

ПОДХОД К СОБЫТИЙНОМУ ОПИСАНИЮ ЭЛЕМЕНТОВ МИКРОСХЕМ

Введение. Среди факторов, определяющих развитие элементной базы, можно выделить: а) моделирующие программы, выполняющие расчет кристалла СБИС в целом, допускающие параллельную обработку данных, а также разработка аппаратных средств моделирования; б) упрощение способов формирования входных данных с целью их автоматизации с использованием графики на рабочих станциях, а также баз данных; в) совершенствование библиотек элементов, получение параметров моделей транзисторов из моделирующих устройства программ, связанных с программами, моделирующими процессы, а также возможность их простого согласования с экспериментальными данными; г) смешанное моделирование: менее точное — логическое моделирование и более точное — моделирование приборов.

Событийное моделирование. Программы, моделирующие электронные схемы и позволяющие, как и программы логического моделирования, находить решения относительно путей передачи сигнала, называются также «временными» моделирующими программами. С их помощью можно производить обработку данных со скоростью на два порядка выше, чем при использовании стандартных средств. Это позволяет применить их при моделировании переходных процессов в логических МОП-схемах. Основным принцип этих средств состоит в том, что они базируются на итерационном методе Гаусса — Зейделя.

Для узловой выходной точки МОП-вентиля составляется узловое уравнение. В частности, если к выходному узлу подключена линейная заземленная емкость и потенциал узловой точки равен v , а сумма токов, втекающих в узел, равна g , то это уравнение принимает следующий вид:

$$C dv / dt + g(v) = 0 \quad (1)$$

Воспользовавшись формулой интегрирования Эйлера с обратной подстановкой и положив, что $dv / dt = (u_{n+1} - u_n) / h$, $dv / dt = (u_{n+1} - u_n) / h$, уравнение (1) можно переписать в следующем виде:

$$\begin{aligned} (1/h) \{ C_{11}(v_{n+1,1} - v_{n,1}) + \dots + C_{1q}(v_{n+1,q} - v_{n,q}) \} + g_1(v_{n+1,1}, \dots, v_{n+1,q}) &= 0 \\ (1/h) \{ C_{21}(v_{n+1,1} - v_{n,1}) + \dots + C_{2q}(v_{n+1,q} - v_{n,q}) \} + g_2(v_{n+1,1}, \dots, v_{n+1,q}) &= 0, \quad (2) \\ (1/h) \{ C_{q1}(v_{n+1,1} - v_{n,1}) + \dots + C_{qq}(v_{n+1,q} - v_{n,q}) \} + g_q(v_{n+1,1}, \dots, v_{n+1,q}) &= 0 \end{aligned}$$

где $v_{n,1} \sim v_{n,q}$ — известные величины, и поэтому (2) в матричном виде можно представить как

$$[L + D + U]v_{n+1} = b, \quad (3)$$

где L , U — нижняя и верхняя треугольные матрицы, не содержащие дополнительных элементов; D — диагональная матрица.

Во временных моделирующих программах используется аппроксимация, в соответствии с которой при поиске решений уравнения (3) в последовательности от $u_{n+1,i}$ к $v_{n+1,q}$ используют или метод Гаусса — Зейделя, считая величину $U \cdot V_{n+1}$ известной, или модифицируя только $D \cdot V_{n+1}$. Вместе с тем, при использовании метода Гаусса — Зейделя уравнение (3) решают повторно вплоть до того момента, когда оно начинает сходиться, а в случае временных моделирующих программ уравнение (3) решают по одному разу для каждого момента времени. Если система (2) содержит нелинейные уравнения, то их приводят к линейной форме, а затем последовательно решают только по одному разу. Уравнения (2) составлены для пути передачи сигналов, и, если диагональные элементы матрицы Якоби для уравнения (3) имеют достаточно большую величину, рассматриваемое приближение можно считать достаточно близким.

При этом, «плавающая» емкость между точками на выходах вентиля должна быть меньше, чем заземленная емкость в точке выхода каждого вентиля. Для временного моделирования характеристики МОП-транзисторов хранятся в виде таблиц (в форме $i_{ds} = f(v_{gs}, v_{ds})$ и $v_{nop} = g(v_{bs})$). Используются также модели базовых вентилях, что упрощает и ускоряет обработку.

Модель МОП-транзистора. Описывается уравнениями (4), (5), где проходящий через канал ток определяется, исходя из количества носителей, рассчитываемого как разность заряда, наводимого в полупроводнике в соответствии с законом Гаусса, и пространственного заряда.

$$i_d = \beta \left[(v_{gs} - v_{nop}) v_{gs} - \frac{1}{2} v_{ds}^2 \right], \quad (4)$$

$$i_d = (\beta / 2) (v_{gs} - v_{nop})^2, \quad (5)$$

где $\beta = Z_{\mu} C_0 / L$; Z — ширина канала; μ — эффективная подвижность носителей; C_0 — емкость оксидной пленки на единицу площади; L — длина канала. Для расчета МОП-транзисторов важны четыре параметра: длина канала, ширина канала, толщина оксидной пленки и активная проводимость канала. Выражение (4) для области триодных характеристик, (5) — для области насыщения.

Используется приближение «постепенного» канала, т. е. считается, что напряженность поля в направлении, перпендикулярном каналу, достаточно велика по сравнению с напряженностью поля в направлении канала.

Собственная проводимость в области насыщения может быть отображена посредством модели Шихмана—Ходжеса, согласно которой можно приближенно считать, что

$$i_d = i_{d_{max}} (1 + \lambda v_{ds})$$

где λ — постоянная. Введя в эту модель напряжение между электродами, а также емкости переходов подложка—сток и подложка—исток и включенные навстречу друг другу диоды, можно получить схему, показанную на рис. 1.

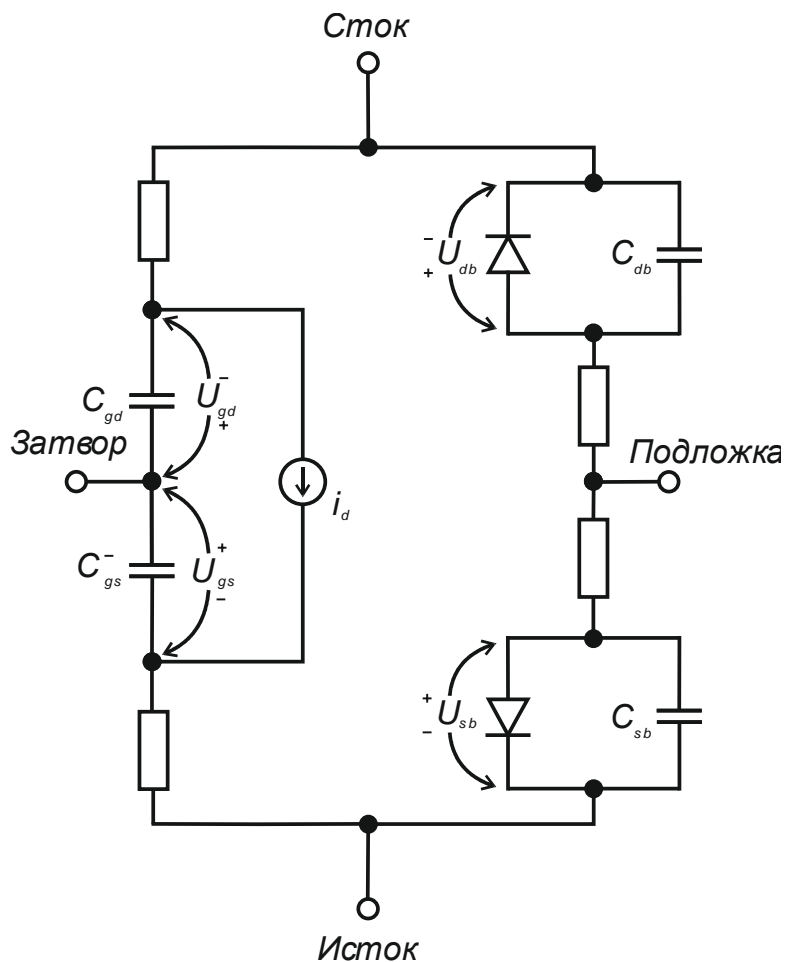


Рисунок 1 – Модель МОП-транзистора

Для этой схемы справедливы следующие выражения:

$$i_d = (\beta / 2) (F_1 - F_2) (1 + \lambda |v_{gs} - v_{gd}|),$$

$$F_1 = \begin{cases} 0, v_{gs} < v_{nор} \\ (v_{gs} - v_{nор})^2, v_{gs} \geq v_{nор} \end{cases},$$

$$F_2 = \begin{cases} 0, v_{gd} < v_{nор} \\ (v_{gd} - v_{nор})^2, v_{gd} \geq v_{nор} \end{cases}.$$

Заключение. Данная модель является наиболее простой из моделей, позволяющих отобразить основные особенности работы МОП-транзистора.

На базе описанной модели может быть реализована двумерная версия расчета задачи по методу конечных элементов (МКЭ) в математической системе Mathcad.

Операции МКЭ могут быть использованы для разработки инструментария для построения базовых моделей расчета уравнений, описывающих процессы в кремниевых структурах.

Список цитированных источников

1. Абрамов, И.И. Численное моделирование элементов интегральных схем / И.И. Абрамов, В.В. Харитонов; под ред. А.Г. Шашкова – Мн.: Высш.шк., 1990. – С. 224.
2. Зенкевич, О. Метод конечных элементов в технике. – М.: Мир, 1986. – С. 247.
3. Mathcad 6.0 Руководство пользователя. – М., Мир, 1996. – С. 658.

УДК 002:372.8

Борисюк И.Г., Минько Н.А.

Научный руководитель: зав. кафедрой Парфомук С.И.

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ЦЕПЕЙ ПЕРЕМЕННЫХ И ПОСТОЯННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ

Целью настоящей работы является разработка программы в системе программирования Delphi, которая по созданной электрической схеме будет динамически рассчитывать напряжения и токи в ветвях с помощью метода узловых напряжений.

Метод узловых напряжений основан на применении первого закона Кирхгофа и закона Ома для источников цепи. Сущность метода сводится к определению узловых напряжений относительно некоторого базисного узла [1, 2]. Если принять потенциал базисного узла равным нулю, то напряжение между остальными узлами и базисным узлом будут равны потенциалам этих узлов. Поэтому данный метод называют также в цепях постоянного тока методом узловых потенциалов. Зная узловые напряжения ветвей, по закону Ома легко определить токи ветвей.

Поясним на примере электрической схемы, представленной на рис.1:

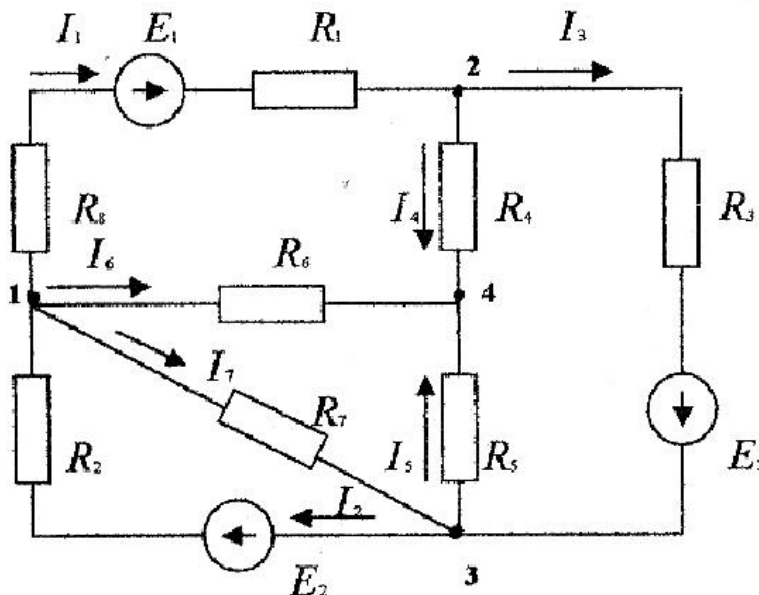


Рисунок 1 – Пример электрической цепи

Узел 4 принимаем за базисный. Неизвестные узловые напряжения U_{14}, U_{24}, U_{34} ; напряжения U_{12}, U_{13}, U_{23} определим через напряжения U_{14}, U_{24}, U_{34} :

$$U_{12} = U_{14} - U_{24}; U_{13} = U_{14} - U_{34}; U_{23} = U_{24} - U_{34}.$$