МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ 2019 год, том 31, номер 3, стр. 69-82

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ

© *2019 г.* ***В.Н. Гридин***[1], ***В.И. Анисимов***[1,2]

[1]Центр информационных технологий в проектировании РАН
[2]Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
info@ditc.ras.ru (В.Н. Гридин)

DOI: 10.1134/S0234087919030055

Рассматриваются методы построения математических моделей для автоматизации схемотехнического проектирования, в процессе которого реализуется расчет параметров и структуры схемных связей компонентов разрабатываемого электронного устройства, отображаемого его графической схемой. Отмечается, что среди множества задач схемотехнического проектирования одной из основных следует считать моделирование частотных свойств электронных схем в некотором частотном диапазоне. В пределах этого диапазона выполняется многократный расчет частотных характеристик схемы с целью определения допустимых или оптимальных значений параметров компонентов, используемых в проектируемой электронной схеме. Показывается, что возможны два подхода к решению такой задачи. Первый подход основан на описании моделируемой схемы комплексными матрицами на каждой частоте $f[kf]$ заданного частотного диапазона с предварительным вычислением оператора $s = (0.0, 2*3.14*f[kf])$. Существенным недостатком такого подхода является необходимость формирования математического описания всех компонентов схемы на каждой частоте. Второй подход к решению задачи основан на представлении комплексной матрицы схемы в билинейной форме $W = A + sB$, где A и B – вещественные частотно-независимые матрицы. Показывается, что реализация такого подхода в ряде случаев требует представления уравнений частотно-зависимых компонентов в явной форме, что допустимо только при описании схемы в координатных базисах, для которых предусмотрена такая возможность. Предлагается методика описания моделируемых схем в модифицированном базисе узловых потенциалов, который позволяет использовать как явную, так и неявную форму задания компонентных уравнений. Показывается, что билинейная форма описания схемы на основе модифицированного базиса существенно повышает эффективность расчета частотных характеристик, поскольку на каждой частоте используются неизменные частотно-независимые матрицы компонентов схемы.

Ключевые слова: системы автоматизации схемотехнического проектирования, моделирование систем, билинейная форма, модифицированный базис узловых потенциалов.

INCREASE OF EFFICIENCY OF SYSTEMS OF MODELING ELECTRONIC CIRCUITS IN THE FREQUENCY DOMAIN

V.N. Gridin [1]***, V.I. Anisimov*** [1,2]
[1] Design Information Technologies Center Russian Academy of Sciences
[2] Saint Petersburg State Electrotechnical University

The methods of constructing mathematical models for the automation of circuit design are considered, in the process of which the calculation of the parameters and the structure of the circuit connections of the components of the developed electronic device, displayed by its graphic scheme, is realized. It is noted that among many problems of circuit design one of the main ones is modeling the frequency properties of electronic circuits in a certain frequency range, within which a multiple calculation of the frequency characteristics of the circuit is performed in order to determine the admissible or optimal values of the parameters of the components used in the designed electronic circuit. It is shown that two approaches to the solution of such a problem are possible. The first approach is based on the description of the simulated circuit by complex matrices at each frequency $f[kf]$ of a given frequency range with a preliminary calculation of the operator $s = (0.0, 2 * 3.14 * f[kf])$. A significant drawback of this approach is the need to form a mathematical description of all circuit components at each frequency. The second approach to solving the problem is based on the representation of the complex matrix of the scheme in the bilinear form $W = A + sB$, where A and B are real frequency-independent matrices. It is shown that the implementation of such an approach in a number of cases requires the presentation of the equations of frequency-dependent components in explicit form, which is permissible only when describing the scheme in coordinate bases for which this possibility is provided. A technique is proposed for describing simulated circuits in a modified basis of nodal potentials, which makes it possible to use both an explicit and an implicit form for specifying the component equations. It is shown that the bilinear form of the circuit description based on the modified basis significantly improves the efficiency of calculating the frequency characteristics, since at each frequency the invariant frequency-independent matrix components of the circuit are used.

Key words: systems for automation of circuit design, system modeling, bilinear form, modified basis of nodal potentials.

Введение

Одной из актуальных задач математического моделирования является построение математических моделей для автоматизации схемотехнического проектирования, в процессе которого реализуется расчет параметров и структуры схемных связей компонентов разрабатываемого электронного устройства, отображаемого его графической схемой. В число таких компонентов входят резисторы, конденсаторы, индуктивности, источники тока и напряжения, управляемые потенциальными или токовыми переменными схемы, а также готовые многополюсные компоненты (биполярные и униполярные

транзисторы, операционные усилители, трансформаторы и др.). Среди множества задач схемотехнического проектирования одной из основных следует считать моделирование частотных свойств электронных схем в некотором частотном диапазоне, в пределах которого выполняется многократный расчет частотных характеристик схемы с целью определения допустимых или оптимальных значений параметров компонентов, используемых в проектируемой электронной схеме.

Традиционный подход к решению такой задачи основан на описании моделируемой схемы комплексными матрицами на каждой частоте $f[kf]$ заданного частотного диапазона с предварительным вычислением оператора $s = (0.0,\ 6.28*f[kf])$. При этом необходимо выполнять формирование математического описания всех компонентов схемы на каждой частоте, что является существенным недостатком алгоритмов, основанных на таком подходе. Более совершенным является другой подход к решению задачи, основанный на представлении комплексной матрицы схемы в билинейной форме $W = A+sB$, где A и B – вещественные частотно-независимые матрицы. Такая организация вычислительного процесса существенно повышает производительность системы моделирования частотных характеристик, так как на всех частотах используется неизменное содержание вещественных частотно-независимых матриц A и B.

Однако практическая реализация такого подхода требует в ряде случаев использования явной формы уравнений частотно-зависимых компонентов, что возможно только при описании схемы в координатных базисах, допускающих такую возможность. Вместе с тем, при наличии математического обеспечения для работы с уравнениями компонентов, заданных как в явной, так и неявной форме, появляются широкие возможности для построения высокоэффективных систем моделирования электронных схем в частотной области на основе билинейной формы представления комплексных матриц.

1. Математическое описание моделируемой схемы

Математическое описание моделируемой схемы дается матричным уравнением схемы $WX+S=0$, где W – матрица параметров, S – вектор задающих источников и X – вектор базисных переменных, содержание которого определяется выбранным типом координатного базиса [1-8].

Для многополюсников моделируемой схемы зависимость между двумя переменными может быть записана уравнениями $p=f(...,q,...)$, определяющими в явной форме для каждого полюса одну из полюсных переменных. Переменная p в общем случае может быть как токовой, так и потенциаль-

ной переменной. В зависимости от характера переменной p все полюсы многополюсников могут быть разделены на две группы: группу y-полюсов и группу z-полюсов. Группой y-полюсов обычно называется совокупность таких полюсов, для которых зависимая переменная p является переменной последовательного типа ($p=i$), а группой z-полюсов – полюсы, для которых зависимая переменная p является переменной параллельного типа [9-14].

Тогда для любого полюса, входящего в группу y-полюсов, полюсное уравнение может быть представлено в виде

$$i_i = f_i(...,u_k,...,i_l,...). \tag{1}$$

Аналогично, для любого полюса, входящего в группу z-полюсов, полосное уравнение может быть представлено в виде

$$u_j = f_j(...,u_k,...,i_l,...). \tag{2}$$

Проводя линеаризацию этих уравнений путем разложения их в ряд Тейлора в некоторой точке, можно представить уравнения (1) и (2) в виде

$$i_i = \sum_k y_{ik}^0 u_k + \sum_l \beta_{il}^0 i_l + j_i^0, \tag{3}$$

$$u_j = \sum_k \mu_{jk}^0 u_k + \sum_l z_{jl}^0 i_l + e_j^0. \tag{4}$$

Здесь для линеаризованных неавтономных параметров введены обозначения

$$y_{ik}^0 = \frac{\partial i_i}{\partial u_k}, \quad \beta_{il}^0 = \frac{\partial i_i}{\partial i_l}, \quad \mu_{jk}^0 = \frac{\partial u_j}{\partial u_k}, \quad z_{jl}^0 = \frac{\partial u_j}{\partial i_l}.$$

Соответственно, для обозначения автономных параметров y- и z-полюсов введены обозначения

$$j_i^0 = i_i^0 - \sum_k y_{ik}^0 u_k^0 - \sum_l \beta_{il}^0 i_l^0,$$

$$e_j^0 = u_j^0 - \sum_k \mu_{jk}^0 u_k^0 - \sum_l z_{jl}^0 i_l^0.$$

В матричной форме линеаризованные уравнения (3) и (4) можно записать в виде

$$I_y = Y_м^0 U_y + B_м^0 I_z + J_м^0, \tag{5}$$

$$U_z = M_м^0 U_y + Z_м^0 I_z + E_м^0, \tag{6}$$

где I_y, U_y, I_z, U_z – векторы токовых и потенциальных переменных *y*-полюсов и *z*-полюсов соответственно; $Y_м^0$, $B_м^0$, $M_м^0$, $Z_м^0$ – матрицы линеаризованных неавтономных параметров компонента; $J_м^0$, $E_м^0$ – векторы линеаризованных автономных параметров компонента.

Дополним описание компонентов схемы в явной форме $p = f(...,q,...)$ уравнениями компонентов в неявной форме $f(u_d, i_d, u_y, i_z) = 0$, где u_d, i_d – потенциальная и токовая переменные полюса, входящего в группу *D* дополнительных полюсов, уравнения которых задаются в неявной форме.

Проводя линеаризацию уравнений полюсов, входящих в группу *D*, аналогично рассмотренному выше случаю для *y* и *z*-полюсов, получим матричное уравнение линеаризованных уравнений дополнительных полюсов, заданных уравнениями в неявной форме

$$G_d^0 U_d + H_d^0 I_d + G_y^0 U_y + H_z^0 I_z + S_d^0 = 0. \tag{7}$$

Здесь U_d,I_d – векторы потенциальных и токовых переменных дополнительных полюсов, уравнения которых задаются в неявной форме, G_d^0, H_d^0, S_d^0 – линеаризованные матрицы параметров дополнительных компонентов, U_y,I_z – векторы потенциальных и токовых переменных компонентов, заданных уравнениями в явной форме, G_y^0, H_z^0 – линеаризованные матрицы параметров, заданных уравнениями в явной форме.

Уравнения равновесия (схемных связей) при этом запишутся в виде [15,16]

$$A_y I_y + A_z I_z + A_d I_d = 0, \tag{8}$$

$$U_y = A_y^t V, \tag{9}$$

$$U_z = A_z^t V, \tag{10}$$

$$U_d = A_d^t V. \tag{11}$$

Исключая из уравнений (5)–(11) векторы U_y, I_y, U_z, U_d, получим уравнение моделируемой схемы в виде

$$\begin{array}{|c|c|c|} \hline A_y Y_м^0 A_y^t & A_y B_м^0 A_y^t + A_z & A_d \\ \hline M_м^0 A_y^t - A_z^t & Z_м^0 & \\ \hline G_d^0 A_d^t + G_y^0 A_y^t & H_z^0 & H_d^0 \\ \hline \end{array} \begin{array}{|c|} \hline V \\ \hline I_z \\ \hline I_d \\ \hline \end{array} + \begin{array}{|c|} \hline A_y J_м^0 \\ \hline E_м^0 \\ \hline S_d^0 \\ \hline \end{array} = 0. \tag{12}$$

Уравнение (12) описывает моделируемую схему в модифицированном базисе узловых потенциалов и позволяет использовать как явную, так и неявную форму задания компонентных уравнений. Вектор базисных переменных $X = [V^t, I_z^t, I_d^t]^t$ модифицированного базиса помимо узловых потенциалов V включает в себя токи z-полюсов I_z, заданных уравнениями в явной форме, и токи дополнительных полюсов компонентов I_d, уравнения которых заданы в неявной форме.

При моделировании схем в частотной области входящие в уравнение (12) матрицы являются комплексными [17,18], и, следовательно, для формирования уравнения необходимо иметь в распоряжении класс для работы с комплексными числами. При построении проекта на C# [19] такой класс должен быть создан в проекте, при этом в классе должны быть переопределены для действий с комплексными числами все основные арифметические и логические операции языка C#, а именно +, –, *, /, ==, !=. В классе должны быть также определены основные функции (свойства) для работы с комплексными числами (расчет модуля, аргумента, вещественной и мнимой частей комплексного числа).

2. Организация вычислительного процесса при расчете частотных характеристик

Возможны два подхода к организации вычислительного процесса при моделировании электронных схем в частотной области. Первый подход основан на полном описании задачи в виде комплексных матриц на каждой частоте $f[kf]$ заданного частотного диапазона с предварительным вычислением комплексной частоты s = (0.0, 2*3.14*$f[kf]$) при помощи конструктора класса complex. Структурная схема процесса моделирования в частотной области на основе первого подхода приведена на рис.1.

В соответствии с приведенной схемой после ввода и редактирования описания схемы вводятся директивы расчета, затем открывается цикл по всем частотным точкам, где на каждой частоте $f[kf]$ создается объект s= =complex(0.0, 2*3.14*$f[kf]$) класса complex, выполняется обнуление комплексных массивов W и S и формирование математического описания схемы WX+S=0 на очередной частотной точке. Формирование осуществляется путем вызова функций формирования *form_M*() для каждого типа многополюсного компонента M (двухполюсники типа R, C, L, управляемые источники, биполярные транзисторы, униполярные транзисторы, операционные усилители, трансформаторы). Затем проводится решение матричного уравнения схемы и на его основе выполняется расчет передаточных функций. В заключение осуществляется вывод результатов моделирования.

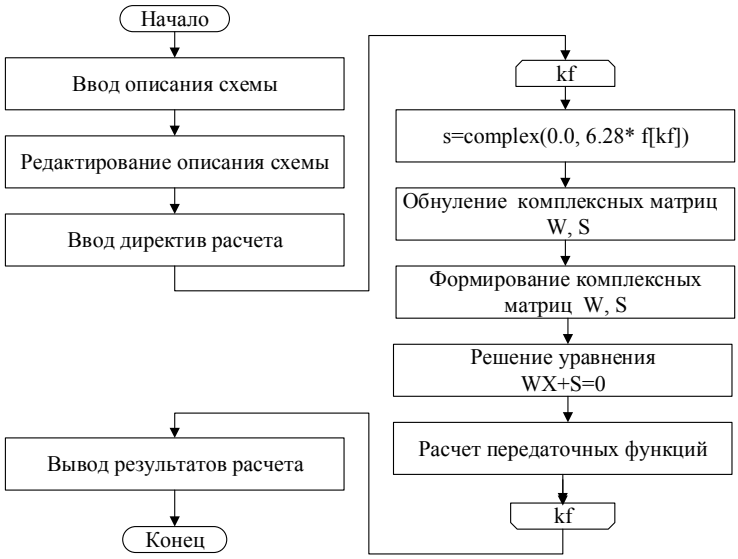

Рис.1. Структурная схема процесса моделирования схем в частотной области на основе комплексных матриц.

Существенным недостатком первого подхода является необходимость полного формирования математического описания всех компонентов схемы на каждой частоте.

Второй подход предусматривает представление комплексной матрицы схемы в билинейной форме $W = A + sB$ или $W = A + j*\omega*B$, где A и B – вещественные частотно-независимые матрицы. Структурная схема процесса моделирования схем в частотной области на основе первого подхода приведена на рис.2.

В соответствии с приведенной схемой после ввода и редактирования описания схемы и ввода директив расчета осуществляется формирование вещественных частотно-независимых матриц схемы A и B, после чего открывается цикл по всем частотным точкам. В цикле на каждой частоте $f[kf]$ создается переменная omega=2*3.14*$f[kf]$), после чего выполняется формирование матрицы схемы $W=A+j*$omega$*B$ на очередной частотной точке $f[kf]$ при помощи конструктора класса complex. Затем проводится решение матричного уравнения схемы и на его основе выполняется расчет передаточных функций. В заключение осуществляется вывод результатов моделирования.

Отличительной особенностью второго подхода является использование на всех частотных точках неизменного описания схемы в виде частотно-независимых вещественных матриц A и B. На основании этих матриц на

каждой частоте вычисляется комплексная матрица *W=A+j*omega*B*, при этом резко снижаются вычислительные затраты на формирование описания схемы и отпадает необходимость в обнулении матриц на каждой частотной точке.

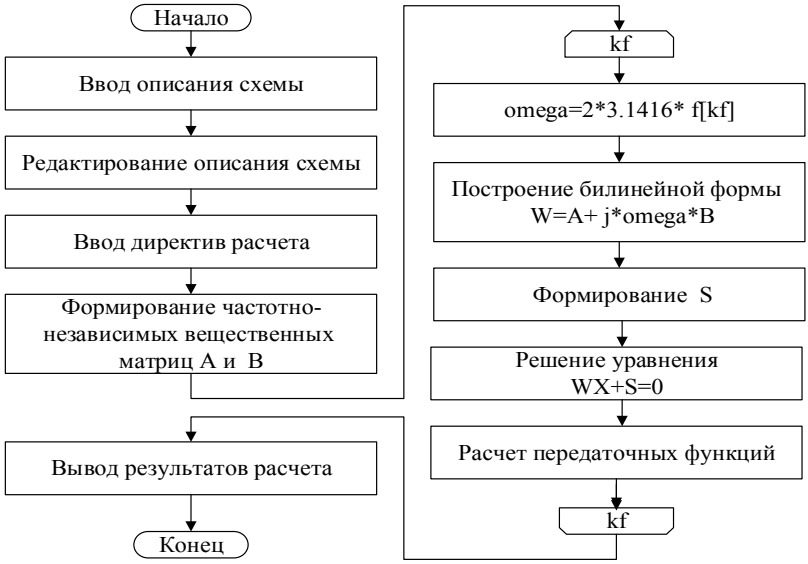

Рис.2. Структурная схема процесса моделирования схем в частотной области на основе частотно-независимых вещественных матриц.

Однако практическая реализация такого подхода существенно затрудняется требованием представления математического описания схемы в билинейной форме, что требует использования специальных алгоритмов формирования такого математического описания.

3. Формирование математического описания электронных схем в билинейной форме

Построение математического описания моделируемой схемы на основе билинейной формы матрицы *W=A+j*om*B* представляет собой самостоятельную задачу. Наиболее просто такая задача решается для двухполюсников типа *R* и *C*. Так, если такие двухполюсники подключены к некоторым узлам *p* и *q* схемы, то описание схемы в соответствии с уравнением (12) задается комплексной частной матрицей $W = A_y Y_м^0 A_y^t$, имеющей вид

$$W = \begin{array}{c|c|c|} & p & q \\ \hline p & 1/R+sC & -(1/R+sC) \\ \hline q & -(1/R+sC) & 1/R+sC \\ \hline \end{array} .$$

Отсюда получаем выражения для матриц A и B билинейной формы $W=A+sB$

$$A = \begin{array}{c|c|c|} & p & q \\ \hline p & 1/R & -1/R \\ \hline q & -1/R & 1/R \\ \hline \end{array}, \qquad B = \begin{array}{c|c|c|} & p & q \\ \hline p & C & -C \\ \hline q & -C & C \\ \hline \end{array}.$$

Однако для двухполюсника типа L для получения билинейной формы $W=A+sB$ требуется построение его описания согласно структуре второй блочной строки уравнения (12) с введением дополнительной токовой переменной i_k, входящей в вектор I_z, что приводит к комплексной частной матрице

$$W = \begin{array}{c|c|c|c|} & p & q & k \\ \hline p & & & 1 \\ \hline q & & & -1 \\ \hline k & -1 & 1 & sL \\ \hline \end{array}.$$

Очевидно, что в этом случае вещественные частотно-независимые матрицы A и B билинейной формы $W = A + sB$ будут иметь вид

$$A = \begin{array}{c|c|c|c|} & p & q & k \\ \hline p & & & 1 \\ \hline q & & & -1 \\ \hline k & -1 & 1 & \\ \hline \end{array}, \qquad B = \begin{array}{c|c|c|c|} & p & q & k \\ \hline p & & & \\ \hline q & & & \\ \hline k & & & L \\ \hline \end{array}.$$

При построении билинейной формы описания управляемых источников следует учитывать, что в общем случае параметры их передачи определяются некоторыми передаточными функциями $w(s)$, зависящими от комплексной частоты $s=j\omega$. В наиболее общем виде функция $w(s)$ может быть представлена в виде

$$w(s) = \frac{\alpha_0 + \alpha_1 s + \ldots + \alpha_m s^m}{\beta_0 + \beta_1 s + \ldots + \beta_n s^n} = \sum_{i=0}^{i=m} \alpha_i s^i \Bigg/ \sum_{i=0}^{i=n} \beta_i s^i, \tag{13}$$

где $w(s) = y(s)$, $w(s) = \mu(s)$, $w(s) = \beta(s)$ или $w(s) = z(s)$.

Если полиномы числителя и знаменателя имеют только вещественные корни, то выражение (13) можно записать в виде

$$w(s) = w_0 \frac{\prod_{i=1}^{m}(1 + s\tau_i')}{\prod_{i-1}^{n}(1 + s\tau_i'')}, \tag{14}$$

где $w_0 = \alpha_0/\beta_0$, τ_i', τ_i'' – коэффициенты, определяемые корнями соответствующего характеристического уравнения.

Вводя типовую передаточную функцию [20]

$$w_i(s) = w_{0i}\frac{1+s\tau_i'}{1+s\tau_i''}, \tag{15}$$

можно представить общее выражение (13) в виде

$$w(s) = \prod_{i=1}^{n} w_i(s). \tag{16}$$

Таким образом, произвольная передаточная функция общего вида (13) может быть представлена в виде последовательного каскадного включения n элементарных типовых передаточных функций вида (15).

Для построения билинейной формы описания частных матриц управляемых частотно-зависимых источников $p = w(s)\,q$ требуется использование описания компонентов уравнениями в неявной форме. Так, если имеется типовой управляемый частотно-зависимый источник с типовой передаточной функцией

$$p = w_0\frac{1+s\tau'}{1+s\tau''}q, \tag{17}$$

то его уравнение можно записать в неявной форме

$$(1+s\tau'')p - w_0(1+s\tau')q = 0. \tag{18}$$

Неявная форма управляемого частотно-зависимого источника позволяет избавиться от комплексной переменной s в знаменателе и, следовательно, на основании модифицированной формы обобщенного уравнения схемы построить матрицу схемы в билинейной форме $W=A+sB$. Практическая реализация приведения уравнения управляемого частотно-зависимого источника (14) к обобщенной форме (6) осуществляется применительно к конкретному типу управляемого источника.

Пусть, например, имеется частотно-зависимый источник тока, управляемый напряжением, входные полюсы которого подключены к узлам $n1+$, $n1-$, а выходные полюсы – к узлам $n2+$, $n2-$, и уравнение которого имеет вид

$$i_2 = y_0\frac{1+s\tau'}{1+s\tau''}u_1.$$

Запишем это уравнение в неявной форме

$$(1+s\tau'')i_2 - y_0(1+s\tau')u_1 = 0$$

или

$$H_d I_d + G_y U_y = 0,$$

где $H_d = (1+s\tau''),\ G_y = -y_0(1+s\tau'),\ I_d = i_2,\ U_y = u_1$.

Уравнение моделируемой схемы в модифицированном базисе (12) в рассматриваемом случае имеет более простой вид

$$\begin{bmatrix} & A_d \\ G_y^0 A_y^t & H_d^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ I_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \\ \\ \end{bmatrix} = 0. \qquad (19)$$

Учитывая, что

$$A_y = \begin{array}{c} n1+ \\ n1- \end{array} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}, \qquad A_d = \begin{array}{c} n2+ \\ n2- \end{array} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$$

и подставляя значения H_d^0 и $G_y^0 A_y^t$ в уравнение (19), получим

$$W = \begin{array}{c|ccccc} & n1+ & n1- & n2+ & n2- & d \\ \hline n1+ & & & & & \\ n1- & & & & & \\ n2+ & & & & & 1 \\ n2- & & & & & -1 \\ d & -y_0(1+s\tau') & y_0(1+s\tau') & & & 1+s\tau'' \end{array}.$$

Отсюда частотно-независимые матрицы A и B будут иметь вид

$$A = \begin{array}{c|ccccc} & n1+ & n1- & n2+ & n2- & d \\ \hline n1+ & & & & & \\ n1- & & & & & \\ n2+ & & & & & 1 \\ n2- & & & & & -1 \\ d & -y_0 & & & & 1 \end{array}, \qquad B = \begin{array}{c|ccccc} & n1+ & n1- & n2+ & n2- & d \\ \hline n1+ & & & & & \\ n1- & & & & & \\ n2+ & & & & & \\ n2- & & & & & \\ d & -y_0\tau' & y_0\tau' & & & \tau'' \end{array}.$$

Аналогичным образом могут быть построены частотно-независимые матрицы A и B других типов управляемых источников.

В реальных приложениях содержание частотно-независимых матриц A и B моделируемой схемы отображается в двумерных массивах a и b, на основании которых на каждой частоте omega=2*3.14*f [kf] при помощи кон-

структора класса complex вычисляется значение $w[i,j]$ =complex ($a[i,j]$, omega $*b[i,j]$). Такая организация вычислительного процесса существенно повышает производительность системы моделирования частотных характеристик на основе билинейной формы представления математического описания схемы, поскольку на всех частотах используется неизменное содержание двумерных массивов a и b.

4. Заключение

В работе рассмотрены два возможных подхода к организации вычислительного процесса при моделировании электронных схем в частотной области – на основе построения комплексных матриц на каждой частоте $f[kf]$ заданного частотного диапазона с предварительным вычислением комплексной частоты s = (0.0, 6.28*$f[kf]$) и на основе представления комплексной матрицы схемы в билинейной форме $W = A + sB$, где A и B – вещественные частотно-независимые матрицы. Показано, что использование билинейной формы описания схемы на основе модифицированного базиса повышает эффективность расчета частотных характеристик, поскольку на каждой частоте omega=2*3.14*$f[kf]$ значение $w[i,j]$ =complex ($a[i,j]$, omega $*b[i,j]$) вычисляется на основе неизменных двумерных частотно-независимых массивов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *В.П. Сигорский, А.И. Петренко.* Алгоритмы анализа электронных схем. – М.: Сов. радио, 1976, 608 с.;
   V.P. Sigorskij, A.I. Petrenko. Algoritmy analiza elektronnykh skhem. – M.: Sov. radio, 1976, 608 s.
2. *И.П. Норенков*. Введение в автоматизированное проектирование технических устройств и систем. – М.: Высшая школа, 1986, 304 с.;
   I.P. Norenkov. Vvedenie v avtomatizirovannoe proektirovanie tekhnicheskikh ustroistv i sistem. – M.: Vysshaia shkola, 1986, 304 s.
3. *Б.А. Калабеков, И.Ю. Лапидус, В.М. Малафеев.* Методы автоматизированного расчета электронных схем в технике связи. – М.: Радио и связь, 1990, 272 с.;
   B.A. Kalabekov, I.YU. Lapidus, V.M. Malafeev. Metody avtomatizirovannogo rascheta elektronnyh skhem v tekhnike sviazi. – M.: Radio i sviaz, 1990, 272 s.
4. *Б.В. Баталов, Ю.Б. Егоров, С.Г. Русаков.* Основы математического моделирования больших интегральных схем на ЭВМ. – М.: Радио и связь, 1982, 168 с.;
   B.V. Batalov, Yu.B. Egorov, S.G. Rusakov. Osnovy matematicheskogo modelirovaniia bolshikh integralnykh skhem na EVM. – M.: Radio i sviaz, 1982, 168 s.
5. *Е.Л. Глориозов, В.К. Ссорин, П.П. Сыпчук.* Введение в автоматизацию схемотехнического проектирования. – М.: Советское радио, 1976, 224 с.;
   E.L. Gloriozov, V.K. Ssorin, P.P. Sypchuk. Vvedenie v avtomatizaciiu skhemotekhniches-

kogo proektirovaniia. – M.: Sovetskoe radio, 1976, 224 s.

6. *А.И. Петренко, О.И. Семенков.* Основы построения систем автоматизированного проектирования. – Киев: Высшая школа, 1984, 293 с.;
   A.I. Petrenko, O.I. Semenkov. Osnovy postroeniia sistem avtomatizirovannogo proektirovaniia. – Kiev: Vysshaia shkola, 1984, 293 s.
7. *Д. Форсайт, М. Малькольм, К. Моулер*. Машиные методы математических вычислений. – М.: Мир, 1980, 277 с.;
   G. Forsyte, M. Malkolm, C. Moler. Computer methods for mathematical computation. – N.J.: Prentige Hall, 1977.
8. *О. Эстербю, З. Златев.* Прямые методы для разреженных матриц. – М.: Мир, 1987, 118 с.;
   O. Osterby, Z. Zlatev. Direct methods for sparse matrices. – New York: Springer Verlag, 1983.
9. *Н.Ф. Ильинский, В.К. Цаценкин.* Приложение теории графов к задачам электромеханики. – М.: Энергия, 1968, 200 с.;
   N.F. Il'inskij, V.K. Cacenkin. Prilozhenie teorii grafov k zadacham elektromekhaniki. – M.: Energiia, 1968, 200 s.
10. *Л. Робишо, М. Буавер, Ж. Робер.* Направленные графы и их приложение к электрическим цепям и машинам. – М.: Энергия, 1964, 246 с.;
    L. Robichaud, M. Boisvert, J. Roert. Graphes de fluense. Applications a l'electrotechnique et a l'electronique. – Canade, 1961.
11. *Г. Крон.* Исследование сложных систем по частям – диакоптика. – М.: Наука, 1972, 542 с.;
    G. Kron. Diacoptics. – London: Macdonald, 1970.
12. *Ю.В. Тимкин.* Анализ электронных схем методом двунаправленных графов. – М.: Энергоатомиздат, 1985, 255 с.;
    Yu.V. Timkin. Analiz elektronnykh skhem metodom dvunapravlennykh grafov. – M.: Energoatomizdat, 1985, 255 s.
13. *В.Н. Ильин.* Основы автоматизации схемотехнического проектирования – М.: Энергия, 1979, 391 с.;
    V.N. Il'in. Osnovy avtomatizatsii skhemotekhnicheskogo proektirovaniia. – M.: Energiia, 1979, 391 s.
14. *И.П. Норенков, В.Б. Маничев.* Системы автоматизированного проектирования электронной и вычислительной аппаратуры. – М.: Высшая школа, 1983, 273 с.;
    I.P. Norenkov, V.B. Manichev. Sistemy avtomatizirovannogo proektirovaniia elektronnoi i vychislitelnoi apparatury. – M.: Vysshaia shkola, 1983, 273 s.
15. *И. Влах, К. Сингхал.* Машинные методы анализа и проектирования электронных схем. – М.: Радио и связь, 1988, 560 с.;
    Y. Vlach, K. Singhal. Computer methods for circuit analysis and design. – New York: VNR Company, 1983.
16. *Л. Чуа, Лин Пен-Мин.* Машинный анализ электронных схем. – М.: Энергия, 1980, 631 с.;
    L. Chua, Pen-Min Lin. Computer-aided analysis of electronic circuits. – New York: Prentice Hall, 1980.
17. *Д.К. Фидлер, К. Найтингел.* Машинное проектирование электронных схем. – М.: Высшая школа, 1985, 215 с.;

J. Fidler, C. Nightingale. Computer Aided Circuit Design. John Wiley & Sons. – New York, 1980.

18. *Г.В. Обрезков и др.* Прикладные математические методы анализа в радиотехнике. – М.: Высшая школа, 1985, 343 с.;
G.V. Obrezkov i dr. Prikladnye matematicheskie metody analiza v radiotekhnike. – M.: Vysshaia shkola, 1985, 343 s.
19. *Э. Троелсон.* Язык программирования C# 2005 и платформа .NET 2.0. – М.: Изд. «Вильямс», 2007, 1167 с.;
A.Troelsen. PRO C#2005 and the .NET 2.0 Platform. – Apress@ 2005.
20. *В.Н. Гридин, Н.Г. Рыжов, В.И. Анисимов, М.М. Абухазим.* Методы повышения эффективности процессов моделирования динамических режимов нелинейных систем // Информационные технологии, 2017, №11, с.796-802;
V.N. Gridin, N.G. Ryzhov, V.I. Anisimov, M.M. Abuhazim. Metody povysheniia effektivnosti processov modelirovaniia dinamicheskikh rezhimov nelineinykh sistem // Informatsionnye tekhnologii, 2017, №11, s.796-802.

Поступила в редакцию 21.05.18
После доработки 21.05.18
Принята к публикации 10.09.18