ПРЯМАЯ ЗАДАЧА СИНТЕЗА АДАПТИВНЫХ ЛОГИЧЕСКИХ СЕТЕЙ

Владимир Опанасенко, Сергей Крывый

Аннотация: *Рассматривается прямая задача адаптации логической сети на основе универсальных логических элементов для реализации задачи классификации входного множества двоичных векторов. Адаптация состоит в определении типов логических функций для составных компонентов логической сети посредством описания ее полиномами, коэффициенты которых задаются матрицей Адамара.*

Ключевые слова*: адаптация, булева функция, универсальный логический элемент, полином.*

ACM Classification Keywords*: D.2.4 Hardware design/Hardware Verification - Formal methods*

Введение

Широкий спектр задач классификации требует адаптации (реконфигурации) структуры под заданный алгоритм функционирования [Palagin-07]. Появление кристаллов ПЛИС типа FPGA, которые представляют собой нескоммутированное функциональное поле универсальных ЛЭ, позволило решить вопросы аппаратной реализации алгоритмов путем конфигурации структуры кристалла на выполнение требуемого алгоритма.

С точки зрения топологии адаптивная логическая сеть (АЛС) представляет собой матрицу универсальных логических элементов (ЛЭ), которые группируются в функциональные узлы (ФУ) и функциональные блоки (ФБ), местоположение которых закреплено, при этом изменение их функционирования происходит в зависимости от класса задач и от их назначения.

Универсальным ЛЭ будем называть комбинационный автомат:

$$L = \langle n, F \rangle$$

где: – количество двоичных входов или размерность входных переменных ЛЭ;

$F = \{ f_\rho \},\ \rho = [1 \div 2^{2^n}]$ – множество булевых функций, реализуемых ЛЭ.

Универсальность ЛЭ заключается в возможности его настройки на реализацию произвольной булевой функции. Для случая ЛЭ реализует одну из 16 логических функций, представляющих полный (базовый) набор функций двух переменных:

$$\begin{gathered} f_1 = a + b;\quad f_2 = a + \overline{b};\quad f_3 = \overline{a} + b;\quad f_4 = \overline{a} + \overline{b};\quad f_5 = a \,\&\, b; \\ f_6 = a \,\&\, \overline{b};\quad f_7 = \overline{a} \,\&\, b;\quad f_8 = \overline{a} \,\&\, \overline{b};\quad f_9 = a \oplus b;\quad f_{10} = a \oplus \overline{b}; \\ f_{11} = a;\quad f_{12} = b;\quad f_{13} = \overline{a};\quad f_{14} = \overline{b};\quad f_{15} = 0;\quad f_{16} = 1. \end{gathered}$$

Структура АЛС может быть описана следующей системой:

$$A = \langle n, h, F, S, L, m, D, X, Y \rangle$$

где: n – разрядность входных двоичных векторов (размерность АЛС по входу); h – выходная разрядность ($h = \overline{1 \div n}$), размерность АЛС по выходу; $F = \{F_{ij}\}$ – множество логических функций системы; S – структура связей между ЛЭ; $L = \{L_{ij}\}$ – множество ЛЭ (i– порядковый номер элемента ЛЭ; j – номер уровня обработки); m – количество уровней обработки; $D = \{d\}$ – множество n–мерных двоичных векторов (обучающая выборка); X – полное множество входных двоичных векторов; $Y = \{Y_{ij}\}$ – функция всей сети, $Y_{ij} = f_{ij}(Y_{v,(j-1)}, Y_{w,(j-1)})$ – значение функции f_{ij}, реализуемой элементом L_{ij}, $Y \in \{0,1\}$, структура которого приведена на рис. 1 (v, w– значение индекса i для входов ЛЭ).

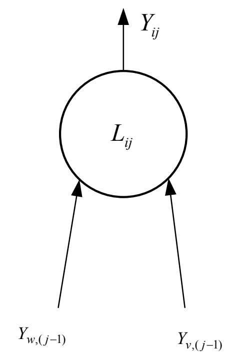

Рис. 1. Структура универсального ЛЭ

В дальнейшем ограничимся рассмотрением АЛС типа “треугольная матрица” (ТМ) – это ФБ, состоящий из l функциональных узлов ФУ, для которого ($h = 1$), различаемых по топологическому признаку. ФУ представляет собой комбинационный автомат без памяти, имеющий l–разрядный вход, u–разрядный выход и m – количество строк матрицы. В рамках одного уровня тип функции может задаваться для каждого ЛЭ отдельно (поэлементная настройка) или для всех ЛЭ (поуровневая настройка).

Базовый набор логических функций определен размерностью универсального ЛЭ и представляет собой полный набор логических функций для заданного количества входных переменных (двоичных векторов).

Постановка задачи

Задача построения логической сети сводится к задаче определения необходимого набора функций как суперпозиции элементарных базовых функций и формирования вложенных функциональных блоков.

Функционирование АЛС включает *два режима работы*: формирование управляющих кодов с последующим программированием ПЛИС и непосредственное преобразование входных векторов в выходные. Управляющие коды содержат информацию о количестве уровней обработки, множестве функций логических элементов и структуре связей между ними.

Функциональный блок типа ТМ [Палагин-93] предназначен для разбиения полного множества векторов на два или более подмножеств, в последнем случае выполняется усечение матрицы, глубина которого определяется числом выделяемых множеств. Для задачи разбиения полного множества n–разрядных векторов X на два подмножества векторов X_1 и X_2, заданных посредством обучающих выборок D_1 и

D_2 ($X_1 \bigcup X_2 = X; X_1 \bigcap X_2 = \varnothing$; $D_1 \subseteq X_1, D_2 \subseteq X_2$), ТМ реализует отображение $\Im : X \to Y$, такое что $\Im : X_1 \to 1$, $\Im : X_2 \to 0$.

Структурно ТМ [Опанасенко-2000] представляет собой m–уровневую иерархическую матрицу. Под уровнем понимается ФУ, каждый ЛЭ которого настраивается на реализацию произвольной булевой функции и реализует отображение l–мерных двоичных векторов ($l = \overline{2 \div n}$) в u–мерные ($l \geq u$) вектора.

В пределах одного уровня ($j = const$) тип логической функции задается для любого i–го ЛЭ независимо, а ТМ реализует отображение $\Psi : X \to Y$. Задача настройки (адаптации) ТМ формулируется следующим образом. Пусть имеется полное множество n–мерных двоичных векторов $X = \{ x_p \}$, где $p = 1 \div 2^n$ и задано множество n–мерных двоичных векторов $D \subset X$, которое является обучающей выборкой для алгоритма классификации. Для произвольного входного множества n–мерных двоичных векторов $G = \{ g \}$, $(G \subset X)$ необходимо реализовать следующую функцию:

$$Y(g) = \begin{cases} 1, (\forall g \in D); \\ 0, (\forall g \notin D). \end{cases}$$

Метод решения прямой задачи синтеза

В общем случае задача адаптации структуры ТМ на реализацию функции (2) сводится к задаче построения универсального логического элемента произвольной разрядности на основе ЛЭ фиксированной разрядности и состоит в определении структуры связей S и типов логических функций f_{ij} для этих ЛЭ, что в совокупности реализует отображение $\Psi : X \to Y$. Для определения множества логических функций $F = \{ f_{ij} \}$ можно использовать подход [Bruck-89], использующий полиномы для структурного описания ТМ. В соответствие с (1) будем рассматривать ТМ с соответствующей структурой связей S (рис. 2), которая имеет следующие характеристики ($n = 3$): $m = (n-1)$; $j = 1 \div (n-1), i = 1 \div (n-j)$; $v = i, w = (i+1)$; $Card\{L_{ij}\} = (n^2 - n)/2$.

Математическая модель (2) может быть описана булевой сетью, которая представляется многоуровневой комбинационной схемой, а вершинам сети соответствуют логические элементы.

В общем случае, задача синтеза структуры ТМ сводится к определению типов логических функций f_{ij} для всех ЛЭ сети. Для определения множества логических функций $F = \{f_{ij}\}$ будем использовать полиномы для описания булевой сети [Bruck-89, Опанасенко-01].

При кодировании значений булевой функции и ее аргументов перейдем к другому кодированию, используя значения (1) и (–1). Таким образом, множество переменных $X = \{x_1, x_2, ..., x_n\}$ для булевой функции f от n переменных будет представляться множеством $E = \{ e_1, e_2, ..., e_n \}$ (где $e_i = (-1)^{x_i}$), а множество значений $Y = \{y_1, y_2, ..., y_{2^n - 1}\}$ (где $y_j = \{0, 1\}$) множеством $V = \{v_0, v_1, ..., v_{2^n - 1}\}$, где $v_j = (-1)^{y_j}$.

Для любой булевой функции f от n переменных, принимающих значения из множества $\{1, -1\}$, существует эквивалентный полином $P_{f(n)}$ с коэффициентами из множества действительных чисел [Bruck-89]:

$$f(X) = P_{f(n)}(X).$$

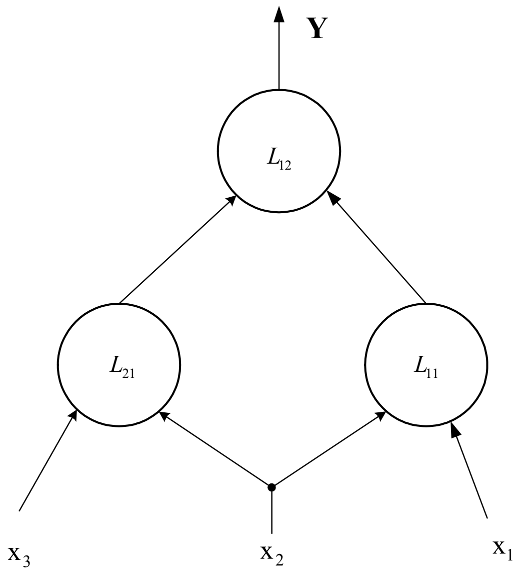

Рис. 2. Структура ТМ с сотовой структурой связи

Коэффициенты полинома для функции f можно записать посредством матрицы Адамара:

$$A_{2^n} = \frac{1}{2^n} H_n V_n,$$

где: $A_{2^n} = \{a_0, a_1, ..., a_{2^n - 1}\}$ – множество коэффициентов полинома; H_n – матрица Адамара размерностью 2^n; V_n – множество значений булевой функции.

Матрица Адамара n–го порядка H_n представляет собой квадратную матрицу размерности n, содержащую два типа элементов $\{1, -1\}$. Матрицу Адамара можно построить для любого значения n:

$H_0 = \| 1 \|$;

$H_1 = \begin{Vmatrix} +1 +1 \\ +1 -1 \end{Vmatrix}$;

$H_n = \begin{Vmatrix} +H_{n-1} + H_{n-1} \\ +H_{n-1} - H_{n-1} \end{Vmatrix}$.

Функция от одной переменной представляется полиномом:

$$P_{f(1)} = a_0 + a_1 e_1.$$

Функции от двух и трех переменных представляются полиномами:

$$P_{f(2)} = a_0 + a_1 e_1 + a_2 e_2 + a_3 e_1 e_2; \quad (1)$$

$$P_{f(3)} = a_0 + a_1 e_1 + a_2 e_2 + a_3 e_1 e_2 + a_4 e_3 + a_5 e_1 e_3 + a_6 e_2 e_3 + a_7 e_1 e_2 e_3. \quad (2)$$

Соответственно, полином от n переменных:

$$P_{f(n)} = P_{f(n-1)} + a_n e_n P_{f(n-1)}.$$

Коэффициенты полинома для $P_{f(2)}$, согласно выражению (1), определяются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} a_0 &= 1/4(v_0 + v_1 + v_2 + v_3); \\ a_1 &= 1/4(v_0 - v_1 + v_2 - v_3); \\ a_2 &= 1/4(v_0 + v_1 - v_2 - v_3); \\ a_3 &= 1/4(v_0 - v_1 - v_2 + v_3). \end{aligned} \quad (3)$$

Для $P_{f(3)}$, согласно выражению (2):

$$\begin{aligned} a_0 &= 1/8(v_0 + v_1 + v_2 + v_3 + v_4 + v_5 + v_6 + v_7); \\ a_1 &= 1/8(v_0 - v_1 + v_2 - v_3 + v_4 - v_5 + v_6 - v_7); \\ a_2 &= 1/8(v_0 + v_1 - v_2 - v_3 + v_4 + v_5 - v_6 - v_7); \\ a_3 &= 1/8(v_0 - v_1 - v_2 + v_3 + v_4 - v_5 - v_6 + v_7); \\ a_4 &= 1/8(v_0 + v_1 + v_2 + v_3 - v_4 - v_5 - v_6 - v_7); \\ a_5 &= 1/8(v_0 - v_1 + v_2 - v_3 - v_4 + v_5 - v_6 + v_7); \\ a_6 &= 1/8(v_0 + v_1 - v_2 - v_3 - v_4 - v_5 + v_6 + v_7); \\ a_7 &= 1/8(v_0 - v_1 - v_2 + v_3 - v_4 + v_5 + v_6 - v_7). \end{aligned} \quad (4)$$

где v_j – значение полинома для соответствующих переменных. В таблицах 1, 2 которые являются таблицами истинности логических функций в новой кодировке, приведены соответствия входных и выходных значений.

Рассмотрим приложение представления Адамара на примере ТМ с сотовой структурой связи для $n = 3$ на основе двухвходовых ЛЭ (рис. 3). Воспользуемся полиномиальным представлением булевых функций. Пусть $K = (k_0, k_1, k_2, k_3)$ - множество коэффициентов полинома, описывающего функцию, которую реализует ЛЭ второго уровня, а $B = (b_0, b_1, b_2, b_3)$ и $C = (c_0, c_1, c_2, c_3)$ – множества коэффициентов полиномов для функций ЛЭ первого уровня.

Таблица 1.

e_2	e_1	v_j
+1	+1	v_0
+1	–1	v_1
–1	+1	v_2
–1	–1	v_3

Выходные значения последних обозначим через m_1 и m_2, они же являются входными переменными для ЛЭ второго уровня. Множество коэффициентов полинома $Z = (z_0, z_1, z_2, z_3)$ описывает функцию ЛЭ, для которого входными значениями являются переменные e_1 и e_2, а множество $U = (u_0, u_1, u_2, u_3)$ – функцию для ЛЭ с входными переменными e_2 и e_3.

Булева функция, которую реализует ЛЭ второго уровня, описывается полиномом

$$P_{f(2)} = k_0 + k_1 m_1 + k_2 m_2 + k_3 m_1 m_2, \tag{5}$$

Таблица 2.

e_3	e_2	e_1	v_j
+1	+1	+1	v_0
+1	+1	–1	v_1
+1	–1	+1	v_2
+1	–1	–1	v_3
–1	+1	+1	v_4
–1	+1	–1	v_5
–1	–1	+1	v_6
–1	–1	–1	v_7

а функции ЛЭ первого уровня – полиномами:

$$m_1 = b_0 + b_1 e_1 + b_2 e_2 + b_3 e_1 e_2; \tag{6}$$

$$m_2 = c_0 + c_1 e_2 + c_2 e_3 + c_3 e_2 e_3. \tag{7}$$

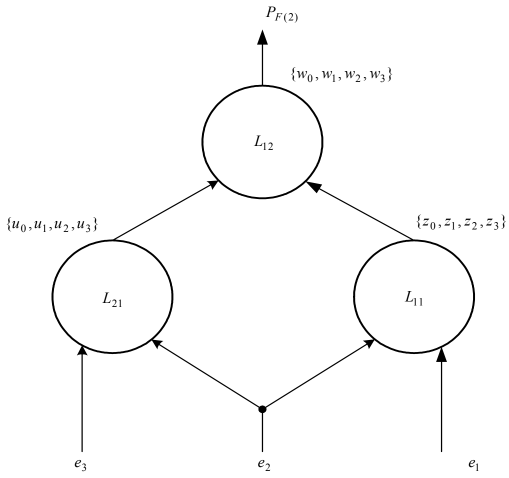

Рис. 3. Структура ТМ ($n = 3$)

Принимая во внимание (3), множество коэффициентов B и C для полиномов (6) и (7) определяются из следующих выражений:

$$\begin{aligned} b_0 &= 1/4(z_0 + z_1 + z_2 + z_3);\; c_0 = 1/4(u_0 + u_1 + u_2 + u_3); \\ b_1 &= 1/4(z_0 - z_1 + z_2 - z_3);\; c_1 = 1/4(u_0 - u_1 + u_2 - u_3); \\ b_2 &= 1/4(z_0 + z_1 - z_2 - z_3);\; c_2 = 1/4(u_0 + u_1 - u_2 - u_3); \\ b_3 &= 1/4(z_0 - z_1 - z_2 + z_3);\; c_3 = 1/4(u_0 - u_1 - u_2 + u_3). \end{aligned} \tag{8}$$

Подставив в полином (5) вместо переменных m_1 и m_2 полиномы (6) и (7), получим результирующий полином:

$$\begin{aligned} P_{f(3)} = {} & k_0 + k_1(b_0 + b_1 e_1 + b_2 e_2 + b_3 e_1 e_2) + k_2(c_0 + c_1 e_2 + c_2 e_3 + c_3 e_2 e_3) + \\ & + k_3(b_0 + b_1 e_1 + b_2 e_2 + b_3 e_1 e_2)(c_0 + c_1 e_2 + c_2 e_3 + c_3 e_2 e_3). \end{aligned}$$

Раскроем скобки, приведем подобные и сгруппируем слагаемые при одинаковых переменных. В итоге получим полином, описывающий булеву функцию от трех переменных – e_1, e_2, e_3:

$$\begin{aligned} P_{f(3)} = {} & (k_0 + k_1 b_0 + k_2 c_0 + k_3 b_0 c_0 + k_3 b_2 c_1) + \\ & + (k_1 b_1 + k_3 b_1 c_0 + k_3 b_3 c_1) e_1 + \\ & + (k_1 b_1 + k_2 c_1 + k_3 b_0 c_1 + k_3 b_2 c_0) e_2 + \\ & + (k_1 b_3 + k_3 b_1 c_1 + k_3 b_3 c_0) e_1 e_2 + \\ & + (k_2 c_2 + k_3 b_0 c_2 + k_3 b_2 c_3) e_3 + \\ & + (k_3 b_0 c_0 + k_3 b_2 c_1) e_1 e_3 + (k_2 c_3 + k_3 b_0 c_3 + k_3 b_2 c_2) e_2 e_3 + \\ & + (k_3 b_1 c_3 + k_3 b_3 c_2) e_1 e_2 e_3. \end{aligned} \tag{9}$$

Поставив в соответствие полиному (9) полином (2), получим значения для коэффициентов a_i:

$$
\begin{aligned}
&a_0 = (k_0 + k_1 b_0 + k_2 c_0 + k_3 b_0 c_0 + k_3 b_2 c_1);\\
&a_1 = (k_1 b_1 + k_3 b_1 c_0 + k_3 b_3 c_1);\\
&a_2 = (k_1 b_1 + k_2 c_1 + k_3 b_0 c_1 + k_3 b_2 c_0);\\
&a_3 = (k_1 b_3 + k_3 b_1 c_1 + k_3 b_3 c_0);\\
&a_4 = (k_2 c_2 + k_3 b_0 c_2 + k_3 b_2 c_3);\\
&a_5 = (k_3 b_0 c_0 + k_3 b_2 c_1);\\
&a_6 = (k_2 c_3 + k_3 b_0 c_3 + k_3 b_2 c_2);\\
&a_7 = (k_3 b_1 c_3 + k_3 b_3 c_2).
\end{aligned} \tag{10}
$$

Значения коэффициентов a_i находятся из соотношений (4). Подставив в (4) вместо a_i соответствующие выражения из (10), переходим от множества коэффициентов B, C к множеству коэффициентов Z, U (см. 8) и, после соответствующих преобразований, получим следующую систему уравнений:

$$
\begin{aligned}
&v_0 = k_0 + k_1 z_0 + k_2 u_0 + k_3 z_0 u_0;\\
&v_1 = k_0 + k_1 z_1 + k_2 u_0 + k_3 z_1 u_0;\\
&v_2 = k_0 + k_1 z_2 + k_2 u_1 + k_3 z_2 u_1;\\
&v_3 = k_0 + k_1 z_3 + k_2 u_1 + k_3 z_3 u_1;\\
&v_4 = k_0 + k_1 z_0 + k_2 u_2 + k_3 z_0 u_2;\\
&v_5 = k_0 + k_1 z_1 + k_2 u_2 + k_3 z_1 u_2;\\
&v_6 = k_0 + k_1 z_2 + k_2 u_3 + k_3 z_2 u_3;\\
&v_7 = k_0 + k_1 z_3 + k_2 u_3 + k_3 z_3 u_3.
\end{aligned} \tag{11}
$$

После замены множества K на множество W (см. 12) в системе уравнений (11), ее решение позволяет при заданных значениях v_j определить значения коэффициентов множеств W, Z, U, с помощью которых определяются типы логических функций из их таблиц истинности.

$$
\begin{aligned}
&k_0 = 1/4(w_0 + w_1 + w_2 + w_3);\\
&k_1 = 1/4(w_0 - w_1 + w_2 - w_3);\\
&k_2 = 1/4(w_0 + w_1 - w_2 - w_3);\\
&k_3 = 1/4(w_0 - w_1 - w_2 + w_3).
\end{aligned} \tag{12}
$$

Заметим, что метод решения вышеприведенных систем уравнений выполняется одним из модифицированных алгоритмов, описанных в работе [Крывый-09]. Поскольку рассматриваемые системы решаются над кольцом целых чисел, то алгоритмы их решения имеют полиномиальные оценки сложности.

Пример

В качестве примера рассмотрим прямую задачу синтеза параметрического модуля ТМ с параметрами: размерность двоичных векторов $(n=3)$, обучающая выборка $D=\{(1,1,1);(1,-1,1);(-1,1,-1);(-1,-1,1)\}$. Таким образом, мы имеем трехвходовую ТМ с элементами $L_{1,1}, L_{1,2}, L_{2,1}$. Необходимо определить множество логических функций $\{f_{1,1},\ f_{2,1},\ f_{1,2}\}$ путем определения множеств коэффициентов $Z=\{z_0,\ z_1,\ z_2,\ z_3\}$, $U=\{u_0,u_1,u_2,u_3\}$ и $W=\{w_0,w_1,\ w_2,\ w_3\}$. На основе табл. 2 по исходным данным (обучающая выборка D) имеем следующие значения для v_j:

$$(v_0=-1; v_1=1; v_2=-1; v_3=1; v_4=1; v_5=-1; v_6=-1; v_7=1;).$$

Уравнение (15) примет вид:

$$k_0+k_1z_0+k_2u_0+k_3z_0u_0=-1;$$

$$k_0+k_1z_1+k_2u_0+k_3z_1u_0=1;$$

$$k_0+k_1z_2+k_2u_1+k_3z_2u_1=-1;$$

$$k_0+k_1z_3+k_2u_1+k_3z_3u_1=1;$$

$$k_0+k_1z_0+k_2u_2+k_3z_0u_2=1;$$

$$k_0+k_1z_1+k_2u_2+k_3z_1u_2=-1;$$

$$k_0+k_1z_2+k_2u_3+k_3z_2u_3=-1;$$

$$k_0+k_1z_3+k_2u_3+k_3z_3u_3=1.$$

Получаем систему из восьми уравнений с двенадцатью неизвестными, решение которой определяет значения множеств W, Z, U. В данном случае получаем четыре решения, представленных в таблице 3.

Таблица 3.

$L_{1,1}$				$L_{2,1}$				$L_{1,2}$			
z_0	z_1	z_2	z_3	u_0	u_1	u_2	u_3	w_0	w_1	w_2	w_3
+1	–1	–1	+1	–1	+1	+1	+1	+1	–1	–1	+1
–1	+1	+1	–1	+1	–1	–1	–1	+1	–1	–1	+1
–1	–1	+1	+1	+1	–1	+1	+1	+1	–1	–1	+1
+1	+1	–1	–1	–1	+1	–1	–1	+1	–1	–1	+1

В соответствии с полученными результатами, по значениям векторов Z, U, W из таблицы истинности логических функций (табл. 4) определяются сами функции. Результаты возможных вариантов (четыре) настройки структуры (типы логических функций $\{f_{1,1},\ f_{1,2},\ f_{2,1}\}$ для логических элементов $L_{1,1}, L_{1,2}, L_{2,1}$) структуры ТМ, представленной на рис. 2, приведены в табл. 5.

Таблица 4. Таблица истинности логических функций двух переменных

f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7	f_8	f_9	f_{10}	f_{11}	f_{12}	f_{13}	f_{14}	f_{15}	f_{16}
+1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1
-1	+1	-1	-1	+1	+1	-1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	+1	-1
-1	-1	+1	-1	+1	-1	+1	+1	-1	+1	-1	+1	+1	-1	+1	-1
-1	-1	-1	+1	-1	+1	+1	+1	+1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1

Таблица 5.

$f_{1,1}$	$f_{2,1}$	$f_{1,2}$
$a \oplus b$	$\overline{a} \,\&\, \overline{b}$	$a \oplus b$
$\overline{a} \oplus b$	$a + b$	$a \oplus b$
$\overline{a}$	$\overline{a} \,\&\, b$	$a \oplus b$
a	$a + \overline{b}$	$a \oplus b$

На этом работа алгоритма синтеза заканчивается.

Заключение

Предложен подход к синтезу адаптивных структур, представленных многоуровневыми логическими схемами, описанных булевой сетью в виде ациклического графа, вершинами которого являются универсальные логические элементы. Синтез таких структур состоит в определении типов логических функций вершин графа при заданной обучающей выборке двоичных векторов, что позволяет использовать эту структуру для задачи классификации входных векторов. В отличие от известных методов синтеза многоуровневых логических схем в данной работе предложен подход к синтезу таких схем, основанный на описании булевой сети полиномами, коэффициенты полинома при этом задаются посредством матрицы Адамара.

Вызывает интерес также и обратная задача синтеза, т.е. когда заданы выходные значения логической функции и необходимо найти разделение полного множества значений входных переменных этой функции. Эта задача тоже имеет решение подобными методами, но здесь она не рассматривается.

Библиография

[Bruck-89] Bruck J., Blaum M. Neural networks, error–correcting codes, and polynomials over the binary n–cube. IEEE Transactions on information theory. – 1989. – Vol.35, N5. – P. 976–987.

[Palagin-07] Palagin A.V., Opanasenko V.N. Reconfigurable computing technology. - Cybernetics and Systems Analysis. Springer New York. – 2007, Vol. 43, N.5. – PP. 675–686.

[Крывый-09] Крывый С.Л., Гжывач В. Алгоритмы построения предбазиса множества решений систем линейных диофантовых ограничений в дискретных областях. - Известия Иркутского государственного. университета. серия “Математика”. - том 2. - N 2.- 2009. – С. 82-93.

[Опанасенко-01] Опанасенко В.Н. Синтез параметрического модуля многоуровневой комбинационной логической схемы. ж. “Математические машины и системы”. – 2001. – №1,2. – С. 34–39.

[Опанасенко-2000] Опанасенко В.Н. Реконфигурируемые структуры типа “треугольная матрица”. Технології створення перспективних компютерних засобів та систем з використанням новітньої елементної бази: Зб. наукових праць НАН України Ін–ту кібернетики ім. В.М. Глушкова, Наукова рада НАН України з проблеми. “Кібернетика”. – Київ, 2000. – С. 31–35.

[Палагин-93] Палагин А.В., Опанасенко В.Н., Чигирик Л.Г. К синтезу адаптивных структур на ПЛИС. ж. “Управляющие системы и машины”. – 1993. – № 5. – С. 12–27.

Сведения об авторах

Опанасенко Владимир Николаевич *– Институт кибернетики им Глушкова НАН Украины, Украина, Киев, 03680, просп. Глушкова, 40;* ***e-mail****: vlopanas@ukr.net*

Крывый Сергей Лукьянович *– Киевский национальный университет им Тараса Шевченка, Украина, Киев, 03680, просп. Глушкова, 4д, Факультет кибернетики;* ***e-mail:*** *krivoi@i.com.ua*

A direct adaptation problem of synthesis of logical nets

Volodymyr Opanasenko, Sergii Kryvyi

Abstract: *A direct adaptation problem of logical net on the base of universal logical elements for realization problem of classification input set of binary vectors is considered. Adaptation problem come to the definition of types logical functions for components of logical nets by using polynomials for its description. The set of coefficients polynomials is defined by corresponding Adamar’s matrix.*

Keywords: *Adaptation, Boolean functions, universal logical element, polynomial.*