Методы построения систем автоматизированного проектирования радиоэлектронных схем в частотной области

В.И.Анисимов,
г.н.с., д.т.н., проф., info@ditc.ras.ru,
ЦИТП РАН, г. Одинцово и СПбГЭТУ, г. Санкт-Петербург
В.Н. Гридин,
науч. рук. ЦИТП РАН, д.т.н., проф., info@ditc.ras.ru
ЦИТП РАН, г. Одинцово

Рассматриваются методы построения систем автоматизации расчета частотных характеристик радиоэлектронных схем. Показывается, что возможны два подхода к решению такой задачи. Первый поход 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*]). 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.

Methods of construction of systems of automation of calculation of frequency characteristics of radio-electronic circuits are considered. It is shown that two approaches to solving this 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]). The second approach to the problem solution 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 this approach in some cases requires the representation of the equations of frequency-dependent components in explicit form, which is acceptable only in the description of the scheme in the coordinate bases, for which such a possibility is provided. The technique of description of the simulated schemes in the modified basis of nodal potentials which allows to use both the explicit and implicit form of the task of the component equations is offered.

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. Показывается, что возможны два подхода к решению такой задачи. Первый поход 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.

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 [1-3].

Для многополюсников моделируемой схемы зависимость между двумя переменными может быть записана уравнениями $p = f(\ldots q \ldots)$, определяющими в явной форме для каждого полюса одну из полюсных переменных. Переменная p в общем случае может быть как токовой, так и потенциальной переменной. В зависимости от характера переменной p все полюса многополюсников могут быть разделены на две группы: группу *y*-полюсов и группу *z*-полюсов. Группой *y*-полюсов обычно называются такие полюса, для которых зависимая переменная p является переменной последовательного типа $(p = i)$, а группой *z*-полюсов – полюса, для которых зависимая переменная p является переменной параллельного типа.

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

$$i_i = f_i(\ldots, u_k, \ldots, i_l, \ldots) \quad (1)$$

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

$$u_j = f_j(\ldots, u_k, \ldots, i_l, \ldots) \quad (2).$$

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 [4]

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

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

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

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

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

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

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, и, следовательно, для формирования уравнения необходимо иметь в распоряжении класс для работы с комплексными числами. При построении проекта на C# 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 +, -, *, /, ==, != [5]. В классе должны быть также определены основные функции (свойства) для работы с комплексными числами (расчет модуля, аргумента, вещественной и мнимой частей комплексного числа).

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 схем в частотной области на основе первого подхода приведена на рисунке 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.

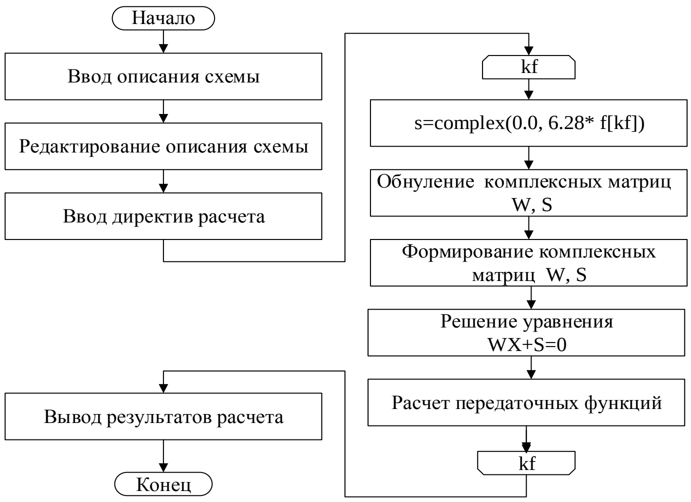

рис. 1. Структурная схема процесса моделирования схем в частотной области на основе комплексных матриц

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***ω***B*, где *A* и *B* – вещественные частотно-независимые матрицы. Структурная схема процесса моделирования схем в частотной области на основе второго подхода приведена на рисунке 2.

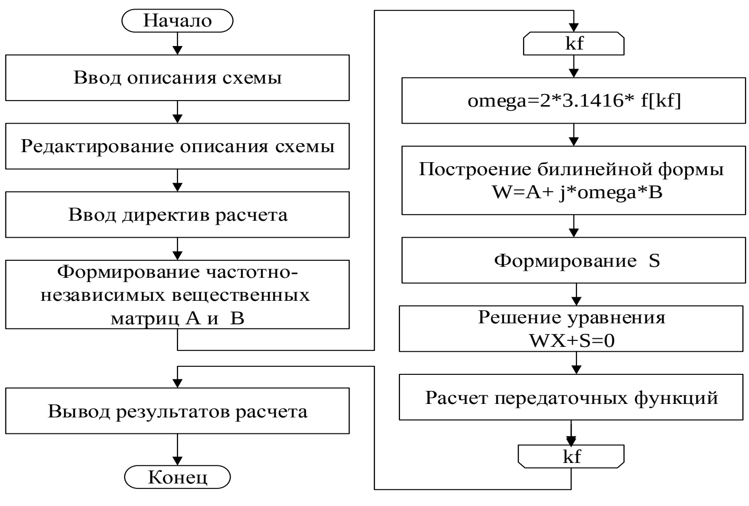

рис. 2. Структурная схема процесса моделирования схем в частотной области на основе частотно-независимых вещественных матриц

В соответствии с приведенной схемой после ввода 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. Однако практическая реализация такого подхода существенно затрудняется требованием представления математического описания схемы в билинейной форме, что требует использования специальных алгоритмов формирования такого математического описания.

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* = $A_y Y_м^0 A_y^t$, или

W=

	p	*q*
p	1/*R*+*sC*	(1/*R*+*sC*)
q	(1/*R*+*sC*)	1/*R*+*sC*

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

A=

	p	q
p	1/*R*	-1/*R*
q	-1/*R*	1/*R*

B=

	p	q
p	*C*	-*C*
q	-*C*	*C*

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 =

	p	*q*	*k*
p			1
q			-1
k	-1	1	*sL*

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

A =

	p	*q*	*k*
p			1
q			-1
k	-1	1	

B =

	p	*q*	*k*
p			
q			
k			*L*

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=jω*. В наиболее общем виде функция *w*(*s*) может быть представлена в виде

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

где *w(s)* = y(s), *w(s)* = μ(s), *w(s)* = β(s) или *w(s)* = z(s)

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

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

где w_0 = α_0/β_0, $\tau_i^{'}, \tau_i^{''}$ - коэффициенты, определяемые корнями соответствующего характеристического уравнения.

Вводя типовую передаточную функцию [6]

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

можно представить общее выражение (13) в виде

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

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

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

то его уравнение можно записать в неявной форме

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

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.

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 конструктора 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*.

Заключение

В докладе 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.

Литература

1. Сигорский В.П., Петренко А.И. Алгоритмы анализа электронных схем. - М.: «Сов. радио», 1976. 608 с.
2. Норенков И.П. Введение в автоматизированное проектирование технических устройств и систем. - М.: «Высшая школа», 1986. 304 с.
3. Калабеков Б.А., Лапидус И.Ю., Малафеев В.М. Методы автоматизированного расчета электронных схем в технике связи. - М.: «Радио и связь», 1990. 272 с.
4. Влах И., Сингхал К. Машинные методы анализа и проектирования электронных схем, пер. с анг. - М.: Радио и связь, 1988. - 560 с.
5. Троелсон Э. Язык программирования C# 2005 и платформа .NET 2.0, пер. с англ. -М.: Изд. «Вильямс» 2007, 1167 с.
6. Гридин В.Н., Рыжов Н.Г., Анисимов В. И., Абухазим М.М. Методы повышения эффективности процессов моделирования динамических режимов нелинейных систем //Информационные технологии №11 2017 с.796-802