

КАЧЕСТВО И ИННОВАЦИИ ОБРАЗОВАНИЕ

№3
2013



КАЧЕСТВО и ИПИ (CALS)-технологии

w w w . q u a l i t y - j o u r n a l . r u

А.С. Малина, Н.И. Борисов

РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ СВОЙСТВ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МАКРОМДЕЛИРОВАНИЯ

В данной статье рассматривается метод снижения трудоемкости анализа линейных электрических эквивалентных схем за счет редукции исходной схемы, использующий свойство схем, состоящих из слабо связанных между собой подсхем с применением метода макромоделирования. Для нахождения частотных и спектральных характеристик модели предлагается использовать модель, состоящую из макромоделей. Предлагаемый метод дает возможность исключить из подсхем несущественные для данной задачи внутренние переменные, оставив лишь необходимые для пользователя входные и выходные характеристики и, тем самым, сократить количество уравнений анализируемой модели. При этом также появляется возможность организации параллельных вычислений - независимого анализа каждой макромодели в отдельности. Анализ модели, состоящей из макромоделей, производится с минимальной вычислительной погрешностью.

Ключевые слова: линейные электрические эквивалентные схемы, частотные характеристики, макромоделирование

В связи с развитием и усложнением средств вычислительной техники, а также радиоэлектронной аппаратуры происходит увеличение размерности математических моделей проектируемых объектов. Вследствие этого возникает необходимость разработки методов редукции, которые позволяли бы уменьшить трудоемкость анализа и оптимизации построенной математической модели. Широкое распространение имеют модели линейных и линеаризованных электрических эквивалентных схем. Источниками таких схем могут быть принципиальные электрические схемы радиоэлектронной аппаратуры (далее - РЭА), сложные элементы которых заменяются соответствующими схемами замещения; математические модели, построенные с помощью методов искусственных электроаналогий; математические модели физических процессов, описываемые системами дифференциальных уравнений в частных производных, где переход к системам обыкновенных дифференциальных уравнений производится с помощью методов конечных разностей и конечных элементов.

Под анализом математической модели понимается вычисление частотных характеристик модели (построение АЧХ и ФЧХ) и спектра матрицы модели (оценка устойчивости модели, вычисление собственных резонансных частот, нулей и полюсов системной функции). Основная задача, возникающая в процессе решения задач анализа - решение СЛАУ.

Основными методами снижения трудоемкости процессов анализа и оптимизации моделей линейных эквивалентных электрических схем являются: использование разреженности матрицы модели; использование блочной разреженности схемы, которая состоит из слабо связанных между собой подсхем - диакоптические методы; одноуровневое макромоделирование.

Проблемам использования разреженных матриц при решении систем линейных алгебраических уравнений посвящены работы [1, 2, 3]. В качестве

недостатков данного класса методов отметим следующие. Методы, использующие разреженность матрицы математической модели проектируемого объекта, не позволяют использовать свойство блочной разреженности исходной схемы, следовательно, не позволяют организовывать независимый анализ каждой подсхемы. С помощью данного класса методов невозможно произвести исключение внутренних переменных модели, оставив соотношение типа "вход-выход". Данные методы зачастую приводят к снижению точности решений, стремясь сохранить разреженность матрицы при ее обработке.

Исследования диакоптических методов анализа электрических схем проводились в работах [4, 5, 6]. Трудоемкость анализа схемы, состоящей из подсхем, показана в работе [7]. Трудоемкость анализа модели снижается за счет использования блочно разреженной структуры исходной схемы. К достоинствам данного метода можно отнести возможность организации независимого анализа каждой подсхемы, входящей в исходную модель. Однако диакоптические методы не позволяют произвести исключение внутренних переменных модели, оставив соотношение типа "вход-выход".

При проведении анализа математических моделей на различных этапах проектирования, интересующими нас параметрами математической модели, характеристики которых необходимо улучшить, являются не все фазовые переменные, а лишь небольшая их часть. Как правило, это фазовые переменные типа "вход-выход". Исключить внутренние переменные модели позволяет метод одноуровневого макромоделирования.

Макромодель линейных схем представляет собой систему уравнений малой размерности, которая отражает соотношения типа "вход-выход" исходной модели и включает в себя явным образом ее варьируемые параметры. Дадим определение.

Пусть дана построенная в расширенном однородном координатном базисе (РОКБ) модель исходной большой линейной эквивалентной электрической схемы:

$$\begin{bmatrix} A_{11}(p) & A_{12}(p) \\ A_{21}(p) & A_{22}(p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{X}_1 \\ \bar{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Y}_1 \\ \bar{Y}_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

где $A_{ij}(p) = C_{ij}p + G_{ij}$, $i, j = 1, 2$; \bar{X}_1 - (M^*1) - вектор "внутренних" переменных; \bar{X}_2 - (m^*1) - вектор "внешних" переменных схемы, отражающих соотношения типа "вход-выход"; $M >> m, m+M=N$.

Макромодель схемы, содержащая в себе только "внешние" переменные, имеет вид:

$$[-A_{21}(p)A_{11}^{-1}(p)A_{12}(p) + A_{22}(p)]\bar{X}_2 = \bar{Y}_2 - A_{21}(p)A_{11}^{-1}(p)\bar{Y}_1 \quad (2)$$

Модель вида (2) получена за счет алгебраического исключения вектора \bar{X}_1 , содержащего "внутренние" переменные. Исключение основано на обращении полиномиальной матрицы $A_{11}(p)$ с сохранением аналитической зависимости от параметра [8, 9].

Основной проблемой построения макромодели является вычисление в аналитическом виде матрицы $A_{11}^{-1}(p)$. Для вычисления этой матрицы необходимо вычислить собственные значения и специальным образом нормированные правые и левые собственные векторы матрицы $C_{11}p + G_{11}$. Среди работ, посвященных разработке алгоритмов макромоделирования, можно отметить следующие - [8, 9].

Одноуровневое макромоделирование не позволяет использовать свойство блочной разреженности исходной схемы, следовательно, не позволяет организовать независимый анализ подсхем. Трудоёмкость процесса построения макромодели за один шаг редукции [8] быстро растёт с увеличением числа исключаемых переменных, что не позволяет использовать его для схем, состоящих из сотен тысяч узлов и более. Однако зачастую такие схемы можно рассматривать как объединение слабо связанных подсхем, что отражается в блочной разреженности матрицы модели. Использование этой особенности позволяет провести независимое макромоделирование подсхем с последующим их объединением в общую модель много меньшей размерности по сравнению с исходной моделью. Такой метод обеспечивает исключение внутренних переменных модели каждой подсхемы, оставляя соотношение типа "вход-выход", позволяет проводить независимое построение и анализ макромоделей подсхем, входящих в модель, сохраняет высокий уровень точности вычислений.

Формирование модели линейной эквивалентной электрической схемы, состоящей из макромоделей подсхем

Если исходная схема состоит из слабо связанных между собой подсхем, каждую подсхему можно представить в виде фазовой параметрической макромодели. Макромодели подсхем будут включены в общую схему с учетом значений сигналов на их внешних связях.

Пусть модель исходной задачи представлена в виде линейной эквивалентной электрической схемы, состоящей из n слабо связанных между собой подсхем. Пусть вектор \bar{X}_i каждой подсхемы разбит на два подвектора $\bar{X}_i = (\bar{X}_{i1}, \bar{X}_{i2})^T$ "внутренних" и "внешних" фазовых переменных размера M_i и m_i соответственно. Модель схемы, состоящей из слабо связанных между собой подсхем, каждая из которых представлена в виде макромодели вида (2), будет выглядеть следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \hat{A}_1(p, \bar{Q}_1) & 0 & 0 & A_{1c(2)} \\ 0 & \dots & 0 & \dots \\ 0 & 0 & \hat{A}_n(p, \bar{Q}_n) & A_{nc(2)} \\ A_{c1(2)} & \dots & A_{cn(2)} & A_{cc}(p, \bar{Q}_c) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{X}_{12} \\ \vdots \\ \bar{X}_{n2} \\ \bar{X}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Y}_{12} \\ \vdots \\ \bar{Y}_{n2} \\ \bar{Y}_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

где $\hat{A}_i(p, \bar{Q}_i), i = \overline{1, n}$ - матрица макромодели i -ой подсхемы вида (2), содержащая в явном виде варьируемые параметры; \bar{Q}_i - вектор варьируемых параметров макромодели.

Модель вида (3) может быть сформирована за счет введения дополнительных фазовых переменных потокового типа, протекающих по ветвям, соединяющим подсхемы. Окаймление $A_{c1}, \dots, A_{cn}, A_{1c}, \dots, A_{nc}$, $A_{cc}(p, \bar{Q}_c)$ отражает связи между подсхемами. Матрица связей $A_{cc}(p, \bar{Q}_c)$ является диагональной с отрицательными коэффициентами типа R, pL, 1/pC. Порядок матрицы $A_{cc}(p, \bar{Q}_c)$ определяется количеством связей между подсхемами. Матрицы связей $A_{c1}, \dots, A_{cn}, A_{1c}, \dots, A_{nc}$ будут содержать ненулевые строки и столбцы, порядок следования которых будет зависеть от порядка включения в модель схемы дополнительных фазовых переменных потокового типа. Каждая ненулевая строка будет содержать один ненулевой коэффициент, равный "1" или "-1".

Расчет частотных и спектральных характеристик по модели линейной эквивалентной электрической схемы, состоящей из макромоделей подсхем

Вычисление частотных характеристик модели вида (3), состоящей из фазовых параметрических макромоделей вида (2), сводится к формированию системы линейных алгебраических уравнений (далее - СЛАУ) по модели (3) с помощью подстановки чисто мнимо значения, соответствующего выбранной точке частотного диапазона, в каждую макромодель

$$\hat{A}_i(p, \bar{Q}_i), i = \overline{1, n} .$$

Решение полученной СЛАУ производится с помощью LQ-разложения полученной числовой матрицы модели. Ниже приведен пример построенной числовой матрицы модели, состоящей из двух подсхем, для заданной точки частотного диапазона:

1.00000000004987E-0001	4.98703490612746E-0008	0.00000000000000E+0000	0.00000000000000E+0000	0.00000000000000E+0000
4.98703490612746E-0008	4.98653620263685E-0004	0.00000000000000E+0000	0.00000000000000E+0000	0.00000000000000E+0000
0.00000000000000E+0000	0.00000000000000E+0000	8.39934032605533E-0002	-6.59871906241801E-0004	1.00000000000000E+0000
0.00000000000000E+0000	0.00000000000000E+0000	-6.59871906241801E-0004	5.06596739446699E-0002	-1.00000000000000E+0000
0.00000000000000E+0000	1.00000000000000E+0000	-1.00000000000000E+0000	0.00000000000000E+0000	-6.00000000000000E+0000

Курсивом показано окаймление - матрицы, отражающие связи между макромоделями подсхемы. Представленный пример соответствует модели следующего вида:

$$\left[\begin{array}{ccccc} M1_{11}(p) & M1_{12}(p) & 0 & 0 & 0 \\ M1_{21}(p) & M1_{22}(p) & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & M2_{11}(p) & M2_{12}(p) & -1 \\ 0 & 0 & M2_{21}(p) & M2_{22}(p) & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & -r_3 \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} y_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{array} \right] \quad (4)$$

где M_1 - макромодель первой подсхемы; M_2 - макромодель второй подсхемы; x_5 соответствует потоковой переменной, отражающей ток, протекающий через сопротивление, которым соединены подсхемы, X_1-X_4 - напряжения во входных и выходных узлах подсхем; y_1 - внешнее воздействие.

Вычисление спектральных характеристик модели (3), состоящей из макромоделей подсхем вида (2), производится с помощью итерационного метода квадратичной интерполяции (метода Мюллера [13]). На каждом шаге метода по модели (3) формируется числовая матрица с помощью подстановки в каждую макромодель $\hat{A}_i(p, \hat{Q}_i), i = 1, n$ текущего аргумента метода Мюллера, полученного на предыдущем шаге. По сформированной числовой матрице рассчитывается текущее значение аппроксимируемой параболой функции - значение определителя матрицы модели, которое вычисляется с помощью LQ-разложения:

$$f(p) = \det A(p) = \det(LQ) \quad .$$

Чтобы избежать повторного получения уже найденных корней, вычисленное значение определяется умножается на рациональный многочлен, содержащий уже найденные корни модели в знаменателе. Многочлен имеет вид: $\prod_{i=1}^n \frac{1}{(p - p_i)}$, где

P_i - найденный корень, n - количество найденных корней. Данный подход изложен в [14]. Чтобы избежать сходимости метода к бесконечности в связи с увеличением степени многочлена в знаменателе, числитель умножается на коэффициент вида: $K = \prod_{i=1}^n (p - \lambda_i)$, где λ_i - собственные значения, являющиеся элементами диагональной матрицы макромоделей подсхем, входящих в матрицу модели; n - суммарное количество собственных значений макромоделей; p - аргумент, задаваемый методом интерполяции.

Так как модель (3) для линейных схем строится в аналитическом виде, вычисления по такой модели производятся с минимальной погрешностью. Для сравнения точности вычислений приведем полученный спектр матрицы исходной плотной модели и

полученный спектр матрицы редуцированной модели вида (4).

Собственные значения матрицы исходной плотной модели:

```

Re = -1.35897126341013E+0000 Im = 0.000000000000000E+0000
Re = -3.67444089578108E+0000 Im = 0.000000000000000E+0000
Re = -1.42854809458686E+0005 Im = 0.000000000000000E+0000
Re = -2.34702157863605E+0005 Im = 0.000000000000000E+0000
Re = -1.35259717704332E+0006 Im = 0.000000000000000E+0000

```

Собственные значения матрицы редуцированной модели вида (4):

```

Re = -1.35897126341106E+0000 Im = 0.000000000000000E+0000
Re = -3.67444089578460E+0000 Im = 0.000000000000000E+0000
Re = -1.42854809458686E+0005 Im = 0.000000000000000E+0000
Re = -2.34702157863609E+0005 Im = 0.000000000000000E+0000
Re = -1.35259717704332E+0006 Im = 0.000000000000000E+0000

```

Сравнительные оценки трудоемкости проведения анализа исходной плотной модели линейной электрической эквивалентной схемы и редуцированной модели, состоящей из макро-моделей подсхем

Наиболее трудоемкой задачей при построении макромодели вида (2) является вычисление в аналитическом виде матрицы $A_{11}^{-1}(p)$. Для вычисления этой матрицы необходимо вычислить собственные значения и специальным образом нормированные правые и левые собственные векторы матрицы $C_{11}p + G_{11}$. Для решения данной задачи используется метод преобразований подобия - сведение обобщенной проблемы собственных значений к обыкновенной, отделение корней с помощью QR-алгоритма, уточнение корней методом Кублановской [10, 11]. Количество необходимых требуемых вещественных мультипликативных операций $\sim M^4$.

Трудоемкость формирования модели, состоящей из макромоделей, складывается из трудоемкостей формирования каждой из макромоделей, входящих в общую модель: $T = \sum_{i=1}^n T_{\text{макр}i}$, где $T_{\text{макр}i} \sim M_i^4$

- трудоемкость формирования i -ой макромодели, где M_i - количество исключаемых уравнений i -й макромодели, n - количество макромоделей.

Трудоемкость формирования числовой матрицы по модели, состоящей из макромоделей, определяется числом ВМО, необходимым для умножения каждой из матриц макромоделей на числовой аргумент: $T = \sum_{i=1}^n m_i^2$, где m_i - порядок i -ой макромодели; n - количество макромоделей.

Для расчета частотных характеристик в точке ω , выполняются следующие действия:

1.LQ разложение числовой матрицы модели, трудоемкость которого определяется выражением:

$T \sim 2\left(\sum_{i=1}^n m_i + n - 1\right)^3$ ВМО, где m_i - порядок матрицы i -ой макромодели; n - количество макромоделей; $n-1$ - количество связей между макромоделями.

2. Решение СЛАУ с треугольной матрицей

$T \sim 2\left(\sum_{i=1}^n m_i + n - 1\right)^2$ ВМО, где m_i - порядок матрицы i -ой макромодели; n - количество макромоделей; $n-1$ - количество связей между макромоделями.

Итоговая трудоемкость расчета частотных характеристик:

$$T \sim 2\left(\sum_{i=1}^n m_i + n - 1\right)^3 + 2\left(\sum_{i=1}^n m_i + n - 1\right)^2 \text{ ВМО},$$

где m_i - порядок матрицы i -ой макромодели; n - количество макромоделей; $n-1$ - количество связей между макромоделями.

Расчет одного корня методом Мюллера [13] состоит из следующих этапов:

1. LQ разложение матрицы модели для нахождения определителя. Трудоемкость составляет

$$T \sim 2\left(\sum_{i=1}^n m_i + n - 1\right)^3 + k_n + 1 \text{ ВМО}, k_n - \text{количество}$$

уже найденных корней - умножение в знаменателе на скобки, содержащие уже найденные корни для их исключения, 1 - умножение на специальный коэффициент в числителе, содержащий собственные значения диагональных матриц макромоделей.

2. Согласно [12] для поиска одного корня методом Мюллера требуется в среднем 8 итераций. Следовательно, общая трудоемкость нахождения одного корня равна: $T \sim 8(2\left(\sum_{i=1}^n m_i + n - 1\right)^3 + k_n + 1)$ ВМО.

Число корней макромодели равно $K = \sum_{i=1}^n k_i$, где k_i - число собственных значений i -ой макромодели; n - количество макромоделей.

Общая трудоемкость нахождения спектральных характеристик равна:

$$T \sim K * 8(2\left(\sum_{i=1}^n m_i + n - 1\right)^3 + k_n + 1) \text{ ВМО}.$$

Трудоемкость расчета частотных характеристик в частотной точке ω_i по модели общего вида размером N :

1. LQ разложение матрицы модели. Трудоемкость составляет $T \sim 2N^3$ ВМО, k_n - количество уже найденных корней - умножение в знаменателе на скобки, содержащие уже найденные корни для их исключения; 1 - умножение на специальный коэффициент в числителе, содержащий собственные значения диагональных матриц макромоделей.

2. Решение СЛАУ с треугольной матрицей $T \sim 2N^2$ ВМО.

Итоговая трудоемкость расчета частотных характеристик: $T \sim 2N^3 + 2N^2$ ВМО.

Трудоемкость расчета спектральных характеристик по модели общего вида размером N :

Расчет одного корня методом Мюллера:

1. LQ разложение матрицы модели для нахождения определителя. Трудоемкость составляет

$T \sim 2N^3 + k_n + 1$ ВМО, k_n - количество уже найденных корней - умножение в знаменателе на скобки, содер-

жающие уже найденные корни для их исключения, 1 - умножение на специальный коэффициент в числителе, содержащий собственные значения диагональных матриц макромоделей.

2. Для поиска одного корня методом Мюллера требуется в среднем 8 итераций [12]. Общая трудоемкость нахождения одного корня равна

$$T \sim 8(2N^3 + k_n + 1) \text{ ВМО}.$$

По полученным оценкам трудоемкости можно построить следующий график - по оси абсцисс количество уравнений модели, по оси координат - трудоемкость проведения частотного анализа модели в ВМО. Диапазон значений по оси абсцисс задан значениями от 0 до 1000 (рис. 1).

Оценка трудоемкости проведения частотного анализа

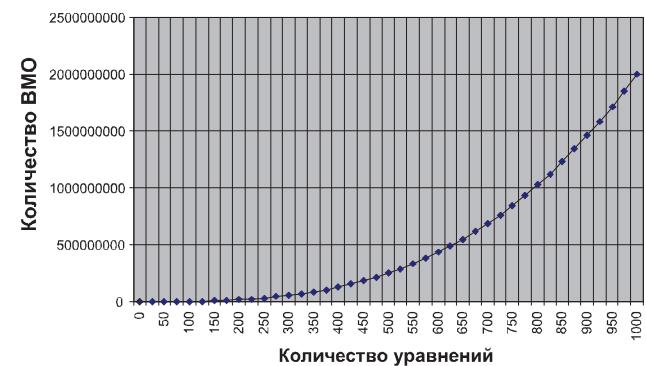


Рис. 1

Трудоемкость вычисления частотных и спектральных характеристик исходной плотной модели размерностью N на порядки больше трудоемкости проведения анализа по редуцированной модели, состоящей из макромоделей, в силу того, что

$$\sum_{i=1}^n m_i + n - 1 \ll N .$$

Выводы

Согласно приведенным оценкам трудоемкости процесса анализа моделей линейных электрических эквивалентных схем количество требуемых ВМО для нахождения частотных характеристик в заданной точке частотного диапазона приближенно равно $T \sim 2N^3 + 2N^2$. Для исходной плотной системы уравнений, содержащей 1000 переменных, данная трудоемкость будет составлять $T \sim 2002000000$ ВМО. Для редуцированной модели, состоящей из 10 макромоделей подсхем, содержащих 10 внешних переменных, будет составлять $T \sim 20020000$ ВМО, что примерно в 990 раз меньше трудоемкости расчета исходной модели.

Предложенный метод позволяет использовать свойство блочной разреженности исходной линейной схемы, состоящей из слабо связанных подсхем, и является усовершенствованным методом диакоптики. Также данный метод дает возможность проводить оптимизацию редуцированной модели в связи с тем, что макромодели подсхем в явном виде сохраняют варьируемые параметры подсхем.

Происходит снижение трудоёмкости, а, следовательно, и времени построения макромодели за счёт

независимого построения макромоделей подсхем с последующим их объединением в общую модель. Быстрое построение макромодели, а также существенное уменьшение количества уравнений за счет исключения внутренних переменных подсхем обеспечивает заметное ускорение процессов анализа и оптимизации модели, что, в свою очередь, снижает временные издержки проектирования сложных объектов. Появляется возможность проведения независимого анализа каждой макромодели. Точность вычислений сохраняется, т.к. отсутствует зависимость метода от разреженности матрицы модели.

Литература:

- 1.Тьюардсон Р. Разреженные матрицы.- М.: "МИР", 1977.
- 2.Джордж А., Лю Дж. Численное решение больших разреженных систем уравнений. - М.: "МИР", 1984.
- 3.Писсанецки С. Технология разреженных матриц. - М.: "МИР", 1988.
- 4.Шакиров М.А. Преобразования и диакоптика электрических цепей. - Л.: Изд-во Ленинградского университета, 1980.
- 5.Крон Г. Исследование сложных частей по частям. - М.: Наука, 1972.
- 6.Попков В. Всеобщая инженерная наука Габриэля Крона // Вестник Международного Института А. Богданова. 2002. №3.
- 7.Баталов Б.В., Егоров Ю.Б., Русаков С.Г. Основы математического моделирования больших интегральных схем на ЭВМ. - М.: Радио и связь, 1982.
- 8.Борисов Н.И. Исследование и разработка методов снижения размерности и трудоемкости задач анализа и оптимизации линейных эквивалентных электрических схем на основе макромоделирования в САПР. / Автореферат докторской диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук, Москва 1996.
- 9.Михайлов В.Б. Проблема собственных значений и анализ линейных трактов радиотехнических устройств с многополюсными элементами // Известия Ленинград. электротехн. ин-та им. В.И. Ульянова (Ленина), вып. 294. 1981. С. 3-11.
- 10.Кублановская В.Н., Михайлов В.Б., Хазанов В.Б. К проблеме собственных значений нерегулярной л-матрицы // Численные методы и автоматическое программирование, Зап. научн. сем. ЛОМИ, 58, Изд-во "Наука", Ленинград. отд., Л., 1976. С. 80-92.
- 11.Кублановская В.Н. Применение нормализованного разложения к решению частичной проблемы собственных значений матрицы. - Л.: Изд-во АН СССР, 1974.
- 12.Уилкинсон Дж.Х. Алгебраическая проблема собственных значений. - М.: Наука, 1982.
- 13.Muller D.E. A Method for Solving Algebraic Equations Using an Automatic Computer. MTAC, 10 (1956), PP. 208-215.
- 14.Lancaster P. Lambda-matrices and vibrating systems. // Dover Publications, Mineola, New York, second edition, 2002.

Малина Анна Сергеевна,
аспирант МИЭМ НИУ ВШЭ.
тел.: 8(916) 511-54-62
e-mail: malinaannn@yandex.ru

Борисов Николай Иванович,
д-р техн. наук, профессор каф. ИТАС
МИЭМ НИУ ВШЭ.
тел.: 8(905) 580-44-96
e-mail: borisov@itas.miem.edu.ru

A.S. Malina, N.I. Borisov

DEVELOPMENT OF METHODS TO DETERMINE THE FREQUENCY OF LINEAR ELECTRICAL PROPERTIES OF EQUIVALENT CIRCUITS USING MACROMODELLING

The method of reduction of linear electric equivalent schemes is considered in this article. This method uses the property of the scheme which consists of subschemes with minimum connections. The macromodeling method is suggested to use for each subscheme. The macromodeling method allows excluding unimportant inner variables so the common count of equations will be essentially decreased. Thus suggested method allows increasing the speed of computing frequency characteristics and eigen values with minimum accuracy loss and also parallel computing can be organized. Analysis of the model, consisting of macro models, made with minimal processing error.

Keyword: linear equivalent schemes, frequency characteristics, macromodeling

References:

1. Tyuardson R. Sparse matrix. - M.: "Peace," 1977.
2. George A., Liu J. Numerical solution of large sparse systems of equations. - M.: "World", 1984.
3. Pissanetski C. Technology sparse matrices. - M.: "World", 1988.
4. Shakirov M.A. Conversion and diakoptika circuits. - Leningrad: Publishing House of Leningrad State University, 1980.
5. Kron G., Astudy of complex parts in parts. - Moscow: Nauka, 1972.
6. Popkov V. Universal Engineering Science Gabriel Kron / / Bulletin of the International Institute of Bogdanov. 2002. Number 3.
7. Batalov B.V. Yegorov Yu.B. Rusakov S.G. Principles of mathematical modeling of large-scale integrated circuits on a computer. - M.: Radio and communication, 1982.
8. Borisov N.I. Research and development of methods to reduce the dimension and labor-bone problems of analysis and optimization of linear equivalent electrical circuits based on macromodelling in CAD. / Dissertation for the degree of Doctor of Technical Sciences, Moscow, 1996.
9. Mikhailov V.B. Eigenvalue problem and analysis of linear circuits of radio engineering devices with multi-elements / / Proceedings of Leningrad. Electrotechnical. Inst. VI Ulyanov (Lenin), no. 294. 1981. PP. 3-11.
10. Kublanovskaya V.N. Mikhailov Khazanov V.B. The problem of irregular eigenvalues λ -matrix / / Computational methods and automatic programming, Zap. on-UCRF. Sem. LOMI, 58, Academy, "Nauka", Leningrad. Dep., L., 1976. PP. 80-92.
11. Kublanovskaya V.N. Application to the solution normalizovannogo razlozheniya chactichnoy problemy cobctvennyh the matrix. - Leningrad: Publishing House of the USSR Academy of Sciences, 1974.
12. Wilkinson J.H. The algebraic eigenvalue problem. - Moscow: Nauka, 1982.
13. Muller D.E. A Method for Solving Algebraic Equations Using an Automatic Computer. MTAC, 10 (1956), PP. 208-215.
14. Lancaster P. Lambda-matrices and vibrating systems. / / Dover Publications, Mineola, New York, second edition, 2002.

Malina Anna Sergeyevna,
Postgraduate MIEM HSE.
tel.: 8 (916) 511-54-62
e-mail: malinaannn@yandex.ru

Borisov Nikolai Ivanovich,
Dr. Sc. , Professor of Department. ITAS
MIEM HSE.
tel.: 8 (905) 580-44-96
e-mail: borisov@itas.miem.edu.ru

УВАЖАЕМЫЕ ЧИТАТЕЛИ!

Напоминаем вам, что продолжается подписка на журнал
КАЧЕСТВО. ИННОВАЦИИ. ОБРАЗОВАНИЕ

Подписку вы можете оформить:

- через отделения связи

каталог Агентства «Роспечать» - индекс 80620, 80621

каталог «Пресса России» - индекс 14490

- через редакцию

Дополнительную информацию можно получить
по телефону: +7 (495) 916 89 29

УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

**ОБРАТИТЕ ВНИМАНИЕ, ЧТО ЯВЛЯЯСЬ ПОДПИСЧИКОМ НАШЕГО ЖУРНАЛА,
ВЫ УСКОРИТЕ ПУБЛИКАЦИЮ СВОЕГО МАТЕРИАЛА.**