

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В СЕТЕВЫХ СТРУКТУРАХ

ВВЕДЕНИЕ

В статье излагается унифицированный подход к моделированию сетевых структур с циркулирующими в них сигналами различной физической природы, значения которых образуют дискретное конечное множество. Предлагается универсальное представление моделирования сетевых структур итерационным процессом вычислений решения системы булевых уравнений вида $X = M \otimes F(X)$. Здесь X -многозначный вектор значений сигналов в узлах схемы, M -операция свертки или выбора результирующего сигнала из множества воздействующих сигналов в узле, F -функция преобразования, определяемая системой булевых уравнений, символ \otimes обозначает суперпозицию функций $M \otimes F(X) = M(F(X))$. Рассматривается применение этого представления к моделированию логических вентилях сетей, дискретных МОП-схем и головного мозга как совокупности нелинейных осцилляторов. Возможность параллельных вычислений для булевых выражений позволяет эффективно реализовывать предложенные алгоритмы.

В сущности, предлагается подход, основанный на идеях «наивной» физики и использующий различного рода дискретизации физических сигналов. Считаются справедливыми следующие положения:

1. Многозначный сигнал S в сети представлен совокупностью булевых векторов $S = (S_1, S_2, \dots, S_k)$.
2. Каждый булев вектор S_i , $i = 1, k$ интерпретируется как значение некоторой модальности сигнала, например, как значение и сила сигнала, его частота, фаза и т. п. Преобразования сигналов происходят в компонентах сети. В случае явного указания компонента сети (рис.1) определяются значения его двунаправленных полюсов $X = T(K, Y)$, $Y = T(K, X)$, где K - ключ, управляющий активностью компонента типа T . Далее учитывается направленность сигнала в п. 3.
3. Нелинейность взаимодействия (сложения) сигналов учитывается пользователем на основе эмпирических соображений и описывается нелинейной функцией M . На рис.2 представлен случай, когда преобразователь явно не указан и выходной сигнал P определяется нелинейной операцией M .

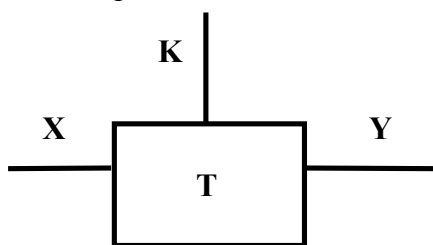


Рис. 1. Двунаправленный ключ

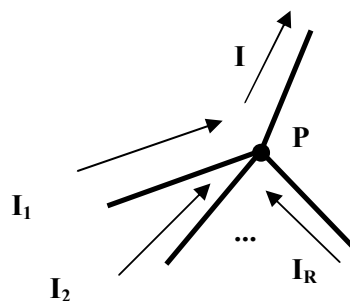


Рис. 2. Коннектор

Моделирование или определение значения линий сетевой структуры представляется итерационным процессом нахождения устойчивого решения системы уравнений $S = M \otimes F(S)$ где F - система булевых функций, M - операция нелинейного сложения многозначных сигналов S .

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЛОГИЧЕСКИХ СЕТЕЙ

Моделирование классических логических сетей является хорошо апробированной областью моделирования. Двумя отличительными особенностями реализованного симулятора являются естественное представление и учет высокоимпедансного значения, а также технологических развязок, связанных с аппаратной реализацией сетей, таких, как монтажное: «или» - «и». Это стало возможным благодаря нижеописываемым структурам данных, которые представляют традиционные логические сети [1]. Действительно, с помощью трехвыводных элементов типа T , изображенных на рис.1, мы можем имитировать функционирование базовых логических вентилях и логического двунаправленного ключа с третьим (высокоимпедансным) состоянием и далее логические сети, построенные с их использованием.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИСКРЕТНЫХ МОП-СХЕМ

На этом уровне для описания сигнала используются два его компонента: состояние и сила сигнала. Наиболее естественную интерпретацию эти аппроксимации имеют в области моделирования дискретных схем, изготовленных по современным МОП и КМОП технологиям [2]. Считаем, что сигналы в псевдобулевой схеме $S = (H, G)$ имеют значения в алфавите L_n , если логическая сила сигнала $H \in \{H_0, H_1, \dots, H_n\}$. Рассмотрим ситуацию, представленную на рис.2. Пусть R сигналов напряжения - ток $I_1 = (v_1, i_1), I_2 = (v_2, i_2), \dots, I_R = (v_R, i_R)$ приложены в узле P и значение выходного сигнала в P будет $I = (v, i)$. Закон Кирхгофа для токов требует суммирования токов приложенных сигналов для получения тока выходного сигнала (v, i) . Это следует из равенства нулю алгебраической суммы значений тока в разветвлениях узла, т.е. учитываются их направления и, следовательно, имеем:

$$i = \bigcup_j i_j \tag{1}$$

Заменяем (1) аппроксимацией $i = \max\{i_j\}$, согласно которой имеем, что i есть наиболее сильный входной сигнал и $i \in I$. Эта аппроксимация может рассматриваться как дискретный аналог закона Кирхгофа для токов в узле для псевдобулевых схем. Компонент напряжения v для узла P определяется следующим образом. Пусть $V = (v_{i,1}, v_{i,2}, \dots, v_{i,m})$ есть набор напряжений пар сигналов с наибольшим током, т.е. $(v_{i,k}, i_k)$, для которых $i_k = \max\{i_j\}$. Определим v по следующим правилам:

- | | |
|---|--|
| 1) $v = U$, если $U \in V$ или $0, 1 \in V$; | 3) $v = 1$, если $0, U \notin V$; |
| 2) $v = 0$, если $0 \in V$ и $1, U \notin V$; | 4) $v = Z$, если $0, 1, U \notin V$; |

где: U - неопределенное значение.

Рассмотренные правила вычисления (v, i) выражаются одной операцией $\#$, рассматривая L_n как решетку. Оператор соединения $\#$ является оператором наименьшей верхней грани lub , и мы можем записать $(v, i) = \#((v_1, i_1), \dots, (v_R, i_R))$. Тогда L_n есть $(3n + 1)$ -значная псевдобулева алгебра с нулем $\{Z, r_n\}$ и единицей $\{U, r_0\}$. Операция решетки \vee эквивалентна оператору соединителя $\#$, т.е. в рассматриваемом случае M совпадает с $\#$. Графическое представление для оценки значений сигналов в псевдобулевой алгебре обычно отображается рисунками, которые подобны рис.3 и используют понятие решетки или, точнее, верхней полурешетки.

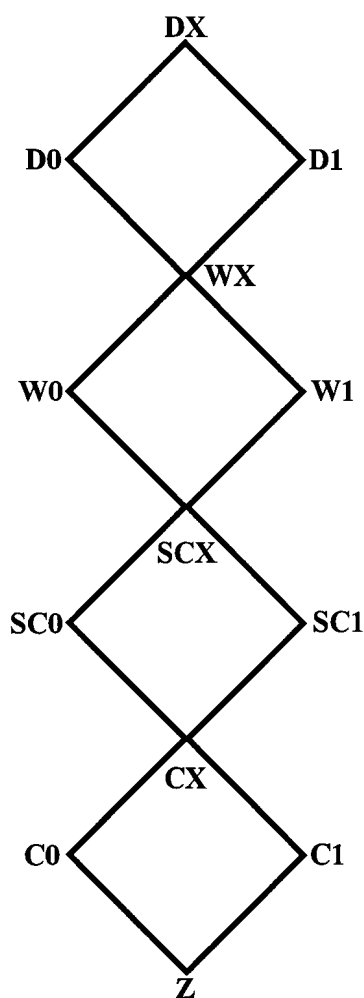


Рис.3. Решетка сигналов

Здесь используется наиболее известный алфавит многозначных сигналов, для которых состояния сигналов обозначаются через $0, 1, X, Z$, а четыре возможных силы обозначены как D (управляемые), W (слабые), SCX (сверхзарядные) и C (зарядные). Линии на рис.3. соответствуют операции суммирования, т.е. для двух сигналов на рис.3. их сумма является сигналом, который является наименьшей верхней гранью множества из этих элементов. К примеру, $W0 \vee W1 = WX, C1 \vee W0 = W0$.

Примем следующую кодировку сигналов $Z = (Z_h, Z_g)$, где $Z_h = (0, 0, 0, 0)$ и $Z_g = (0, 0, 0)$, $D = (1, 0, 0, 0)$, $W = (0, 1, 0, 0)$, $SC = (0, 0, 1, 0)$, $C = (0, 0, 0, 1)$, $X = (1, 0, 0)$, $1 = (0, 1, 0)$ и $0 = (0, 0, 1)$. Для кодирования типов элементов схемы (транзисторы, резисторы) используем булев вектор $T = (T_1, T_2)$. Собственно n -МОП (p -МОП) транзистор будет кодировать $T_1 = 1, T_2 = 1 (T_2 = 0)$, а тип нагрузочного транзистора (заменяет резистор в схемах МОП технологии) через $T_1 = 0$. Пусть $F = f(T, R, H, G)$, где R, H, G - это значения на затворе, стоке и истоке транзистора типа T . Тогда для битовых компонентов $F = (FH_1, FH_2, FH_3, FH_4, FG_1, FG_2, FG_3)$, считая $R = (R_1, R_2, R_3)$, $H = (H_1, H_2, H_3, H_4)$, $G = (G_1, G_2, G_3)$, мы получим, следуя преобразованиям, описанным в работе [2], следующую систему уравнений:

$$FG_1 = G_1 T_1 K \vee G_1 \bar{T}_1$$

$$FG_2 = G_2 T_1 K \vee G_2 \bar{T}_1$$

$$FG_3 = G_3 T_1 K \vee G_3 \bar{T}_1$$

$$FH_1 = T_1 H_1 K$$

$$FH_2 = T_1 H_2 K \vee \bar{T}_1 H_1 \vee \bar{T}_1 H_2 H_1$$

$$FH_3 = T_1 H_3 K \vee \bar{T}_1 H_3 \bar{H}_1$$

$$FH_4 = T_1 H_4 K \vee \bar{T}_1 H_4 \bar{H}_1,$$

где \oplus -операция "исключающее ИЛИ" и $\bar{K} = (R_2 \oplus T_2)$.

МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Элементарная компонента нервной системы - нейрон - является сложным устройством для обработки воспринимаемой им информации, и функции его полностью адекватно не определены [3,4]. Даже представление функционирования нейрона в виде оператора свертки, который дает большие возможности, является упрощающим, не говоря об обычном его представлении в виде линейного порогового сумматора по аналогии с элементами цифровой схмотехники. В [4] указано, что оператор свертки позволяет реализовать функционал Винера $F(a) = \int \varphi(t)dw(t, a)$, где $w(t, \alpha)$ - винеровская функция броуновского движения, α - параметр броуновской траектории. Его использование позволяет выполнять операции анализа спектров, прогнозирования рядов, кодирования и декодирования. В сущности, возможен натурный физический эксперимент, который позволяет определить понятие смысла для компоненты нейросети как интерпретации ее состояния других компонент согласно своей модели внешнего мира.

Моделирование нейронных сетей должно учитывать частотную составляющую сигналов в них, т.к., рассматривая простую схему соединения двух нейронов на рис.4 и следуя простейшей модели H_i , как сумматора взвешенных сигналов в виде уравнений:

$$\begin{aligned} y_1(t + \Delta t) &= a_{11}y_1(t) + a_{12}y_2(t) + x_1; \\ y_2(t + \Delta t) &= a_{21}y_1(t) + a_{22}y_2(t) + x_2; \end{aligned}$$

где Δt - характерное время срабатывания нейрона и a_{ij} - веса сигналов, имеем при $x_1 = x_2 = const$:

$$\begin{cases} \Delta t y_1'(t) = (a_{11} - 1)y_1(t) + a_{12}y_2(t) \\ \Delta t y_2'(t) = a_{21}y_1(t) + (a_{22} - 1)y_2(t) \end{cases} \quad (2)$$

Эта система эквивалентна уравнению 2-го порядка, которое имеет общее решение вида $C_1 \exp(\lambda_1 t) + C_2 \exp(\lambda_2 t) + y(t)$, где λ_1, λ_2 - характеристические числа матрицы ко-

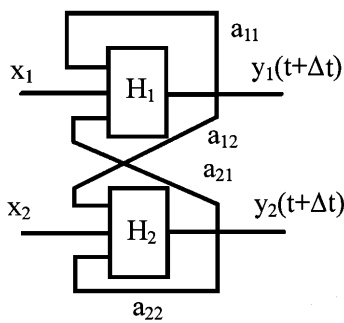


Рис. 4.

эффициентов системы (2), $y(t)$ - частное решение. Можно определить a_{ij} таким образом, чтобы решением являлись периодические движения с частотой, зависящей от $\text{Im}(\lambda)$ по замкнутой траектории вокруг стационарного состояния. Если рассмотреть более сложную систему взаимосвязи трех нейронов по аналогичной схеме, т.е. с обратными связями между ними, будем иметь $\Delta t y_i' = f_i(y_1, \dots, y_N, x_i) i = 1, N$ и $N = 3$. Известно, что, начиная с $N = 3$, картина поведения решений системы резко усложняется [5]. В частности, возможно появление аттракторов, которые характеризуют динамику трехмерного пространства состояний и не имеют аналогов в двумерном случае.

Важным примером является моделирование функционирования головного мозга, который рассматривается как совокупность взаимосвязанных нелинейных осцилляторов. У связанных нелинейных осцилляторов возможна внутренняя взаимосвязь между амплитудой и фазой (или частотой) [6]. Возникает проблема определения функции M , дискретно суммирующей сигналы $A_i \sin \omega_i t$. Она задается пользователем, исходя из

эмпирических и физических соображений. В случае равенства частот и фаз всех или конечного числа групп осцилляторов легко получить выражения для F . Наиболее интересны для исследований варианты самосинхронизации групп нейронов, которые можно интерпретировать как «озарение» и т.п.

ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

В программной реализации каждому узлу сопоставляется зона его входных сигналов. Выбор значения выходного сигнала узла определяется нелинейной дискретной функцией M . Сетевая структура описывается в виде таблицы связей, каждый столбец которой состоит из элементов следующих одномерных массивов: L_v - номер узла в сетевой структуре, L_a - номер узла, связанного со входом узла L_v , L_b - номер узла, связанного с выходом узла L_v , L_t - тип узла L_v . Таким образом, каждый столбец описывает одну связь в сетевой структуре. Максимальное число, стоящее в таблице связей, за исключением строки L_t , соответствует количеству узлов в сетевой структуре. Сигналы, проходящие в сетевой структуре, отображаются как значения элементов одномерного массива val .

Каждый столбец таблицы связей сетевой структуры автоматически дополняется элементом f , представляющим собой значение логической функции F , которая описывает логику работы сетевой структуры. Значение элемента f определяется логическими уравнениями, в которых переменным соответствуют биты значений элементов массива val с индексами, равными значениям элементов L_a, L_v, L_b, L_t соответствующего столбца таблицы связей. Каждое уравнение представляет собой определение значения одного бита элемента f . Внешний вид логических функций определяется синтаксисом языка С. Сама программа, реализующая логические уравнения, представляет собой DLL модуль, который можно отсоединить от основной программы, перекомпилировать в DLL модуль с измененным исходным кодом и снова соединить с основной программой.

Результатом моделирования являются значения всех элементов f массива логических функций F при остановке итерационного процесса, которая имеет место при равенстве значений элементов массива F предыдущей итерации с соответствующими элементами массива F текущей итерации. Перед запуском моделирования необходимо ввести значение переменной $Hmax$, которая определяет максимальное количество итераций, после которых, в случае несходимости процесса, будет происходить сброс значений нестационарных элементов f в неопределенное состояние "X" с сохранением стационарных параметров сигнала. Этим действием мы не решаем, а откладываем для последующего анализа проблему сходимости итерационного метода для конкретной сети. Сложность проблемы сходимости итераций при дискретных значениях сигналов даже для простых динамических систем показана Фейгенбаумом для логистического уравнения в [5]. Размерность массивов, описывающих сетевые структуры, рассчитывается из неравенства $15 * N_c + 2 * N_u < V$, где V - объем ОЗУ в байтах, N_c - количество описаний связей и N_u - количество узлов. Для объема ОЗУ, равного 16 МВ, мы имеем $N_c = 900\ 000$, $N_u = 500\ 000$.

В заключение укажем, что экспериментальные расчеты показали универсальность и гибкость описанного представления моделирования как итерационного процесса определения значений дискретных сигналов с заданной адекватностью, определяемой выбранным алфавитом сигналов и функцией M , и практической возможности построения «физической» дискретной модели наблюдаемого процесса, которую мы рассматриваем и как программу, и как дискретную схему [7].

ЛИТЕРАТУРА

1. Андрюхин А.И. Метод параллельного моделирования исправных и неисправных цифровых устройств на IBM PC // Автоматика и вычислительная техника. - 1994. - № 2. - С.25-31.
2. Андрюхин А.И. Алгоритмы параллельного логического моделирования и псевдослучайной генерации тестов для МОП-структур // Микроэлектроника. – 1995. - № 5. - С.331-336.
3. Кузнецов О.П. Неклассические парадигмы в искусственном интеллекте // Теория и системы управления. – 1995. - № 5. - С.3-23.
4. Дорфман Я.Г., Сергеев В.М. Нейроморфогенез и модели мира в сетях нейронных компьютеров // Интеллектуальные процессы и их моделирование. - М.: Наука, 1987. - С.39-65.
5. Хакен Г. Синергетика. М.: Мир, 1980. – 404 с.
6. Николис Дж. Динамика иерархических систем. Эволюционное представление: Пер с англ. / Предисловие Б.В. Кадомцев. - М.: Мир, 1989. - 488 с.
7. Андрюхин А.И. Управляемость и наблюдаемость класса дискретных схем // Искусственный интеллект. - 1999. - № 1. - С.18-24.