеспечивающие поисковое движение детали. Кроме того, в передаточную функцию  $\Pi$  входят упруго-диссипативные связи по перемещениям  $\bar{r}$ .

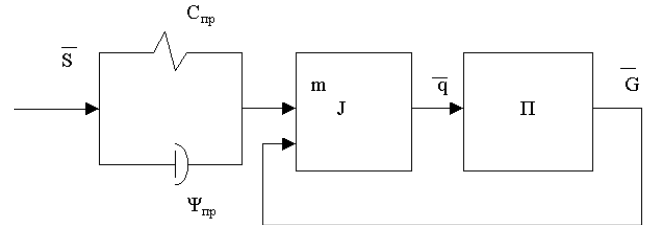


Рисунок 1 - Динамическая модель сборочной системы

Матричное уравнение движения соединяемой детали, соответствующее приведенной динамической модели, имеют вид:

$$A\ddot{\bar{q}} + B(\dot{\bar{q}} + \dot{\bar{S}}) + C(\bar{q} + \bar{S}) = \Pi(\bar{q}, \dot{\bar{q}}), \quad (1)$$

где  $A, B, C$  - матрицы инерционных, диссипативных квазиупругих коэффициентов, приведенных к соединяемой детали.

Учитывая возможные реализации передаточных функций  $\Pi$ , уравнение (1) запишется для систем пассивного управления в виде:

$$A\ddot{\bar{q}} + B\dot{\bar{q}} + C\bar{q} = B(\Pi\dot{\bar{q}} - \dot{\bar{S}}) + C((\Pi + \Pi')\bar{q} - \bar{S}), \quad (2)$$

где  $\Pi(\bar{q}) = \Pi\bar{q}$ ,  $\Pi' = \frac{\partial \Pi}{\partial t}$ .

Для системы активного управления уравнение (1) принимает вид:

$$A\ddot{\bar{q}} + B\dot{\bar{q}} + C\bar{q} = -W_{пр}\bar{q} - B\dot{\bar{S}} - C\bar{S}. \quad (3)$$

Переходя от векторов  $\bar{q}(t), \bar{S}(t), \bar{r}(t), \bar{G}(t)$  к их изображениям по Лапласу  $\bar{q}(p), \bar{S}(p), \bar{r}(p), \bar{G}(p)$ , представим уравнения движения в виде структурных схем, включающих матричные передаточные функции перечисленных элементов систем (рис. 2). Как видно из рис. 2а, структура пассивной системы управления ориентацией детали содержит главную единичную обратную связь по вектору координат  $\bar{q}(p)$  и местную обратную связь по вектору обобщенных скоростей и координат, замыкаемую преобразователем перемещений детали. Сравнения рис. 2а и 2б показывает идентичность систем пассивного и активного управления ориентацией детали. Реализация обратных связей в системе пассивного управления обеспечивается наличием двух функциональных элементов: кинематического, обеспечивающего программирование траектории поискового движения детали (или преобразователя координат) и упруго-диссипативного, обеспечивающего замыкание позиционной и скоростной обратных связей в системе. Упругий элемент при этом

также выполняет функции элемента сравнения, обозначенного на схеме сумматором, и исполнительного двигателя, формирующего управляющее силовое воздействие на инерционный объект регулирования (деталь) при отклонении ее вектора координат  $\bar{q}$  от заданного вектора  $\bar{S}$ . Условия реализации и оценка границ применимости метода пассивного управления ориентацией деталей могут быть получены как условия реализации обратных связей в системе управления на базе пассивных адаптирующих устройств. Для получения этих условий перепишем уравнение (2) в виде:

$$A\ddot{\bar{q}} + B(E - \Pi)\dot{\bar{q}} + C(E - \Pi - \Pi')\bar{q} = -B\dot{\bar{S}} - C\bar{S}; \quad (4)$$

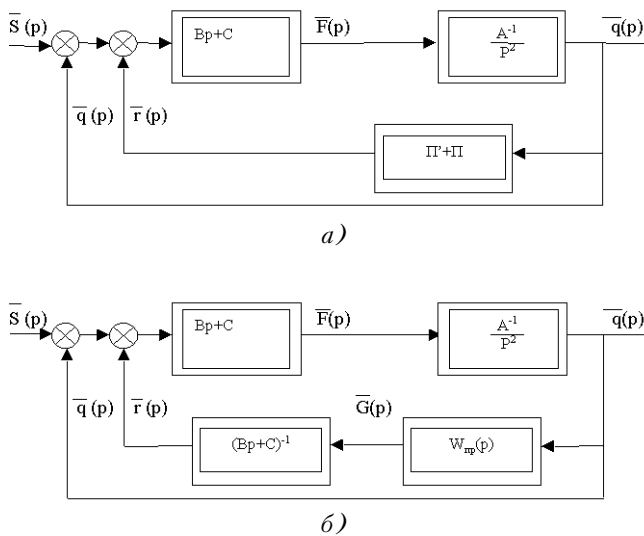


Рисунок 2 - Структурные схемы пассивного (а) и активного (б) управления ориентации детали

Обозначив

$$B(E - \Pi) = B_1, \quad C(E - \Pi - \Pi') = C_1, \quad -B\dot{\bar{S}} - C\bar{S} = F(\bar{S}, \dot{\bar{S}}),$$

где  $E$  - единичная матрица  
получим

$$A\ddot{\bar{q}} + B_1\dot{\bar{q}} + C_1\bar{q} = F(\bar{S}, \dot{\bar{S}}); \quad (5)$$

Перейдем от вектора координат  $\bar{q}$  к переменным состояниям

$$\bar{q} = \bar{y}; \quad \dot{\bar{q}} = \dot{\bar{y}}_1.$$

Матричное уравнение (5) будет эквивалентно системе матричных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\bar{y}} &= \bar{y}_1 \\ \dot{\bar{y}}_1 &= -A^{-1}[B_1\bar{y}_1 + C_1\bar{y}] + A^{-1}F(\bar{S}, \dot{\bar{S}}) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Введя вектор состояния  $Y = \begin{pmatrix} \bar{y} \\ \bar{y}_1 \end{pmatrix}$ , систему (6) запишем в виде одного матричного уравнения:

$$\dot{Y} = \bar{L}Y + \bar{N}P; \quad (7)$$

$$\text{где } \dot{Y} = \begin{pmatrix} \dot{\bar{y}} \\ \dot{\bar{y}}_1 \end{pmatrix}; \quad Y = \begin{pmatrix} \bar{y} \\ \bar{y}_1 \end{pmatrix}. \quad \bar{L} = \left( \begin{array}{c|c} 0 & E \\ -A^{-1}C_1 & -A^{-1}B_1 \end{array} \right);$$

$$\bar{N} = \begin{pmatrix} E & 0 \\ 0 & A^{-1} \end{pmatrix}; \quad \bar{P} = \begin{pmatrix} 0 \\ F(\bar{S}, \dot{\bar{S}}) \end{pmatrix}; \quad E - \text{единичная матрица, } 0 - \text{нулевая матрица.}$$

Вектор выходных координат  $\bar{Q} = \begin{pmatrix} \bar{q} \\ \dot{\bar{q}} \end{pmatrix}$  связан с вектором параметров состояния системы  $Y$  уравнением наблюдения

$$\bar{Q} = \bar{H} \cdot Y, \quad \bar{H} = E. \quad (8)$$

Рассматривая адаптирующее устройство как элемент обратной связи системы управления ориентацией детали, можно утверждать, что система будет функционировать, если параметры устройства обратной связи обеспечивают приведение объекта управления соединяемой детали в заданное состояние за счет формируемых им управляющих воздействий. В терминах теории управления это утверждение означает, что система, включающая соединяемую деталь и адаптирующее устройство, должна быть управляема и наблюдаема. Для систем, описываемых уравнением (7) условие управляемости и наблюдаемости Калмана [4] для числа переменных состояния, равного 2, имеет вид:

$$\begin{aligned} \text{rang}[\bar{L}\bar{N}] &= 2, \\ \text{rang}[\bar{L}^T\bar{N}^T] &= 2. \end{aligned} \quad (9)$$

Подставив в (9) выражение для матриц  $\bar{L}$ ,  $\bar{N}$ ,  $\bar{H}$ , получим

$$\begin{aligned} \text{rang} \left( \begin{array}{c|c} 0 & E \\ -A^{-1}C_1 & -(A^{-1})^2B_1 \end{array} \right) &= 2; \\ \text{rang} \left( \begin{array}{c|c} 0 & -A^{-1}C_1 \\ E & -A^{-1}B_1 \end{array} \right) &= 2. \end{aligned} \quad (10)$$

Условия (10) будут выполнены при выполнении неравенств:

$$A^{-1}C_1 \neq 0; \quad A^{-1} \neq 0; \quad (11)$$

Перепишав уравнение (4) в виде

$$\ddot{\bar{q}} + A^{-1}B(E - \Pi)\dot{\bar{q}} + A^{-1}C(E - \Pi - \Pi')\bar{q} = A^{-1}(-B\dot{\bar{S}} - C\bar{S}) \quad (12)$$

можно сформулировать найденные условия (11) следующим образом. Область применимости и условия реализации метода пассивного управления ориентацией соединяемой детали ограничены требованиями к структуре и параметрам сборки системы:

- динамика сборочной системы, реализующей метод пассивного управления ориентацией детали, должна описываться уравнением вида (12);

- структура системы должна включать упруго-диссипативные элементы по управляемым координатам и элемент преобразования перемещения;

- уравнение движения (12) должно быть неоднородным ( $A^{-1} \neq 0$ ;  $\bar{S} \neq 0$ );
- матрица собственных частот сборочной системы, реализующая метод пассивного управления ориентацией систем, не должна быть нулевой ( $C \neq 0$ ;  $P + P' \neq E$ ).

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Управление дискретными процессами в ГПС. Под ред. А.С. Ямпольского, К. Техніка, Вроцлов, Изд-во Вроцловского политех. инст, Токио, Токосё, 1992г.
2. Замятин В.К. Технология и автоматизация сборки. М. Машиностроение., 1993 г.
3. Гусев А.А. Адаптивные устройства сборочных машин. М. Машиностроение, 1979.
4. Бесекинский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования М. Машиностроение, 1982 г.

Надійшла 30.03.99

УДК 621.396.9:519.688

# МОДЕЛЬ ДИНАМИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО РЕСУРСА ЭЛЕМЕНТОВ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ

Д. А. Худойий

*Предложена математическая модель динамического управления использованием энергетического ресурса элементов сети радиосвязи, обеспечивающая значительное увеличение надежности связи в каждой радиолинии.*

*Запропонована математична модель динамічного управління використанням радіоресурсу елементів мережі радіозв'язку, яка забезпечує значне підвищення надійності зв'язку в кожній радіолінії.*

*It's provides the mathematics model of dynamic control by radioendurance use of the net wireless elements, that provides the great increasing of wireless reliability in each radiolink.*

## ВВЕДЕНИЕ

Энергетический ресурс (ЭР) является одной из основных составляющих радиоресурса (РР) сети радиосвязи (РС) и принадлежит к классу расходоуемых ресурсов. Его рациональное использование в системах радиосвязи позволяет судить об их экономичности и рентабельности. Поэтому основной целью управления использованием ЭР сети РС является снижение (минимизация) энергетических затрат при обеспечении заданного качества (надежности) РС.

## ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим задачу динамического управления использованием ЭР элемента сети РС в группе радиолиний (РЛ), которая математически может быть сформулирована следующим образом. Пусть суммарный ЭР элемента сети РС состоит из  $M$  одинаковых дискрет мощностей  $\Delta P$ , так что суммарный ЭР равен  $M\Delta P$ . Требования к качеству связи в  $i$ -й РЛ можно оценить величиной отношения сигнал / помеха

$$H_{\text{доп.}i} = P_{ci}/P_{\text{пи}}, \quad (1)$$

где  $P_{ci}$ ,  $P_{\text{пи}}$  - соответственно мощности сигнала и помехи на входе радиоприемного устройства (РПРУ)  $i$ -й РЛ. В каждой РЛ осуществляется измерение некоторого обобщенного параметра радиоканала (РК)  $\alpha_i = H_i/P_i = (\mu_i^2 T)/v_i^2$ , где  $P_i$  - мощность сигнала на выходе радиопередающего устройства (РПДУ)  $i$ -й РЛ;  $\mu_i^2$  - коэффициент передачи по мощности в  $i$ -й РЛ;  $v_i^2$  - спектральная плотность мощности помех в полосе пропускания РПРУ  $i$ -й РЛ. Требуется определить такие значения  $m_i$ ,  $i = 1, N$  ( $m_i$  - число дискрет, выделяемых в  $i$ -ю РЛ), при которых достигается

$$\begin{aligned} \min \sum_{i=1}^N m_i, \text{ если } \sum_{i=1}^N m_{\text{тр.}i} < M; \\ \max n(H_i \geq H_{\text{доп.}i}), \text{ если } \sum_{i=1}^N m_{\text{тр.}i} \geq M, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $m_{\text{тр.}i}$  - число дискрет мощности, необходимое для обеспечения заданного качества связи в  $i$ -й РЛ;  $n$  - число РЛ, обслуживаемых с заданным качеством связи;  $N$  - общее число РЛ, обслуживаемых элементом сети РС.

## РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Алгоритм динамического управления использованием ЭР элемента сети РС, обеспечивающий выполнение условий (2) может быть представлен в следующем виде:

$$m_i(t) = \begin{cases} m_{\text{тр}.i}, & \text{если } \sum_{i=1}^N m_{\text{тр}.i} \leq M; \\ m_i^*, & \text{если } \sum_{i=1}^N m_{\text{тр}.i} > M. \end{cases} \quad (3)$$

Величина  $m_{\text{тр}.i}$  определяется выражением

$$m_{\text{тр}.i} = 1 + [P_{\text{тр}.i}/(\Delta P)], \quad (4)$$

где  $[\cdot]$  - целая часть числа, заключенного в квадратные скобки;

$P_{\text{тр}.i} = H_{\text{доп}.i}/\alpha_i$  - требуемое значение мощности радиопередающего устройства (РПУ) в  $i$ -й РЛ, необходимое для обеспечения в ней заданного качества связи.

Значения  $m_i^*$  для случая, когда  $\sum_{i=1}^N m_{\text{тр}.i} > M$  находятся следующим образом. Из рассчитанных значений  $m_{\text{тр}.i}$  составляется вариационный ряд в порядке их возрастания, т.е.

$$m_{\text{тр}.j} \leq m_{\text{тр}.k} \leq \dots \leq m_{\text{тр}.\beta} \leq m_{\text{тр}.\gamma}, \quad (5)$$

где индексы  $j, k, \beta, \gamma$  - порядковые номера РЛ, принимающие целочисленные значения от 1 до  $N$ ,  $j \neq k \neq \dots \neq \beta \neq \gamma$ ;  $l$  - номер числа вариационного ряда ( $l = 1, N$ ). Затем для первых  $n$  членов вариационного ряда ( $n = 1, N-1$ ) рассчитываются частные суммы, которые сравниваются с  $M$ , т.е. проверяется условие:

$$\sum_{l=1}^N m_{\text{тр}.j, k, \dots, \beta, \gamma}^l \leq M. \quad (6)$$

Максимальное значение числа  $n$ , для которого выполняется условие (6), определяет размерность вектора оптимального распределения ЭР, а сами значения  $m_{\text{тр}.j, k, \dots}^l$  - величины ресурса, выделяемого в соответствующие РЛ.

Эффективность предложенного алгоритма можно оценить по выигрышу в надежности связи в каждой РЛ с помощью следующего выражения

$$P_{\text{св}.j}^{\text{упр}} = P \left\{ \sum_{i=1}^N m_{\text{тр}.i} \leq M \right\} + P \left\{ m_j^0 = m_{\text{тр}.j} \mid \sum_{i=1}^N m_{\text{тр}.i} > M \right\}, \quad (7)$$

где  $P \left\{ \sum_{i=1}^N m_{\text{тр}.i} \leq M \right\}$  - вероятность того, что суммарные потребности группы РЛ на ЭР не превышают его

наличного значения;  $P \left\{ m_j^0 = m_{\text{тр}.j} \mid \sum_{i=1}^N m_{\text{тр}.i} > M \right\}$  - вероятность выделения в  $j$ -ю РЛ  $m_{\text{тр}.j}$  дискрет ЭР в случае,

когда суммарные потребности группы РЛ превышают наличный ЭР элемента сети РС.

Надежность связи в РЛ, обслуживаемой элементом, в отсутствие динамического управления использованием ЭР определим следующим образом

$$P_{\text{св}.j}^{6/y} = P \{ H_j \geq H_{\text{доп}.j} \} = P \left\{ m_{\text{тр}.j} \leq \frac{M}{N} \right\}. \quad (8)$$

Для оценки надежности связи в РЛ воспользуемся методом статистического моделирования, учитывая, что изменения обобщенного параметра РЛ  $\alpha_i$  случайны и описываются логарифмически-нормальным законом [1]. Поэтому моделируем  $N$ -мерный вектор  $\alpha = \{ \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N \}$  с независимыми компонентами, каждая из которых описывается плотностью вероятности

$$W(\alpha) = (\sqrt{2\pi} D \alpha_1 G_{z_i})^{-1} \exp \left\{ \frac{-(101g\alpha_1 - 101g\alpha_0)^2}{2\delta^2 z_i} \right\}, \quad (9)$$

где  $\delta^2 z_i$  - дисперсия случайной величины  $Z_i = 101g\alpha_i$ ;  $\alpha_0$  - медианное значение величины  $\alpha_i$ ;  $D = 101ge$ .

Блок-схема алгоритма решения задачи приведена на рис.1. Блоки 1 и 2 описывают датчик псевдослучайных чисел, распределенных по нормальному закону с параметрами  $a = 0, \delta = 1$ . Эта последовательность в виде массива размерностью  $1 \times L$  хранится во внешней памяти ПЭВМ (блок 3). По исходным данным ( $N, M, P_{\Sigma}, \delta_{z_i}$ ) в блоке 5 определяются числовые характеристики случайных величин - компонентов вектора  $\{ \alpha_i(t) \}_N$ . Затем в блоке 13 циклом по переменной  $i$  осуществляется выборка (либо вычисление) последовательности  $N$  случайных чисел, которые в блоке 14 используются для формирования текущих значений компонент случайного вектора  $\{ \alpha_i(t) \}_N$ . В этом же блоке вычисляются значения  $m_{\text{тр}.i}, i = 1, N$ , которые в блоке 15 сравниваются с величиной  $M/N$ , т.е. проверяется условие

$$m_{\text{тр}.i} \leq M. \quad (10)$$

Если условие (10) выполняется, то в блоке 16 счетчик  $q$  увеличивает на 1 (в дальнейшем  $q$  используется для определения статистической надежности связи в отдельной РЛ без динамического управления использованием (ДУИ) ЭР по формуле  $P_{\text{св}.j}^{6/y} = q/L$ , где  $L$  - число испытаний).

По текущим значениям вектора  $\{ \alpha_i(t) \}_N$  блоками 17-24 формируется вектор требуемого числа дискрет мощности в  $N$  РЛ  $\{ m_{\text{тр}.i} \}_N$ . После вычисления суммы  $m_{\text{тр}.i}$  в блоках 26-30 проверяется условие

$$\sum_{i=1}^N m_{\text{тр}.i} \leq M, \quad n = N, N-1, \dots, \quad (11)$$

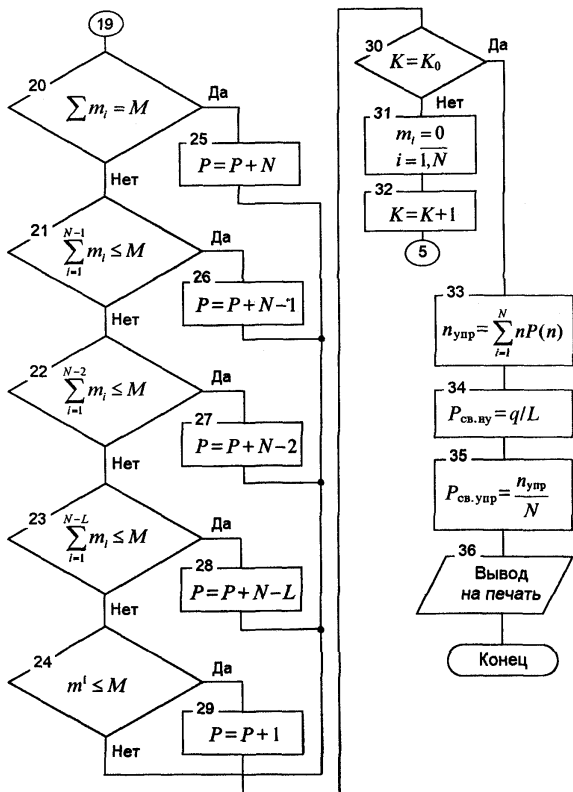
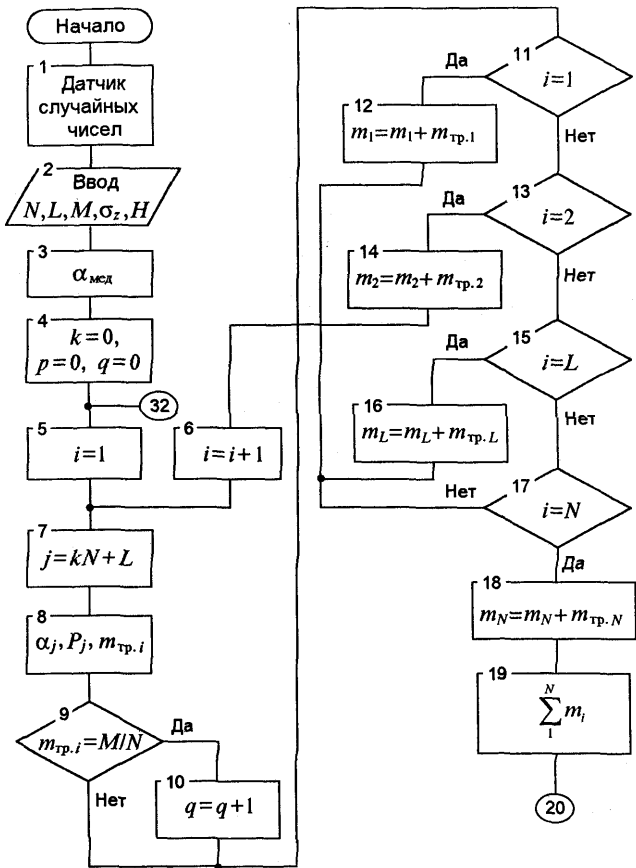


Рисунок 1

причем в начале для  $n = N$ . Если при  $n = N$  оно не выполняется, из значений  $m_{тр.i}$  составляется вариационный ряд (5), из которого составляются частные суммы  $\sum_{i=1}^N m_{тр.i}$  первых  $n$  членов ряда.

Максимальное  $n$ , при котором выполняется условие (11), прибавляется к переменной  $P$ , что фиксируется в блоках 32-36. В блоке 6 определяется максимальное число статистических испытаний  $K_0$  для группы РЛ, после чего в блоке 37 вычисляется математическое ожидание числа РЛ, обслуженных с заданным качеством, для элемента сети РС с ДУИ ЭР  $n_{упр} = \sum_{i=1}^N nP(n)$ , где  $P(n) = K_n/K$ ;  $K_n$  - число случаев одновременного обеспечения заданного качества связи одновременно в  $n$  РЛ,  $n = 1, N$ .

В случае обслуживания группы статистически однородных РЛ надежность связи в отдельной РЛ при динамическом управлении использованием ЭР элемента РС можно оценить отношением  $P_{св.упр} = n_{упр}/N$ .

Проведено решение задачи при следующих исходных данных  $N = 4$ ;  $M = 8; 16; 32$ ;  $P_{\Sigma} = 4\text{кВт}$ ;  $\delta_{zi} = \delta_z = 7,5$  дБ;  $H_{доп i} = H_{доп} = 10$ ;  $L = 500$ .

## ВЫВОДЫ

Полученные графики зависимостей надежности связи в отдельной РЛ при динамическом управлении использованием ЭР элемента сети РС от надежности РЛ без управления для различного числа дискрет мощности  $M$  показывают, что при увеличении числа дискрет выигрыш в надежности, обеспечиваемый управлением, увеличивается, а графики зависимости надежности связи в РЛ от числа дискрет мощности при динамическом управлении и без него показывают, что применение динамического управления использованием ЭР элемента сети РС по алгоритму (3) обеспечивает значительное (более 20%) увеличение надежности связи в каждой РЛ.

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. - М.: Радио и связь. - 1982. - 304 с.
2. Гостев В.И., Федяев В.Е., Худой Д.А. Динамическое управление радиоресурсами в системах связи: - К.: Издательство "Радиоаматор", 1998. - 412 с

Надійшла 27.08.99

# КРИТЕРИИ СКОЛЬЗЯЩЕГО КОНТРОЛЯ В ЗАДАЧЕ СТРУКТУРНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ГЕТЕРОСКЕДАСТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ

А. В. Цуканов, Д. В. Филатова

*Рассматривается проблема структурной идентификации гетероскедастической модели объекта управления оптимальной сложности. Для решения проблемы предлагается использовать критерий скользящего контроля. Для изучения свойств критерия выполняется имитационное моделирование методом Монте-Карло.*

*Розглядається проблема структурної ідентифікації гетероскедастическої моделі об'єкту керування оптимальної складності. Для розв'язку проблеми пропонується використувати критерій ковзаного контролю. Для вивчення властивості критерію виконується імітаційне моделювання методом Монте-Карло.*

*The problem of optimal complexity control object heteroscedastic model structural identification is discussed. The jackknife criterion for model selection is used in order to resolve the problem. An example with nested polynomial models using computer simulation is given.*

При идентификации сложного объекта управления часто возникает задача определения модели объекта, в которой в качестве функции отклика используется дисперсия  $\lambda$  выходной величины, зависящая от вектора входов  $\vec{x}$ . Такая модель в литературе называется гетероскедастической моделью или моделью условной дисперсии [1].

В настоящей работе рассматривается гетероскедастическая модель вида

$$\lambda = \eta(\vec{x})\xi, \quad (1)$$

где  $\eta(\vec{x})$  - истинная модель, вид которой не известен, и  $\xi$  - независимая случайная ошибка, распределенная по закону  $\frac{\chi^2(\gamma)}{\gamma}$ ,  $\gamma$  - число степеней свободы случайной величины  $\xi$ .

Пусть целью структурной идентификации модели (1) является получение модели с наилучшей прогнозирующей способностью. В этом случае применяются методы селекции моделей оптимальной сложности [2]. Проблема заключается в том, можно ли использовать для мультипликативной модели (1) классические методы, разработанные для аддитивных регрессионных моделей и нормального закона распределения случайной составляющей. С этой целью в данной работе исследуются свойства двух критериев селекции типа "скользящего контроля" в случае решения их к множеству мультипликативных моделей типа (1) [2].

Пусть на множестве мультипликативных моделей

задана структура, позволяющая ввести частичный порядок. При таком порядке модели как бы вложены одна в другую:  $S_1 \subset S_2 \subset \dots \subset S_q$ ,  $S_j$  - множество моделей,  $j = 1, 2, \dots, q$ ,  $q$  - максимально возможный порядок модели. Для линейной по параметрам модели можно задать структуру в зависимости от членов модели. В этом случае каждый класс  $S_j$  задается следующей моделью

$$\eta(\vec{x}, \vec{\alpha}_j) = f_j^T(\vec{x})\vec{\alpha}_j \quad (j = 1, 2, \dots, q),$$

где  $f_j^T(\vec{x}) = [f_1(\vec{x}), f_2(\vec{x}), \dots, f_{n_j}(\vec{x})]$  - вектор известных функций от вектора  $\vec{x}$ ,  $n_j$  - число параметров модели  $j$ ,  $\vec{\alpha}_j^T = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{n_j}]$  - вектор неизвестных параметров.

Сущность критерия "скользящего контроля" заключается в следующем [3].

Из имеющейся выборки данных

$$\vec{x}_1, \lambda(\vec{x}_1); \vec{x}_2, \lambda(\vec{x}_2); \dots, \vec{x}_N, \lambda(\vec{x}_N) \quad (2)$$

исключают  $g$  пар:  $\vec{x}_1, \lambda(\vec{x}_1)$ ,  $\vec{x}_j, \lambda(\vec{x}_j)$ ,  $\dots, \vec{x}_m, \lambda(\vec{x}_m)$ ,  $i, j, \dots, m$  - номера исключенных пар.

Пусть  $\widehat{\vec{\alpha}}(ij\dots m)$  является оценкой вектора  $\vec{\alpha}$ , полученной взвешенным методом наименьших квадратов [3] при исключении пар  $\vec{x}_1, \lambda(\vec{x}_1)$ ;  $\vec{x}_j, \lambda(\vec{x}_j)$ ;  $\dots$ ;  $\vec{x}_m, \lambda(\vec{x}_m)$  из выборки (2). Тогда прогнозирующая точность или среднеквадратическое отклонение на исключенных парах есть [2]

$$\varphi = \sum_u \left\{ \lambda(\vec{x}_u) - \eta(\vec{x}_u, \widehat{\vec{\alpha}}(ij\dots m)) \right\}^2, \quad (u = i, j, \dots, m), \quad (3)$$

$$\text{где } \eta(\vec{x}_u, \widehat{\vec{\alpha}}(ij\dots m)) = f^T(\vec{x}_u) \widehat{\vec{\alpha}}(ij\dots m).$$

Вектор  $\widehat{\vec{\alpha}}(ij\dots m)$  можно определить по следующей формуле [4]:

$$\widehat{\vec{\alpha}}(ij\dots m) = (F_{ij\dots m}^T S W^{-1} F)^{-1} F_{ij\dots m}^T S W^{-1} \Lambda,$$

где  $F$  - матрица функций  $f(\vec{x})$ ,  $W$  - матрица весов,  $\Lambda^T = [\lambda(\vec{x}_1), \lambda(\vec{x}_2), \dots, \lambda(\vec{x}_N)]$  - вектор функции отклика,

$ij\dots m^S$  - диагональная матрица с элементами  $s_{kk}$ . Значения элементов  $s_{kk}$  задаются следующим образом

$$s_{kk} = \begin{cases} 0, & (k = i, j, \dots, m) \\ 1, & \text{в остальных случаях.} \end{cases}$$

Тогда выражение (3) может быть записано в виде  $\Phi = \Lambda_{ij\dots m}^T H_{ij\dots m} H^T \Lambda$ , где  $ij\dots m^H = ij\dots m^T - ij\dots m^S ij\dots m^B ij\dots m^T$ ,  $ij\dots m^T$  - диагональная матрица, элементы которой

$$t_{kk} = \begin{cases} 1, & (k = i, j, \dots, m) \\ 0, & \text{во всех других случаях} \end{cases}$$

$$ij\dots m^B = F(F^T ij\dots m^S W^{-1} F)^{-1} F^T ij\dots m^T W^{-1}.$$

Затем из выборки (2) исключаются следующие  $g$  пар, например, пары  $\vec{x}_{i-1}, \lambda(\vec{x}_{i-1})$ ;  $\vec{x}_j, \lambda(\vec{x}_j)$ ; ...;  $\vec{x}_m, \lambda(\vec{x}_m)$ , и вычисляются величины  $\Phi$  для исключенных пар. Такую процедуру повторяют  $C_N^g$  раз, где  $C_N^g$  - количество всех возможных сочетаний. Величины  $\Phi$  суммируют и усредняют. Полученное значение и является оценкой критерия "скользящего контроля".

Первый критерий, рассматриваемый в данной работе, соответствует случаю, когда из выборки (2) исключается только одна пара  $x_1, \lambda(x_1)$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ . Тогда значение критерия "скользящего контроля" определяется по формуле

$$TJK1 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left\{ \lambda(\vec{x}_i) - \eta(\vec{x}_i, \hat{\alpha}(i)) \right\}^2. \quad (4)$$

В матричном виде выражение (4) может быть записано следующим образом:

$$TJK1 = \frac{1}{N} \Lambda^T \left( \sum_{i=1}^N H_i H_i^T \right) \Lambda.$$

Второй критерий соответствует случаю исключения из выборки (2) двух пар. Пусть это пары  $\vec{x}_1, \lambda(\vec{x}_1)$  и  $\vec{x}_m, \lambda(\vec{x}_m)$ , тогда значение критерия "скользящего контроля" можно вычислить, как

$$TJK2 = \frac{1}{C_N^2} \sum_{i \neq 1} \left[ \left\{ \lambda(\vec{x}_i) - \eta(\vec{x}_i, \hat{\alpha}(i, 1)) \right\}^2 + \left\{ \lambda(\vec{x}_1) - \eta(\vec{x}_1, \hat{\alpha}(i, 1)) \right\}^2 \right]$$

$$\text{или в матричном виде } TJK2 = \frac{1}{C_N^2} \Lambda^T \left( \sum_{i \neq 1} H_{im} H_{im}^T \right) \Lambda.$$

В работе [4] было показано, что выбор количества пар, исключаемых из последовательности (2), влияет на прогнозирующую точность идентифицируемой аддитивной модели объекта [4]. Для сравнения двух критериев селекции  $TJK1$  и  $TJK2$  требуется определить общий или

глобальный критерий качества всей процедуры селекции. В данной работе в качестве такого критерия используется статистика  $MCKOP$  - математическое ожидание среднеквадратической ошибки прогноза в заданной точке [3]. Получить аналитическое выражение для глобального критерия  $MCKOP$  в случае гетероскедастической модели не удастся. В связи с этим представляет интерес сравнение двух критериев селекции с помощью вычислительного эксперимента на ЭВМ.

Сущность вычислительного эксперимента по исследованию свойств критериев заключается в следующем. Задается модель, которая описывает зависимость между входными переменными и выходной переменной  $\lambda(\vec{x}_i) = f^T(\vec{x}_i) \vec{\alpha}$ , и план эксперимента  $X$ , что дает возможность вычислить истинные значения функции отклика в каждой точке эксперимента  $\eta_{ист} = F(X) \vec{\alpha}$ . Для каждой точки плана генерируется псевдослучайная составляющая  $\xi$  и определяется вектор экспериментальных значений функции отклика  $\Lambda_b = \Theta \eta_{ист}$ , где  $b$  - номер испытания,  $\Theta$  - диагональная матрица с элементами  $\xi$  на главной диагонали. Определяется множество тестируемых моделей  $S_q$ . Для каждой тестируемой модели предложенного множества оцениваются параметры и вычисляются значения критерия селекции. Далее производится выбор модели с наименьшим значением критерия селекции, а номер выбранной модели  $j$  фиксируется. Эта операция проводится многократно. Частота выбора модели  $j$  вычисляется как  $\Delta_j = \sum_{b=1}^B \delta_j(\Lambda_b)$ ,

где  $B$  - число испытаний и

$$\delta_j(\Lambda_b) = \begin{cases} 1, & \text{если выбрана модель } j; \\ 0, & \text{во всех остальных случаях.} \end{cases}$$

Для каждой модели класса  $S_j$  определяются оценки параметров и оценивается среднеквадратическая ошибка прогноза по формуле

$$I(\vec{\alpha}_j) = \left( \frac{2}{\gamma} + \gamma \right) \eta^2(x) - 2 \cdot \eta(x) f_j \alpha_j + f_j \alpha_j \alpha_j^T f_j^T + \\ + \frac{2}{\gamma} f_j [F_j^T W_j^{-1} F_j]^{-1} F_j^T W_j^{-1} \begin{pmatrix} \eta_1^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \eta_2^2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \eta_N^2 \end{pmatrix} F_j^{-1} F_j [F_j^T W_j^{-1} F_j]^{-1} f_j^T,$$

$$j = 1, 2, \dots, q$$

где  $\eta_i$  - элемент вектора  $\vec{\eta}_j = F_j \vec{\alpha}_j$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ ,  $\eta(x)$  - значение функции, которая выбрана в качестве тестовой, в прогнозной точке  $x$ . Находится оценка вероятности выбора каждой модели как отношение

частоты выбора модели к общему числу испытаний  $v_j = \frac{\Delta_j}{B}$ , где  $B$  - число испытаний в одной точке вычислительного эксперимента. Для каждой точки вычислительного эксперимента оценивается значение статистики  $MCKOP$ , как  $R = \sum_{j=1}^q I(\vec{\alpha}_j) \cdot v_j$ .

В качестве примера рассмотрим множество моделей:

$$1: \eta_1 = \alpha_0 + \alpha_1 x,$$

$$2: \eta_2 = \alpha_0 + \alpha_1 x + \alpha_2 x^2,$$

$$3: \eta_3 = \alpha_0 + \alpha_1 x + \alpha_2 x^2 + \alpha_3 x^3.$$

Истинной моделью является модель класса  $S_2$ . В качестве плана эксперимента было выбрано 12 равноудаленных точек на отрезке  $[-0,99; +0,99]$ , т.е. точки  $\pm 0,99$ ,  $\pm 0,81$ ,  $\pm 0,63$ ,  $\pm 0,45$ ,  $\pm 0,27$  и  $\pm 0,09$ . Количество степеней свободы случайной составляющей было равно 25. В ходе выполнения эксперимента были заданы следующие параметры модели 2:  $\alpha_0 = 1$ ,  $\alpha_1$  изменялся в пределах от 0,1 до 0,5 с шагом 0,1 и  $\alpha_2$

изменялся от 0,2 до 1,6 с шагом 0,2, количество степеней свободы случайной составляющей равнялось 25. Для определения качества рассматриваемых критериев вычислительный эксперимент был повторен 500 раз. Вычисления были выполнены с использованием ЭВМ типа IBM PC Pentium-II с использованием пакета MATLAB - 5.2. В таблице 1 приведены значения статистики для критериев  $TJK1$  и  $TJK2$ .

По результатам этого эксперимента можно сделать вывод о том, что при заданном плане эксперимента значения статистики  $MCKOP$ , вычисленной с использованием критерия  $TJK1$  на всей области исследования и при заданных ограничениях на параметры модели, меньше, чем при использовании критерия  $TJK2$ .

Для задачи структурной идентификации гетероскедастической модели объекта управления можно предложить метод селекции, который заключается в том, что с помощью вычислительного эксперимента выбирается тот критерий, который на данном наборе экспериментальных данных и априорных ограничениях на функцию отклика, дает минимальное значение статистики  $MCKOP$ .

**Таблица 1 - Значения статистики  $MCKOP$  для двух критериев селекции**  
(в ячейке таблицы первым приведено значение критерия  $TJK1$ , под ним -  $TJK2$ )

Значения статистики $MCKOP$								
	$\alpha_2=0,2$	$\alpha_2=0,4$	$\alpha_2=0,6$	$\alpha_2=0,8$	$\alpha_2=1,0$	$\alpha_2=1,2$	$\alpha_2=1,4$	$\alpha_2=1,6$
$\alpha_1=0,1$	0,022	0,054	0,102	0,164	0,243	0,331	0,439	0,560
	0,031	0,069	0,124	0,207	0,298	0,390	0,527	0,656
$\alpha_1=0,2$	0,043	0,074	0,123	0,193	0,279	0,376	0,487	0,608
	0,064	0,098	0,162	0,238	0,327	0,477	0,582	0,736
$\alpha_1=0,3$	0,067	0,094	0,154	0,227	0,313	0,418	0,539	0,663
	0,084	0,136	0,210	0,298	0,406	0,519	0,628	0,805
$\alpha_1=0,4$	0,083	0,134	0,192	0,255	0,351	0,458	0,602	0,723
	0,100	0,185	0,267	0,326	0,463	0,564	0,732	0,896
$\alpha_1=0,5$	0,121	0,170	0,246	0,298	0,391	0,510	0,625	0,781
	0,132	0,242	0,315	0,409	0,540	0,684	0,856	0,997



**ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК**

1. Дисперсионная идентификация / под редакцией Н.С. Райбмана. - М.: Наука, 1981. - 336 с.
2. Вапник В. Н. Восстановление зависимостей по эмпирическим данным. - М.: Наука, 1979. - 448 с.
3. Себер Дж. Линейный регрессионный анализ. - М.: Мир, 1980. - 456 с.
4. Tsukanov A.V., Herzberg A. M. The Monte-Carlo comparison of two criteria for the selection of the models // Journal of Statistical Computation and Simulation. - GB: Gordon and Breach, 1985. - N. 22.- P. 113-126.

Надійшла 14.06.99  
Після доробки 27.09.99

УДК 681.511.46

# МОДЕЛИ КОНЕЧНОГО СОСТОЯНИЯ ДЛЯ НЕПРЕРЫВНО-ДИСКРЕТНЫХ СИСТЕМ

Е. А. Шушляпин, Л. Н. Канов

*Получена модель конечного состояния для непрерывно-дискретных систем. Модель конечного состояния определяется через переменные, отображающие в каждый момент времени прогноз неуправляемого конечного состояния. Приведен пример синтеза терминального управления с использованием модели конечного состояния.*

*Розроблена модель кінцевого стану для неперервно-дискретних систем. Модель кінцевого стану визначається через змінні, які відображують у кожний момент часу прогноз некерованого кінцевого стану. Наведен приклад синтезу термінального управління, яке використовує моделі кінцевого стану.*

*The model of terminal state for continuously-time-discrete systems is constructed. Model of terminal state is defined through variable, displaying at each moment a forecast of uncontrolled terminal state. The example of syntheses of terminal control with use model of terminal state is adduced.*

**ВВЕДЕНИЕ**

В ряде работ ([1], [2] и других) в качестве альтернативного способа описания непрерывных терминальных систем с аддитивными внешними воздействиями использовались модели, названные моделями конечного состояния (МКС). Эти модели определяются через переменные  $y(\vartheta, t)$ , отображающие прогноз конечного состояния системы в предположении, что в текущий момент  $t$  состояние системы -  $x(t)$  и на интервале  $[t, \vartheta]$  внешние воздействия на систему отсутствуют. Переменная МКС является функцией двух аргументов, первый из которых указывает момент времени, в который фиксируется конечное состояние системы, а второй - момент, в который обнуляются внешние воздействия. Модели конечного состояния применимы как для линейных, так и нелинейных систем с гладкими нелинейностями. При этом требование аддитивности воздействий во многих случаях удается обойти, определяя неаддитивные воздействия через дополнительные дифференциальные уравнения с аддитивными воздействиями. Для переменных МКС линейных непрерывных систем вида

$$\frac{dx(t)}{dt} = A(t)x(t) + B(t)f(t), \quad t \in [t_0, t_f], \quad x(t_0) = x^0$$

справедливы следующие соотношения [1]:

$$y(\vartheta, t) = W(\vartheta, t)x(t),$$

$$\frac{dy(\vartheta, t)}{dt} = A(\vartheta)y(\vartheta, t), \quad \vartheta \in [t, t_f],$$

$$y(t, t) = x(t), \quad t \in [t_0, t_f], \quad (1)$$

$$\frac{dy(\vartheta, t)}{dt} = W(\vartheta, t) \cdot B(t) \cdot f(t), \quad t \in [t_0, \vartheta],$$

$$y(\vartheta, t_0) = y^0 = W(\vartheta, t_0)x^0, \quad y(\vartheta, \vartheta) = x(\vartheta),$$

где  $W$  - матрица весовых функций системы. Последнее дифференциальное уравнение из (1), определяющее переменные МКС как функции второго аргумента, мы и называем моделью конечного состояния.

**ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ**

Получим модель конечного состояния для непрерывно-дискретных систем с математическим описанием:

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_1(t)x(t) + B_1(t)f_1(t), \quad t \notin \Theta, \quad (2)$$

$$x(t_k) = A_2(t_k)x(t_k - 0) + B_2(t_k)f_2(t_k), \quad t_k \in \Theta,$$

где  $\Theta$  - множество точек на временной оси, в которых вектор состояния претерпевает разрывы (скачки).

Приведенная форма записи непрерывно-дискретных систем (2), которую можно назвать "моделью со скачками", предложена в [3] и отличается от привычной формы записи непрерывно-дискретных систем. Ее достоинством является однородный вид, пригодный для описания как однократных, так и многотактных непрерывно-дискретных систем с произвольными соотношениями тактов, а также любых других линейных систем с разрывными решениями. В [3] выведено также обобщение известной формулы Коши-Лагранжа для представления решения в некоторый заданный момент времени  $t_f$  через решение в другой момент времени  $t$ . Это представление задается соотношением:

$$x(t_f) = W(t_f, t)x(t) + \int_t^{t_f} W(t_f, \tau)B_1(\tau)f_1(\tau)d\tau + \sum_{k=N}^n W(t_f, t_k)B_2(t_k)f_2(t_k), \quad (3)$$

где  $t_N$  - последний перед  $t_f$  момент скачка вектора состояния.

При этом матрица весовых функций  $W$ , также как и (2), описывается уравнениями со скачками. Как и в непрерывном случае, данная матрица может быть определена как функция первого либо второго аргумента. Соответствующие уравнения имеют вид [3]:

$$\frac{d}{d\vartheta}W(\vartheta, t) = A_1(\vartheta)W(\vartheta, t), \quad t_k \leq \vartheta < t_{k+1},$$

$$W(t_k, t) = A_2(t_k)W(t_k - 0), \quad t_k \in \Theta, \quad W(t, t) = I, \quad (4)$$

$$\frac{d}{dt}W(t_f, t) = -W(t_f, t)A_1(t), \quad t_k \leq t < t_{k+1},$$

$$W(t_f, t_k - 0) = W(t_f, t_k)A_2(t_k), \quad t_k \in \Theta, \quad W(t_f, t_f) = I, \quad (5)$$

где  $I$  - единичная матрица.

### МОДЕЛЬ КОНЕЧНОГО СОСТОЯНИЯ ДЛЯ НЕПРЕРЫВНО-ДИСКРЕТНЫХ СИСТЕМ

По аналогии с (1) назовем переменной МКС для непрерывно-дискретной модели (2) внеинтегральную часть (3), т.е.:

$$y(t_f, t) = W(t_f, t)x(t), \quad t \in [t_0, t_f]. \quad (6)$$

Дифференцируя (6) на участках непрерывности, получаем с учетом (2) и (5):

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}y(t_f, t) &= \frac{d}{dt}W(t_f, t)x(t) + W(t_f, t)\frac{d}{dt}x(t) = \\ &= -W(t_f, t)A_1(t)x(t) + W(t_f, t)A_1(t)x(t) + W(t_f, t)B_1(t)f_1(t) = \\ &= W(t_f, t)B_1(t)f_1(t), \quad t_k \leq t < t_{k+1}. \end{aligned} \quad (7)$$

Для вывода выражения, определяющего скачки  $y(t_f, t)$ , воспользуемся вторым соотношением из (5). Временно предполагая, что матрица  $A_2$  неособенная (в общем случае это не так), из указанного соотношения получаем:

$$W(t_f, t_k) = W(t_f, t_k - 0)A_2^{-1}(t_k). \quad (8)$$

Тогда

$$\begin{aligned} y(t_f, t_k) &= W(t_f, t_k)x(t_k) = \\ &= W(t_f, t_k)A_2(t_k)x(t_k - 0) + W(t_f, t_k)B_2(t_k)f_2(t_k) = \\ &= W(t_f, t_k - 0)A_2^{-1}(t_k)A_2(t_k)x(t_k - 0) + W(t_f, t_k)B_2(t_k)f_2(t_k) = \\ &= W(t_f, t_k - 0)x(t_k - 0) + W(t_f, t_k)B_2(t_k)f_2(t_k), \quad t_k \in \Theta. \end{aligned} \quad (9)$$

Соотношение (9) получено в предположении неособенности матрицы  $A_2$ . Однако нетрудно показать, что и для общего случая (9) также имеет место. Для этого достаточно особенную  $A_2$  сделать неособенной с помощью введения в нее малого параметра  $\epsilon$ . Далее рас-

смотрим произведение  $A_2^{-1}(t_k, \epsilon)A_2(t_k, \epsilon)$  в (9). Если выполнить предельный переход  $\epsilon \rightarrow 0$ , то в силу структуры элементов матрицы-произведения очевидно, что в результате получится единичная матрица, как и в случаях  $\epsilon > 0$ . Технику доказательства можно проиллюстриро-

вать на вырожденном случае. Пусть  $A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ . Введем

$\epsilon$  вместо нулей на главной диагонали. После этого произведение неособенной прямой и обратной матриц имеет вид:

$$A_2^{-1}(\epsilon)A_2(\epsilon) = \begin{bmatrix} 1/\epsilon & 0 \\ 0 & 1/\epsilon \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \epsilon & 0 \\ 0 & \epsilon \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \epsilon/\epsilon & 0 \\ 0 & \epsilon/\epsilon \end{bmatrix}.$$

При выполнении предельного перехода применяем правило Лопиталья, в результате чего и получаем единичную матрицу.

Таким образом, модель конечного состояния для непрерывно-дискретных систем в форме (2) имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}y(t_f, t) &= W(t_f, t)B_1(t)f_1(t), \\ t \in [t_0, t_f], \quad t \notin \Theta, \quad y(t_f, t_0) &= W(t_f, t_0)x(t_0), \\ y(t_f, t_k) &= y(t_f, t_k - 0) + W(t_f, t_k)B_2(t_k)f_2(t_k), \\ t_k \in \Theta, \quad y(t_f, t_k - 0) &= W(t_f, t_k - 0)x(t_k - 0). \end{aligned} \quad (10)$$

Особенностью МКС для непрерывных систем является то, что переменные МКС не входят в правую часть векторно-матричного дифференциального уравнения, их определяющего. Это позволяет решать многие задачи анализа и синтеза систем проще, чем в терминах моделей состояния. В полученной МКС, как видно из (10), данное свойство сохраняется только для участков непрерывности. Уравнения же скачков содержат переменные МКС в правой части.

### ПРИМЕНЕНИЕ НЕПРЕРЫВНО-ДИСКРЕТНОЙ МКС ДЛЯ СИНТЕЗА ТЕРМИНАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Проиллюстрируем применение непрерывно-дискретной МКС для конструирования управления, переводящего в момент  $t_f$   $i$ -ю координату некоторой системы из начального положения  $x_0$  в положение  $x_i^*$ . Пусть при этом имеется два управляющих входа - один непрерывный с номером  $j$  и один дискретный с номером  $s$ . Управляющие воздействия на непрерывном и дискретном входах обозначим  $u$  и  $v$  соответственно. Для модели (10) это означает, что матрицы  $B_1$  и  $B_2$  - столбцовые с ненулевыми элементами  $B_{1j}(t)$  и  $B_{2s}(t_k)$  соответственно,  $f_1(t) \equiv u(t)$ ,  $f_2(t_k) \equiv v(t_k)$  - скаляры. Тогда уравнения (10) для  $i$ -й координаты имеют вид:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}y_i(t_f, t) &= W_{ij}(t_f, t)B_{1j}(t)u(t), \quad t \in [t_0, t_f], \quad t \notin \Theta, \\ y_i(t_f, t_0) &= \sum_{p=1}^n W_{ip}(t_f, t_0)x_p(t_0), \\ y_i(t_f, t_k) &= y_i(t_f, t_k - 0) + W_{is}(t_f, t_k)B_{2s}(t_k)v(t_k), \\ t &\in \Theta, \end{aligned} \quad (11)$$

где  $n$  - размерность вектора состояния.

Зададим желаемый закон изменения  $y_i(t_f, t)$ . Пусть  $y_i(t_f, t)$  изменяется по экспоненте от начального  $y_i(t_f, t_0)$  до заданного положения  $y_i(t_f, t_f) = x(t_f) = x^*$ . Это значит, что правая часть дифференциального уравнения для  $y_i(t_f, t)$  должна иметь вид  $(x_i^* - y_i(t_f, t))/T$ , где  $T$  - параметр (постоянная времени), задающий крутизну экспоненты. Приравнявая правые части первого соотношения из (11) и указанного выше дифференциального уравнения для желаемого движения, получим выражение для непрерывного управления:

$$u(t) = \left( x_i^* - \sum_{p=1}^n W(t_f, t)x_p(t) \right) / (T \cdot W_{ij}(t_f, t)B_{1j}(t)). \quad (12)$$

Управление (12) при  $T \ll t_f$  уже через три постоянных времени приведет переменную  $y_i(t_f, t)$  почти в  $x_i^*$ , приближаясь далее к ней асимптотически.

Произведем теперь синтез дискретного управления. Для приведения за один такт  $y_i(t_f, t)$  в точку  $x_i^*$  приравняем правую часть уравнения скачков из (11) заданному  $x_i^*$ . В результате получим:

$$v(t_1) = \left( x_i^* - \sum_{p=1}^n W_{ip}(t_f, t_1 - 0)x_p(t_1 - 0) \right) / (W_{is}(t_f, t_1)B_{2s}(t_1)) \quad (13)$$

При практической реализации (12) и (13) можно учесть и ограничения на управляющие сигналы. На их величины оказывают влияние постоянная времени  $T$  для непрерывного управления и количество тактов для дискретного управления. Кроме того, при использовании (12) значения весовой функции, стоящей в знаменателе, в некоторые моменты могут быть нулевыми. В эти моменты управляющий сигнал приобретает бесконечные значения. Чтобы избежать этого, значения весовых функций в окрестностях моментов перехода указанной весовой функции через нуль можно приближенно задавать ненулевыми. После прохода такого участка управление вновь можно рассчитывать по (12). При использовании дискретного управления (13) такая ситуация может иметь место только в случае, когда моменты скачков совпадают с моментами перехода весовой функции знаменателя через нуль. Так как моменты перехода весовых функций через нуль могут быть вычислены заранее, а моменты скачков задаются,

этой ситуации всегда можно избежать. Если же система на всем временном интервале неуправляема по выбранной паре вход-выход, знаменатели (12) или (13) равны нулю при любых  $t$ ,  $t_1$  и заданная цель управления недостижима.

### Пример

Рассмотрим пример расчета дискретного управления для объекта с математической моделью

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= a_{12} \cdot x_2, \quad a_{12} = -5,672, \\ \frac{dx_2}{dt} &= a_{23} \cdot x_3, \quad a_{23} = 1,066, \\ \frac{dx_3}{dt} &= a_{33} \cdot x_3 + b_3 \cdot x_4(t_1), \quad a_{33} = -1,648, \quad b_3 = -0,488, \quad (14) \end{aligned}$$

$$x_4(t_1) = v(t_1),$$

$$t \in [0, t_f],$$

$$t_f = 10, \quad x_1(0) = -250, \quad x_2(0) = -10, \quad x_3(0) = 2.$$

Модель (14) является частным случаем модели (2), где

$$A_1 = \begin{pmatrix} 0 & a_{12} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{22} & 0 \\ 0 & 0 & a_{33} & b_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad A_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

$$B_1 = 0, \quad B_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}.$$

Для приведения первой координаты (14) в заданное конечное состояние  $x_1^*$  воспользуемся управлением (13), для реализации которого требуются элементы весовой матрицы  $W_{11}$ ,  $W_{12}$ ,  $W_{13}$ ,  $W_{14}$ . В силу структуры матрицы  $A_2$  лишь  $W_{14}$  претерпевает скачок в момент  $t_1$ . Отметим, что  $A_2$  здесь - особая.

Интегрируя (5), получаем

$$W_{11}(t_f, t) = 1, \quad W_{12}(t_f, t) = a_{12} \cdot t_{go}, \quad t_{go} = t_f - t,$$

$$W_{13}(t_f, t) = a_{12} \cdot a_{23} \times [1/a_{33}^2 \cdot \exp(a_{33} \cdot t_{go}) - 1/a_{33} \cdot (t_{go} + 1/a_{33})],$$

$$W_{14}(t_f, t) = a_{12} \cdot a_{23} \cdot b_3 \times [1/a_{33}^3 \cdot (1 - \exp(a_{33} \cdot t_{go})) - 1/a_{33}^2 \cdot t_{go} - 2/a_{33} \cdot t_{go}^2].$$

При этом приведенными выше выражениями  $W_{11}$ ,  $W_{12}$ ,  $W_{13}$  определяются для  $t \in [t_0, t_f]$ , а  $W_{14}$  - для  $t \in [t_0, t_f]$ . На интервале же  $t \in [t_0, t_1)$  согласно уравнению скачков из (5)  $W_{14}(t_f, t) = 0$ . Отметим также, что

в данном случае бессмысленно задавать более одного дискретного момента, так как при  $\Theta = \{t_1, t_2, \dots, t_N\}$  на интервале  $t \in [t_0, t_N)$  весовая  $W_{14}(t_f, t) = 0$  и рассчитать дискретное управление по (13) во все моменты до  $t_N$  невозможно.

С учетом  $W_{1p}(t_f, t_1) = W_{1p}(t_f, t_1 - 0)$ ,  $p=1,2,3$  и  $W_{14}(t_f, t_1 - 0) = 0$  управление (13) приобретает вид

$$v(t_1) = \left( x_1^* - \sum_{p=1}^3 W_{1p}(t_f, t_1) x_p(t_1) \right) / W_{14}(t_f, t_1). \quad (15)$$

Следует обратить внимание на то, что до момента  $t_1$  на систему (14) может подаваться произвольное управление  $x_4(t)$ . К моменту  $t_1$  система придет в некоторое состояние  $x(t_1)$ , по которому с помощью (15) и будет рассчитано корректирующее дискретное управление  $v(t_1)$ . Момент  $t_1$  при этом может выбираться произвольно из интервала  $[t_0, t_f)$ , в том числе и равным  $t_0$ . При  $t_1 = t_0$  цель управления достигается с помощью постоянного управления

$$v(t) = v(t_0) = \left( x_1^* - \sum_{p=1}^3 W_{1p}(t_f, t_0) x_p(t_0) \right) / W_{14}(t_f, t_0).$$

Возможность достижения при определенных условиях заданного значения одномерного выхода релейным управлением с числом переключений, не большим одного, доказана нами в работах [4], [5]. Полученный здесь результат подтверждает указанный вывод.

Так, для  $x_1^* = 10$ ,  $t_1 = 5$ ,  $v_1(0) = 0$  корректирующее управление  $v_1(5) = -13,538$ . При ненулевом произвольном управлении на участке  $t \in [0, 5)$  (например  $v_1(0) = -20$ ) корректирующее управление  $v_1(5) = 56,557$ . Если момент скачка совместить с начальным моментом, т.е. положить  $t_1 = 0$ , то  $v_1(0) = -3,005$ . Во всех трех случаях получается  $x_1(10) = 10$ , что в точности равно заданному значению. Как видно, при приближении момента коррекции к концу процесса амплитуда корректирующего управления в общем случае возрастает. Степень роста при этом зависит от того, насколько

"хорошим" было управление на первом участке, до включения корректирующего управления.

Непрерывное управление вида (12) также приводит к достижению заданного значения. Если в третье уравнение (14) вместо  $x_4(t_1)$  подать

$$u(t) = \left( x_1^* - \sum_{p=1}^3 W_{1p}(t_f, t) x_p(t) \right) / (W_{13}(t_f, t) \cdot b_3 \cdot T), \quad (16)$$

где  $T = 0,5$ , то  $x_1(10) = 10$ , а управление как функция времени имеет форму, сходную с экспонентой и изменяется от значения  $-28,346$  почти до нуля к моменту  $2,5$ . При моделировании системы с управлением (16), ввиду  $W_{13}(t_f, t_f) = 0$ , использовалось описанное выше правило прохода весовой функции через нуль, которое в данном случае выглядело как условие "если  $W_{13}(t_f, t) = 0$ , то положить  $W_{13}(t_f, t) = 0,01$ ". Сравнивая непрерывное (16) и дискретное (15) управления, видим, что последнее рассчитывается всего один раз, в момент скачка. Непрерывное же управление рассчитывается в каждый момент текущего времени и требует значительно больших вычислительных мощностей для своей реализации.

Приведенный способ конструирования управления - лишь одно из возможных применений моделей конечного состояния. На основе МКС получаются алгоритмы статистического анализа, оптимального и квазиоптимального управления, анализа чувствительности и др., приводящие в ряде случаев к существенному выигрышу в эффективности в сравнении с известными алгоритмами.

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Шушляпин Е.А. Синтез линейных и нелинейных систем управления конечным положением на основе моделей конечного состояния // Проблемы управления и информатики. - 1997. - №3. - С.10-16.
2. Шушляпин Е.А., Канов Л.Н. Синтез управления переходными процессами в нелинейных системах электропривода // Радиотехника, информатика, управління. - 1999. - №1. - С.136-139.
3. Барабанов А.Т., Агранович Г.А. Линейные модели и оптимизация непрерывно-дискретных динамических систем // Динамические системы. - 1983. - №2. - С.17-24.
4. Шушляпин Е.А. Оптимальное управление одномерным выходом линейной терминальной системы // Вестник СевГТУ:Сб.науч.тр. - Севастополь, 1998.- Вып.14. - С.59-62.
5. Барабанов А.Т., Кузнецов В.М., Шушляпин Е.А. К вопросу об оптимальном управлении гидродинамическими объектами // Кибернетика на морском транспорте.-1978.-Вып.7.-С.3-7. Надійшла 17.05.99

---

# АВТОРЫ НОМЕРА

*Peter Otto,*

Dr.-Ing., assistant of professor of Ilmenau University of Tehnology, Ilmenau, Germany

*Tobias Schunk,*

Student of Ilmenau University of Tehnology, Ilmenau, Germany

*Балашов Олег Валерьевич,*

аспирант Санкт-Петербургского государственного технического университета

*Баранов Александр Андреевич,*

кандидат технических наук, генеральный директор государственного агентства информации Украины

*Бондарев Виктор Павлович,*

кандидат физико-математических наук, ведущий специалист ЗАО "Укргранит", г. Днепропетровск

*Бордя Татьяна Дмитриевна,*

кандидат технических наук, доцент Приднестровского государственного университета, г. Тирасполь

*Бугрова Татьяна Ивановна,*

старший преподаватель Запорожского государственного технического университета

*Василега Николай Михайлович,*

кандидат технических наук, доцент Запорожского государственного технического университета

*Василенко Ольга Валентиновна,*

аспирант Запорожской государственной инженерной академии

*Выхованец Валерий Святославович,*

кандидат технических наук, доцент Приднестровского государственного университета, г. Тирасполь

*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

*Дейнега Лариса Юрьевна,*

ассистент Запорожского государственного технического университета

*Демиденко Даниил Семенович,*

доктор экономических наук, профессор Санкт-Петербургского государственного технического университета

*Дружинин Валерий Андреевич,*

кандидат технических наук, доцент Приднестровского государственного университета, г. Тирасполь

*Друзева Елена Владимировна,*

студентка Запорожской государственной инженерной академии

*Дубровин Валерий Иванович,*

кандидат технических наук, докторант Запорожского государственного технического университета

*Канов Лев Николаевич,*

кандидат технических наук, доцент Севастопольского государственного технического университета

*Карпуков Леонид Матвеевич,*

кандидат технических наук, докторант Запорожского государственного технического университета

*Касьян Константин Николаевич,*

кандидат технических наук, доцент Запорожского государственного технического университета

*Касьян Николай Николаевич,*

старший преподаватель Запорожского государственного технического университета

*Кондратьев Артем Владимирович,*

студент Запорожского государственного технического университета

- 
- Костенко Виталий Леонидович*,  
доктор технических наук, профессор  
Запорожской государственной инженерной  
академии
- Краснов Михаил Васильевич*,  
старший преподаватель Ковровской госу-  
дарственной технологической академии
- Кривенко Виталий Иванович*,  
кандидат медицинских наук, ассистент За-  
порожского государственного медицинского  
университета
- Крищук Владимир Николаевич*,  
кандидат технических наук, зав. кафедрой  
Запорожского государственного техниче-  
ского университета
- Кудерко Дмитрий Анатольевич*,  
аспирант Запорожской государственной ин-  
женерной академии
- Лаврентьев Владимир Николаевич*,  
начальник сектора Запорожского конструкторского бюро "Искра"
- Лавров Александр Анатольевич*,  
кандидат технических наук, докторант  
Национального технического университета  
Украины "Киевский политехнический ин-  
ститут"
- Леонова Татьяна Иннокентьевна*,  
кандидат экономических наук, доцент  
Санкт-Петербургского университета эконо-  
мики и финансов
- Лисовиченко Олег Иванович*,  
студент магистратуры Национального тех-  
нического университета Украины "Киев-  
ский политехнический институт"
- Логачева Людмила Михайловна*,  
старший преподаватель Запорожского госу-  
дарственного технического университета
- Лопин Вячеслав Николаевич*,  
кандидат технических наук, доцент Кур-  
ского государственного медицинского уни-  
верситета
- Небеснюк Оксана Юрьевна*,  
аспирант Запорожской государственной ин-  
женерной академии
- Неласая Анна Викторовна*,  
аспирант Запорожского государственного  
технического университета
- Никонова Зоя Андреевна*,  
кандидат технических наук, доцент Запо-  
рожской государственной инженерной ака-  
демии
- Омельчук Наталья Анатольевна*,  
аспирант Запорожской государственной ин-  
женерной академии
- Онуфриенко Владимир Михайлович*,  
кандидат физико-математических наук, де-  
кан Запорожского государственного техни-  
ческого университета
- Пархоменко Анжелика Владимировна*,  
кандидат технических наук, доцент Запо-  
рожского государственного технического  
университета
- Переверзев Анатолий Васильевич*,  
кандидат технических наук, зав. кафедрой  
Запорожской государственной инженерной  
академии
- Пица Дмитрий Макарович*,  
доктор технических наук, зав. кафедрой,  
проректор Запорожского государственного  
технического университета
- Поздняков Олег Анатольевич*,  
научный сотрудник Запорожского госу-  
дарственного технического университета
- Романенко Сергей Николаевич*,  
ассистент Запорожского государственного  
технического университета
- Самолчев Петр Александрович*,  
аспирант Запорожского государственного  
технического университета
- Сгадов Сергей Александрович*,  
старший преподаватель Запорожского госу-  
дарственного технического университета
- Семенов Всеволод Всеволодович*,  
кандидат технических наук, доцент Запо-  
рожской государственной инженерной ака-  
демии

- 
- Сикорский Роман Станиславович,*  
студент магистратуры Запорожского государственного технического университета
- Симаков Александр Леонидович,*  
кандидат технических наук, доцент Ковровской государственной технологической академии
- Слюсарова Татьяна Ивановна,*  
аспирант Запорожского государственного технического университета
- Снежной Геннадий Валентинович,*  
кандидат физико-математических наук, доцент Запорожского государственного технического университета
- Субботин Сергей Александрович,*  
преподаватель Запорожского государственного технического университета
- Томашевский Александр Владимирович,*  
кандидат технических наук, доцент Запорожского государственного технического университета
- Федорченко Сергей Григорьевич,*  
доцент Приднестровского государственного университета, г. Тирасполь
- Филатова Дарья Вячеславовна,*  
аспирант Севастопольского государственного технического университета
- Флора Валентин Данилович,*  
кандидат технических наук, доцент Запорожского государственного технического университета
- Хорев Александр Павлович,*  
директор Симферопольского почтамта
- Худолий Дмитрий Андреевич,*  
кандидат технических наук, научный консультант ОАО "Телекоминвест"
- Цуканов Александр Викторович,*  
доктор технических наук, профессор Севастопольского государственного технического университета
- Цыганков Владимир Дмитриевич,*  
кандидат технических наук, начальник отдела ЦНИТИ, г. Москва
- Чекулаева Ирина Викторовна,*  
студентка магистратуры Запорожского государственного технического университета
- Чернявский Константин Алексеевич,*  
аспирант Запорожского государственного технического университета
- Шушлятин Евгений Андреевич,*  
кандидат технических наук, докторант Севастопольского государственного технического университета
- Ямпольский Леонид Стефанович,*  
кандидат технических наук, профессор Национального технического университета Украины "Киевский политехнический институт"