АКАДЕМИЯ НАУК СССР

МИКРОЭЛЕКТРОНИКА

Том 6

(ОТДЕЛЬНЫЙ ОТТИСК)

5

МОСКВА · 1977

МИКРОЭЛЕКТРОНИКА Том 6, вып. 5, 1977 г.

УДК 621.382.82.001.2

СИНТЕЗ МАКРОМОДЕЛЕЙ ФРАГМЕНТОВ БИС МЕТОДОМ ВОЗМУЩЕНИЙ

М. М. ГУРАРИЙ, С. Г. РУСАКОВ

Разработка и применение макромоделей является в настоящее время ведущим направлением в машинном проектировании сложных электронных схем и систем [1, 2]. Первоочередной задачей при разработке электрических макромоделей [2] является, как указано в работе [3], решение проблемы автоматического перехода от компонентных уравнений моделей базовых схем к макромоделям. Действительно, в ряде случаев, например при электрическом расчете БИС, синтез макромоделей отдельных фрагментов целесообразно осуществлять не по результатам измерений, а формальными методами, исходя из полной математической модели рассматриваемого фрагмента БИС. Решение такой задачи, позволяющей автоматизировать формирование макромоделей, вызывает ряд затруднений, особенно для динамического случая.

В настоящей работе предлагается метод формирования динамических макромоделей, использующий идею метода возмущений. В [4] метод возмущений был применен для построения динамических моделей интегральных компонентов. В результате обеспечивался переход от уравнений в частных производных к обыкновенным дифференциальным уравнениям (ОДУ). Покажем, как с помощью метода возмущений из полной математической модели рассматриваемого фрагмента БИС (или типового каскада электронной системы) может быть получена его упрощенная модель (макромодель). Задача заключается в формировании математической модели в виде вектор-функции

$$I=H(\dot{y}, y) \tag{1}$$

из системы ОДУ

$$F(\dot{x}, x, \dot{y}, y)=0, \tag{2}$$
$$I=R(\dot{x}, x, \dot{y}, y),$$

описывающей полную математическую модель рассматриваемой подсхемы. Здесь x — вектор, характеризующий состояние, например, вектор узловых потенциалов во внутренних узлах подсхемы; y — вектор потенциалов полюсных (внешних для подсхемы) узлов; I — вектор полюсных токов (размерность векторов y и I равна числу полюсов p); F — сумма узловых токов подсхемы (размерности x и F равны числу внутренних узлов n). Синтез макромоделей в виде (1) обеспечивает простоту их дальнейшего применения в программах расчета сложных электронных схем с автоматическим формированием уравнений модели.

Пусть найдено статическое решение системы (2)

$$F(0, x, 0, y)=0 \tag{3}$$

для различных значений y, т. е. определена функция $x_0(y)$. Тогда решение системы ОДУ (2) ищем в виде

$$x(t)=x_0(y(t))+\delta x(t). \tag{4}$$

Здесь $\delta x(t)$ — отклонение от статического решения (2). Производную $\dot{x}(t)$ определяем дифференцированием (4) как сложной функции, положив при этом $\delta x=0$ (основная предпосылка метода возмущений). Расширенная система подсхемы (2) в результате может быть записана в виде

$$F\left(x_0(y)+\delta x,\ \frac{\partial x_0}{\partial y}\dot{y}, y, \dot{y}\right)=0, \tag{5}$$

$$I=R\left(x_0(y)+\delta x,\ \frac{\partial x_0}{\partial y}\dot{y}, y, \dot{y}\right). \tag{6}$$

Следовательно, разрешив систему (5) относительно δx (при параметрах y и $\dot{y}$) и подставив в (6) функцию $\delta x(\dot{y}, y)$, получим модель в искомом виде (1). Основная предпосылка метода, как указывалось, определяется условием

$$\delta\dot{x}(t)\ll\dot{x}_0(t), \tag{7}$$

т. е. собственная инерционность внутренних узлов существенно меньше инерционности изменения полюсных переменных. Такое условие выполняется в большинстве практических случаев. Отметим, что если для какого-либо из узлов условия (7) не выполняются (один или несколько узлов оказываются заведомо существенно инерционными), то для применения предложенной методики достаточно эти узлы формально отнести к внешним. В результате при формировании макромодели они не будут исключены, а полученная макромодель будет представлять собой подсхему, содержащую эти узлы в качестве внутренних.

Рассмотрим подробнее применение предложенного метода для частного случая: коэффициенты системы (2) $\partial F/\partial\dot{x}$ и $\partial F/\partial\dot{y}$ не зависят от производных $\dot{x}$ и $\dot{y}$. Именно этот случай (емкости не зависят от производных) является практически важным для реальных схем.

При разложении функции F в ряд Тейлора по производным $\dot{x}$ и $\dot{y}$ в этом случае верно равенство

$$F(\dot{x}, x, \dot{y}, y)=F_0(x, y)+\frac{\partial F}{\partial\dot{x}}(x, y)\dot{x}+\frac{\partial F}{\partial\dot{y}}(x, y)\dot{y}=0. \tag{8}$$

Введем обозначения матриц

$$C_x=\partial F/\partial\dot{x},\quad C_y=\partial F/\partial\dot{y}.$$

Получив по аналогии с (5) уравнение относительно δx и линеаризуя его для решения (например, методом Ньютона), получим с учетом введенных обозначений

$$\frac{\partial F}{\partial x}\delta x+F_0(x_0(y), y)+C_x(x_0(y), y)\frac{\partial x_0}{\partial y}\dot{y}+C_y(x_0(y), y)\dot{y}=0. \tag{9}$$

Здесь

$$\frac{\partial F}{\partial x}=\frac{\partial F_0}{\partial x}+\frac{\partial C_x}{\partial x}\dot{x}+\frac{\partial C_y}{\partial x}\dot{y}\approx\frac{\partial F_0}{\partial x}*,$$

а второй член F_0 равен нулю, так как соответствует решению для статического режима. Ограничиваясь одной итерацией (очевидно, что систему (8) можно решать итерационно с заданной погрешностью), получаем из (9) значение δx:

$$\delta x(y, \dot{y})=-\left[\frac{\partial F}{\partial x}\right]^{-1}\left[C_x(x_0(y), y)\frac{\partial x_0}{\partial y}+C_y(x_0(y), y)\right]\dot{y}. \tag{10}$$

* В силу принятого допущения об относительно малой скорости изменения переменных вторым и третьим членом в сумме (вкладом нелинейных емкостей в активную проводимость) с допустимой погрешностью можно пренебречь.

Подставляя это значение в систему (6) и переходя к разложению Тейлора по аналогии с (8), получаем результирующее выражение в виде

$$I = R_0(x_0(y), y) + C_{\text{экв}}(y)\dot{y}, \tag{11}$$

где $C_{\text{экв}}$ определяется формулой

$$C_{\text{экв}}(y) = \left[\frac{\partial R}{\partial x}\right]\left[-\frac{\partial F}{\partial x}\right]^{-1}\left[C_x(x_0(y), y)\frac{\partial x_0}{\partial y} + C_y(x_0(y), y)\right] + \\ + \left[\frac{\partial R}{\partial \dot{x}}\frac{\partial x_0}{\partial y} + \frac{\partial R}{\partial \dot{y}}\right]. \tag{12}$$

Таким образом, синтезируемые макромодели имеют в этом случае простой окончательный вид (11): первый член представляет собой статическую модель (зависимость полюсных токов от напряжений), а второй отражает вклад динамических токов.

Автоматизация формирования макромоделей с применением предлагаемой методики включает следующие этапы. В области определения полюсных переменных y фиксируется ряд значений. Для каждого из этих значений выполняются операции:

1) рассчитывается статический режим подсхемы, т. е. вычисляется значение x и соответствующий ему вектор полюсных токов $(I = H(y))$ из решения системы (3);

2) находятся производные $\partial x_0/\partial y$ из решения линейной системы

$$\frac{\partial F}{\partial x}\frac{\partial x_0}{\partial y} + \frac{\partial F}{\partial y} = 0$$

по окончании итерационного процесса решения (3);

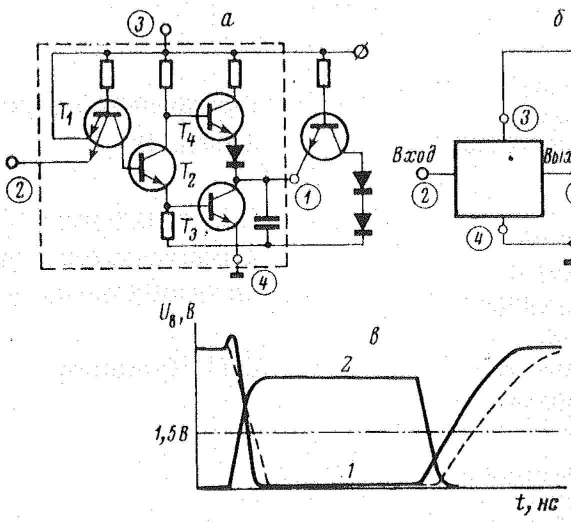
3) автоматически формируется динамическая модель подсхемы, т. е. матрицы проводимостей $\partial F/\partial x$ и емкостей C_x и C_y;

4) вычисляется матрица $C_{\text{экв}}$ по формуле (12).

Найденные значения $H(y)$ и $C_{\text{экв}}(y)$ могут храниться или в табличной форме (с дальнейшей интерполяцией при использовании) или после аппроксимации в виде удобных функциональных зависимостей.

Результаты анализа динамических режимов с использованием макромодели, полученной разработанным алгоритмом, сравнивались с результатами расчета по исходной полной математической модели для «медленного» варианта интегрального ТТЛ-вентиля [5] (рисунок *а*). ТТЛ-вентиль заменялся при моделировании четырехполюсником (рисунок *б*). При построении макромодели по исходной полной модели использовались аппроксимации полюсных токов от напряжений на полюсах в статическом режиме $I_{\text{ст}}(y)$ $(I = H(y))$ в соответствии с зависимостями, приведенными в работе [5]. С помощью формулы (12) осуществлялся формализованный расчет значений емкостей (выходной C_{11}, входной C_{22} и взаимных C_{12}, C_{21}) и аппроксимировались их зависимости от режима. Отметим, что взаимные емкости C_{12} и C_{21} не равны между собой, а емкость C_{12} в определенных режимах становится отрицательной. В исходной модели учитывался нелинейный характер емкостей p—n-переходов.

Иллюстрация к расчетам приведена на рис. 1, *в*. Значительное увеличение выброса выходного напряжения при включении вентиля объясняется непосредственной емкостной связью (C_{12}) между выходом и входом у используемой макромодели. Получено удовлетворительное совпадение результатов расчета переходных процессов при включении (уменьшение времени задержки $t_{\text{зад}}$ при использовании макромодели оказалось в пре-



Моделирование переходных процессов ТТЛ ИС с использованием полной модели ТТЛ-вентиля – *а* и его макромодели – *б*, *в* — переходные характеристики, рассчитанные по полной модели (пунктир), результаты расчетов с помощью макромоделей (сплошная), *1* – форма выходного, *2* – входного напряжения

делах 20%). Несколько большей оказалась разница при расчете времени выключения. Такой результат объясняется наличием существенной задержки в схеме при рассасывании носителей в транзисторе T_3, что не учитывается непосредственно в используемой макромодели. В связи с существенной инерционностью потенциала внутреннего узла (база T_3) в данном случае для повышения точности макромодели целесообразно оставить емкость в базе T_3, т. е. считать этот узел полюсным.

Заключение

Как следует из изложенного, предлагаемый подход позволяет свести формирование динамической макромодели к аналогичной задаче для статического случая, что является его существенным достоинством. Применение метода позволяет получить макромодели в форме, удобной для использования в программах анализа сложных электронных схем с автоматическим формированием уравнений модели. Метод может быть использован для формирования макромоделей как фрагментов БИС, так и электронных схем высокой степени сложности.

Поступила в редакцию
3 января 1977 г.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Гринбаум Д. Р., Миллер В. А.* Модели цифровых ИС для машинного проектирования. Обзор. «Электроника», М., «Мир», 1973, № 25, 26; 1974, № 2, 3.
2. *Норенков И. П., Маничев В. Б., Жук Д. М.* Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. 1976, т. 19, № 6, стр. 118.
3. *Агаханян Т. М., Архангельский А. Я., Архангельская И. Т.* Микроэлектроника, 1976, т. 5, № 3, стр. 211.
4. *Гурарий М. М.* Метод построения динамических моделей компонентов интегральных схем. Микроэлектроника. М., «Сов. радио», 1971, вып. 4, стр. 328.
5. *Скарлетт Дж.* ТТЛ-интегральные схемы и их применение. М., «Мир», 1974.