

УДК 681.5.042:681.5.017:519.711.3(045)

ББК 72.44.1-018.641.4

Аль-Хедр Абдульрахман

СТРУКТУРНЫЙ МЕТОД МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ

Рассмотрены структурные модели двухполюсных и четырехполюсных компонент. Разработан алгоритм моделирования схемных функций электронной системы на основе метода структурного анализа с целью распараллеливания вычислительного процесса.

Для моделирования электронных систем, содержащих индуктивности и емкости, актуальным является применение неоднородного координатного базиса. В таком базисе можно сформировать математическую модель в виде системы дифференциальных уравнений.

При формировании математической модели электронной системы по классическим законам и правилам электротехники используются элементарные двухполюсные компоненты, которые в теории структур отождествляют с понятием ветви $v_i \in V$ системы. Понятие полюса (вывода) отождествляется с узлом $x_i \in X$. Для разработки методики формирования математических моделей в соответствии с классическими методами теории электрических цепей рассмотрим формальное определение электронной системы и ее двухполюсной компоненты на основе теоретико-множественных понятий.

Построим декартово произведение $X_x = X \times X$ на множестве узлов X двухполюсной компоненты (рис. 1, а).

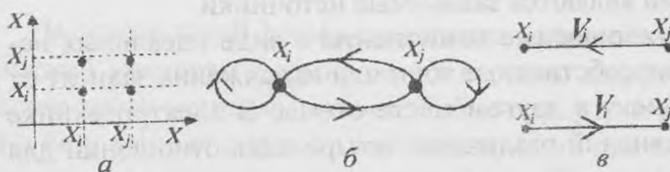


Рис. 1

Декартово произведение X_x представляет множество пар узлов $\{x_i, x_j\}$. Взаимно однозначное отображение множества X_x на множество ветвей V дает полную структуру (рис. 1, б), в которой каждой паре узлов соответствует только один элемент

множества V . Для функционального отображения двухполюсной компоненты исключаем элементы $\{x_i, x_j\}$ декартова произведения, для которых $i = j$. В бинарном отношении $S \subset X_x \times V$ на множествах X_x и V фиксируются отношения S , для которых $S(x_i, x_j) = v_i \in V$. Это означает, что каждой паре узлов $\{x_i, x_j\}$ и $\{x_j, x_i\}$ как элементу декартова произведения ставится в соответствие только один элемент v_i, v_j из множества V (рис. 1, в). Направление двухполюсной компоненты отображается отношением порядка в паре узлов. Такое определение двухполюсной компоненты позволяет записать ее в виде функции $v_i = S(x_i, x_j)$, представляющей отношение S на множествах узлов и ветвей.

Функциональное отношение S является нечетким в том смысле, что фиксирует не все множество элементов декартова произведения X_x^* . В рассмотренном определении это множество X_x является базовым по отношению к некоторому подмножеству X_x^* . Для формирования подмножества X_x , элементам которого взаимно однозначно соответствуют ветви $v_i \in V$, вводится функция принадлежности

$$\mu_{X_x^*}(x_i, x_j) = \begin{cases} 1, & \text{если } (x_i, x_j) \leftrightarrow v_i \in V; \\ 0, & \text{если } (x_j, x_i) \text{ не соответствует } v_i \in V. \end{cases}$$

Далее необходимо зафиксировать отношение ветви с параметром $q_i \in Q$. Будем считать, что элемент $q_i \in Q$ формально определяет тип двухполюсной компоненты. Отображе-

ние $f = V \Leftrightarrow Q$ как множество упорядоченных пар (v, q) является бинарным отношением $f \subset X \times Q$, которое можно трактовать как функцию распределения элементов v по q .

Предложенное функциональное определение двухполюсной компоненты электронной системы необходимо рассматривать как абстрактный двухполюсник для формирования математических моделей. Это определение позволяет представить физическое понятие двухполюсной компоненты электронной системы алгоритмической переменной структурного типа (табл. 1) или ее графическим аналогом (рис.2).

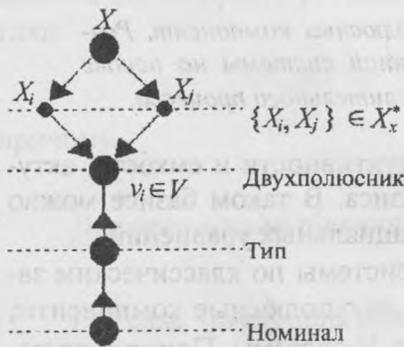


Таблица 1

Ветвь	Узел стока	Ссылка на источник	Тип ветви	Номинал
v_i	x_j	x_i	q_i	Значение

Рис. 2

В теории электронных систем используются многополюсные компоненты. Наибольшее распространение получили зависимые двухполюсные компоненты, имеющие четыре вывода. При этом различают управляющую и управляемую зависимые двухполюсные компоненты. Управляемыми двухполюсными компонентами являются зависимые источники.

Зависимыми источниками называют двухполюсные компоненты в виде идеальных источников тока или напряжения, для которых их собственные токи или напряжения зависят от токов или напряжений двухполюсных компонент в другом месте схемы. В электротехнике для формирования систем компонентных уравнений различают четыре вида отношений для зависимых двухполюсных компонент:

- источник напряжения, управляемый напряжением;
- источник напряжения, управляемый током;
- источник тока, управляемый напряжением;
- источник тока, управляемый током.

Приведенные теоретические рассуждения позволяют сформировать структурную модель абстрактного четырехполюсника с выводами (полюсами) $\{x_i, x_j\} \in X_x^*$ управляющей двухполюсной компоненты и полюсами $\{x_n, x_m\} \in X_x^*$ управляемой двухполюсной компоненты. Структуру зависимого четырехполюсника как отношение переменных структурного типа можно представить в графической (рис.3) или табличной (табл. 2) форме.

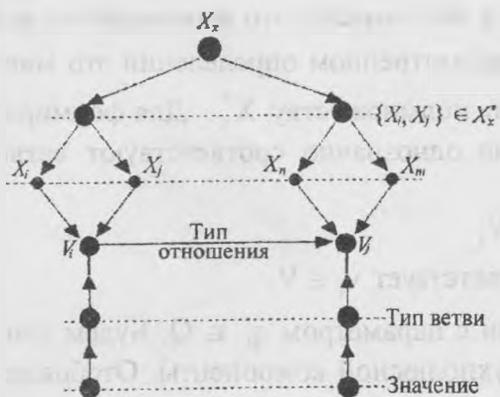


Таблица 2

Ветвь	Узел стока	Ссылка на источник	Зависимые ветви
v_i	x_j	x_i	Управляющая
v_j	x_m	x_n	Управляемая

Рис. 3

Структурирование исходных данных позволяет сформировать абстрактную структуру данных, представляющую максимальную ценность для обработки, которая абстрагируется от реальной физической системы и методов обработки и в этом смысле является универсальной.

Рассмотрим алгоритм моделирования схемных функций электронной системы на основе метода структурного анализа с целью распараллеливания вычислительного процесса.

Для электрической схемы на рис. 4 в соответствии с выбранными методами формируется матричная система уравнений. С целью пояснения алгоритма вычисления схемной функции рассмотрим информационную модель формирования матрицы в однородной системе координат в соответствии с методом узловых потенциалов.

Для моделирования электронных схем данные о схеме представлены в табл. 3. Табличная форма представления данных позволяет применить структурные методы анализа электронных систем в соответствии с рассматриваемой моделью электронной схемы в виде бинарного отношения. Элементом таблицы является линейная структура, в которой как единое целое представлены значения переменных разных типов, описывающих ветвь электронной схемы.

Таблица 3

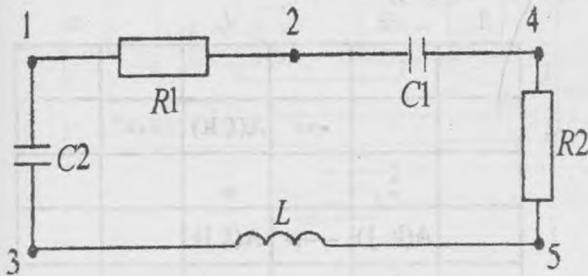


Рис. 4

Пара узлов		Тип элемента	Номинал
1	2	R	1.0E+03
2	4	C	5.91E-08
1	3	C	1.925E-08
4	5	R	1.0E+03
3	5	L	1.0E-03

На основе такой формы представления данных об электронной системе разработан алгоритмический механизм формирования системы дифференциальных уравнений в соответствии с классическими методами анализа. Табличная форма данных об электронной системе преобразуется в базу данных с заданными отношениями для элементов данных. База данных отображает систему дифференциальных уравнений в выбранном координатном базисе. База данных состоит из таблицы кодов (рис. 5, а) и списка значений (рис. 5, б).

Для матрицы кодов и списка значений устанавливается отношение взаимнооднозначного соответствия по типу двухполюсных компонент, включенных в элемент матрицы кодов. Структурный элемент матрицы кодов описывает значение указателей по l -му j -му измерению и признаки типов двухполюсных компонент, которым взаимно однозначно соответствуют значения в списке номиналов. Такая форма представления системы дифференциальных уравнений позволяет распараллелить процесс вычисления коэффициентов полиномов схемных функций. Для этого разлагаем матрицу коэффициентов на действительную и мнимую подматрицы.

1010011	1020001	1030010	2010001
2020011	2040010	3010010	3030110
4020010	4040011		

а

0.10000E-03	0.19250E-07	-0.10000E-03
-0.19250E-07	-0.10000E-03	0.10000E-03
0.59100E-07	-0.59100E-07	-0.19250E-07
0.19250E-07	0.10000E+04	-0.59100E-07
0.10000E-03	0.59100E-07	

б

Рис. 5

Вещественная подматрица А показана на рис. 6, а, мнимая подматрица В – на рис. 6, б. Для приведенного разложения рассмотрим алгоритм формирования определителя системы и его дополнений на заданной частоте.

Предполагаем, что электронная схема имеет более двух узлов с заданными входным, выходным и базисным узлами. Отсюда следует, что матрица коэффициентов системы уравнений имеет минимальный порядок 2 с текущей переменной $k = 2$.

Задача состоит в разработке эффективного вычислительного процесса, позволяющего формировать комплексное значение определителя системы уравнений большой размерности. Вычислительный процесс организуется по l -му измерению в подматрицах A и B . Для заданного l -го измерения вещественной и мнимой подматриц с $k = 2$ анализируется l -й столбец с $l = k + 1$ с целью исключения нулевых элементов в подматрицах. В рассматриваемом примере при $l = 3$ и $k = 2$ не обрабатываются элементы подматриц с нулевыми значениями. После исключения нулевых элементов индекс l увеличивается на единицу и обрабатываются элементы подматриц A и B с измерением $l = 4$ (рис. 7) по следующим формулам для $k = 2$:

$$D = A(k, k) \cdot A(k, k) + B(k, k) \cdot B(k, k);$$

$$Re = (A(l, k) \cdot A(k, k) + B(l, k) \cdot B(k, k)) / D;$$

$$Im = (B(l, k) \cdot A(k, k) - A(l, k) \cdot B(k, k)) / D.$$

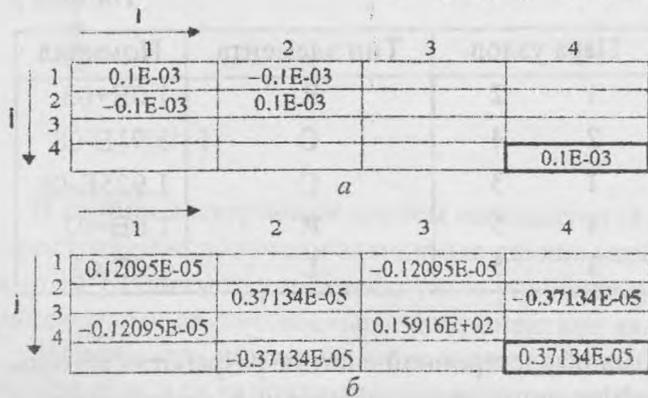


Рис. 6

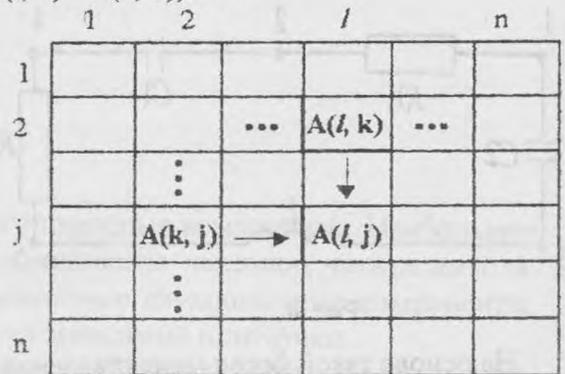


Рис. 7

После выполнения вычислительных операций по l -му направлению для $k = 2$ переходим к анализу и обработке элементов по j -му направлению с $j = k + 1$. Для данного примера при $k = 2$ и $j = 3$ (рис. 7) исключаются из обработки по j -му направлению элементы подматриц с нулевыми значениями и анализируются элементы подматриц с $j = 4$ по следующим формулам:

$$A(l, j) = A(l, j) - Re \cdot A(k, j) + Im \cdot B(k, j);$$

$$B(l, j) = B(l, j) - Re \cdot B(k, j) - Im \cdot A(k, j).$$

Обработка элементов матрицы по j -му направлению продолжается до тех пор, пока значение j не достигнет числа n всех переменных в системе координат. Далее значение индекса по l -му измерению увеличивается на единицу и выполняется анализ элементов до тех пор, пока значение l не достигнет числа n всех переменных в системе координат. Рассмотренный способ организации процесса вычислений позволяет распараллелить обработку комплексных чисел (рис. 8).

Распараллеливание вычислений выполняется по l -му направлению при вычислении значений Re и Im комплексного числа соответствующими процедурами, а также по j -му направлению при вычислении значений элементов $A(l, j)$ и $B(l, j)$ соответствующих подматриц. Схема алгоритма организации вычислительных процессов расчета схемных функций электронных систем в диапазоне частот показана на рис. 9.

Для вычисления частотных характеристик в диапазоне частот организован цикл по частоте.

В алгоритме используются следующие процедуры:

ГНІВ4Т – процедура ввода исходных данных;

ГНІВ4І1 – процедура анализа таблицы кодов матрицы для последующего заполнения вещественной и мнимой подматриц;

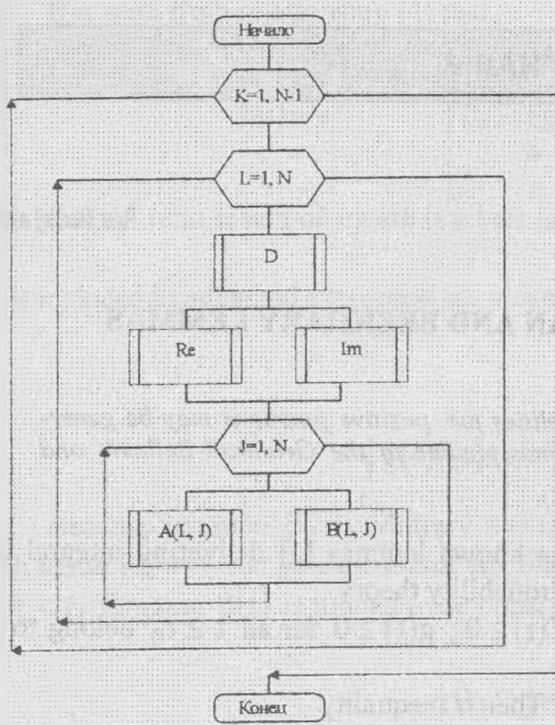


Рис. 8

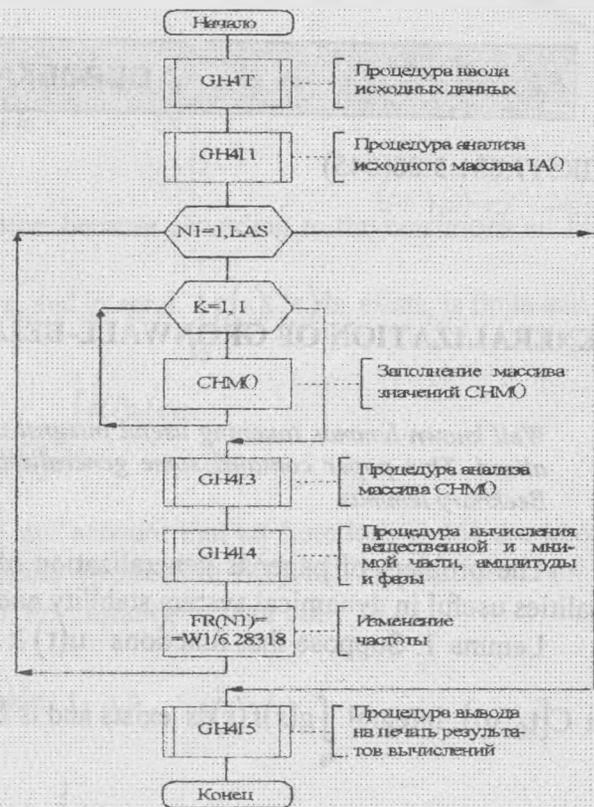


Рис. 9

GHIB4I3 – процедура анализа вещественной и мнимой подматриц описанным алгоритмом;

GHIB4I4 – процедура вычисления вещественной и мнимой части, амплитуды и фазы;

GHIB4I5 – процедура вывода на печать результатов вычислений.

Такой подход к формализации понятий двухполусной и четырехполусной компонент электронной системы позволяет структурировать данные в соответствии с классическими методами анализа электронных систем. Объектом обработки на компьютерах становится переменная структурного типа, которая является аналогом двухполусника и четырехполусника.

Стаття надійшла до редакції 28.04.01.

ОБРОБКА СИГНАЛІВ

УДК517:681.3.06(045)

Вісник НАУ. 2001. №2

V. Kasjanov

GENERALIZATION OF GRONWALL-BELLMAN AND BEEKHARY LEMMAS

Well known lemmas touching useful integral inequalities for positive functions may be generalized. This paper contains some generalized lemmas similar to the Gronwall-Bellman and Beekhary lemmas.

The problem of paper is generalization of some known lemmas [1] delivering integral inequalities useful in dynamical system stability and controllability theory.

Lemma 1. Suppose that functions $u(t) \geq 0$; $f(t) \geq 0$; $g(t) \geq 0$ for all $t \geq t_0$ belong to the set $C[t_0, \infty)$, integral $\int_{t_0}^t g(s)f(s)ds$ exists and is finite. Then if inequality

$$u(t) \leq g(t) + h(t) \int_{t_0}^t f(s)u(s)ds \quad (1)$$

is correct for function $u(t)$ next estimation has place:

$$u(t) \leq g(t) + h(t) \int_{t_0}^t f(s)g(s)e^{\int_{t_0}^s f(\tau)h(\tau)d\tau} ds \quad (2)$$

for any $t \geq t_0$.

Proof. It can be found from (1) that

$$\frac{u(t)}{h(t)} \leq \frac{g(t)}{h(t)} + \int_{t_0}^t f(s)u(s)ds. \quad (3)$$

Let as put

$$\frac{g(t)}{h(t)} = \beta(t) - \frac{\dot{\beta}(t)}{f(t)h(t)}, \quad (4)$$

where $\dot{\beta}(t)$ is derivative from $\beta(t)$ with respect to t , as it follows from inequality (3) and (4) next inequality has place:

$$\frac{u(t)f(t) + \dot{\beta}(t)}{\int_{t_0}^t f(s)u(s)ds + \beta(t)} \leq f(t)h(t)$$

whence

$$\ln \left[\beta(t) + \int_{t_0}^t f(s)u(s)ds \right]_{t_0}^t \leq \int_{t_0}^t f(s)h(s)ds. \quad (5)$$