TALLINNA POLÜTEHNILISE
INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 432

АНАЛИЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ АСУТП

Труды по электротехнике
и автоматике

СБОРНИК СТАТЕЙ
XV

ТАЛЛИН 1977

Ep. 6.7

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№432 1977

УДК 621

АНАЛИЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ АСУТП

Труды по электротехнике
и автоматике

Сборник статей

XV

Таллин 1977

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 432 1977

УДК 681.32

М.Плакк, Р.Убар

ПРИМЕНЕНИЕ МОДЕЛИ АЛЬТЕРНАТИВНЫХ ГРАФОВ ПРИ СИНТЕЗЕ ТЕСТОВ ДЛЯ КОМБИНАЦИОННЫХ СХЕМ

Известные методы синтеза тестов для цифровых схем используют принцип активизации путей с целью очувствления выходов к возможным неисправностям. Недостатком этих методов является резкое увеличение вычислительных затрат при необходимости активизации многомерных путей. Используемые при этом структурные модели приводят к большому объему обрабатываемой информации. Недостатком известных функциональных моделей является также или большой объем модели (в случае нормальной формы), или сложность обработки модели (при скобочной форме).

В статье описывается новый подход к генерированию тестов, базирующийся на модели цифровых схем в виде системы альтернативных графов (АГ) [1]. Рассматриваются комбинационные схемы и определяются условия, выполнение которых позволяет привести задачу активизации многомерных путей в исходной схеме к активизации одномерных путей в системе АГ.

Постановка задачи

Представим объект контроля в виде графа $D = (N, F)$, где N - множество узлов схемы, а F_k (F^{-1}_k) - подмножества последователей (предшественников) для вершин $k \in N$. Объект контроля описывается также в виде системы функций $y_i = y_i(X)$, $i \in N_{вых}$, где X - вектор входных переменных x_k, $k \in N_{вх}$, а $N_{вх}$ и $N_{вых}$ - соответственно множества входных и выходных узлов объекта. Ограничимся далее лишь классом одновыходных схем $|N_{вых}| = 1$. Обобщение получаемых результатов для многовыходных схем не представляет трудностей.

Рассмотрим класс логических неисправностей типа $z_к \equiv \alpha, \alpha \in \{0,1\}$, где $z_к$ – обобщенная переменная, соответствующая узлу $к \in N$. Необходимым и достаточным условием для обнаружения неисправности $z_к \equiv \alpha$ на выходе $i \in N_{вых}$ является

$$(z_к \oplus \alpha) \frac{\partial z_i}{\partial z_к} = 1. \qquad (I)$$

Модель системы АГ базируется на представлении объекта в виде множества деревообразных подсхем $D_i = (N_i, F_i)$ с корнями $i \in N_в \cup N_{вых}$, где $N_в = \{к \mid |F_к| > 1\}$ – множество узлов разветвления. Деревья D_i описываются функциями $z_i = f_i(Z_i)$, где Z_i – вектор переменных $z_к$, $к \in N'_{вх} \cup N_{вт}$, а $N'_{вх} \subseteq N_{вх}$ – множество неразветвляющихся входных узлов и $N_{вт} = \{к \mid F^{-1}к \in N_в\}$ – множество узлов, в которые входят ветви из узлов разветвления. Каждой функции $z_i = f_i(Z_i)$ соответствует АГ $G_i = (M_i, \Gamma_i)$, вершины которого $m \in M_i$ взвешены компонентами $\tilde{z}_к(m)$ вектора Z_i, $\tilde{z} \in \{z, \bar{z}\}$. Деревья D_i для $i \in N_в \cap N_{вх}$, очевидно, вырождаются в единственный входной узел $i \in N_{вх}$ и, следовательно, их графы G_i также состоят из единственной вершины $m \in M_i$, взвешенной входной переменной $z(m) = z_i$.

Метод синтеза модели АГ по исходной схеме рассматривается в [I]. Там же введено понятие активизированного пути в АГ. Пусть $S_i(к,p)$ – некоторая функция, так чтобы $S_i(к,p) = 1$, если существует активизированный путь $l(к,p)$ из вершины $к \in M_i$ в вершину $p \in M_i$, и $S_i(к,p) = 0$ в противном случае. Активизация пути производится при помощи соответствующего определения значений переменных, являющихся весами вершин на данном пути.

Переходим к решению уравнения (I) при помощи модели АГ.

Бесповоротные комбинационные схемы

Согласно определению системы АГ [I], бесповторная комбинационная схема (КС) на булевом базисе может быть представлена единственным АГ с неповторяющимися весовыми переменными на вершинах графа. Известно, что для проверки схемы достаточно генерировать тесты для всех ее входных переменных решением уравнения (I). Все эти переменные, и только они, представлены (с инверсией или без нее) на соответствующем этой схеме АГ.

Рассмотрим бесповторную одновыходную КС $D=(N,F)$ с функцией $y=f(X)$, представленную в виде АГ $G=(M,\Gamma)$. Выделим некоторую вершину $m_j \in M$, $\Gamma^{-1}m_j \neq \phi$, взвешенную переменной $x(m_j)=x_k^{\beta_j}$, $k \in N_{вх}$, $\beta_j \in \{0,1\}$, так чтобы $x_k^0=\bar{x}_k$ и $x_k^1=x_k$. Пусть m_0 - начальная вершина АГ, $\Gamma^{-1}m_0=\phi$. Согласно [I], уравнение (I) можно переписать в следующем виде:

$$(x_k^{\beta_j} \oplus \alpha)\, S(m_0,m_j) \bigwedge_{\alpha\in\{0,1\}} S^{\alpha}(m_j^{\alpha})=1, \qquad (2)$$

где $S^{\alpha}(m_j)=1$ является условием существования активизированного пути $l^{\alpha}(m_j)$ из $m_j \in M$ на выход графа α, $\alpha \in \{0,1\}$, а $m_j^{\alpha}=\Gamma^{\alpha}m_j$ - последсватель вершины m_j, при выходе из нее в направлении $\alpha=x_k^{\beta_j}$. Соответствующие выражению (2) участки, подлежащие активизации, показаны на обобщенном АГ (фиг. I). Решением уравнения (2) циклически для всех $m_j \in M$ получим искомые тесты для проверки заданной схемы.

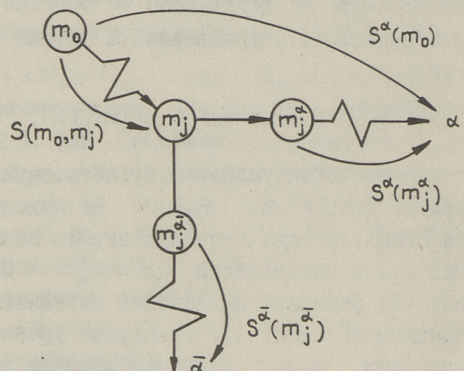
Специфичность модели АГ позволяет легко решить уравнения типа $S^{\alpha}(m_j)=1$, поскольку направление движения на графе при активизации путей непосредственно задано на каждом шаге (в каждой вершине). Затруднения связаны с решением уравнений типа $S(m_0,m_j)=1$, так как направление движения с целью попадания в m_j в вершинах между m_0 и m_j локально не определено.

С целью избавления от трудоемкой работы при решении уравнений $S(m_0,m_j)=1$ для произвольных $m_j \in M$ преобразуем условие (2) в следующий вид:

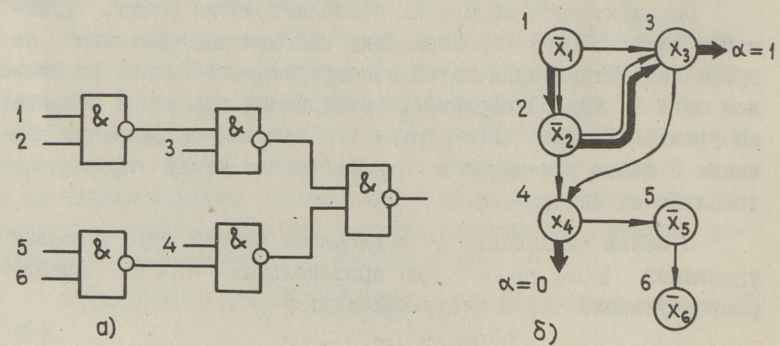
$$S^{\alpha}(m_0)\, S^{\bar{\alpha}}(m_j^{\bar{\alpha}})=1. \qquad (3)$$

Согласно уравнению (3), задача генерирования тестов для заданной схемы сводится к решению двух задач: задачи активизации путей $l^{\alpha}(m_0)$ и задачи активизации путей $l^{\bar{\alpha}}(m_j^{\bar{\alpha}})$ относительно $m_j \in M(l^{\alpha})$, для которых $m_j^{\alpha} \in M(l^{\alpha})$. Здесь $M(l^{\alpha}) \subseteq M$ - множество вершин, через которые проходит путь $l^{\alpha}(m_0)$. При этом структура графа позволяет легко составить процедуру итеративного генерирования путей $l^{\alpha}(m_0)$, так чтобы уравнение (3) выполнялось для всех $m_j \in M$.

Легко убедиться, что уравнение (3) применимо также для проверки обеих неисправностей ($x_k \equiv 0$ и $x_k \equiv 1$) при переменной x_k. Решением (3) находится тест для проверки $x_k^{\beta_j} \equiv \bar{\alpha}$. Другой тест для проверки $x_k^{\beta_j} \equiv \alpha$, образующий с первым тестовую пару, строится непосредственно из первого теста соответственным изменением значения x_k на противоположное.



Фиг. 1.



Фиг. 2.

Пример I. На фиг. 2 представлены некоторая бесповторная КС и соответствующий ей АГ. В каждой вершине графа приведена соответствующая весовая переменная. На графе показаны жирными линиями путь $l^1(1)$ (через вершины I,2 и 3) и путь $l^0(4)$ (через вершину 4), являющиеся решением уравнения (3) для вершин 2 и 3. Следовательно, полученный тест $T_1 = (1010xx)$ обеспечивает проверку неисправностей $x_2 \equiv 1$ и $x_3 \equiv 0$. Непосредственно из T_1 находим $T_2 = (1110xx)$ и $T_3 = (1000xx)$, образующие с исходным тестом пары для проверки путей, соответстванно из входных полюсов 2 и 3 до выхода в исходной КС.

Произвольные комбинационные схемы

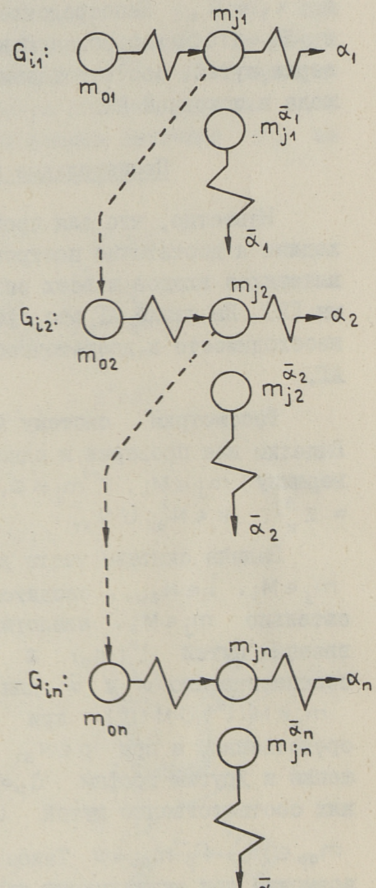
Известно, что для проверки КС с разветвлениями необходимо и достаточно построить тесты для всех ее неразветвляющихся входов и всех разветвляющихся ветвей внутри схемы [2]. На языке АГ это условие формулируется в виде необходимости и достаточности проверки всех вершин системы АГ.

Рассмотрим систему АГ в виде графа $G_i, i \in N_{вых} \cup N_в$. Выделим для проверки в одном из графов G_i некоторую вершину $m_j \in M_i$, $\Gamma^{-1} m_j \neq \phi$, взвешенную функцией $z(m_j) = z_k^{\beta j}$, $k \in N'_{вх} \cup N_{вт}$.

Задача синтеза теста для z_k, $k \in N'_{вх}$, при вершине $m_j \in M_i$, $i \in N_{вых}$, сводится к решению уравнения (3) относительно $m_j \in M_i$, аналогично бесповторным КС. При активизации путей $l^{\alpha}(m_0)$ и $l^{\bar{\alpha}}(m_j^{\bar{\alpha}})$ необходимые значения соответственно α и $\bar{\alpha}$ для переменных $z(m_h) = z_p^{\beta_h}$, $m_h \in M(l^{\alpha}) \cup M(l^{\bar{\alpha}})$ при $p \in N'_{вх}$ зафиксируются непосредственно, а при $p \in N_{вт}$ и $p \in N_{вх} \setminus N'_{вх}$ – через обращение к другим графам $G_p = (M_p, \Gamma_p)$ с целью активизации в них соответственно путей $l^{\alpha}(m_{op})$ и $l^{\bar{\alpha}}(m_{op})$, где $m_{op} \in M_p$, $\Gamma_p^{-1} m_{op} = \phi$. Такое же обращение к другим графам возможно при активизации путей $l^{\alpha}(m_{op})$, $l^{\alpha}(m_{op})$ и т.д.

Синтез теста для неисправности $z_k^{\beta jn} \equiv \bar{\alpha}_n$, $k \in N'_{вх}$ при вершине $m_{jn} \in M_{in}$ в графе G_{in}, представляющем некоторое внутреннее поддерево схемы, возможен лишь при обращении к G_{in} из некоторой вершины $m_{j1} \in M[l^{\alpha_1}(m_{01})] \subseteq M_{i1}$ на выходном графе G_{i1}, $i_1 \in N_{вых}$, непосредственно или через цепочку графов $G^{(n)} = \{G_{i1}, G_{i2}, \ldots, G_{in}\}$, $n = 2, 3, \ldots$ (см. фиг. 3), так чтобы выполнялось условие активизированности пути $l^{\alpha_1}(m_{01})$: $S[l^{\alpha_1}(m_{01})] = 1$. Из последнего условия вытекают непосредственно $S[l^{\alpha_h}(m_{0h})] = 1$ для всех

$h = \overline{2, n}$, где $\alpha_h = \beta_{j,h-1}$, исходя из значения весовой функции $z^{\beta_{j,h-1}}(m_{j,h-1})$ при вершине $m_{j,h-1}$ $m_{j,h-1} \in M_{i,h-1}$ на графе $G_{i,h-1}$, из которого производится обращение к $G_{i,h}$. Проверяемая неисправность, т.е. значение $z_k^{\beta_{jn}} = \bar{\alpha}_n$, должна привести к результату $S^{\bar{\alpha}_n}(m_{0n}) = 1$ и далее через цепочку изменений всех $z(m_{jh})$, $h = \overline{1, n}$ к выполнению условия $S^{\bar{\alpha}_1}(m_{01}) = 1$.



Фиг. 3.

Учитывая вышесказанное, можно задачу синтеза тестов, а также тестовой пары для $z(m_{jn})$ сформулировать в виде решения системы уравнений:

$$S(m_{0h}, m_{jh}) \wedge S^{\alpha}(m_{jh}^{\alpha}) = 1, \quad \alpha \in \{0,1\}$$
$$h = \overline{1, n}. \tag{4}$$

Полученное решение соответствует некоторому одномерному активизированному пути в исходной схеме. Легко убедиться, что полученный тест обнаруживает также все остальные неисправности $z(m_{jh}) \equiv \bar{\alpha}_h$, $m_{jh} \in M_{ih}$ для всех $h = \overline{1, n-1}$ в данной цепочке.

Выполнение условия (4) является достаточным, чтобы полученный тест обнаруживал неисправность $z(m_{jn}) \equiv \bar{\alpha}_n$, но в то же время в выполнении его нет необходимости. Известно, что в некоторых случаях тесты можно построить лишь при помощи активизации многомерных путей в исходной схеме. Допуская эту возможность, необходимо заменить условие (4) на следующую систему уравнений:

$$(z_k^{\beta_{jn}} \oplus \bar{\alpha}_n)\, S(m_{oh}, m_{jh})\, S^{\alpha_h}(m_{jh}^{\alpha_h}) = 1, \quad h = \overline{1,n}; \tag{5}$$

$$(z_k^{\beta_{jn}} \oplus \alpha_n)\, S(m_{oh}, m_{jh})\, S^{\bar{\alpha}_h}(m_{jh}^{\bar{\alpha}_h}) = 1, \quad h = \overline{1,n}. \tag{6}$$

Совместное решение уравнений (5) и (6) дает тест, а также тестовую пару для проверки неисправностей при вершине $m_{jn} \in M_{in}$.

Выполнение условий (5) и (6) необходимо, но недостаточно для проверки неисправностей при $m_{jh} \in M_{ih}$, $h = \overline{1,n-1}$, т.е. при внутренних вершинах рассмотренной цепочки графов $G^{(n)}$.

Определение I. Путь $l(i,j)$, обеспечивающий выполнение условия $S(i,j) = 1$ и включающий вершину k, $k \in M(l)$, называется активизированным независимо от k, если выполняется условие:

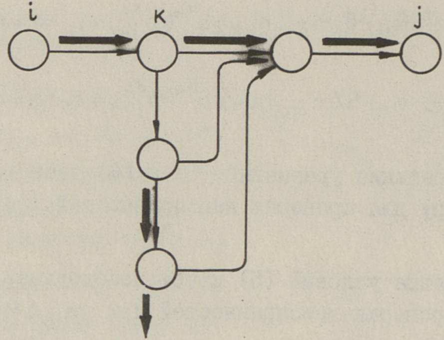
$$S(i,j)\big|_k = S(i,j)\big|_{z(k)=1} \wedge S(i,j)\big|_{z(k)=0} = 1. \tag{7}$$

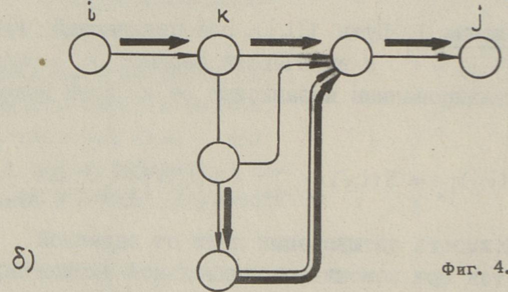
Независимость активизации пути от заданной вершины обеспечивается при помощи дополнительной активизации определенного обходящего пути. В качестве примера рассмотрим путь $l(i,j)$, который на фиг.4,а активизирован зависимо, а на фиг.4,б – независимо от $k \in M(l)$.

Обозначим через $M^{(t)}$ множество вершин на системе АГ, из которых в процессе активизации путей происходит обращение (непосредственно или через другие графы) к графу G_t при $S[l^{\alpha_t}(m_{ot})] = 1$, так чтобы изменение значения некоторого $z(m)$, $m \in M[l^{\alpha_t}(m_{ot})]$ приводило к выполнению $S^{\bar{\alpha}_t}(m_{ot}) = 1$, а также к изменению значений весов $z(k)$ для $k \in M^{(t)}$.

Определение 2. Путь $l(i,j)$ в некотором графе G_h, обеспечивающий выполнение условия $S(i,j) = 1$ и включающий вершины $k \in M_h(l) \cap M^{(t)}$, является активизированным, независимо от множества $M^{(t)}$, если выполняется условие:

$$S(i,j)\big|_{M^{(t)}} = S(i,j)\big|_{\substack{z(k)=1 \\ k \in M^{(t)}}} \wedge S(i,j)\big|_{\substack{z(k)=0 \\ k \in M^{(t)}}} = 1. \tag{8}$$





Фиг. 4.

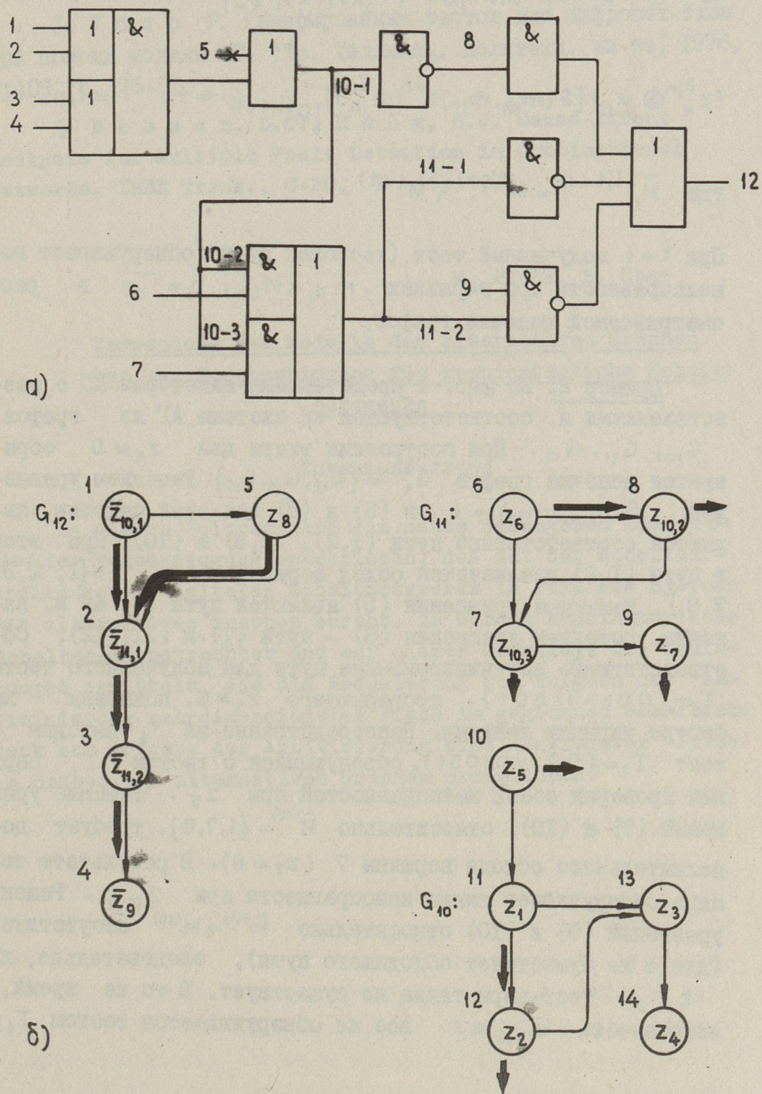
Определим следующие условия, обеспечивающие выполнение (8).

<u>Условие I.</u> При непосредственном обращении из $k \in M_h(l) \cap M^{(t)}$ к графу G_t необходимо активизировать в графе G_h соответствующий дополнительный путь, обходящий вершину k.

<u>Условие 2.</u> При обращении из $k \in M_h(l) \cap M^{(t)}$ к графу G_t через некоторую цепочку графов $G^{(t)}$ (аналогично фиг. 3), достаточно активизировать соответствующий обходящий путь хотя бы в одном из графов $G_h \in G^{(t)}$, так чтобы прервалась зависимость значения $z(k)$ от $z(m)$, $m \in M[l^{\alpha_t}(m_{0t})]$.

Отметим, что при решении уравнений (5) и (6) требуется независимая активизация путей $l(m_{0h}, m_{jh})$, $h = \overline{1,n}$ относительно множества $M^{(i_n)}$.

В общем случае, при активизации многомерных путей исходной схемы необходимо заменить систему уравнений (5) и (6) следующей системой:



а)
б)
G_{12}:
$\bar{z}_{10,1}$
z_8
$\bar{z}_{11,1}$
$\bar{z}_{11,2}$
$\bar{z}_9$
G_{11}:
z_6
$z_{10,2}$
$z_{10,3}$
z_7
z_5
G_{10}:
z_1
z_3
z_2
z_4
10-1
10-2
10-3
11-1
11-2

Фиг. 5.

$$(z_{\kappa}^{\beta_{jn}} \oplus \bar{\alpha}_n)\left[S(m_{oh}, m_{jh}) S^{\alpha_h}(m_{jh}^{\alpha_h})\right]\Big|_{\tilde{M}^{(i,t+1)}} = 1, \quad h = \overline{1,n}; \qquad (9)$$

$$(z_{\kappa}^{\beta_{jn}} \oplus \alpha_n)\left[S(m_{oh}, m_{jh}) S^{\bar{\alpha}_h}(m_{jh}^{\bar{\alpha}_h})\right]\Big|_{\tilde{M}^{(i,t+1)}} = 1, \quad h = \overline{1,n}. \qquad (10)$$

где $\tilde{M}^{(i,t+1)} = M^{(i,n)} \setminus M^{(i,t)}$.

При $t=1$ полученный тест (тестовая пара) обнаруживает все неисправности при вершинах $m_{jh} \in M_{ih}$, $h=\overline{1,n}$ в рассматриваемой цепочке графов.

Пример 2. На фиг. 5 представлена некоторая КС с разветвлениями и соответствующая ей система АГ из графов G_{10}, G_{11}, G_{12}. При построении теста для $z_5 \equiv 0$ образуется цепочка графов $G_1^{(10)} = \{G_{12}, G_{11}, G_{10}\}$. Решением уравнений $S(m_{oh}, m_{jh}) = 1$ в (5) и (6) для этой цепочки являются соответственно пути (I,2), (6,8) и (I0). При этом в пути (I,2) реализуется обход вершины $1 \in M^{(10)} = \{$I, 2,3, 7,8$\}$. Решением уравнения (5) являются пути (3, 4) и, наконец, решением уравнения (6) - пути (7) и (II, I2). Соответствующие активизированные пути для полученного теста $T_1 = (00\times\times 11001)$, проверяющего $z_5 \equiv 0$, показаны на фигуре жирными линиями. Непосредственно из T_1 находим тест $T_2 = (00\times\times 01001)$, образующийся с тестом T_1 пару для проверки обеих неисправностей при z_5. Решение уравнений (9) и (I0), относительно $\tilde{M}^{(10)} = \{1,7,8\}$, требует дополнительного обхода вершины 7 $(z_7 = 0)$. В результате тест-пара обнаруживает также неисправности при $z_{10,2}$. Решение уравнений (9) и (I0) относительно $\tilde{M}^{(11)} = M^{(10)}$ отсутствует (для 3 не существует обходящего пути), следовательно, для $z_{11,2}$ тест-пары также не существует. В то же время, неисправность $\bar{z}_{11,2} \equiv 1$ все же обнаруживается тестом T_1.

Л и т е р а т у р а

I. У б а р Р. Генерирование тестов для цифровых схем при помощи модели АГ. "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1976, № 409, с. 75-8I.

2. B o s s e n, D.C., H o n g, S.J. Cause-Effect Analysis for Multiple Fault Detection in Combinational Networks. IEEE Trans., C-20, N 11, 1971.

M. Plakk, R. Ubar

Verwendung des Modells der alternativen Graphen bei der Testbestimmung für kombinatorische Schaltnetzwerke

Zusammenfassung

In diesem Beitrag wird ein neues Herangehen zum Problem der Testerzeugung beschrieben, das auf der Modelldarstellung des digitalen Schaltnetzwerks in Form des Systems der alternativen Graphen beruht. Es wurden kombinatorische Schaltungen betrachtet und auf dieser Grundlage die Bedingungen ermittelt, die die Reduzierung der Aufgabe der Aktivisierung mehrdimensionaler Pfade im gegebenen Schaltnetzwerk zur Aufgabe der Aktivisierung eindimensionaler Pfade im System der alternativen Graphen ermöglichen.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
№ 432 1977

УДК 681.32

П.Китсник, Р.Убар

ФОРМУЛЫ ДЛЯ ДЕДУКТИВНОГО АНАЛИЗА ТЕСТОВ В СИНХРОННЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТНЫХ СХЕМАХ

Рассматривается задача моделирования совокупности неисправностей R на множестве тестов T с целью нахождения подмножеств неисправностей $R(T_r) \subset R$, обнаруживаемых тестами $T_r \in T$.

Существует два основных подхода к получению этих данных - аналитический подход и моделирование с поочередным введением в компилированную модель схемы заданной совокупности неисправностей. Преимущество метода моделирования заключается в возможности параллельной обработки или нескольких тестов для одной модификации схемы, или нескольких (неисправных) модификаций схемы для одного теста. По сравнению с методом моделирования, аналитический подход дедуктивного анализа неисправностей, рассмотренный, например, в работах [1, 2], является, хотя и более сложным, но зато более мощным, поскольку в результате анализа одного теста T_r получается сразу искомое множество $R(T_r)$ (без обработки всего множества R). Статистическим экспериментом показано, что в случае больших схем аналитический подход обладает заметными преимуществами перед методом параллельного моделирования [3].

Недостатками существующих аналитических методов анализа тестов [1, 2], с точки зрения ориентации на машинное решение, являются: 1) трудоемкость операций, связанных с обработкой множеств или соответствующих списков; 2)необходимость проведения всех этих операций по всем путям схемы, без исключения; 3)невозможность прямого расширения метода для проведения параллельного анализа сразу нескольких тестов.

Предлагаемый в работе новый аналитический подход, свободный от названных недостатков, требует прослеживания путей схемы и построения подмножеств $R(T_r)$, в отличие от методов [2, 3], начиная не со входов, а с выходов исследуемого объекта в направлении к входам.

Рассмотрим цифровую схему в виде графа $G=(N,\Gamma)$, где N – множество узлов схемы, а Γk, $\Gamma^{-1}k$, $\hat{\Gamma}k$ и $\hat{\Gamma}^{-1}k$ – соответственно множества последователей, предшественников, потомков и предков узла $k\in N$. Значения переменных схемы x_k, $k\in N$, при заданном тесте $T_r\in T$, определяются логическим моделированием (для последовательностных схем – троичным моделированием). Подмножества $R(T_r)$ определяются непосредственно на основе подмножеств $N(T_r)\subset N$:

$$N(T_r)=\{k \mid \bigvee_{t\in N_{вых}} \frac{\partial x_t}{\partial x_k}=1\}, \qquad (I)$$

где $N_{вых}\subset N$ – множество выходных узлов схемы.

Комбинационные схемы

Для безповторных комбинационных схем подмножества $N(T_r)$ находятся по цепному методу вычисления булевых производных, согласно следующему рекурсивному правилу:

$$\forall i\in\Gamma^{-1}j,\ j\in N(T_r):\ i\in N(T_r),\ \text{если}\ \frac{\partial x_j}{\partial x_i}=1. \qquad (2)$$

Априорно всегда $N_{вых}\subset N(T_r)$.

С целью расширения области применения цепного метода вычисления булевых производных на класс произвольных комбинационных схем со сходящимися разветвлениями, применим понятие дифференциала [4]. Обозначим через $N_B\subset N$ – множество узлов, из которых разветвляются, по крайней мере, два сходящихся пути. Пусть разветвляющиеся из $i\in N_B$ пути сходятся в узле $j\in N$, представляющем выход элемента с функцией $x_j=f_j(x_k)$ от переменных x_k, $k\in\Gamma^{-1}j$. Переменные x_k могут быть в свою очередь рассмотрены как функции $x_k=f_k(x_i)$ от переменной x_i в узле разветвления.

Представим частный дифференциал $d_{x_i}x_k$ функции $x_k=$ $=f_k(x_i)$ по переменной x_i в следующем виде:

$$d_{x_i} x_k = x_k \oplus f_k(x_i \oplus dx_i) = \frac{\partial x_k}{\partial x_i} dx_i . \qquad (3)$$

Тогда, используя выражение полного дифференциала

$$dx_j = x_j \oplus f_j(x_k \oplus dx_k), \ k \in \Gamma^{-1} j, \qquad (4)$$

можно частный дифференциал функции $x_j = f_j[f_k(x_i)]$ по переменной x_i выражать в следующем виде:

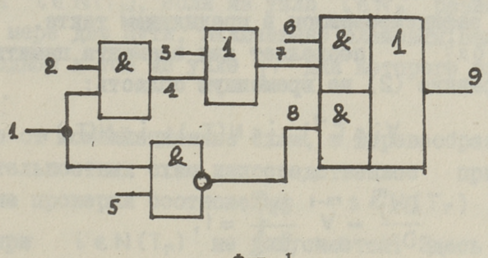
$$dx_i x_j = x_j \oplus f_j\left(x_k \oplus \frac{\partial x_k}{\partial x_i} dx_i\right) = \frac{\partial x_j}{\partial x_i} dx_i , \ k \in \Gamma^{-1} j. \qquad (5)$$

Приравнивая $dx_i = 1$, получим из (5)

$$\frac{\partial x_j}{\partial x_i} = x_j \oplus f_j\left(x_k \oplus \frac{\partial x_k}{\partial x_i}\right), \ k \in \Gamma^{-1} j. \qquad (6)$$

Выражение (6) позволяет проверить соотношение $i \in N(T_r)$ для всех $i \in N_B$, если $j \in N(T_r)$, где j – самый близкий к выходу узел, в котором сходятся по крайней мере два пути из i. При несуществовании пути между i и $k \in \Gamma^{-1} j$, берется в (6) формально $\frac{\partial x_k}{\partial x_i} = 0$. Вычисление остальных $\frac{\partial x_k}{\partial x_i}$, $k \in \Gamma^{-1} j$ производится по цепному методу, с возможным рекурсивным обращением к формуле (6) в случае сходящихся разветвлений в данном промежутке.

<u>Пример</u> I. Пусть в элементе 9 с функцией $x_9 = f_9(x_6, x_7, x_8) = x_6 x_7 \vee x_8$ сходятся несколько путей из узла I (см. фиг. I).



Фиг. I.

Согласно выражению (6) имеем:

$$\frac{\partial x_9}{\partial x_1} = x_9 \oplus \left[x_6\left(x_7 \oplus \frac{\partial x_7}{\partial x_1}\right) \vee \left(x_8 \oplus \frac{\partial x_8}{\partial x_1}\right)\right]. \qquad (7)$$

Поскольку путь между узлами I и 5 отсутствует, то $\partial x_5 / \partial x_1 = 0$. Остальные производные в выражении (7) вычисляются по цепному методу:

$$\frac{\partial x_7}{\partial x_1} = \frac{\partial x_7}{\partial x_4} \cdot \frac{\partial x_4}{\partial x_1} = x_2 \bar{x}_3 ; \quad \frac{\partial x_8}{\partial x_1} = x_5 .$$

Из вышесказанного вытекает следующий подход к анализу комбинационных схем. Схема декомпонуется на деревообразные части G_i, с корнями в узлах $i \in N_{вых} \cup N_в$. Внутри деревьев применяется правило (2), а необходимость в обращении к деревьям $G_i, i \in N_в$ определяется по формуле (6). При таком подходе не требуется вывода сложных выражений для булевых производных для проверки условия (I). Полная обработка всей схемы происходит при помощи склеивания результатов локальной обработки элементов схемы, при которой используются стандартные выражения для производных (в случае вычислений по правилу (2)) или функций элементов (в случае вычислений по формуле (6)).

Последовательностные схемы без обратных связей

Рассмотрим элемент памяти, представленный в виде функции перехода $x_j^t = f_j(x_j^{t-1}; x_k^{t-1})$, где x_k, $k \in \Gamma^{-1}j$ – входные переменные элемента, а t – номер такта. Для такого элемента определены два типа производных [5] – $\partial x_j^t / \partial x_k^{t-1}$, где $k \in \Gamma^{-1}j$ и $\partial x_j^t / \partial x_j^{t-1}$ описывают чувствительность функции x_j, соответственно, к изменениям входных переменных x_k в предыдущем такте и к изменению самой выходной функции, зафиксированном в предыдущем такте. Производная $\partial x_j^t / \partial x_j^{t-1}$ позволяет для элемента памяти обобщать цепное правило (2) во временную область:

$$\forall i \in \Gamma^{-1}j,\ j \in N(T_n):\ i \in N(T_n),$$

если

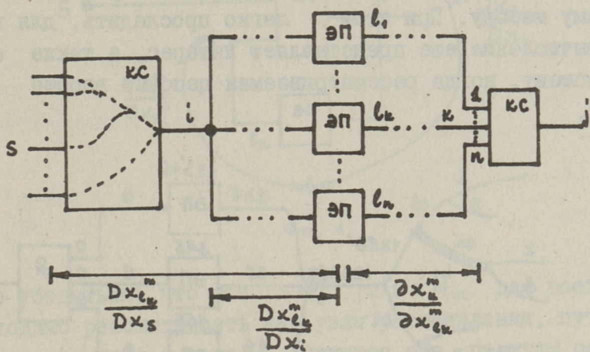
$$\frac{Dx_j^m}{Dx_i} = \bigvee_{t=1}^{m-1} \frac{\partial x_j^m}{\partial x_i^t} = 1, \tag{8}$$

где

$$\frac{\partial x_j^m}{\partial x_i^t} = \frac{\partial x_j^m}{\partial x_j^{t+1}} \cdot \frac{\partial x_j^{t+1}}{\partial x_i^t} = \frac{\partial x_j^{t+1}}{\partial x_i^t} \cdot \bigwedge_{p=t+1}^{m-1} \frac{\partial x_j^{p+1}}{\partial x_j^p} . \tag{9}$$

Здесь m – длина теста.

Выражение (6), в случае элементов памяти в сходящихся ветвях, получает, согласно (8), следующий вид (см. фиг. 2):



Фиг. 2.

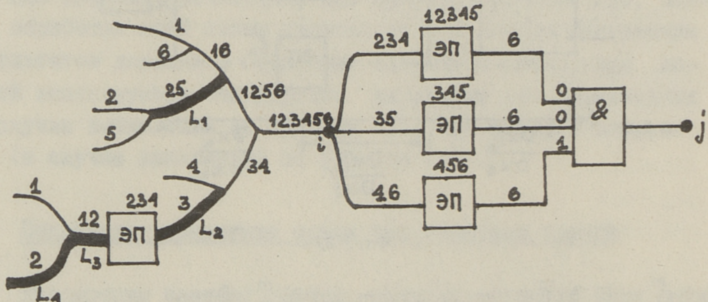
$$\frac{\partial x_j^m}{\partial x_i} = \bigvee_{t=1}^{m} \frac{\partial x_j^m}{\partial x_i^t} = x_j^m \oplus f_j\left(x_k^m \oplus \frac{\partial x_k^m}{\partial x_{l_k}^m}\cdot\frac{Dx_{l_k}}{Dx_i}\right),\ k\in\Gamma^{-1}j, \quad (10)$$

где l_k – выход элемента памяти на пути между узлами i и k.

Выражение (10) используется аналогично (6) для проверки соотношения $i\in N(T_r)$, если из узла $i\in N_B$ разветвляются по крайней мере два пути, включающие элементы памяти и сходящиеся в одном и том же узле j, для которого известно, что $j\in N(T_r)$.

В отличие от комбинационные схем, в деревообразных частях последовательностных схем непосредственное применение цепного правила проверки соотношения $s\in N(T_r)$ для $s\in\hat{\Gamma}^{-1}i$ при $i\in N(T_r)$ не допускается. Здесь все узлы $s\in\hat{\Gamma}^{-1}i$, по сути дела, играют роль узлов разветвления и для проверки $s\in N(T_r)$ требуется выражение (10). Причиной вышесказанного является тот факт, что процесс разветвления сигналов происходит через временную область (действие неисправности может произойти через один и тот же самый путь, но через различные такты).

Выражение (10) все же позволяет косвенно реализовать цепной подход к прослеживанию неисправностей в деревообразной области, определяемой узлами $s \in \hat{\Gamma}^{-1} i$. Легко заметить, что выражение (I0) для всех $s \in \hat{\Gamma}^{-1} i$ отличается лишь членом $D x^{m}_{i_k} / D x_s$, доопределение которого возможно по цепному методу. При этом легко проследить, для каких тактов вычисление еще представляет интерес, а также определить момент, когда рассматриваемая цепочка вообще прерывается.

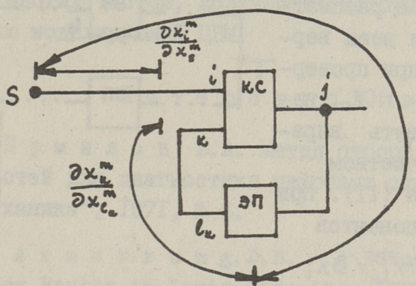


Фиг. 3.

Пример 2. Рассмотрим схему, представленную в виде графа путей на фиг. 3. Специально выделены элементы памяти ЭП и выходной логический элемент И с выходом j. Рассматривается тест длиной в 6 тактов. Номера на графе обозначают такт, в котором данный отрезок активизирован (активизированному отрезку соответствует цепь булевых производных, равная единица). На входах элемента j показаны значения сигналов в 6-ом такте. Легко определить по формуле (I0), что единственные узлы s в схеме, для которых $\partial x^{6}_{j} / \partial x_s = 1$, находятся на отрезках L_1, L_2, L_3 и L_4. Например, суммарное действие неисправности на отрезке L_1 в тактах 2 и 5 приводит к изменению сигнала на выходе j (здесь предполагается, что изменение сигнала на отрезке L_1 в обоих тактах происходит в одном направлении).

Последовательностные схемы с обратными связями

Рассмотрим некоторый неразветвляющийся контур обратной связи с элементом памяти, включающий подмножество узлов $N_{oc} \subset N$ (фиг. 4.).



Фиг. 4.

Легко убедиться, что все $s \in \hat{\Gamma}^{-1} j$, $s \notin N_{oc}$ для всех $j \in N_{oc}$ необходимо рассматривать как узлы разветвления, пути из которых сходятся в узле j. Учитывая это, получим согласно (10) для вычисления $\partial x_j^m / \partial x_s$ следующую формулу:

$$\frac{\partial x_j^m}{\partial x_s} = x_j^m \oplus f_j\left(x_i^m \oplus \frac{\partial x_i^m}{\partial x_s^m},\ x_k^m \oplus \frac{\partial x_k^m}{\partial x_{l_k}^m} \cdot \frac{Dx_{l_k}^m}{Dx_s}\right), \tag{11}$$

$$i \in \Gamma^{-1} j,\ i \notin N_{oc};\quad k \in \Gamma^{-1} j \cap N_{oc};\ s \in \hat{\Gamma}^{-1} i.$$

В случае сходящихся разветвлений (с элементами памяти в ветвях) как в обратной связи, так и в части схемы, не охваченной обратной связью (см. фиг. 5), получим на основе (11) следующее выражение:

$$\frac{\partial x_j^m}{\partial x_i} = x_j^m \oplus f_j\left(x_p^m \oplus \frac{\partial x_p^m}{\partial x_{l_p}^m} \cdot \frac{Dx_{l_p}^m}{Dx_i},\ x_k^m \oplus \frac{\partial x_k^m}{\partial x_{l_k}^m} \cdot \frac{Dx_{l_k}^m}{Dx_i}\right), \tag{12}$$

$$p \in \Gamma^{-1} j,\ p \notin N_{oc};\quad k \in \Gamma^{-1} j \cap N_{oc},$$

где

$$\frac{Dx_{l_k}^m}{Dx_i} = \bigvee_{t=1}^{m-1} \frac{\partial x_{l_k}^m}{\partial x_j^t} \cdot \frac{\partial x_j^t}{\partial x_i}, \tag{13}$$

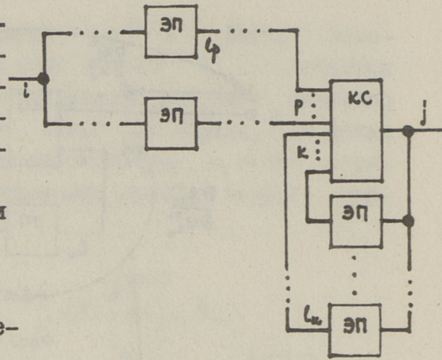
а $\partial x_j^t / \partial x_i$ вычисляется по формуле (10).

Отметим, что в рассмотренных случаях для всех вершин $s \in \hat{\Gamma}^{-1} i$ при проверке соотношения $s \in N(T_r)$ необходимо использовать выражение (I2) или, в частном случае – выражение (II). При этом значения компонентов

$$Dx^m_{l_p}/Dx_i \quad \text{и} \quad Dx^m_{l_k}/Dx_i$$

доопределяются по цепному методу соответственно до

$$Dx^m_{l_p}/Dx_s \quad \text{и} \quad Dx^m_{l_k}/Dx_s.$$



Фиг. 5.

<u>Организация процесса анализа</u>

Процесс дедуктивного анализа можно разделить на два этапа: топологический анализ модели и дедуктивное вычисление неисправностей.

На первом этапе производится общий анализ схемы с целью поиска сходящихся разветвлений и контуров обратной связи. Составляется подмножество $N^* = N_B \cup N_{oc}$, где N_{oc} – подмножество всех вершин, относящихся к контурам обратной связи. Для всех $i \in N_B$ и $i \in \Gamma^{-1} j$, $j \in N_{oc}$ организуются (явно или неявно) процедуры реализации соответственно выражениям (I0) и (I2).

На втором этапе производится анализ схемы при заданных конкретных тестах. Анализ состоит из трех этапов: I) моделирование; 2) составление $N(T_r)$ и 3) составление $R(T_r)$. При моделировании определяются значения переменных x_j, $j \in N$, а также производные $\partial x_j / \partial x_i$, $i \in \Gamma^{-1} j$ для всех элементов схемы в отдельности. На основе полученных данных происходит затем прослеживание путей с целью определения их активизированности и составляется множество $N(T_r)$. При этом производится итеративное обращение к процедурам, реализующим выражения (I0) или (I2). На основе $N(T_r)$ составляются непосредственно искомые множества $R(T_r)$.

При выполнении всех вычислений на втором этапе используются лишь простые булевые операции. Этим гарантируется непосредственная возможность проведения параллельного анализа многих тестов, количество которых определяется разрядностью моделирующей ЦВМ.

Литература

I. Е р м и л о в В.А. Метод отбора существенных неисправностей для диагностики цифровых схем. - "Автоматика и телемеханика", I97I, № 6.

2. A r m s t r o n g, D.B. A Deductive Method for Simulating Faults in Logic Circuits. IEEE Trans. on Computers, C-21, No. 5, 1972.

3. C h a n g, H.Y. a.o., Comparison of Parallel and Deductive Fault Simulation Methods. IEEE Trans. on Computers, C-23.No. 11, 1974.

4. T h a y s e, A., D a v i o, M. Boolean Differential Calculus and its Application to Switching Theory. IEEE Trans. on Computers, C-22, No. 4, 1973.

5. G ö r k e, W W. Fehlerdiagnose digitaler Sohaltungen. B.G. Teubner, Stuttgart, 1973.

P. Kitsnik, R. Ubar

Formulae for Deductive Test Analysis in Synchronous Sequential Circuits

Summary

In this paper a new analytic approach to the deductive analysis of diagnostic tests in digital networks is discussed. The test is processed in the direction "from-output-to-input". The formulae for assembling fan-out and feedback cases are given. The possibility of parallel deductive analysis is also shown.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 432 1977

УДК 681.32

П. Китсник

О РЕЗУЛЬТАТАХ ДЕДУКТИВНОГО АНАЛИЗА ТЕСТОВ В КОМБИНАЦИОННЫХ СХЕМАХ

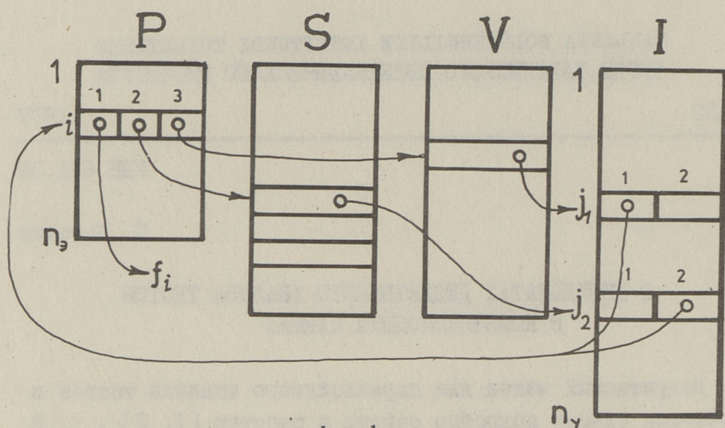
Дедуктивный метод для параллельного анализа тестов в логических схемах подробно описан в работах [1, 2]. В настоящей статье рассматриваются программная реализация данного метода для комбинационных схем (КС) и полученные при этом результаты.

Машинное решение задачи анализа тестов с целью выявления обнаруживаемых ими неисправностей включает следующие этапы: построение модели исследуемого объекта в памяти ЦВМ; генерирование или введение в модель заранее составленных тестов; логическое моделирование тестов с целью получения эталонного состояния объекта; анализ тестов при заданном классе неисправностей для получения таблиц неисправностей; редактирование результатов анализа.

Для осуществления вышеизложенного разработана система программ на ЯСК для ЭВМ "Минск-32", включающая около 3000 операторов.

С целью введения в ЦВМ исходных данных разработан специализированный входной язык, на котором легко составляется описание исследуемой КС. Ввод описания в ЦВМ и построение структурной модели схемы производится программой-транслятором. Структура получаемой модели приведена на фиг. 1, где

P – паспорт схемы (список логических элементов ЛЭ);
S – массив ссылок на входные узлы ЛЭ;
V – массив ссылок на выходные узлы ЛЭ;
I – список узлов схемы;



Фиг. 1.

P(i,1) – ссылка на подпрограмму, вычисляющую логическую функцию i -го ЛЭ;

P(i,2) – ссылка через массив S на входные узлы i -го ЛЭ;

P(i,3) – ссылка через массив V на выходные узлы i-го ЛЭ;

I(j,1) – ссылка на ЛЭ-предшественник j -го узла;

I(j,2) – ссылка на ЛЭ-потомственник j -го узла;

$n_э$ – число ЛЭ схемы;

n_y – число узлов схемы.

Для размещения модели КС с 500 логическими элементами типа И, ИЛИ, НЕ, И-НЕ, ИЛИ-НЕ рассчитывается до 4000 ячеек МОЗУ ЭВМ "Минск-32".

Согласно работам [I, 2], перед моделированием тестов производится топологический анализ КС с целью поиска сходящихся разветвлений. При их наличии генерируется следующее дополнение к структурной модели КС:

- множество процедур Ф для вычисления булевых производных для сходящихся разветвлений [2];
- дополнительные ссылки в массивах P и I на Ф ;
- списки С связных процедур из множества Ф для каждого выхода схемы.

Неисправности, рассматриваемые на этапе анализа тестов, одиночные логические неисправности типа $\equiv 0$ и $\equiv I$ во всех узлах КС.

Для дедуктивного анализа тестов в направлении с выходов к входам КС декомпонуется на деревообразные подсхемы с корнями в выходных узлах и в узлах сходящихся разветвлений [2]. Анализ производится отдельно для каждого выхода схемы. Обращение к деревообразным подсхемам управляется списком связных процедур С для данного выхода. Для деревьев подмножество обнаруживаемых неисправностей находится по цепному методу вычисления булевых производных [2].

С целью получения оценки эффективности применяемого дедуктивного метода проведено сравнение его с известным методом параллельного моделирования тестов для всех неисправностей в отдельности.

Машинный эксперимент с целью сравнения этих методов был проведен для одновыходных КС с различным числом ЛЭ и с различной конфигурацией. Результаты эксперимента представлены на фиг. 2. При этом использованы следующие обозначения:

Д - дедуктивный анализ тестов;

П - параллельное моделирование тестов для всех неисправностей;

t - время анализа;

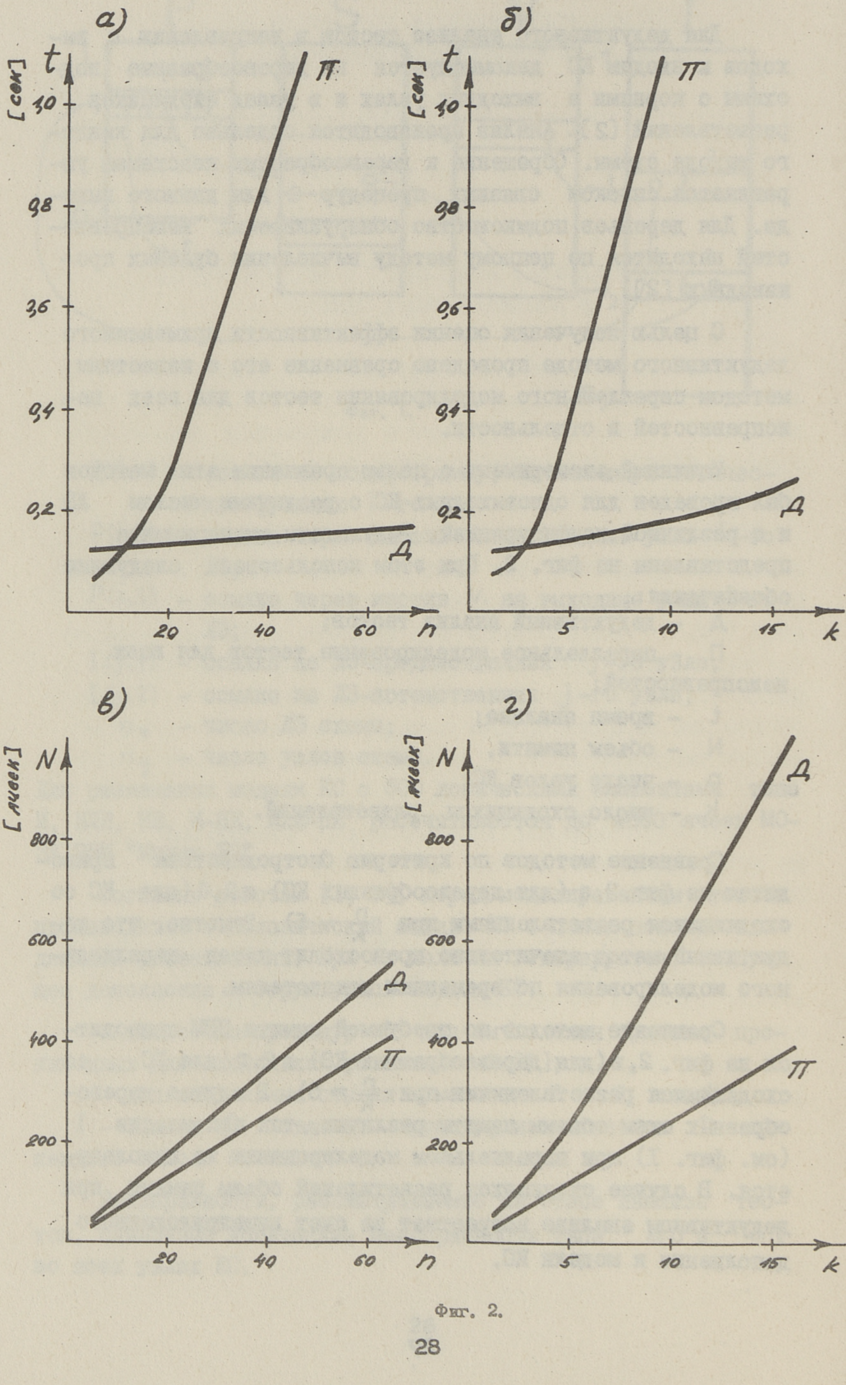
N - объем памяти,

n - число узлов КС;

k - число сходящихся разветвлений.

Сравнение методов по критерию быстродействия приводится на фиг. 2,а (для деревообразных КС) и 2,б (для КС со сходящимися разветвлениями при $\frac{n}{k} \approx 5$). Заметно, что дедуктивный метод значительно превосходит метод параллельного моделирования по временным показателям.

Сравнение методов по требуемой памяти ЦВМ приводится на фиг. 2,в (для деревообразных КС) и 2,г (для КС со сходящимися разветвлениями при $\frac{n}{k} \approx 5$). В случае деревообразных схем объемы памяти различны, так как массив I (см. фиг. I) при параллельном моделировании не используется. В случае сходящихся разветвлений объем памяти при дедуктивном анализе возрастает за счет вышеприложенного дополнения к модели КС.


а)
t
[сек]
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
20
40
60
n
П
Д
б)
t
[сек]
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
5
10
15
k
П
Д
в)
N
[ячеек]
800
600
400
200
20
40
60
n
Д
П
г)
N
[ячеек]
800
600
400
200
5
10
15
k
Д
П

Фиг. 2.

В ходе эксперимента метод дедуктивного анализа, описанный в работе [3], не рассматривался. Показано, что он обладает заметными преимуществами перед методом параллельного моделирования в случае больших схем [4]. Однако прямое расширение метода [3] для проведения параллельного анализа нескольких тестов невозможно.

Недостатком реализованного здесь дедуктивного метода является необходимость анализа тестов относительно каждого выхода схемы в отдельности, но следует отметить, что названный недостаток легко устраняется соответствующей переорганизацией обработки деревообразных подсхем заданного объекта.

Литература

1. Вийлуп А.А., Китсник П.А. Убар Р.Р. Метод дедуктивного анализа тестов для логических схем. — Сб.: Вопросы технической диагностики, вып. 17, Ростов-на-Дону, 1977.

2. Китсник П., Убар Р. Формулы для дедуктивного анализа тестов в синхронных последовательных схемах. См. наст. сб., с. 15.

3. Armstrong, D.B. A Deductive Method for Simulating Faults in Logic Circuits. IEEE Trans. on Comp., C-21, No. 5, 1972.

4. Chang, H.Y. a.o. Comparison of Parallel and Deductive Fault Simulation Methods. IEEE Trans. on Comp., C-23, No. 11, 1974.

P. Kitsnik

The Results of Deductive Test Analysis in Combinational Circuits

Summary

In this paper the realization of parallel deductive test analysis in combinational circuits is presented. A structural model to be generated for these purposes is described. The comparison of parallel simulation and deductive analysis is reported.

В ходе исследования метода дедуктивного анализа, описанной в работе [3], не рассматривалось. Показано, что он обладает заметным преимуществом перед методом параллельного моделирования и меньше оценки ошибки [4]. Однако прямое расширение метода [3] при применении параллельного анализа нескольких тестов невозможно.

Недостатком рассматриваемого здесь дедуктивного метода является необходимость анализа тестов относительно каждого выхода схемы в отдельности, но следует отметить, что указанный недостаток легко устраняется соответствующей организацией обработки перечисленных списков входного объекта.

Литература

1. Бейлин А.А., Битюцкий П.А., Убар Р.Р. Метод дедуктивного анализа тестов для логических схем. – Сб. Вопросы технической диагностики, вып. 17, Ростов-на-Дону, 1977.

2. Кивиоя М., Убар Р. Средства для дедуктивного анализа тестов в автоматизированных системах. См. наст. сб., с. 15.

3. Armstrong, D.B. A Deductive Method for Simulating Faults in Logic Circuits. IEEE Trans. on Comp., C-21, No. 5, 1972.

4. Chang, H.Y. a.o. Comparison of Parallel and Deductive Fault Simulation Methods. IEEE Trans. on Comput., C-23, No. 11, 1974.

R. Kleodt

The Realization of Deductive Test Analysis in Combinational Circuits

Summary

In this paper the realization of parallel deductive test analysis in combinational circuits is presented. A structural model to be generated for these purposes is described. The comparison of parallel simulation and deductive analysis is reported.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
№ 432 1977

УДК 681.32

А. Вийлуп

МОДЕЛЬ ЦВМ КАК ОБЕКТА ДИАГНОСТИКИ

В настоящее время при проектировании ЦВМ все большее значение имеет разработка средств контроля и диагностики, сочетающих программные, микропрограммные и аппаратурные средства. При создании этих средств часто отсутствует единый системный подход к их синтезу и анализу. В данной статье рассматриваются некоторые аспекты создания модели ЦВМ для решения задач диагностики на разных уровнях.

Описание иерархической ЦВМ. Для описания иерархической ЦВМ используется многоуровневая модель [I], согласно которой абстрактный процессор G^{γ} уровня γ, (γ = I, 2,...) рассматривается как функция от множества программ $P^{\gamma-1}$ и процессора уровня $\gamma-1$:

$$G^{\gamma}=f(G^{\gamma-1}, P^{\gamma-1}). \qquad (I)$$

Зададим процессор G^{γ} в виде графа:

$$G^{\gamma}=(V^{\gamma}, \Gamma^{\gamma})=(A^{\gamma}\cup Z^{\gamma}, \Gamma_A^{\gamma}\cup\Gamma_Z^{\gamma}), \qquad (2)$$

где A^{γ} – множество операторных вершин;
X^{γ} – множество информационных вершин (переменных), описывающих состояние процессора G^{γ} и $\Gamma_A^{\gamma}: A^{\gamma}\to Z^{\gamma}$, $\Gamma_Z^{\gamma}: Z^{\gamma}\to A^{\gamma}$.

Пусть задано множество $S^{\gamma}=\{s_1^{\gamma},\dots,s_k^{\gamma}\}$, элементы которого будем называть операторами программы. Любая последовательность, составленная из операторов программы, называется программой. Функция $I^{\gamma}: S^{\gamma}\to A^{\gamma}$ называется интерпретатором. В ЦВМ интерпретатор может быть реализован схемно, например, на уровнях логических элементов, микроопераций, микрокоманд и машинных команд; или программно, например, на уровнях макрокоманд и обычных языков программирования.

В процессе моделирования каждый оператор $a^{\gamma} \in A^{\gamma}$ может быть представлен при помощи двух моделей - функциональной модели и структурной модели. Функциональная модель имитирует функцию, выполняемую оператором a^{γ} без учета реальных процессов преобразования информации, протекающих в операторе a^{γ}, и предназначена для повышения скорости моделирования процессора G^{γ}. Структурная модель имитирует функционирование оператора a^{γ} на процессоре следующего - нижнего уровня. В модели ЦВМ соседние уровни связаны через общие информационные переменные и структурные модели операторов.

При разработке средств диагностики ЦВМ целесообразно структурными моделями представлять только некоторую часть процессора ($G_1^{\gamma} \subset G^{\gamma}$), а остальную часть ($G_0^{\gamma} = G^{\gamma} \setminus G_1^{\gamma}$) моделировать при помощи функциональных моделей [2]. При моделировании и анализе обращение либо к функциональным, либо к структурным моделям происходит по соответствующим адресам в модели интерпретатора I^{γ}. Формирование этих адресов согласно подмоделям G_1^{γ} и G_0^{γ} на элементном и микрооперационном уровнях описано подробно в [3]. Отметим, что на микрокомандном, программном и макропрограммном уровнях операторы $a^{\gamma} \in A^{\gamma}$ пересекаются между собой на уровне γ, т.е. имеются некоторые $z^{\gamma} \in Z^{\gamma}$, которые являются внутренними для некоторых a^{γ}, и определение адресов в модели I^{γ} несколько сложнее.

Для того, чтобы мы могли с единой точки зрения рассмотреть диагностические свойства программ и процессора, целесообразно информационные связи внутри программ представить в виде графа

$$J^{\gamma} = (W^{\gamma}, E^{\gamma}) = (Y^{\gamma} \cup X^{\gamma}, E_Y^{\gamma} \cup E_X^{\gamma}), \tag{3}$$

где Y^{γ} - множество операторов, имеющее отображение $Y^{\gamma} \to A^{\gamma}$;
X^{γ} - множество информационных вершин, имеющее отображение $X^{\gamma} \to Z^{\gamma}$, а $E_Y^{\gamma}: Y^{\gamma} \to X^{\gamma}$, $E_X^{\gamma}: X^{\gamma} \to Y^{\gamma}$.

Описание неисправностей. Рассмотрим дефекты физических элементов ЦВМ, вызывающие постоянные искажения ее функционирования. Влияние неисправностей можно интерпретировать как ложное состояние процессора G^{γ}, т.е. некоторые переменные $z \in Z^{\gamma}$ получают значения, отличающиеся от их значений в исправном процессоре. Обозначим через dz ложное изменение z по причине некоторой неисправности $r_к \in R^{\gamma}$, где R^{γ} – множество неисправностей, рассматриваемых на уровне γ ; а через $dZ_к^{\gamma}$ – некоторое минимальное подмножество $Z' \subset Z^{\gamma}$, достаточное для описания $r_к$. Для выявления изменений dZ необходимо придавать значения переменным некоторого подмножества $Z'' \subset Z^{\gamma}$, а в определенной части тест-программы P_T^{γ} использовать или не использовать некоторые операторы $a^{\gamma} \in A^{\gamma}$, т.е. либо $s^{\gamma} \in P_T^{\gamma}$, либо $s^{\gamma} \notin P_T^{\gamma}$. Если обозначить минимальное количество таких условий через $Q_к$, то неисправность $r_к$ можно описать парой $Q_к$ и $dZ_к$. Примеры описания некоторых типов неисправностей процессора G^{γ} приведены в таблице I.

Таблица I

№	Тип неисправности	$Q_к$	$dZ_к$
1	$z_i \equiv 0$	$z_i = 1$	z_i
2	$z_i \equiv 1$	$z_i = 0$	z_i
3	$I^{\gamma}(s_к) = \emptyset, s_к \in S^{\gamma}$	$s_к \in P_T^{\gamma}, Z'' \subset \Gamma_Z^{\gamma} a_к^{\gamma}$	$Z' \subset \Gamma_A^{\gamma} a_к^{\gamma}$
4	$\forall j : I^{\gamma}(s_j) = \{a_j, a_к\}$ $j \neq к$	$s_к \notin P_T^{\gamma}, Z'' \subset \Gamma_Z^{\gamma} a_к^{\gamma}$	$Z' \subset \Gamma_A^{\gamma} a_к^{\gamma}$
5	$z_i \equiv z_j,\ i \neq j$	$z_i \neq z_j$	z_i, z_j
6	$I^{\gamma}(s_к) \notin A^{\gamma}, s_к \in S^{\gamma}$	$s_к \in P_T^{\gamma}, Z'' \subset \Gamma_Z^{\gamma} a_к^{\gamma}$	$Z' \subset \Gamma_A^{\gamma} a_к^{\gamma}$
7	$I(s_к) = a_j,$ $к \neq j$	$s_к \in P_T^{\gamma}, s_j \notin P_T^{\gamma}$ $Z'' \subset \{\Gamma_Z^{\gamma} a_к^{\gamma} \cup \Gamma_Z^{\gamma} a_j^{\gamma}\}$	$Z' \subset \Gamma_A^{\gamma} a_к^{\gamma}$
8	$\exists j : I(s_j) = \{a_j, a_к\}$ $к \neq j$	$s_к \notin P_T^{\gamma}, s_j \in P_T^{\gamma}$ $Z'' \subset \{\Gamma_Z^{\gamma} a_к^{\gamma} \cup \Gamma_Z^{\gamma} a_j^{\gamma}\}$	$Z' \subset \Gamma_A^{\gamma} a_к^{\gamma}$

Например, для обнаружения искаженного функционирования оператора $a_к^{\gamma}$ в тест-программе необходимо использовать этот оператор ($\delta_K \in P_T^{\gamma}$) при определенном множестве входных наборов $Z'' \subset \Gamma_Z^{\gamma} a_K^{\gamma}$ (элементарных тестов). Влияние неисправности обнаруживается по значениям переменных $Z' \in \Gamma_A^{\gamma} a_K^{\gamma}$. Если при обращении к a_K^{γ} выбирается и некоторый лишний оператор a_j, ($I(\delta_K) = \{a_K, a_j\}$), то необходимо использовать в тесте a_K и запретить использование a_j, т.е. $\delta_K \in P_T^{\gamma}$ и $\delta_j \notin P_T^{\gamma}$, а на входах обоих операторов применять нужные тестовые наборы. Другие примеры в таблице I аналогичны и комментарий не требуют.

Определение условий Q_K. Предполагаем, что задано описание процессора на уровне γ в виде графа $G^{\gamma} = (V^{\gamma}, \Gamma^{\gamma})$ и требуется найти минимальное множество Q^{γ}, достаточное для проверки всех заданных неисправностей. На основе описания $(V^{\gamma}, \Gamma^{\gamma})$ просто найти Q^{γ} для неисправностей, приведенных в строках I, 2, 3 и 4 таблицы I и поэтому рассмотрим только более сложные случаи. При проверке неисправностей типа лишних связей между переменными $z_i, z_j, i \neq j$, необходимо определить некоторое подмножество наиболее вероятных неисправностей этого типа. Аналогичная проблема возникает и при проверке неисправностей, приведенных в строках 7 и 8 таблицы I. Однако по описанию G^{γ} на уровне γ найти эти подмножества невозможно, так как в такой модели не отражаются структурные особенности реализации G^{γ}. Есть работы, в которых методы составления диагностических микропрограмм описываются при помощи модели ЦВМ на микропрограммном уровне [4, 5]. Однако при таком подходе трудно обеспечить полноту контроля неисправностей типа 5, 6, 7 и 8, приведенных в таблице I, так как их причины не отражаются в модели микропрограммного уровня.

Утверждение. Если процессор уровня γ реализован на основе процессора уровня $\gamma - 1$ и известно $Q^{\gamma-1}$ для $G^{\gamma-1}$, то минимальное множество Q^{γ} для проверки G^{γ} можно найти по описанию G^{γ} на уровне $\gamma - 1$.

Доказательство. По описанию G^{γ} на уровне γ можно для $a^{\gamma} \in A^{\gamma}$ найти только полные функциональные тесты, так как на этом уровне структура a^{γ} не отражается. При полной функциональной проверке неизбыточно реализованного a^{γ} полностью проверяются и все его компоненты нижнего уровня. При этом избыточность проверки может быть вызвана тремя причинами:

- многократным использованием $a^{\gamma-1}$ в нескольких $a^{\gamma} \in A^{\gamma}$;
- многократным использованием $a^{\gamma-1}$ в одном $a^{\gamma} \in A^{\gamma}$;
- структурными особенностями реализации a^{γ} на уровне $\gamma-1$.

Это утверждение несправедливо только в случае невыполнения всех трех приведенных выше причин избыточности. При невыполнении условий I и 2 отображение структурных моделей операторов a^{γ} в $A^{\gamma-1}$ определяет непересекающиеся подмножества $A^{\gamma-1}$, т.е. множество A^{γ} по своим алгоритмическим возможностям беднее или равно $A^{\gamma-1}$ (в этом случае $A^{\gamma} \equiv A^{\gamma-1}$), и не имеет смысла говорить о процессорах разных уровней.

Следствие. Если известно минимальное множество $Q^{\gamma-m}$ для проверки $G^{\gamma-m}$, то минимальное множество Q^{γ} для проверки G^{γ} можно найти по структурной модели G^{γ} с глубиной m, т.е. выражая G^{γ} в виде иерархической модели:

$$G^{\gamma} = f(P^{\gamma-1}(P^{\gamma-2}(\ldots P^{\gamma-m}(V^{\gamma-m}, \Gamma^{\gamma-m})\ldots))). \qquad (4)$$

На основе (4) можно решать задачи диагностики в общем виде благодаря единой структуре моделей различных уровней. Предполагая, что известно $Q^{\gamma-m}$ и предварительно зафиксированы множества переменных $Z^{\gamma}_{c} \subset Z^{\gamma}$, значения которых можно непосредственно задавать тестами (тестовые стимулы), и $Z^{\gamma}_{э} \subset Z^{\gamma}$, значения которых можно сравнивать непосредственно с эталонами (контрольные точки), задачу генерирования тест-программы $P^{\gamma}_{т}$ можно свести к следующим основным подзадачам, решаемым на модели (4):

- определение структуры $P^{\gamma}_{т}$;
- перенесение Q^{λ} и $dZ^{\lambda}, \lambda=\overline{\gamma-m, \gamma}$ через промежуточные уровни до уровня γ, т.е. определение новых подмножеств Q^{γ} и dZ^{γ};
- реализация Q^{γ} при помощи операторов $a^{\gamma} \in A^{\gamma}$, имеющих путь от Z^{γ}_{c} до Q^{γ};
- транспортировка значений dZ^{γ} до $Z^{\gamma}_{э}$.

Практически минимальное Q^{γ} можно найти на уровне элементов на основе их функции, их реализации в виде физических компонентов и схем их монтажа.

В принципе при помощи P_T^{γ} можно проверять все неисправности нижних уровней. Однако нетрудно заметить, что с ростом глубины m модели (4) значительно усложняется процесс разработки тестов и ухудшаются возможности локализации неисправностей на нижних уровнях, так как с ростом m резко увеличивается перекрытие компонентов a^{γ} на уровне $\gamma-m$. Модели с большой глубиной могут быть полезными при составлении средств контроля для больших систем, имеющих непересекающиеся части процессоров верхних уровней, а также для периферийных устройств со своими устройствами управления.

Литература

I. Lawson, H.W. Function Distribution in Computer System Architectures. Proceedings of the 3rd Annual Computer Architecture Symposium, Clearwater, Florida, 1976.

2. Kitsnik, P., Ubar, R., Viilup, A. Simulating System for Minicomputer Diagnostic Programs, IFAC/IFIP 1st International Symposium on SOCOCO, Tallinn, 1976.

3. Вийлуп А. Компилятор иерархической модели ЦВМ - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1976, № 409.

4. Сиваченко П.М., Гуляев В.А. Принципы использования и организации микропрограммного контроля и диагноза в малых ЦВМ, Ж. УСиМ, 1975, № I.

5. Ramamoorthy, G.V., Chang, L.C. System Modeling and Testing Procedures for Microdiagnostics. IEEE Trans. on Computers, Vol. C-21, No. 11, 1972.

A. Viilup

A Computer Diagnostics Model

Summary

A multilevel model for computer fault analysis is presented. It is shown that test programs for a computer may be successfully designed by using a multilevel model basing on the gate-level description of the computer. An example of fault description is also given.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 432 1977

УДК 681.32

А.Виилуп, Т.Лехуару, Р.Убар

МЕТОД ЛОКАЛИЗАЦИИ НЕИСПРАВНОСТЕЙ ПРИ ПРОВЕРКЕ ЦИФРОВЫХ СХЕМ АВТОМАТИЧЕСКИМИ ТЕСТЕРАМИ

При проверке цифровых схем автоматическими испытательными системами широко используется способ локализации неисправностей, при котором оператор последовательно подключает пробник к контрольным узловым точкам проверяемой платы по командам системы, вырабатываемым, например, на дисплей. В системе, работающей по такому принципу, имеется программный блок "управления пробником", записывающий результаты проверки контрольных точек на обратном пути от выходного контакта, где обнаружена неисправность, и указывающий оператору, к какому следующему узлу следует подключить пробник.

К базовым данным, необходимым для управляющего пробником программного обеспечения, относятся описание схемы и таблица правильных реакций для всех узлов. Правильные реакции могут быть получены при программном моделировании или при проверке заведомо хорошей (эталонной) реальной платы. Под реакциями для цифровых схем понимаются, как правило, логические состояния узлов при каждом тестовом коде.

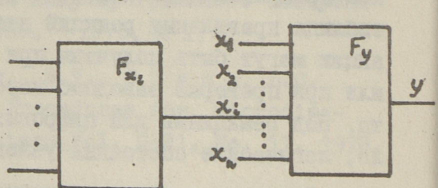
В случае длинных тестовых экспериментов таблица правильных реакций для всей проверяемой схемы будет очень громоздкой и выдвигает серьезные требования к объему памяти тестера. С другой стороны, путь действия неисправности от ее местонахождения до выхода схемы может для последовательных схем проходить через длинную цепочку тактов. Это может привести к длинным экспериментам при прослеживании неисправностей в направлении от выходов к входам, так как при каждом переходе к предыдущему такту в общем случае с целью обеспечения правильного исходного состояния требуется повторение всех предыдущих тестов.

I. Селективное моделирование

Для повышения производительности полуавтоматического поиска неисправностей при помощи пробника, в данной статье предлагается способ селективного моделирования той части схемы, в которой действует неисправность. Целью моделирования является определение множества подлежащих проверке точек схемы (вместе с соответствующими правильными реакциями) в виде т.н. диагностического дерева. В результате этого оказывается ненужным хранение в памяти всей таблицы правильных реакций, а, кроме того, существование диагностического дерева позволяет провести оптимизацию ручных процедур подключения пробника.

Подходящим для селективного моделирования цифровых схем в направлении от выходов к входам является модель альтернативных графов [I]. В пользу последнего говорят однородность структуры (стандартный подход к обработке различных микросхем) и простота определения проверяемых точек.

Рассмотрим некоторый одновыходной цифровой элемент (например, микросхему или часть ее) с функцией $y=F_y(x_1,x_2,\ldots,x_n)$, представленный на фиг. I. Пусть на выходе элемента y обнаружено отличие сигнала от правильной реакции. Селективному моделированию подвергается тогда часть схемы, влияющей на значение функции y.



Фиг. 1.

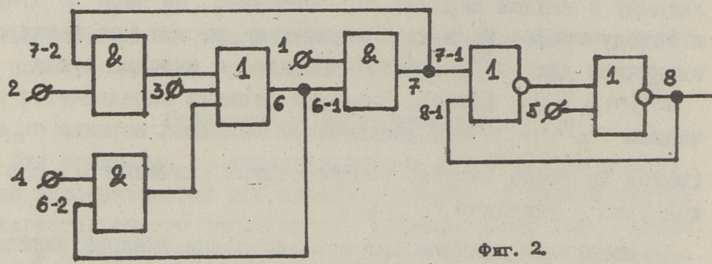
Обозначим альтернативный граф (АГ) для функции y в виде $G_y=(M_y,\Gamma_y)$, где M_y обозначает множество вершин m_k графа, взвешенных входными переменными $x^{\beta_k}(m_k)$, $\beta_k\in\{0,1\}$ элемента F_y, где $x^0=\bar{x}, x^1=x$, а $\Gamma_y m(\Gamma_y^{-1}m)$ -подмножества последователей (предшественников) для вершин $m\in M_y$. Согласно определению АГ [I], процесс моделирования функции y на графе G_y заключается в движении из начальной вершины графа $m_{0y}\in M_y$, $\Gamma_y^{-1}m_{0y}=\emptyset$ по некоторому пути, определяемому в каждой вершине $m_к$ значением ее веса $x^{\beta_к}(m_к)$, к выходу графа. Из каждой вершины $m_к$ входят две ветви: единичная для $x^{\beta_к}(m_к)=1$ (направо) и нулевая - для $x^{\beta_к}(m_к)=0$ (вниз). Значение функции определяется значением $x^{\beta_n}(m_n)$ при достигнутой выходной вершине $m_n \in M_y$ (выход из графа направо соответствует значению $y=1$, а выход вниз - значению $y=0$).

Исходными данными при моделировании функций элемента на системе АГ являются значения сигналов на входных полюсах схемы, определяемые тестами. Если вес $x^{\beta_к}(m_к)$ при некоторой вершине $m_к \in M_y$ относится к входному полюсу схемы, то его значение, а также продолжение пути на G_y определено непосредственно. Если вес $x^{\beta_к}(m_к)$ при $m_к \in M_y$ относится к внутреннему узлу схемы, к выходу некоторого элемента, то требуется обращение к соответствующему графу G_x и лишь после выхода из G_x можно продолжать прерванный путь в графе G_y. В случае элементов памяти (и обратных связей) обращение к некоторому графу G_x может быть связано с переходом в предыдущий такт.

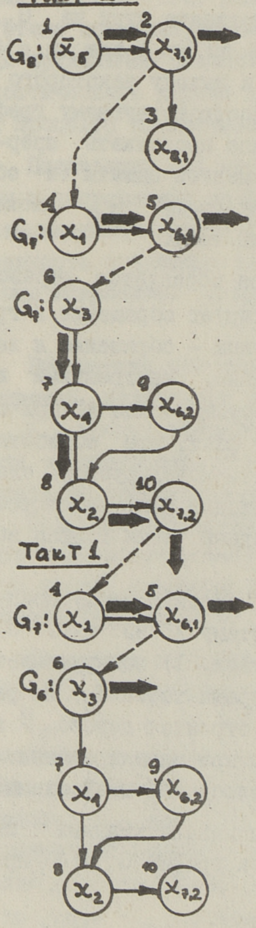
В результате описанного процесса образуется дерево, начальная вершина которого интерпретирует обращение к графу G_y, а внутренние и висячие вершины - обращение к вершинам АГ, взвешенным, соответственно, внутренними и входными переменными схемы. Особенностью модели АГ при селективном моделировании является тот факт, что обработке подвергается в общем случае лишь часть моделируемой схемы, то есть в дерево моделирования входит лишь некоторое подмножество вершин системы АГ и к одной части графов вообще не будет обращений.

Пример I. Рассмотрим некоторую цифровую схему, представленную на фиг. 2, а также ее систему АГ на фиг. 3. При эксперименте с тестами T_I, T_2 (табл. I) обнаруживается ложный сигнал на выходе y_8 во время теста T_2. В результате селективного моделирования строится дерево на фиг. 4, характеризующее объем работы при моделировании (обработке в сумме 2 тактов подвергалось 55% всей схемы).

Пройденные пути на системе АГ показаны жирными линиями на фиг. 3, при этом обращение к графам G_6 и G_7 происходит в обоих тактах.



Фиг. 2.



Фиг. 3.

Т а б л и ц а I

Вход	T_I	T_2
X_I	I	I
X_2	I	I
X_3	I	0
X_4	0	0
X_5	I	0

2. Построение диагностического дерева

Условием, чтобы неисправность, действующая при x_i, влияла также на выход y элемента F_y, где обнаружен ложный сигнал, является

$$\partial y / \partial x_i = 1. \qquad (I)$$

Проверка условия (I) для всех $x_i \in X_y$, где X_y – множество входных переменных элемента F_y, позволяет определить множество $X'_y \subseteq X_y$ тех переменных, значение которых необходимо проверить пробником. В случае отсутствия ложных сигналов на входах элемента F_y, неисправность находится, очевидно, в самом элементе. Если $x_i \in X'_y$ с ложным значением представляет входной полюс схемы, неисправность считается также локализованной на соответствующем входе x_i. Для остальных входов $x_i \in X'_y$, на которых обнаружен ложный сигнал, берется соответствующий питающий их элемент F_{x_i} для проведения аналогичной проверки на его входах.

Модель АГ позволяет непосредственно определить подмножество X'_y. При этом не требуется поиск явных выражений для производных $\partial y / \partial x_i$ и проверка условия (I) для всех $x_i \in X_y$ в отдельности.

Рассмотрим представление условия (I) в следующем виде [2]:

$$S(m_{0y}, m_j) \cdot S^{\alpha}(m_j) \cdot S^{\bar{\alpha}}(m_j^{\bar{\alpha}}) = 1, \qquad (2)$$

где $S(m_{0y}, m_j)$ – событие активизированности участка между вершинами m_{0y}, m_j;

$S^{\alpha}(m_j)$ – событие активизированности участка между m_j и некоторым выходом графа при $y = \alpha$, $\alpha \in \{0,1\}$;

$m_j^{\alpha} = \Gamma_y^{(\alpha)} m_j$ – последователь для m_j при выходе из нее в направлении α, $\alpha = x_i^{\beta j}(m_j)$.

В результате решения уравнения (2) на графе образуются некоторые активизированные пути: $l(m_{0y}, m_j)$, $l^{\alpha}(m_j)$ и $l^{\bar{\alpha}}(m_j^{\bar{\alpha}})$. Обозначим далее активизированность некоторого пути в виде $S(l) = 1$, а множество вершин, находящихся на этом пути – $M_y(l) \subseteq M_y$.

При логических элементах F_y, представляющих собой бесповторные комбинационные схемы, из условия (2) вытекает следующее правило.

ПРАВИЛО I. При ложном значении $y = \bar{\alpha}$ на выходе элемента F_y в множество X'_y включают те $x_i \in X_y$, которые являются весами при вершинах $m_j \in M_y\,[l^{\alpha}(m_0)]$, для которых выполняется условие

$$S^{\bar{\alpha}}(m_j^{\bar{\alpha}}) = 1. \qquad (3)$$

В общем случае произвольных логических элементов(микросхем), согласно [2], условие (2) необходимо заменить следующим требованием:

$$S^{\alpha}(m_0) = 1 \quad \text{при} \quad x_i^{\alpha j}(m_j) = \alpha; \qquad (4)$$

$$S^{\bar{\alpha}}(m_0)=1 \quad \text{при} \quad x_i^{\alpha j}(m_j)=\bar{\alpha}, \tag{5}$$

где выражению (4) соответствует некоторый путь $l^{\alpha}(m_0)$, включающий вершину m_j, взвешенную переменной $x_i^{\alpha j}$. Решению (5) соответствует некоторый другой путь $l^{\bar{\alpha}}(m_0)$, получаемый из $l^{\alpha}(m_0)$ путем изменения значения x_i в противоположное и включающий также вершину m_j. Следовательно, в общем случае для определения подмножества X' необходимо применить следующий алгоритм.

ПРАВИЛО 2. При ложном значении $y=\bar{\alpha}$ на выходе элемента F_y в множество X'_y включают те $x_i \in X_y$, которые являются весами при вершинах $m_j \in M_y[l^{\alpha}(m_0)]$, для которых выполняется условие (5).

Исходные данные при использовании правил I и 2 частично имеются в дереве моделирования. Так, например, все вершины на путях $l^{\alpha}(m_0)$ перечислены непосредственно по рангам дерева. Однако информация для проверки условий (3) и (5) в процессе моделирования не определяется. Поскольку нахождение этой дополнительной информации достаточно трудоемко и, кроме того, проверка некоторых лишних сигналов пробником, находящимся в одной и той же позиции, намного проще, то целесообразно требование (I) ослабить.

Общие условия для изменения сигнала на выходе элемента выражаются через полный дифференциал

$$dy = y \oplus F_y(x_1 \oplus dx_1, \ldots, x_n \oplus dx_n) = 1. \tag{6}$$

Рассмотрим функцию F_y в следующем виде

$$F_y = F'_y(x_i^{\alpha j} \oplus dx_i,\ F''_y), \tag{7}$$

где F''_y – некоторая часть исходной функции $F_y(x \oplus dx)$, не зависящая от $x_i^{\alpha j} \oplus dx_i$.

В случае неисправности при x_i, имеем $dx_i=1$. Необходимым условием при фиксированном значении F''_y, чтобы неисправность при x_i влияла на выход, согласно (6) и (7), является

$$F_y = x_i^{\alpha j} \oplus dx_i = x_i^{\bar{\alpha} j}. \tag{8}$$

Следовательно, на основе уравнения (6) получим

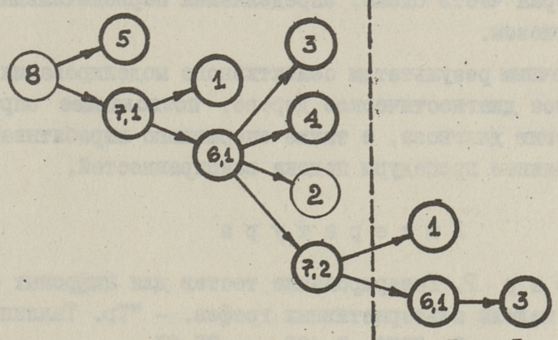
$$x_i^{\alpha j}(m_j) = y. \tag{9}$$

Учитывая вышеизложенное, приходим к следующему алгоритму.

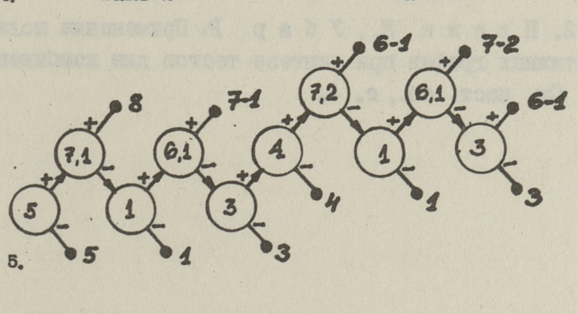
ПРАВИЛО 3. При ложном значении $y=\bar{\alpha}$ на выходе элемента F_y в множество X'_y включают те $x_i \in X_y$, которые являются весами при вершинах $m_j \in M_y[l^{\alpha}(m_0)]$, для которых выполняется условие (9).

Согласно правилу 3, процесс диагноза происходит по дереву моделирования, причем проверке подвергаются лишь те узлы схемы, которые соответствуют вершинам m_j, для которых удовлетворяется условие (9).

Пример 2. Рассмотрим дерево моделирования (фиг. 4), полученное в примере I. Вершины в дереве, требующие проверки с пробником, показаны жирными кружками. На основе дерева моделирования с учетом правила 3 получим некоторое диагностическое дерево (фиг. 5), представляющее все возможные процедуры локализации неисправностей при заданной ситуации. Положительные и отрицательные результаты отдельных проверок обозначены соответственно символами "+" и "-". Процедура диагноза завершается при выходе из дерева; при этом показаны также результаты диагноза - местонахождения неисправностей.



Фиг. 4.



Фиг. 5.

Заключение

Отметим следующие особенности предложенного метода локализации неисправностей при проверке цифровых схем автоматическими тестерами.

I. Отсутствует необходимость предварительного моделирования схемы на логическом уровне (то есть на уровне диагноза) с целью получения массива эталонных сигналов на внутренних контрольных точках схемы.

2. Моделирование схемы для определения эталонных значений и сигналов на выходных контактах может быть проведено на более быстром - функциональном уровне.

3. Резко уменьшаются требования на объем памяти тестера, так как отсутствует необходимость хранения больших массивов эталонной информации.

4. Моделирование на структурном уровне схемы с целью определения эталонных сигналов производится непосредственно во время поиска неисправностей, при этом моделирование производится селективно, то есть обработке подвергается лишь некоторая часть схемы, определяемая первоначальным грубым диагнозом.

5. Побочным результатом селективного моделирования является полное диагностическое дерево, позволяющее определить стратегию диагноза, а также оперативно вырабатывать оптимизированные процедуры поиска неисправностей.

Литература

I. У б а р Р. Генерирование тестов для цифровых схем при помощи модели альтернативных графов. - "Тр. Таллинского политехн. ин-та", 1976, № 409, с. 75-81.

2. П л а к к М., У б а р Р. Применение модели альтернативных графов при синтезе тестов для комбинационных схем. См. наст. сб., с. 3.

A. Viilup, T. Lohuaru, R. Ubar

A Method of Logic Network Fault Location by Automatic Tester

Summary

A method to design a test procedure for logic networks by the help of an automatic tester is presented. The selective fault simulation for a subset of the network is used in the process of fault location. The fault location strategy is gained on the basis of the real state of the network and the simulating information. So there is no need to store the status information of the correct network.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 432 1977

УДК 62-5:681.3:007

М. Янес

К ВЫБОРУ СИСТЕМЫ ОПЕРАЦИЙ ПРОЦЕССОРА

Известно, что система операций, реализуемая процессором, оказывает существенное влияние на показатели эффективности ЭВМ - время реализации алгоритмов и затраты на оборудование процессора. Специализация системы операций применительно к ограниченному набору алгоритмов, как правило, приводит к положительному эффекту. Методика выбора системы операций к настоящему времени разработана крайне слабо. В основном используется интуитивный подход к выбору операций, и чаще всего система операций назначается по традиции и, возможно, специализируется за счет введения дополнительных операций в соответствии со спецификой назначения ЭВМ. Выбор системы операций процессора относится к задачам алгоритмического этапа проектирования структур машин [I].

Рассмотрим вопрос о существовании различных систем операций, необходимых и достаточных для реализации заданного набора операций (алгоритмов), и вопрос о выборе системы операций, реализуемых на различных уровнях схем процессоров. Под различными уровнями схем процессоров будем подразумевать: схемный, микроподпрограммные, микропрограммный, подпрограммные и программный уровни. В дальнейшем будем различать лишь схемный и многоуровневый программный уровни реализации операций.

Система операций процессора может порождаться путем последовательного расчленения заданного набора операций на все более элементарные операции подобно составлению программ по принципу "сверху вниз" в структурном программировании. Представление о процессе расчленения дает фиг. I. Символы $\uparrow$, $\neg$, $\leftrightarrow$, $\bar{\wedge}$ обозначают соответственно операции возведения в степень, инвертирования числа, сдвига и отрицания конъюнкции (И-НЕ). На верхнем уровне представлен пример набора операций. На нижележащих уровнях представлены наборы операций, в терминах которых могут описываться алгоритмы выполнения каждого верхнего уровня. Наборы операций, относящихся к каждому уровню, могут назначаться в качестве схемно реализуемых операций процессора некоторой машины.

Расчленение операций сопровождается расчленением элементов данных - определяется структура данных. Как операции, так и данные определяются согласно рекурсивной схеме описания функций, ориентированной на описание алгоритмов и данных, встречающихся в практике ЭВМ. Самыми элементарными операциями процессоров являются операции функционально полных систем логических функций и операции селектирования элементов данных. Самыми элементарными элементами данных являются двоичные цифры 0 и I, интерпретируемые как логические значения "ложь" и "истина" соответственно. Множество элементов данных, над которыми выполняются операции в процессоре, состоит из элементов данных, составленных из двоичных наборов и наборов, элементами которых являются другие наборы.

Процесс порождения операций путем последовательного расчленения операций неоднозначен и не поддается формализации. Существует множество различных по свойствам алгоритмов выполнения операций, отличающихся как составом, так и следованием применяемых в них операций. Для выбора рациональной системы операций процессора необходимо в первую очередь выявить все множество операций, в терминах которых могут описываться различные алгоритмы выполнения операций.

Выбор системы операций процессора, необходимых и достаточных для реализации заданного набора операций, осуществляется в два этапа:

I. Порождение множества всевозможных операций (алгоритмов).

2. Выбор многоуровневой системы операций процессора и разделение операций между различными уровнями выполнения.

Выбор системы операций и разделение их между различными уровнями выполнения производится исходя из ограничений на время реализации заданного набора операций и из операций реальных схемных элементов, на базе которых строятся схемы процессора. В простейшем случае система операций процессора разделяется между двумя уровнями реализации: схемным и одноуровневым программным уровнями. В общем случае многоуровневая система операций разделяется на большее число подмножеств операций, реализуемых схемами и различными программными (подпрограммными) уровнями процессора.

Исходными данными при выборе системы операций процессора являются:

1) набор операций $\Omega = \{F_1, \ldots, F_n\}$, реализация которых возлагается на процессор ЭВМ;

2) множество элементов данных, над которыми определены операции заданного набора Ω;

3) частоты использования операций $F_1, \ldots, F_n$;

4) среднее время θ реализации операций Ω.

Выбранная система операций процессора должна обладать свойством полноты по отношению к заданному набору операций Ω и быть при этом неизбыточной, а также удовлетворять ограничениям на время реализации операций $T \leq \theta$ и минимизировать затраты оборудования в процессоре.

Рассмотрим вопрос выбора системы операций процессора согласно двум вышеуказанным этапам.

1. <u>Порождение множества всевозможных операций</u>. Производится определение алгоритмов выполнения операций $F_1, \ldots, F_n$ набора Ω в терминах других, более элементарных операций. При этом определяется множество различных по свойствам алгоритмов выполнения одной операции. То же самое выполняется рекурсивно и для всех порожденных операций. Наиболее элементарными операциями, на основе которых описываются алгоритмы выполнения других операций, являются операции функционально полных систем логических функций. Допустим, что в процессе расчленения операций определяются новые операции $F_{n+1}, \ldots, F_m$. В результате образуется следующая система алгоритмов выполнения операций $F_1, \ldots, F_m$:

$$F_1=\begin{cases} A_1^1(f_{1,1}^1,\dots,f_{1,k_1^1}^1) \\ \text{-------------} \\ A_{i_1}^1(f_{i_1,1}^1,\dots,f_{i_1,k_{i_1}^1}^1) \end{cases},\dots,F_m=\begin{cases} A_1^m(f_{1,1}^m,\dots,f_{1,k_1^m}^m) \\ \text{-------------} \\ A_{i_m}^m(f_{i_m,1}^m,\dots,f_{i_m,k_{i_m}^m}^m) \end{cases} \qquad (I)$$

Здесь

$$A_{j_l}^l(f_{j_l,1}^l,\dots,f_{j_l,k_{j_l}^l}^l),$$

где $l\in\{1,\dots,m\}$ представляет собой j_l-й алгоритм выполнения операции F_l, определенный в терминах операций $f_{j_l,1}^l,\dots,f_{j_l,k_{j_l}^l}^l\in\{F_1,\dots,F_m\}$.

Все операции f этой системы суть элемента множества $\{F_1,\dots,F_m\}$. Для выполнения операции F_l в системе алгоритмов (I) определено i_l различных алгоритмов.

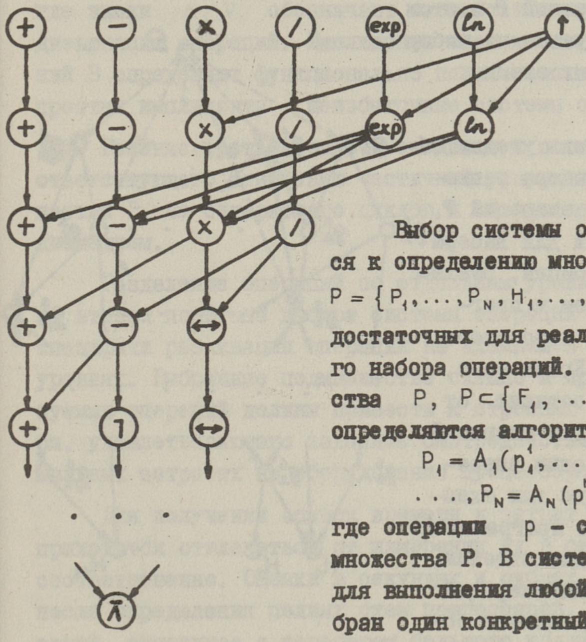
Для некоторых двух групп операций системы (I) могут быть определены взаимные алгоритмы выполнения операций, т.е. в то время как алгоритмы выполнения операций первой группы определены в терминах операций второй группы, некоторые алгоритмы выполнения операций второй группы определены в терминах операций первой группы. Например, один из алгоритмов выполнения операции логарифмирования может определяться через операцию умножения, в то время как один из алгоритмов умножения может определяться через операцию логарифмирования. То же самое справедливо и для различных функционально полных систем логических функций.

Процесс порождения множества операций $\{F_{n+1},\dots,F_m\}$ неформализуем. В основном при определении алгоритмов можно опираться на огромное количество алгоритмов, разработанных для ЭВМ вместе с развитием вычислительной техники. Вообще данный этап по своему характеру является творческим этапом. На данном этапе выделяются наиболее перспективные для реализации алгоритмы выполнения операций.

2. Выбор многоуровневой системы операций процессора. Система алгоритмов (I) избыточна для реализации операций $F_1,\dots,F_n$ в процессоре. Выбор многоуровневой системы операций осуществляется в двух взаимно связанных подэтапах:

I) выбор многоуровневой системы операций;

2) разделение операций по отдельным уровням реализации в процессоре.



Фиг. 1. Пример расчленения набора операций.

Выбор системы операций сводится к определению множества операций $P = \{P_1, \ldots, P_N, H_1, \ldots, H_M\}$ $(N + M \leq m)$, достаточных для реализации заданного набора операций. Операции множества P, $P \subset \{F_1, \ldots, F_m\}$ определяются алгоритмами

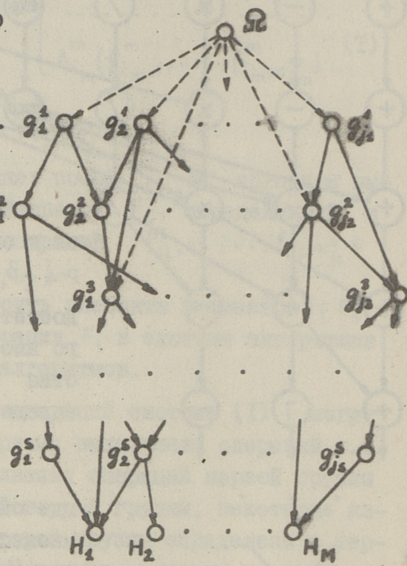
$$P_1 = A_1(p_1^1, \ldots, p_{n_1}^1), \ldots$$
$$\ldots, P_N = A_N(p_1^N, \ldots, p_{n_N}^N),$$

где операции p – суть элемента множества P. В системе операции P для выполнения любой операции выбран один конкретный алгоритм. Множество операций $H = \{H_1, \ldots, H_M\}$ состоит из операций некоторой функционально полной системы логических функций.

Алгоритмы выполнения операций определяют отношение частичной упорядоченности на множемтве P. Частичная упорядоченность операций может быть представлена некоторым разбиением $G = \{G^1, \ldots, G^S, G^{S+1}\}$ множества P, где $G^{S+1} = H$ и для всех $i = 1, \ldots, S$ $G^i = \{g_1^i, \ldots, g_{j_i}^i\} \subset P$. Разбиение G задает многоуровневую систему операций, графическая интерпретация которой представлена на фиг. 2. Здесь операции $F_1, \ldots, F_n$ множества $\Omega \subset P$ могут быть представлены на различных уровнях системы операций (к операциям $F_1, \ldots, F_n$ ведут пунктирные линии на фиг. 2). Дуги графа, исходящие из вершин операций $g_k^i = P_l$, заходят в вершины операций уровней $i + 1, \ldots, S + 1$, в терминах которых определены алгоритмы A_l выполнения операции P_l $(l = 1, \ldots, N)$.

Если задан набор операций реальных схемных элементов, на базе которых строятся схемы процессора, то этот набор операций отождествляется с множеством $H = \{H_1, \ldots, H_M\}$.

Вся система операций P в этом случае ориентируется на набор операций реальных схемных элементов H.



Фиг. 2. Многоуровневая система операций.

Никакой сколь угодно общей процедуры выбора рациональной системы операций P, служащей основой для выбора подмножеств операций, реализуемых на схемном и программном уровнях процессора, не существует. Кроме того, выбор операций зависит от способа реализации операций в процессоре: одни операции более выгодны для схемной, другие - для программной реализации. Предполагается, что выбор системы операций процессора представляет собой итеративный процесс, сводящийся к последовательному выбору многоуровневой системы операций и определению состава схемно и программно реализуемых операций.

При выборе многоуровневой системы операций P могут быть поставлены и решены некоторые частные задачи: I) установление свойства функциональной полноты некоторой системы операций по отношению к выполнению заданного набора операций Ω ; 2) выбор системы операций P с минимальным количеством M операций H; 3) выбор системы операций P с минимальным количеством S уровней операций. Первые две задачи могут быть решены путем применения модели логических уравнений [2]. Модель логических уравнений B определяется системой операций (I) следующим образом:

$$B=\begin{cases} \Omega = F_1 \wedge \ldots \wedge F_n \\ F_1 = f^1_{1,1} \wedge \ldots \wedge f^1_{1,k^1_1} \vee \ldots \vee f^1_{i_1,1} \wedge \ldots \wedge f^m_{i_1,k^1_{i_1}} , \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ F_m = f^m_{1,1} \wedge \ldots \wedge f^m_{1,k^m_1} \vee \ldots \vee f^m_{i_m,1} \wedge \ldots \wedge f^m_{i_m,k^m_{i_m}} \end{cases}$$

где знаки $\wedge$, $\vee$ обозначают соответственно конъюнкцию и дизъюнкцию операций. Импликанты системы логических уравнений B определяют функционально полные системы операций P, простые импликанты - неизбыточные системы операций P.

Решение третьей задачи сводится к построению графа, соответствующего отношению частичной упорядоченности на множестве P, не содержащего циклов и обладающего минимальным диаметром.

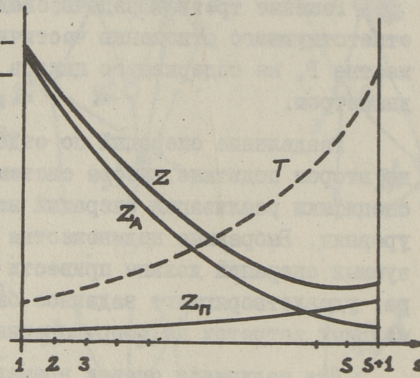
Разделение операций по отдельным уровням реализации на втором подэтапе выбора системы операций требует учета специфики реализации операций на схемном и программном уровнях. Выбранные подмножества схемно и программно реализуемых операций должны привести к строению схем процессора, удовлетворяющего заданное быстродействие Θ при минимальных затратах на оборудование процессора.

Для получения оценок времени и затрат оборудования приходится отвлекаться от измерения их в секундах и рублях соответственно. Оценки в секундах и рублях получаются лишь после определения полных схем процессоров. Разделение операций, связанное с перебором большого количества вариантов реализации операций, требует применения упрощенных единиц измерения времени и затрат на оборудование процессоров.

Единицей измерения времени реализации операций в процессоре служит такт работы программного устройства процессора, определяемый быстродействием схемного оборудования. Среднее время выполнения операций определяется вероятностными моделями алгоритмов. Затраты на оборудование оцениваются суммарным числом двоичных аргументов операций множества M. При ориентации на операции логических элементов число аргументов операций совпадает с числом входов логических элементов. называемым ценой по Квайну. Оценки времени в тактах и затрат на оборудование ценой по Квайну являются фундаментальными характеристиками процессоров, не зависящими от характеристик реальных схемных элементов.

Выбранная многоуровневая (S+I уровней) система операций P может использоваться в качестве основы для выбора подмножеств операций, реализуемых, например, схемами и программами. Номер уровня $K \in \{1, \ldots, S+1\}$ разбиения операций G может быть выбран для разделения подмножеств операций, причем операции уровней К, К+I,..., S+I реализуются схемами, а операции уровней I, ..., К-I - программами процессора.

Характер изменения показателей эффективности процессора в зависимости от номера уровня К, разделяющего два класса операций по характеру их реализации, представлен на фиг. 3. Здесь Z_A - затраты на схемную реализацию операций уровней К, ..., S+I; Z_n - затраты на хранение программ уровней I, ..., К-I; $Z = Z_A + Z_n$ - общие затраты на оборудование процессора; Т - среднее время реализации операций заданного набора Ω.



Фиг. 3. Характеристики изменения показателей эффективности.

Как показали эксперименты с набором калькуляторных операций [3], изменение состава схемно и программно реализуемых операций существенно влияет на значения Z_A и Z_n: при изменении К от I до S+I значение Z_A может меняться в 10^6 и более раз, а значение Z_n - в $10^2 - 10^3$ раз.

Для программной реализации уровней I, ..., К-I может быть выбрана модель многоуровневой программной реализации, при которой каждому уровню операций I, ..., К-I соответствует свой программный уровень. В общем случае количество программных уровней может быть меньше числа уровней системы операций, и в некоторых случаях для программной реализации операций может быть назначен лишь один уровень. В этом предельном случае на программном уровне отсутствуют подпрограммные уровни реализации операций. Уменьшение количества уровней достигается за счет подстановок алгоритмов выполнения операций нижележащих уровней системы операций в алгоритмы вышележащих уровней. Чрезмерное уменьшение количества программных уровней может привести к громоздкости и повторению отдельных частей алгоритмов при описании операций.

Выбор подмножеств схемно и программно реализуемых операций, удовлетворяющих выполнению заданного набора операций за заданное время Θ, производится методом перебора различных способов разделения операций. При последовательном переходе от значения $K = S + I$ до $K = I$, разделяющего подмножества схемно и программно реализуемых операций, производится определение среднего времени T_K реализации заданного набора Ω. Значение K, $I \leq K \leq S + I$, обеспечивающее среднее время T_K реализации операций за время, меньшее чем Θ, разделяет операции между схемным и программным уровнями реализации. Первое значение K, удовлетворяющее $T_K \leq \Theta$, приводит к строению схем процессора с минимальной ценой по Квайну.

Для вычисления среднего времени реализации операций по заданным частотам их выполнения можно использовать, например, методику, представленную в [4]. Предварительно алгоритмы должны быть представлены в виде граф-схем алгоритмов (логических схем алгоритмов) и оценены вероятности переходов по условным операторам и количества повторений отдельных частей итеративных алгоритмов.

Уменьшение времени реализации операций при переходе от номера уровня $K = S + I$ до $K = I$, разделяющего схемно и программно реализуемые операции, достигается: I) параллельностью схемной реализации алгоритмов операций; 2) уменьшением количества обращений к памяти хранения данных, присущих программному уровню реализации операций. На схемном уровне реализации операций обращения к памяти заменяются фиксированными межэлементными соединениями, затратами времени на передачу данных, которыми можно пренебречь.

Выбор системы операций процессора сводится к составлению единой многоуровневой системы операций, рассмотренных в качестве операций как схемного, так и программного уровней реализации. Разделение операций между отдельными уровнями их реализации происходит исходя из ограничений на время реализации операций в процессоре. Представленный подход к выбору системы операций требует определения алгоритмов выполнения операций схемного уровня подобно алгоритмам программного уровня. Единство представления операций позволяет легко перейти от одних систем операций, сводящихся к менее быстродействующим процессорам, к другим системам операций с расширенным множеством схемно реализуемых операций, обеспечивающих выполнение заданного набора операций Ω за заданное время Θ.

Литература

1. Вычислительные машины с развитыми системами интерпретации. Киев, "Наукова думка", 1970.

2. Закревский А.Д. Логические уравнения. Минск, "Наука и техника", 1975.

3. Янес М.Х. Структурный подход к синтезу операционных автоматов.–"Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1976, № 409, с. 119-128.

4. Майоров С.А., Новиков Г.И. Принципы организации цифровых машин. Л., "Машиностроение", 1974.

M. Jänes

Selection of Processor Operations System

Summary

Generation of various processor operations systems to execute a given set of operations and selection of a processor operations system, implemented in various levels, are considered. The operations are selected at two stages and some ways to solve these tasks are outlined. Variations of efficiency indices caused by the division of operations into operational and control parts are described.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 432 1977

УДК 62-507

П. Лейс

СИНТЕЗ СТРУКТУРЫ МИКРОПРОГРАММНОГО АВТОМАТА НА ОСНОВЕ ТРИГГЕРНЫХ ПАР РАЗБИЕНИЙ

I. Введение

Одним из основных методов структурного синтеза конечных автоматов является канонический метод структурного синтеза [4], в котором одной из центральных проблем является задача минимизации системы функций возбуждения. Особую сложность эта задача приобретает в случае микропрограммных автоматов (МПА), имеющих десятки входных каналов. Очевидно, что задача минимизации системы булевых функций упрощается, если определено множество переменных, от которых эти функции существенно зависят.

Харлоу и Коутс [5] показали, что множества существенных переменных функций возбуждения T- и RS-триггеров определяются с помощью T- и R-пар (триггерных пар) разбиений, но не привели алгоритмов для их вычисления.

Целью настоящей работы является разработка алгоритмов I) для вычисления триггерных пар разбиений (ТПР) для МПА; 2) для определения множеств существенных переменных функций возбуждения на основе ТПР. Как будет показано, с помощью этих алгоритмов решается также задача оптимального выбора элементов памяти в том смысле, что множества существенных переменных функций возбуждения содержали бы минимальное число элементов.

В работе мы будем пользоваться следующей моделью МПА. МПА есть система $M=(A,\{0,1\}^l,\{0,1\}^n,\delta,\lambda)$, где A - множество состояний; $\{0,1\}^l$ - множество входов; $\{0,1\}^n$ - множество выходов; $\delta: A\times\{0,1\}^l \to A$ - функция переходов; $\lambda: A \to \{0,1\}^n$ - функция выходов. С каждой парой состояний (a_j,a_k) связан комплекс 0-кубов $K^0(a_j,a_k)$ =

$=\{z\in\{0,1\}^l \mid \delta(a_j,z)=a_k\}$, некоторое (обычно минимальное) покрытие которого $C(a_j,a_k)$ называется обобщенным входным сигналом МПА [2].

Для описания пар разбиений используется символика, сперва введенная Хартманисом и Стирнзом [I].

I. Триггерные пары разбиений

Триггерными парами разбиений будем называть D-пары, T-пары и R-пары, которые определяются следующим образом.

Определение I [I]. Разбиения τ и π на множестве состояний A образуют P-пару $(\tau,\pi)_P$, если $\tau[a_j]=\tau[a_k] \Rightarrow \pi[\delta(a_j,z)]=\pi[\delta(a_k,z)]$ для всех $a_j,a_k\in A$ и $z\in\{0,1\}^l$. P-пару, в которой π является двухблочным разбиением, будем называть D-парой $(\tau,\pi)_D$.

Определение 2 [5]. Разбиения τ и π образуют T-пару $(\tau,\pi)_T$, если

I) $(\tau\cdot\pi,\pi)_D$;

2) $\tau[B_j]=\tau[B_k] \Rightarrow \pi[\delta(B_j,z)]\neq\pi[\delta(B_k,z)]$

для всех $B_j,B_k\in\tau\cdot\pi$ $(j\neq k)$ и $z\in\{0,1\}^l$.

Определение 3 [5]. Разбиения τ и π образуют R-пару $(\tau,\pi)_R$, если

I) $(\tau\cdot\pi,\pi)_D$;

2) $\tau[B_j]=\tau[B_k] \Rightarrow \pi[\delta(B_j,z)]=\pi[\delta(B_k,z)] \vee$
$(\pi[\delta(B_j,z)]=\pi[B_j] \,\&\, \pi[\delta(B_k,z)]=\pi[B_k])$

для всех $B_j,B_k\in\tau\cdot\pi$ и $z\in\{0,1\}^l$.

Нетрудно заметить, что условие $C(a_j,a_t)\cap C(a_k,a_p)\neq\Phi \Rightarrow \pi[a_t]=\pi[a_p]$ равносильно условию, содержащему в определении I.

Обозначим блоки разбиения π через $G_t (t=0,1)$. Пусть $C(B,G_t)=\{z\mid\delta(B,z)\subseteq G_t\}$. Очевидно, что условие 2) определения 2 выполняется, если $C(B_j,G_t)\cap C(B_k,G_t)=\Phi$.

Если $\pi[B_j]=G_t$, $\pi[B_k]=G_{1-t}$ [I)],

$$C'=\{z\mid\pi[\delta(B_j,z)]\subseteq G_t \vee \pi[\delta(B_k,z)]\subseteq G_{1-t}\}.$$

I) Так как $\tau[B_j]=\tau[B_k]$ и $\tau.\pi[B_j]\neq\tau.\pi[B_k]$, то $\pi[B_j]\neq$ $\neq\pi[B_k]$.

Тогда $C(B_j, G_{1-t}) \cup C(B_k, G_t) \cup C' = x x \ldots x$ [2] $-$ l-куб, покрывающий все 0-кубы из $\{0,1\}^l$. Теперь ясно, что условие 2) определения 3 удовлетворяется, если $C(B_j, G_{1-t}) \cap C(B_k, G_t) = \Phi$.

Тем самым окажутся доказанными следующие теоремы, которые определяют условия существования ТПР в терминах МПА.

<u>Теорема I</u>. $(\tau,\pi)=(\tau,\pi)_D$, если I) π -двухблочное разбиение; 2) $\tau[a_j] = \tau[a_k] \Rightarrow (\forall a_p, a_t \in A)(C(a_j,a_p) \cap C(a_k,a_t) \neq \Phi)[\pi[a_p] = \pi[a_t]]$.

<u>Теорема 2</u>. $(\tau,\pi)=(\tau,\pi)_T$, если I) $(\tau\cdot\pi,\pi)_D$;

2) $\tau[B_j] = \tau[B_k] \Rightarrow C(B_j, G_t) \cap C(B_k, G_t) = \Phi$ для всех $B_j, B_k \in \tau\cdot\pi \ (j \neq k)$ и $G_t \in \pi$.

<u>Теорема 3</u>. $(\tau,\pi)=(\tau,\pi)_R$, если I) $(\tau\cdot\pi,\pi)_D$;

2) $\tau[B_j] = \tau[B_k] \Rightarrow C(B_j, G_{1-t}) \cap C(B_k, G_t) = \Phi$ для всех $B_j, B_k \in \tau\cdot\pi$, $\pi[B_j] = G_t$, $\pi[B_k] = G_{1-t}$.

Для построения алгоритмов вычисления ТПР окажутся важными следующие свойства D-, T- и R-пар разбиений [I,5].

$$(\forall\pi)(\forall\tau_1)(\forall\tau_2)[(\tau_1,\pi)_D \& (\tau_2,\pi)_D \Rightarrow (\tau_1+\tau_2,\pi)_D], \quad (I)$$

$$(\forall\pi)(\forall\tau_1)(\forall\tau_2)[(\tau_1,\pi)_T \& (\tau_2,\pi)_T \Rightarrow (\tau_1+\tau_2,\pi)_T], \quad (2)$$

$$(\forall\pi)(\exists\tau_1)(\exists\tau_2)[\neg(\tau_1,\pi)_R \& (\tau_2,\pi)_R \Rightarrow (\tau_1+\tau_2,\pi)_R]. \quad (3)$$

<u>Следствие I</u>. Для любого двухблочного разбиения π на A существуют разбиения $M_D(\pi)$ и $M_T(\pi)$, такие, что а) $(M_D(\pi),\pi)_D$, и если $(\tau,\pi)_D$, то $\tau \leq M_D(\pi)$; б) $(M_T(\pi),\pi)_T$, и если $(\tau,\pi)_T$, то $\tau \leq M_T(\pi)$.

<u>Следствие 2</u>. Для любого двухблочного разбиения π на A существует конечное множество разбиений $\{M_R(\pi)\}$ такое, что I) $(M_R(\pi),\pi)_R$; 2) разбиения в $\{M_R(\pi)\}$ несравнимы; 3) если $(\rho,\pi)_R$ и $\rho \notin \{M_R(\pi)\}$, то ρ меньше некоторого разбиения в $\{M_R(\pi)\}$.

---

2) x - свободная координата куба [3].

3. Алгоритмы вычисления ТПР для МПА

В настоящем пункте мы остановимся на алгоритмах вычисления разбиений $M_D(\pi)$, $M_T(\pi)$ и $\{M_R(\pi)\}$ по двухблочному разбиению π на множества состояний A.

Для вычисления $M_D(\pi)$ целесообразно вводить сначала вспомогательную функцию [I] $F': A \times \pi \to \{0, 1, x\}$ соотношением $F'(a, B) = \bigcup_{a_j \in B} C(a, a_j)$; $a, a_j \in A$, $B \in \pi$. Минимальное покрытие $F'(a, B)$ будем обозначать через $F(a, B)$. Теперь разбиение $M_D(\pi)$ может быть вычислено следующим образом [6]:

$$M_D(\pi)[a_j] = M_D(\pi)[a_K] \Leftrightarrow (\forall B \in \pi)[F(a_j, B) = F(a_K, B)].$$

Теперь из $(M_T(\pi)\cdot\pi, \pi)_D$ и $(M_R(\pi)\cdot\pi, \pi)_D$ ясно, что для вычисления $M_T(\pi)$ и $\{M_R(\pi)\}$ целесообразно исходить из соотношений $M_T(\pi)\cdot\pi = M_D(\pi)$ и $M_R(\pi)\cdot\pi = M_D(\pi)$. Пусть $\{\alpha(\pi)\}$ – множество максимальных разбиений, таких, что $\alpha(\pi)\cdot\pi = M_D(\pi)$.

Но вместо вычисления $\{\alpha(\pi)\}$ с последующей проверкой условий T- или R-пары далее предлагается метод непосредственного вычисления T- и R-пар.

Так как возможны три отношения между $M_D(\pi)$ и π: I) $M_D(\pi) \geqslant \pi$; 2) $M_D(\pi) < \pi$; 3) $M_D(\pi)$ и π не равнимы, то приходится рассматривать эти случаи отдельно.

<u>Случай I.</u> $M_D(\pi) \geqslant \pi$. Тогда разбиение π является SP-разбиением [I] и $M_T(\pi) = M_R(\pi) = 1$ (одноблочное разбиение).

<u>Случай 2.</u> $M_D(\pi) < \pi$. Вводим на $M_D(\pi)$ отношения ψ_T и ψ_R следующим образом:

$$B_j \psi_T B_K \Leftrightarrow F(B_j, G_t) \cap F(B_K, G_t) = \Phi \,\&\, \pi[B_K] \neq \pi[B_j], \tag{4}$$

где

$$B_j, B_K \in M_D(\pi);\ G_t \in \pi (t = 0, 1).$$

$$B_j \psi_R B_K \Leftrightarrow F(B_j, G_{1-t}) \cap F(B_K, G_t) = \Phi \,\&\, \pi[B_K] \neq \pi[B_j], \tag{5}$$

где

$$\pi[B_j] = G_t,\ \pi[B_K] = G_{1-t} (t = 0, 1).$$

Симметричность отношений ψ_T и ψ_R очевидна.

Пусть теперь $\rho(B_j, B_K)$ - разбиение $M_D(\pi)$, полученное путем объединения только двух блоков - B_j, B_K. Из теорем 2 и 3 непосредственно следует, что $(\rho(B_j, B_K), \pi)_T$, если $B_j \psi_T B_K$ и $(\rho(B_j, B_K), \pi)_R$, если $B_j \psi_R B_K$. Тем самым в соответствии с (2) $M_T(\pi) = \sum_{B_j, B_K \in M_D(\pi)} \{\rho(B_j, B_K) \mid B_j \psi_T B_K\}$.

Иными словами, $M_T(\pi)$ определяется классами эквивалентности отношения $\overline{\psi}_T$, где $\overline{\psi}_T$ есть транзитивное замыкание отношения ψ_T. Так как отношение ψ_R не удается свести к отношению эквивалентности (см. (3)), то нахождение $\{M_R(\pi)\}$ можно свести к задаче аппроксимации отношения ψ_R отношением эквивалентности [7].

<u>Случай 3.</u> $M_D(\pi)$ и π несравнимы. В этом случае можно определить отношения ψ'_T и ψ'_R на множестве $\pi' = M_D(\pi)\cdot\pi$ вполне аналогично (4) и (6) и находить $M_T(\pi)$ и $\{M_R(\pi)\}$ аналогично случаю 2.

Теперь можно сформулировать алгоритмы вычисления $M_D(\pi)$, $M_T(\pi)$ и $\{M_R(\pi)\}$ по заданному двухблочному разбиению π на A.

<u>Алгоритм I.</u> Вычисление $M_D(\pi)$.

I) Построить $F(a,B)$.

2) Объединить в один блок $M_D(\pi)$ те состояния a_j, a_k, которые удовлетворяют условию $F(a_j,B)=F(a_k,B)$ для всех $B\in\pi$.

<u>Алгоритм 2.</u> Вычисление $M_T(\pi)$.

I) Вычислить $M_D(\pi)$ (алгоритм I).

2) Если $M_D(\pi) \geqslant \pi$, то $M_T(\pi)$ равно одноблочному разбиению. Конец алгоритма.

3) Если $M_D(\pi)$ и π несравнимы, то присвоить $M_D(\pi) := M_D(\pi)\cdot\pi$.

4) Определить отношение ψ_T.

5) Найти классы эквивалентности $\overline{\psi}_T$.

<u>Алгоритм 3.</u> Вычисление $\{M_R(\pi)\}$.

I) Вычислить $M_D(\pi)$ (алгоритм I).

2) Если $M_D(\pi) \geqslant \pi$, то $M_R(\pi)$ равно одноблочному разбиению. Конец алгоритма.

3) Если $M_D(\pi)$ и π несравнимы, то присвоить $M_D(\pi) := M_D(\pi)\cdot\pi$.

4) Определить ψ_R.

5) Найти аппроксимации ψ_R отношением эквивалентности.

Оказывается, что по вычисленным разбиениям $M_D(\pi)$, $M_T(\pi)$ и $\{M_R(\pi)\}$ можно определить все разбиения $\{\rho\}$ типа $(\rho,\pi)_\alpha$, $\alpha\in\{D,T,R\}$, так как $\rho\leqslant M_\alpha(\pi)\Rightarrow(\rho,\pi)_\alpha$ [I,5]. Как будет показано в следующем пункте, именно с помощью разбиений $M_D(\pi)$, $M_T(\pi)$ и $\{M_R(\pi)\}$ можно определить множества существенных переменных функций возбуждения.

4. Алгоритмы синтеза МПА по ТПР

Предлагаемые далее алгоритмы синтеза основываются на следующих теоремах, которые позволяют определить множества существенных переменных функций возбуждения.

Теорема 4 [I,5]. Если I) существуют множества разбиений $\{\tau_i \mid i\in\{1,\dots,m\}=I\}$ и $\{\pi_i \mid i\in I\}$, $\prod\limits_{i\in I}\pi_i=0$ (поэлементное разбиение) со свойствами $(\tau_i,\pi_i)_\alpha$, $i\in I$, $\alpha\in\{D,T,R\}$;

2) для всех $i\in I$ найдены множества индексов $I_i\subseteq I$, таких что

$$\tau_i\leqslant\prod_{j\in I_i}\pi_j\,; \tag{6}$$

3) определена инъекция $h: A\to\{0,1\}^m$ следующим образом:

$$h_i(a_j)=h_i(a_k)\iff\pi_i[a_j]=\pi_i[a_k],\ i\in I.$$

Тогда функция (функции) возбуждения i-го триггера зависит (зависят) только от $pr_{I_i}h(a)$ и от входных переменных МПА.

Заметим, что если $\tau_i=M_\alpha(\pi_i)$, $\alpha\in\{D,T,R\}$, то $I_i=I_{i\,min}$, где $I_{i\,min}$ – множество с минимальным числом элементов, удовлетворяющее (6).

Теорема 5 [6]. Если координаты $L_{ix}\subseteq\{1,\dots,l\}$ являются свободными во всех $F_i(a,B)(a\in A, B\in\pi_i)$, то функция (функции) возбуждения i-го триггера зависит (зависят) только от $pr_{L_{i\,min}}\{0,1\}^l$ и от $h(a)$, причем $L_{i\,min}=\{1,\dots,l\}\setminus L_{ix}$.

Иными словами, множеством существенных переменных функций возбуждения i-го триггера является множество $\{pr_{I_{i\,min}}h(a),$ $pr_{L_{i\,min}}\{0,1\}^l\}$.

Теперь можно приступить к рассмотрению алгоритмов определения $I_{i\,min}$ и $L_{i\,min}(i\in I=1,\dots,m)$ по заданным функциям $W: I\to\{D,T,R\}$ (определяющий тип триггера) и $h: A\to\{0,1\}^m$.

Алгоритм 4.

I) Образовать разбиения $\{\pi_i | i \in I\}$.

2) Построить функции $F_i (i \in I)$.

3) Определить $L_{i\,min} = \{1, \dots, l\} \setminus L_{ix} (i \in I)$.

4) Образовать разбиения $\{M_D(\pi_i) | i \in I\}$.

5) Если $i \in W^{-1}(D)$, то $\tau_i := M_D(\pi_i)$. Найти $I_{i\,min}$, используя (6).

6) Если $i \in W^{-1}(T)$, то вычислить $M_T(\pi_i)$ по алгоритму 2 и $\tau_i := M_T(\pi_i)$. Найти $I_{i\,min}$, используя (6).

7) Если $i \in W^{-1}(R)$, то вычислить $\{M_{Rj}(\pi_i) \mid j \in J_i\}$, где J_i – множество индексов, по алгоритму 3. Найти $\{I_{ij} | j \in J_i\}$ по (6) для $\tau_{ij} = M_{Rj}(\pi_i)$. Множеством $I_{i\,min}$ является множество из $\{I_{ij} \mid j \in J_i\}$ с минимальным числом элементов.

Алгоритмом 4 можно пользоваться в качестве предварительного этапа структурного синтеза МПА для определения существенных переменных функций возбуждения. После этого легко применяются известные методы структурного синтеза МПА [2].

Приводим теперь алгоритм выбора элементов памяти, позволяющий определить функцию $W: I = \{1, \dots, m\} \to \{D, T, R\}$ по заданной функции $h: A \to \{0,1\}^m$, так чтобы числа элементов в множествах $I_{i\,min} (i \in I)$ были минимальными.

Алгоритм 5.

I) Вычислить $\{M_\alpha(\pi_i) | \alpha \in \{D, I, R\}, i \in I\}$.

2) Если $\{M_\alpha(\pi_i) | \alpha \in \{D, T, R\}\}$ имеет наибольший элемент $M_{\alpha'}(\pi_i)$, то $W(i) = \alpha' (i \in I)$, иначе выполнить шаг 3.

3) Найти по (6) для всех максимальных разбиений из $\{M_\alpha(\pi_i) | \alpha \in \{D, T, R\}\}$ множества индексов $\{I_{ij} \mid j \in J_i\}$. Определить множество с минимальным числом элементов $I_{i\,min} \in \{I_{ij} | j \in J_i\}$. Теперь $W(i) = \alpha''$, если $M_{\alpha''}(\pi_i)$ соответствует $I_{i\,min}$.

Очевидно, что алгоритм 5 легко модифицируется для решения следующей задачи. Из заданного множества функции

$\{h\}$, $h: A \to \{0,1\}^m$ выбрать функцию h' так, чтобы числа элементов в множествах $I_{i\,min}\,(i \in I)$ были минимальными.

В заключение отметим, что, используя алгоритмы 4 и 5, можно оценить сложность различных реализаций по $\{I_{i\,min}\}$ и $\{L_{i\,min}\}$ в начальной стадии структурного синтеза в отличие от традиционных метсдов [4], в которых сложность реализаций определяется лишь в конце структурного синтеза.

Пример. Рассмотрим синтез МПА по алгоритму 4 с прямой таблицей переходов, которая приведена в таблице I. Пусть функции W и h заданы следующим образом:

i	I	2	3
$W(i)$	R	T	D

a	I	2	3	4	5	6
$h(a)$	000	00I	0I0	0II	I00	I0I

Вычисления по ранее приведенным шагам алгоритма 4 следующие:

I) $\pi_1 = \{\overline{1,2,3,4}; \overline{5,6}\}$, $\pi_2 = \{\overline{1,2,5,6}; \overline{3,4}\}$, $\pi_3 = \{\overline{1,3,5}; \overline{2,4,6}\}$.

2) F_1, F_2 и F_3 приведены в таблицах 2, 3 и 4 соответственно.

Данные таблиц вычислены, например, так: $F_1(2,\overline{1,2,3,4}) = C(2,1) \cup C(2,2) = \{0x1x, 111x, 101x\} = \{xx1x\}$.

3) $L_{1min} = \{3,4\}$, $L_{2min} = \{1,2,3,4\}$, $L_{3min} = \{1,2,3\}$.

4) $M_D(\pi_1) = \{\overline{1,2}; \overline{3,4}; \overline{5,6}\}$, $M_D(\pi_2) = \{\overline{1,2}; \overline{3,4}; \overline{5,6}\}$,
$M_D(\pi_3) = \{\overline{1,5}; \overline{2,6}; \overline{3}; \overline{4}\}$.

5) $\tau_3 := M_D(\pi_3)$. Так как $\tau_3 \geq \pi_2 \cdot \pi_3 = \{\overline{1,5}; \overline{2,6}; \overline{3}; \overline{4}\}$, то $I_{3min} = \{2,3\}$.

6) $M_D(\pi_2) < \pi_2$. Так как $(\overline{1,2}, \overline{3,4}) \notin \psi_T$ и $(\overline{3,4}, \overline{5,6}) \notin \psi_T$, то
$M_T(\pi_2) = M_D(\pi_2)$; $\tau_2 := M_D(\pi_2)$; $\tau_2 \geq \pi_1 \cdot \pi_2 = \{\overline{1,2}; \overline{3,4}; \overline{5,6}\}$.
$I_{2min} = \{1,2\}$.

7) $M_D(\pi_1) < \pi_1$. Здесь $\overline{1,2}\,\psi_R\,\overline{5,6}$ и $\overline{3,4}\,\psi_R\,\overline{5,6}$.

Для первой пары имеет место: $F_1(\overline{1,2}, \overline{5,6}) \cap F_1(\overline{5,6}, \overline{1,2,3,4}) = \{xx0x\} \cap \{xx10\} = \phi$ и $\pi_1[\overline{1,2}] = \overline{1,2,3,4} \neq \pi_1[\overline{5,6}] = \overline{5,6}$.
$\{M_R(\pi_1)\} = \{\{\overline{1,2}; \overline{3,4,5,6}\}, \{\overline{1,2,5,6}; \overline{3,4}\}\}$.

Так как $\tau_{11} = \{\overline{1,2}; \overline{3,4,5,6}\} \geq \pi_1 \cdot \pi_2$, $I_{11} = \{1,2\}$,
$\tau_{12} = \{\overline{1,2,5,6}; \overline{3,4}\} \geq \pi_2$, $I_{12} = \{2\}$,
то $I_{1min} = \{2\}$.

Поэтому $R_1 = r_1(pr_2 h(a), pr_{3,4}\{0,1\}^4)$, $S_1 = s_1(pr_2 h(a), pr_{3,4}\{0,1\}^4)$,

Таблица I

Исходное состояние a_m	Код исходного сост. $h(a_m)$ $h_1h_2h_3$	Состояние перехода a_s	Код состояния перехода $h(a_s)$ $h_1h_2h_3$	Входной сигнал $C(a_m, a_s)$ $x_1x_2x_3x_4$	Обязательные функции возбуждения
I		5	I00	xx0x	S_1
		I	000	xxIx	–
2	00I	5	I00	0x0x	S_1
		5	I00	II0x	S_1
		I	000	0xIx	–
		I	000	IIIx	–
		6	I0I	I00x	S_1 D_3
		2	00I	I0Ix	D_3
3	0I0	3	0I0	0x0x	–
		3	0I0	II0x	–
		2	00I	xxIx	T_2 D_3
		I	000	I00x	T_2
4	0II	3	0I0	0x0x	–
		3	0I0	II0x	–
		2	00I	0xIx	T_2 D_3
		2	00I	I0xx	T_2 D_3
		2	00I	IIIx	T_2 D_3
5	I00	5	I00	xx0x	–
		5	I00	xxxI	–
		3	0I0	xxI0	R_1 T_2
6	I0I	5	I00	0x0x	–
		5	I00	0xxI	–
		5	I00	xI0x	–
		5	I00	xIxI	–
		3	0I0	0xI0	R_1 T_2
		3	0I0	xII0	R_1 T_2
		6	I0I	I00x	D_3
		6	I0I	I0xI	D_3
		4	0II	I0I0	$R_1T_2D_3$

Таблица 2

Исходное состояние a_m	Блок перехода B_s	Входной сигнал $F_1(a_m, B_1)$
I	5,6	xx0x
	I,2,3,4	xxIx
2	5,6	xx0x
	I,2,3,4	xxIx
3	I,2,3,4	xxxx
4	I,2,3,4,	xxxx
5	5,6	{xx0x, xxxI}
	I,2,3,4	xxI0
6	5,6	{xx0x, xxxI}
	I,2,3,4	xxI0

Таблица 3

Исходное состояние a_m	Блок перехода B_s	Входной сигнал $F_2(a_m, B_s)$
I	I,2,5,6	xxxx
2	I,2,5,6	xxxx
3	I,2,5,6	{I0xx, xxIx}
	3,4	{0x0x, xI0x}
4	I,2,5,6	{I0xx, xxIx}
	3,4	{0x0x, xxIx}
5	I,2,5,6	{xx0x, xxxI}
	3,4	xxI0
6	I,2,5,6	{xx0x, xxxI}
	3,4	xxI0

Таблица 4

Исходное состояние a_m	Блок перехода B_s	Входной сигнал $F_3(a_m, B_s)$
I	I,3,5	xxxx
2	I,3,5	{0xxx, xIxx}
	2,4,6	I0xx
3	I,3,5	xx0x
	2,4,6	xxIx
4	I,3,5	{0x0x, xI0x}
	2,4,6	{xxIx, I0xx}
5	I,3,5	xxxx
6	I,3,5	{0xxx, xIxx}
	2,4,6	I0xx

$T_2 = t_2(pr_{1,2}h(a),\ \{0,1\}^4),\ D_3 = d_3(pr_{2,3}h(a),\ pr_{1,2,3}\{0,1\}^4).$

Теперь можно вычислить функции возбуждения.

Из таблицы I получим, например, для S_1

$$S_1 = \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} h_2 & x_3 & x_4 \end{array} \\ \left\{\begin{array}{ccc} 0 & 0 & x \\ 0 & 0 & x \\ 0 & 0 & x \\ 0 & 0 & x \end{array}\right\} \end{array},$$

поэтому $P(S_1) = \bar{x}_3\bar{h}_2$, где $P(S_1)$ – ДНФ, который соответствует комплексу S_1.

Аналогично можно найти $P(R_1) = x_3\bar{x}_4$, $P(T_2) = x_3h_2 \vee x_1\bar{x}_2h_2 \vee x_3\bar{x}_4h_1$, $P(D_3) = x_3h_2 \vee x_1\bar{x}_2h_3$.

Литература

I. H a r t m a n i s, J., S t e a r n s, R.E. Algebraic Structure Theory of Sequential Machines. Prentice Hall Inc., N.Y., 1966.

2. Б а р а н о в С.И. Синтез микропрограммных автоматов. Л. "Энергия", 1974.

3. М и л л е р Р. Теория переключательных систем, т. I. М., "Наука". 1970.

4. Г л у ш к о в В.М. Синтез цифровых автоматов. М., Физматгиз, 1962.

5. H a r l o w, C.A., C o a t e s, C.L. On the Structure of Realizations Using Flip-Flop Memory Elements. Inform. Contr., vol. 10, Feb. 1967.

6. J a k o b s o n, G., K e e v a l l i k, A., L e i s, P. Some Aspects of the Construction of the MPA Networks. IFAC-Symposium on Discrete Systems, vol. 1, Dresden, March 1977.

7. Z a h n, I.T. Approximating Symmetric Relations by Equivalent Relations. J.Soc. Indust. Appl. Math., vol. 12, Nr. 4, 1964.

P. Leis

Synthesis of Microprogram Automata Based on Flip-Flop Partition Pairs

Summary

In this paper we consider the algorithms for the synthesis of microprogram automata based on flip-flop partition pairs.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
№ 432 1977
УДК 681.32

М. Маран

ОБ ОДНОМ ПОДХОДЕ К ПОСТРОЕНИЮ РЕЛЯЦИОННОЙ БАЗЫ ДАННЫХ

I. Введение

Реляционная модель Кодда [I,2] нашла в настоящее время широкое применение для построения баз данных. В данной работе описывается построение базы данных, основанная на выполнении теоретико-множественных операций. Исходная информация для базы записывается в виде кортежей "объект-характеристики". Запрос задается в виде алгебраического выражения на множествах и на основе этого выдается список объектов, удовлетворяющих запросу.

Как известно, в основе реляционной базы данных лежат связи вида

$$R(O, A_1, \ldots, A_m),$$

где R – имя связи;
$O, A_1, \ldots, A_m$ – имена атрибутов, связываемых R;
$I = \{1, 2, \ldots, m\}$ – множество индексов.

Связь R можно представить в виде таблицы, в которой в столбцах стоят имена атрибутов, а в строках – их значения. Среди всех атрибутов выделим один – O, который далее будем называть объектом, остальные атрибуты $A_1, \ldots, A_m$ будут представлять собой характеристики объекта O.

Пусть $\mu(A_i)$ – множество значений характеристики A_i, $\theta \in O$ и $a \in \mu(A_i)$. Если у объекта θ характеристика A_i имеет значение a, то будем писать $\theta R a$. Тем самым связь R может быть представлена в виде множества троек

$$R = \{\theta R a \mid \theta \in O;\ a \in \mu(A_i),\ i = \overline{1, m}\}.$$

Запрос на выдачу информации из реляционной базы данных также может быть представлен в виде связи

$$R_3 = \{\theta R_3 a \mid \theta \in O,\ a \in \mu_3(A_j),\ j \in I_3,\ I_3 \subseteq I,\ \mu_3(A_j) \subseteq \mu(A_j)\}.$$

Ответ на запрос представляет собой множество объектов, принадлежащих базе данных и удовлетворяющих связи запросов. Процесс удовлетворения запроса заключается в преобразовании исходной связи в связь запроса.

2. Теоретико-множественная модель базы данных

Пусть задано некоторое множество $X=\{x_1,\ldots,x_n\}$, на котором определены m отношений эквивалентности $A_1,\ldots,A_m$, задающих m разбиений множества X:

$$\Pi_1=\{X_{11},X_{12},\ \ldots\ ,X_{1p_1}\},$$
$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$
$$\Pi_m=\{X_{m1},X_{m2},\ \ldots\ ,X_{mp_m}\}.$$

Совокупность $X,\Pi_1,\ldots,\Pi_m$ может быть рассмотрена как связь $R(X,\Pi_1,\ldots,\Pi_m)$, где

$$x R X_{ij} \Leftrightarrow x\in X_{ij}\ ;\quad i=\overline{1,m};\ \ j=\overline{1,p_i}.$$

Если объект x обладает, например, двумя значениями X_{ij} и X_{kl} характеристик, соответственно Π_i и Π_j, то справедливо следующее соотношение:

$$xRX_{ij}\,\&\,xRX_{kl}\Leftrightarrow x\in X_{ij}\cap X_{kl}.$$

Это соотношение нетрудно расширить и на более чем две характеристики.

Проиллюстрируем сказанное на примере. Пусть

$X=\{x_1,x_2,x_3,x_4,x_5\}$. $\Pi_1=\{X_{11},X_{12},X_{13}\}$; $\Pi_2=\{X_{21},X_{22}\}$; $\Pi_3=\{X_{31},X_{32},X_{33}\}$.

$$X_{11}=\{x_1,x_2,x_5\},\ X_{12}=\{x_4\},\ X_{13}=\{x_3\};$$
$$X_{21}=\{x_1,x_2,x_4\},\ X_{22}=\{x_3,x_5\};$$
$$X_{31}=\{x_2,x_3\},\ X_{32}=\{x_4\},\ X_{33}=\{x_1,x_5\}.$$

Связь $R(X,\Pi_1,\Pi_2,\Pi_3)$ может быть представлена таблицей:

X	Π_1	Π_2	Π_3
x_1	X_{11}	X_{21}	X_{33}
x_2	X_{11}	X_{21}	X_{31}
x_3	X_{13}	X_{22}	X_{31}
x_4	X_{12}	X_{21}	X_{32}
x_5	X_{11}	X_{22}	X_{23}

Запрос задается в виде связи

$$R_3(X',\Pi'_1,\Pi'_2,\Pi'_3),$$

где

$$X'\subseteq X,\ \Pi'_i\subseteq\Pi_i\ (i=\overline{1,m}).$$

Пусть $\Pi_i=\{X_{i1},X_{i2},\ldots,X_{ip_i}\}$, так как $\overline{X}_{ij}=\Pi_i\setminus X_{ij}=X_{i1},\ldots,X_{ij-1},$

$x_{ij+1}, \ldots, x_{ip_i}\}$, то множество запросов $R(X', x_{i1}), \ldots, R(X', x_{1j-1}), \ldots, R(X', x_{ij+1}), \ldots, R(X', x_{ip_i})$ может быть заменено запросам $R(X', \bar{x}_{ij})$. Процесс удовлетворения запроса заключается в образовании на основе исходной таблицы, в которой содержатся только такие объекты, которые по значениям своих характеристик включаются в заданные в запросе множества значений $\Pi'_1, \ldots, \Pi'_m$. Такие объекты и образуют множество $X' \subseteq X$.

Для рассмотренного выше примера запросами являются $R_1(X', x_{11}, x_{22})$ и $R_2(X'', x_{11}, \bar{x}_{33})$. В приведенной выше таблице запросу R_1 удовлетворяет пятая строка, а запросу R_2 – вторая. Действительно, нетрудно видеть, что справедливы следующие соотношения

$$(\forall x \in X')[x R_1 x_{11} \,\&\, x R_1 x_{22}]$$

и

$$(\forall x \in X'')[x R_2 x_{11} \,\&\, x R_2 (\pi_3 \setminus x_{33})].$$

Отсюда следует, что

$$X' = x_{11} \cap x_{22}, \quad X'' = x_{11} \setminus x_{33}$$

и

$$X' \cup X'' = x_{11} \cap x_{22} \cup x_{11} \setminus x_{33}.$$

3. Алгоритм нахождения ответа

Пусть запрос задан в виде бесскобочного алгебраического выражения с множествами. Предположим, что Π_i и $\Pi_j (i \neq j)$ не содержат общих классов. Такое ограничение упрощает обработку запросов, так как нет необходимости в запросе указывать, к какому разбиению принадлежат встречающиеся в нем идентификаторы (классы разбиения). Пусть в запросе содержатся s различных идентификаторов множеств (из которых образовано упорядоченное множество) и r элементарных конъюнкций. Представим запрос в виде двух двоичных матриц [3]:

$$D = \| d_{ij} \| \text{ и } E = \| e_{ij} \|, \; i = \overline{1,r}; \; j = \overline{1,s},$$

где

$d_{ij} = 1$ и $e_{ij} = 0$, если i-я элементарная конъюнкция содержит j-ю переменную без отрицания;

$d_{ij} = 0$ и $e_{ij} = 1$, если i-я элементарная конъюнкция содержит j-ю переменную с отрицанием;

$d_{ij} = 0$ и $e_{ij} = 0$, если i-я элементарная конъюнкция не содержит j-й переменной.

Данные об объектах представим в нормированном виде, т.е. в виде двоичной матрицы $C = \| c_{ij} \|$, где $k = \overline{1,n}$ (n – количество объектов) и $j = \overline{1,s}$;

$c_{kj} = 1$, — если k-й объект имеет значение характеристики, которое в упорядоченном множестве идентификаторов стоит на j-ом месте,

$c_{kj} = 0$ — в противном случае.

Если

$$\bigvee_{i=1}^{r} \mathop{\&}_{j=1}^{s} (a_{ij} \& c_{kj} = a_{ij}) \& (b_{ij} \& c_{ij} = 0),$$

то k-й объект удовлетворяет запросу, в противном случае нет.

Проследим это на примере. Даны два запроса $X_1 = X_{11} \cap X_{22} \cup \cup X_{11} \setminus X_{33}$ и $X_2 = X_{13} \cap X_{21} \cup X_{22} \cap X_{32}$. Процесс нахождения X_1 и X_2 состоит из следующих шагов:

I) составление списка идентификаторов из запросов X_1 и X_2: $\{X_{11}, X_{22}, X_{33}, X_{13}, X_{21}, X_{32}\}$;

2) формирование матричного представления X_1 и X_2:

	X_{11}	X_{22}	X_{33}	X_{13}	X_{21}	X_{32}	X_{11}	X_{22}	X_{33}	X_{13}	X_{21}	X_{32}
X_1	I	I	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	I	0	0	0	0	0	0	0	I	0	0	0
X_2	0	0	0	I	I	0	0	0	0	0	0	0
	0	I	0	0	0	I	0	0	0	0	0	0

Обозначим полученные двоичные матрицы следующим образом:

$$X_1 : \left\| \begin{matrix} a_{11} \\ a_{12} \end{matrix} \right\| \left\| \begin{matrix} b_{11} \\ b_{12} \end{matrix} \right\|,$$

$$X_2 : \left\| \begin{matrix} a_{21} \\ a_{22} \end{matrix} \right\| \left\| \begin{matrix} b_{21} \\ b_{22} \end{matrix} \right\|,$$

где, например, $a_{12} = 100000$;

3) формирование нормированного представления характеристик

	X_{11}	X_{22}	X_{33}	X_{13}	X_{21}	X_{32}
x_1	I	0	I	0	I	0
x_2	I	0	0	0	I	0
x_3	0	I	0	I	0	0
x_4	0	0	0	0	I	0
x_5	I	I	I	0	0	0

4) нахождение X_1 и X_2.

Если

$$(a_{11} \& x_1 = a_{11}) \& (b_{11} \& x_1 = g) \vee$$
$$\vee (a_{12} \& x_1 = a_{12}) \& (b_{12} \& x_1 = g),$$

то $x_1 \in X_1$, в противном случае нет (g = 000000). Операция $a_{ij} \& x_k$ есть поэлементная конъюнкция. В данном случае $X_1=\{x_5, x_2\}$; $X_2=\emptyset$.

Применяемый на четвертой стадии алгоритм предполагает полный перебор по всем объектам и по всем элементарным конъюнкциям всех запросов.При совместной обработке нескольких запросов появляется возможность сокращения перебора. Если $X_1 \subseteq X_2$ (независимо от элементов), то поиск элементов X_1 необходимо выполнять только среди элементов X_2. Если выражения X_1 и X_2 содержат общие элементарные конъюнкции, то нет смысла обрабатывать их отдельно для каждого запроса.

Описанный алгоритм реализован в системе программирования ПЛ-I-ДОС/ЕС. Реализация состоит из следующих программных модулей.

I) IDENT – для составления списка идентификаторов из запросов (одновременно можно обработать до десяти запросов);

2) FORMIR – для формирования матричного представления запросов;

3) UM – для формирования нормированного представления характеристик (данные об объектах обрабатываются по блокам, по I00 объектов в блоке);

4) SWM – для формирования ответа применяется полный перебор.

Кроме этих имеются вспомогательные программы для образования и коррекции последовательного файла на магнитной ленте для хранения исходной информации.

4. Эксперименты с базой данных

С построенной базой данных был проведен ряд экспериментов, в результате чего получены оценки затрат машинного времени для выполнения отдельных шагов алгоритма.

При существующей реализации затраты машинного времени выражаются приближенно следующими формулами (значения коэффициентов даны для ЕС-I020).

1) IDENT: $T_1 = C_1\left(n_{\text{выр}} - \frac{n_{\text{выр}} \cdot n_{ug} - n_{ug}}{2}\right)$,

где T_1 – время в секундах;

$C_1 \approx 0,004$;

$n_{выр}$ – количество идентификаторов в запросе;

n_{ug} – количество различных идентификаторов в запросе $(n_{ug} \leqslant n_{выр})$.

2) FORMIR $T_2 = C_2\left(n_{выр} + \frac{n_{ug} \cdot n_{выр}}{2}\right)$,

где $C_2 \approx 0,005$.

3) UM $T_3 = C_3 n_u \cdot n_{об} \cdot n$,

где $C_3 \approx 0,0I$,

n_u – количество идентификаторов во всех запросах;

$n_{об}$ – количество характеристик у одного объекта;

n – количество объектов.

4) SWM $T_4 = C_4 \cdot n_к \cdot n$,

где $C_4 \approx 0,005$;

$n_к$ – количество элементарных конъюнкций во всех запросах.

Легко видеть, что время, затрачиваемое для удовлетворения потока запросов, состоит из

I) времени для перевода запросов из исходного вида к матричному представлению;

2) времени для обработки файла с магнитной ленты.

Результаты экспериментов по определению этих времен приведены в следующих таблицах.

Таблица I

Время перевода запросов

№	n_{ug}	$n_{выр}$	$T_1 + T_2$
I	I0	50	3,8 с
2	20	55	4,2 с
3	I2	28	2,3 с
4	24	62	5,3 с

Таблица 2

Время нахождения подмножеств

№	n_u	$n_к$	n	$T_3 + T_4$
I	I2	I0	52	I мин 5,7 с
2	24	20	52	2 мин 20,4 с
3	20	I5	500	I7 мин 27,9 с
4	20	I5	I000	34 мин 55,9 с

Литература

I. C o d d, E.F. A Relational Model of Data for Large Shared Data Banks. "Comm. ACM", vol. 13. N 6, 1970,p.377-387.

2. Ц а л е н к о М.Ш. Реляционные модели баз данных (обзор). - В сб.: Алгоритмы и организация решения экономических задач . Вып. 9. М., "Статистика", 1977, с.18-36.

3. З а к р е в с к и й А.Д. Алгоритмы синтеза дискретных автоматов. М., "Наука", 1972.

M. Maran

Über eine Aufbaumöglichkeit der relationalen Datenbasis

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird der Aufbau der Datenbasis beschrieben, der auf der Ausführung mengentheoretischer Operationen beruht. Die Ausgangsinformation wird in Form eines geordneten n-Tupels von Objektkenngrößen gespeichert. Die Nachfrage wird in Form eines algebraischen Mengenausdrucks gestellt. Auf dieser Grundlage wird eine Liste der Objekte ausgegeben, deren Kenngrößen die Nachfrage genügen.

Die Programmausrüstung der Datenbasis wurde in der Programmiersprache PL/I ausgearbeitet.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 432 1977

УДК 621.372.22

Р. Йнерс

МОДЕЛИ И ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОПРОВОДНОГО ЖГУТА

I. Введение

В измерительной аппаратуре используются точные трансформаторы, обмотки которых выполняются жгутом (т.н."мультифилярная обмотка"). При количестве проводов $n > 3$ локальные электрические параметры проводов в поперечном сечении жгута уже не могут быть одинаковыми и жгут получается поперечно неоднородным. Кроме того, жгут является и продольно неоднородным, так как при изготовлении происходит смешение проводов, т.е. случайным образом меняются относительные расположения отдельных проводов вдоль жгута. Оказывается, что указанные неоднородности жгута являются причинами разброса характеристик трансформатора, поэтому при анализе трансформаторов необходимо их учитывать и жгут нужно рассматривать как неоднородную многопроводную линию с изменяющимися параметрами.

Многопроводная линия из n-проводов длиной l является $(n-1, n-1)$ входной цепью и при синусоидальном изменении сигналов описывается телеграфным уравнением

$$\frac{d}{dx}\begin{bmatrix} U(x) \\ I(x) \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|c} 0 & Z(x) \\ \hline Y(x) & 0 \end{array}\right] \begin{bmatrix} U(x) \\ I(x) \end{bmatrix}, \tag{I}$$

где симметричные $(n-1)\times(n-1)$ матрицы импедансов $Z(x) = R(x)+j\omega L(x)$ и проводимостей $Y(x)=G(x)+j\omega C(x)$ характеризуют локальные свойства жгута.

Решение неоднородного дифференциального уравнения (I) напишем через матрициат системы Φ

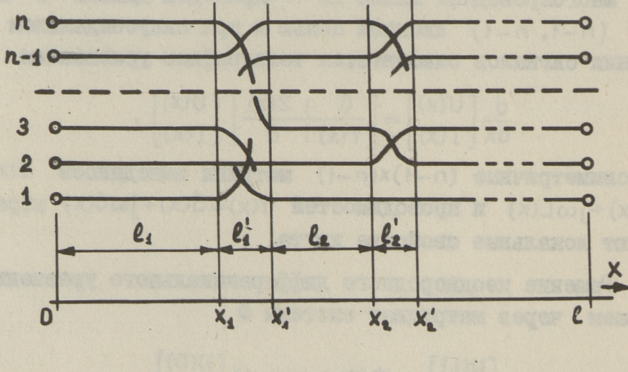
$$\begin{bmatrix} U(l) \\ I(l) \end{bmatrix} = \Phi(Z(x), Y(x), l) \begin{bmatrix} U(0) \\ I(0) \end{bmatrix}. \tag{2}$$

Работы, посвященные анализу многопроводных линий, относятся к области техники СВ [1, 2, 3] или к распространению высокочастотных колебаний в линиях электропередачи [4, 5], и в них рассматриваются однородные и неоднородные детерминированные линии. Обзор о распространении электромагнитных волн в средах со случайными флуктуациями параметров проведен в [6]. Общие характеристики неоднородных линий со стационарными случайными неоднородностями представлены в [7]. В настоящей статье рассмотрим скрученный n-проводный жгут как многопроводную линию и исследуем его свойства.

2. Экспериментальное исследование жгутов

Для выявления свойств жгута была проведена серия измерений, в которых определялось расположение проводов в поперечном сечении жгута через каждый 1 см длины жгута. Исследованию подвергались жгуты с количеством проводов $n = 10$, с разными диаметрами и способами изготовления. Измерениями установлено:

1. Жгут проводов состоит из продольно однородных участков $l_1, l_2, \ldots$, где сечение жгута не меняется, и участков $l'_1, l'_2, \ldots$, где происходит смешение проводов; при этом длина участков смешения намного меньше длины однородных участков (фиг. 1). Таким образом, жгут проводов можно



Фиг. 1. Схема расположения проводов в многопроводном жгуте:

приближенно рассматривать как кусочно-однородную (ступенчатую) многопроводную линию, в которой происходят скачкообразные изменения расположения проводов; при этом места возникновения и вид изменения расположения проводов являются случайными величинами.

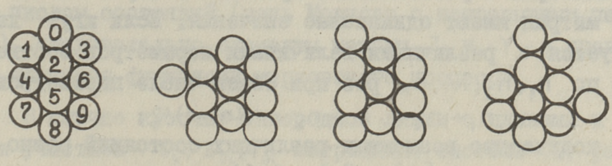
2. Вид поперечного сечения жгута в большинстве случаев соответствует картине на фиг. 2а. Остальные виды сечения жгута можно рассматривать как переходные состояния при смешении проводов. Таким образом можно считать, что вид поперечного сечения жгута после смешения проводов не меняется (из-за механических напряжений возникающих при структуре жгута).

3. Длины однородных участков линии подлежат экспоненциальному закону распределения. Гистограмма распределения 108 интервалов в жгуте с длиною 2,8 м приведена на фиг. 3; средняя длина интервалов $l_c = \lambda^{-1} = 2{,}3$ см. Гипотеза об экспоненциальном законе распределения определяет плотность распределения в виде

$$Y = \lambda e^{-\lambda x},$$

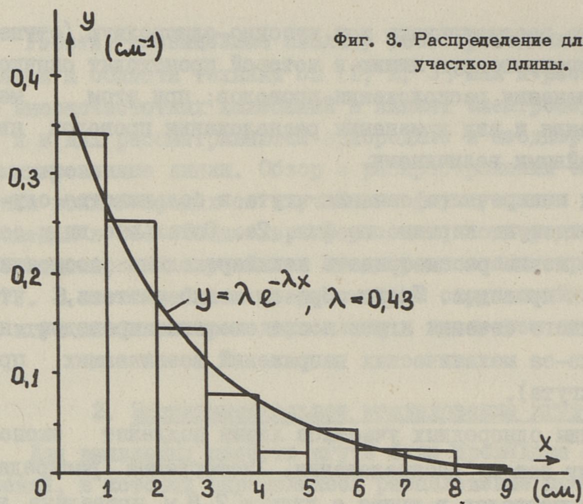
λ - интенсивность событий в 1см$^{-1}$; откуда гистограмма для экспоненциального распределения с шагом $x_0 = 1$ см равна

$$Y_n = \frac{1}{x_0} e^{-n\lambda x_0}(1 - e^{-\lambda x_0}); \quad n = 0, 1, 2, \ldots$$



Фиг. 2. Виды поперечного сечения жгута при $n = 10$ и соответствующие относительные частоты появления.

Проводим обработку данных по критерию χ^2, причем из-за малого количества событий объединяем в один интервал промежуток от 4 до 10 см. Тогда общее количество интервалов равно 5 и число степеней свободы 3. С вероятностью 0,99 данные не противоречат гипотезе об экспоненциальном распределении длины однородных участков линии.



Фиг. 3. Распределение длины однородных участков длины.

Параметр распределения λ зависит от способа изготовления жгута и меняется в пределах от 0,2 до 0,5 см$^{-1}$.

4. Для жгута из n проводов возможно $n!$ перестановок. Считаем в жгуте различными такие перестановки проводов, которым соответствуют различные Z и Y матрицы жгута. Например, поворот жгута через продольную ось симметрии (скрутка жгута) не меняет состояния. При существовании симметрии в расположении проводов в жгуте многие элементы матриц имеют одинаковые значения. Если жгут характеризуется k различными величинами параметров соответственно по $n_1, n_2, \ldots, n_k$ раз при общем числе параметров,

$$n_1 + n_2 + \cdots + n_k = n(n-1)/2,$$

тогда количество возможных различных состояний равно

$$N_k = \frac{(n(n-1)/2)!}{n_1!\, n_2! \ldots n_k!}.$$

Теоретически возможен переход от любого состояния в любое другое, однако набор практически наблюдаемых переходов сильно ограничен. В табл. I представлены данные о наблюдаемых событиях и их вероятности возникновения. При смешении проводов характерны смещения и повороты отдельных групп проводов.

Анализ событий позволяет считать события независимыми и процесс марковским. Процесс смешения проводов практически не зависит от способа изготовления жгута.

Таблица I

Характеристики событий (подстановок) для IO-проводного жгута

Вид события: новая последовательность проводов										Вероятность события
3	0	2	6	I	5	9	4	7	8	0,46
I	4	2	0	7	5	3	8	9	6	0,20
2	I	6	0	4	5	3	7	8	9	0,05
I	4	2	0	5	6	3	7	8	9	0,034
0	I	2	3	4	7	6	5	8	9	0,034
6	3	5	9	0	2	3	I	4	7	0,034
0	I	2	3	4	9	5	7	9	8	0,034
0	I	2	3	4	7	6	8	9	5	0,034
0	I	2	3	4	5	6	7	9	8	0,0I7
0	I	6	3	2	5	9	4	7	8	0,050

Исходная последовательность 0,I,2,...8,9 согласно фиг. 2,а.

3. Вероятностная модель (ВМ) жгута.

На основе проведенных измерений можно принять следующую статистическую гипотезу: смешение проводов в жгуте происходит как марковский случайный процесс с дискретным числом состояний (цепь Маркова с непрерывным параметром), следовательно, элементы матриц Z и Y в уравнении (I) являются функциями марковского процесса.

В случае кусочно-однородной линии с длинами и матрицами участков l_i, Z_{0i}, Y_{0i} матрициант системы (I) равен

$$\Phi = \Pi\left(\exp\left[\begin{array}{c|c} 0 & Z_{0i} \\ \hline Y_{0i} & 0 \end{array}\right] l_i\right).$$

В вероятностной модели жгута совокупность матриц Z_{0i}, Y_{0i} получают от матриц однородного жгута Z_0, Y_0 при помощи последовательных перестановок проводов согласно событиям в табл. I. При фиксированных начальных условиях Z_0, Y_0, l (т.е. конфигурации и длины жгута), элементы Φ являются случайными величинами, что соответствует различным реализациям вероятностной модели жгута.

Параметрами для ВМ жгута являются матрицы исходного однородного жгута Z_0, Y_0, интенсивность экспоненциального распределения однородных участков λ и характеристики событий в жгуте в виде таблицы или матрицы вероятностей перехода.

Исходя из ВМ, жгут можно рассчитать как цепь Маркова с использованием сильно разреженной матрицы с большой размерностью для вероятностей перехода, но более удобным является статичстическое моделирование процесса на ЭВМ.

Получение характеристик ВМ жгута связано с обработкой значительного количества информации, при этом жгут как объект измерения разрушается. Выявлено также, что изменения технологического режима изготовления жгута вызывают изменения характеристик ВМ жгута, поэтому целесообразно характеризовать жгут еще другими, более простыми моделями и сравнивать их свойства.

4. Модели с усредненными параметрами

Рассмотрим конкретный жгут, т.е. одну реализацию ВМ жгута. Считаем жгут поперечно неоднородным, но продольно однородным; тогда элементы матриц Z и Y не зависят от длины жгута и их величина равняется средним по всем однородным участкам жгута l:

$$Z_{cij} = \frac{1}{l} \sum_{k} Z_{ij}(k) \cdot l_k , \quad Y_{cij} = \frac{1}{l} \sum_{k} Y_{ij}(k) \cdot l_k .$$

Матрицы Z_c и Y_c характеризуют продольно однородную модель жгута (ПОМ), и их элементы измеряют на низких частотах как импедансы в начале линии при коротком замыкании и холостом ходе в конце линии. Матрициант (переходная матрица) системы (I) равен

$$\Phi = \exp\left(\sum \left[\begin{array}{c|c} 0 & Z_{0i} \\ \hline Y_{0i} & 0 \end{array} \right] l_i \right) = \exp \left[\begin{array}{c|c} 0 & Z_c \\ \hline Y_c & 0 \end{array} \right] l .$$

Аналогично возможно поперечное усреднение параметров, получая однородную модель (ОМ) жгута, которая характеризуется усредненными величинами импеданса z_{cc} и проводимости y_{cc} между любыми двумя проводами. Однородная модель позволяет получить точные выражения для передачи и переходных характеристик трансформатора [IO, II], но является слишком грубой моделью и пригодна только для ориентировочных расчетов.

5. Уравнения жгута и жгутового трансформатора для разных моделей жгута

Свойства трансформатора зависят от свойств жгута, характеризуемого матрициантом Ф. В механизме возникновения разброса характеристик трансформатора можно выделить две причины:

I) Величины локальных параметров жгута являются случайными функциями ввиду случайных продольных неоднородностей, возникающих при изготовлении жгута, следовательно, элементы Ф также являются случайными величинами.

2) При изготовлении трансформатора концы проводов неоднородного жгута без выбора, в случайной последовательности соединяются в обмотки трансформатора. Это значит, что из конкретного жгута можно изготовить трансформаторы с разными свойствами путем перестановки проводов в обмотках.

В итоге получим, что на разброс параметров трансформатора влияет как разброс параметров разных экземпляров жгутов, так и степень однородности свойств проводов в жгуте.

Измерительные трансформаторы, работающие в режиме синусоидального сигнала, в рабочем диапазоне частот имеют малые погрешности, поэтому при их анализе матрицы (например, Ф или Y можно разложить в ряд по ω и ограничиться несколькими (например, ω^{-1}, ω^{0}, ω^{1}) членами разложения, так как в рабочем диапазоне частот для норм матриц справедливы соотношения

$$\| Z^{-1} \| \gg \| Y \|, \quad \| \omega L \| \gg \| R \|. \tag{3}$$

Из всех параметров точных трансформаторов наиболее существенными является модуль коэффициента передачи напряжения, поэтому далее рассмотрим разброс его основной и частотной погрешности. Расчеты удобно провести исходя из Y матриц жгута и трансформатора.

Согласно ВМ жгут является кусочно-однородной линией со случайными сосредоточенными неоднородностями. Известно [8, 9], что продольно однородный участок линии длиной $l_i = x_{i+1} - x_i$, с матрицами импедансов Z_0 и проводимостей Y_0 описывается уравнением

$$\begin{bmatrix} I(x_{i+1}) \\ I(x_i) \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|c} Y_1 & Y_2 \\ \hline Y_2 & Y_1 \end{array}\right] \cdot \begin{bmatrix} U(x_{i+1}) \\ U(x_i) \end{bmatrix}. \tag{4}$$

При разложении блочных матриц Y_1 и Y_2 в ряд, ограничиваясь двумя членами разложения, получим

$$Y_1 = -Z_0^{-1} - \frac{1}{3} Y_0 , \qquad Y_2 = Z_0^{-1} - \frac{1}{6} Y_0 . \tag{5}$$

На малых частотах синусоидального сигнала норма матриц удовлетворяет условию (3) и разложение (5) правильное.

Предполагаем, что кусочно-однородная линия длиной x_i описывается приближенным уравнением в виде

$$\begin{bmatrix} I(x_i) \\ I(0) \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|c} -Z_i^{-1} - \frac{1}{3} Y_{11i} & Z_i^{-1} - \frac{1}{6} Y_{12i} \\ \hline Z_i^{-1} - \frac{1}{6} Y_{12i}^{T} & -Z_i^{-1} - \frac{1}{3} Y_{11i} \end{array}\right] \cdot \begin{bmatrix} U(x_i) \\ U(0) \end{bmatrix}. \tag{6}$$

Для однородной линии

$$Y_{11} = Y_{12} = Y_{12}^{T} = Y_{22} = Y_0 . \tag{7}$$

Подключаем к данной линии следующий однородный участок, описываемый уравнением (4). Составим уравнение составного многополюсника и абсорбируем промежуточные зажимы на длине x_i. Учитываем члены, содержащие частоты ω^{-1}, ω^0, ω^1 (Z^{-1}, ZY, Y); всеми остальными членами пренебрегаем. В итоге получим уравнение линии

$$\begin{bmatrix} I(x_{i+1}) \\ I(0) \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|c} -Z_{i+1}^{-1} - \frac{1}{3} Y_{11i+1} & Z_{i+1}^{-1} - \frac{1}{6} Y_{12i+1} \\ \hline Z_{i+1}^{-1} - \frac{1}{6} Y_{12i+1}^{T} & -Z_{i+1}^{-1} - \frac{1}{3} Y_{11i+1} \end{array}\right] \cdot \begin{bmatrix} U(x_{i+1}) \\ U(0) \end{bmatrix} \tag{8}$$

и выражения для рекуррентного вычисления компонент Y матрицы

$$\begin{aligned} Z_{i+1} &= Z_i + Z_0 \\ Y_{11i+1} &= Y_{11i} + Z_{i+1}^{-1} Z_0 (Y_0 + Y_{22i}) Z_0 Z_{j+1}^{-1} + \frac{1}{2} Y_{12i} Z_0 Z_{i+1}^{-1} + \\ &\quad + \frac{1}{2} (Y_{12} Z_0 Z_{i+1}^{-1})^{T} \\ Y_{12i+1} &= 2 Z_{i+1}^{-1} Z_0 (Y_0 + Y_{22i}) Z_i Z_{i+1}^{-1} + Y_{12i} Z_i Z_{i+1}^{-1} + Z_{i+1}^{-1} Z_0 Y_0 \\ Y_{22i+1} &= Y_0 + Y_{i+1}^{-1} Z_i (Y_0 + Y_{22i}) Z_i Z_{i+1}^{-1} + \frac{1}{2} Y_0 Z_i Z_{i+1}^{-1} + \\ &\quad + \frac{1}{2} (Y_0 Z_i Z_{i+1}^{-1})^{T} . \end{aligned} \tag{9}$$

Как видим, после добавления к линии однородного участка вид уравнения (8) совпадает с уравнением (6), поэтому предположение о форме уравнения (6) можно считать индуктивно доказанным.

Рекуррентное вычисление компонент ПОМ линии, учитывая (7), производим по формулам

$$Z_{i+1} = Z_i + Z_0, \quad Y_{i+1} = Y_i + Y_0. \qquad (10)$$

При сравнении выражений (9,10) для блочных матриц уравнения (8) видно, что характеристики трансформаторов, вычисленные на основе ВМ и ПОМ жгута, совпадают в области низких и средних частот (на основе условий (3)) и различаются в области высоких частот.

6. Результаты статистического моделирования

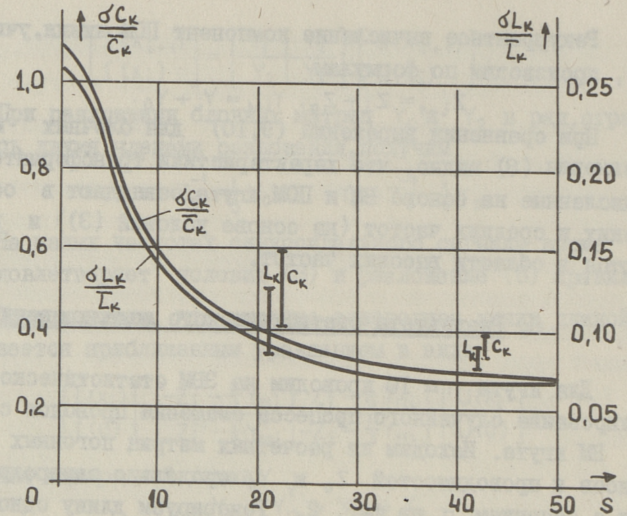
Для жгута $n = 10$ проводим на ЭВМ статистическое моделирование случайного процесса смешения проводов согласно ВМ жгута. Исходим из расчетных матриц погонных импедансов и проводимостей Z_0 и Y_0 продольно однородной линии с сечением a на фиг. 2. Генерируем длину однородного участка линии l_i, характеризуемую экспоненциальным законом распределения со средней длиной $l_c = 2$ см. Рассчитаем импедансы и проводимости участков Z_0 и Y_0 и по формулам (9), (10) произведем суммирование характеристик участков. Процесс смешения проводов согласно таблице I моделируем путем перестановки строк и столбцов в матрицах Z_0 и Y_0.

Разброс продольно усредненных величин двухпроводных индуктивностей и емкостей $L_к, C_к$ характеризуем коэффициентами вариации $\sigma L_к/\bar{L}_к, \sigma C_к/\bar{C}_к$, расчетные данные которых приведены на фиг. 4; там же представлены и величины, полученные из данных измерений жгута $n = 10$, $d = 0{,}47$ мм, $l = 0{,}5$; 1 м. Зависимости на фиг. 4 позволяют по измеренным величинам индуктивностей и емкостей оценить вероятное количество событий и среднюю длину однородных участков в жгуте.

Далее рассчитаем, используя выражения из [8, 9], компоненты модуля коэффициента передачи напряжения

$$|K_u| = K_{u0} + K_1\omega^2.$$

при автотрансформаторном соединении проводов жгута в трансформаторе. Согласно результатам п. 5 величина K_{u0} не зависит от модели жгута. Результаты расчета компонента K_1 на основе ОМ, ВМ и ПОМ жгута представлены в таблице 2.



Фиг. 4. Расчетные коэффициенты вариации индуктивностей и емкостей двухпроводных линий 10-проводного жгута от количества событий в жгуте:

1 – разброс экспериментальных данных для жгутов $n = 10$, $d = 0{,}47$ мм, $l = 0{,}5$; 1 м.

Таблица 2

Зависимость коэффициента частотной погрешности K_1 в модуле коэффициента передачи напряжения трансформатора от коэффициента деления $\varkappa$ и расчетной модели жгута 1)

$\varkappa$ =		0,I	0,2	0,3	0,4	0,5
ОМ жгута		-55,I	-73,4	-64,2	-36,7	0
Границы разброса 2)	мин.	-I06	-I66	-203	-208	-I53
	макс	-II	-I4,6	85,6	I08	I50
ВМ жгута		-52,6	-73,9	-60,7	-29,3	+II,5
ПОМ жгута		-47,9	-63,7	-45,2	-I2,6	28,7

Примечания:

I) длина жгута l = I м (50 событий), ω [Град/с]

2) при разных последовательностях включения проводов.

Там же приведены границы разброса K_I при разных последовательностях включения проводов жгута, рассчитанные на основе ПОМ жгута. Видно, что погрешности от случайной последовательности соединения проводов намного больше погрешностей возникающих при замене ВМ жгута более простой ПОМ жгута. Из результатов также следует, что расчеты частотной погрешности на основе ПОМ жгута обеспечивают точность порядка 5-15%, что следует учитывать при расчетах коррекции на основе ПОМ жгута.

Литература

1. Фильтры и цепи СВЧ. М., "Связь", 1976.

2. Дикарев В.А. Волны в многопроводных системах с распределенными параметрами. "Радиотехника и Электроника" 1975, № 12, с. 2618-2620.

3. Ховратович В.С. Параметры многопроводных передающих линий. "Радиотехника и Электроника", 1975, № 3, с. 468-473.

4. Хаяси С. Волны в линиях электропередачи. М.-Л., ГЭИ, 1960.

5. Perz, M.C. Propagation Analysis of HF Currents and Voltage on Lossy Power Line. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-92, No. 6, 1973, pp.2033-2041.

6. Кляцкин В.И. Статистическое описание динамических систем с флуктуирующими параметрами. М., "Наука", 1975.

7. Захар-Иткин М.Х. Неоднородная длинная линия с бесконечным числом распространяющих волн. -"Радиотехника и Электроника", 1976, № 6, с. 1179-1190.

8. Инерс Р.Р., Росс Х.К. Расчет трансформатора со жгутовой обмоткой.- "Тр. Таллинского политехн. ин-та", 1974, № 371, с. 33-49.

9. Инерс Р.Р., Росс Х.К. Общий анализ передач точного трансформатора со жгутовой обмоткой.- "Тр. Таллинского политехн. ин-та" 1975, № 387, с. 99-110.

10. Силламаа Х.В., Эйскоп И.Ю. Индуктивный делитель напряжения как четырехполюсник с распределенными параметрами. - Сб.: Устройства и элементы систем автоматизации научных экспериментов, Новосибирск, 1970, с. 474-477.

П. И ы е р с Р.Р., С и л л а м а а Х.В. Э й с к о п И.Ю. Переходная характеристика индуктивных делителей напряжения. Изв. вузов Приборостроение № 7, 1970, с.26-30.

R. Jõers

Analysis and Identification of Multi-wire Coupled Lines

Summary

A multi-wire stranded cable for the high precision ratio transformers is described as a system of n non-uniform distributed coupled lines.

A stochastic model for the lines and system simulation results based on this model are given.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 432 1977

УДК 621.316,727.078.001.57

М. Мин

АНАЛОГОВАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ АНАЛИЗА ВЛИЯНИЯ СЛУЧАЙНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА РАБОТУ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ СИНФАЗИРОВКИ СИНХРОННОГО ДЕТЕКТОРА

Высокие метрологические показатели синхронного детектора достижимы только при соблюдении условия синфазности между измеряемым и опорным сигналами. Эффективным методом для выполнения этого условия при работе в широком частотном диапазоне является применение системы автоматической фазовой синхронизации [I] на базе системы фазовой автоподстройки частоты - СФАПЧ - (фиг. I), которая содержит соединенные в замкнутое кольцо перемножающее устройство ПУI, фильтр низких частот ФНЧ и двухфазовый генератор, управляемый напряжением ГУН [2]. Синхронный детектор СД составлен из перемножающего устройства ПУ2 и сглаживающего фильтра СФ.

Перемножающее устройство ПУ2 работает синхронным преобразователем измеряемого сигнала

$$u_и(t) = U_и \sin\left[\int^t \omega_и(t)\,dt + \Psi_и\right],$$

с выхода которого при помощи сглаживающего фильтра СФ выделяется полезная постоянная составляющая, значение которой является оценкой $\hat{U}_и(t)$ амплитуды измеряемого сигнала:

$$\hat{U}_и(t) = K_{пу2}(u_и(t) + u_п(t))\,u_{оп}(t) * g_{сф}(t), \qquad (I)$$

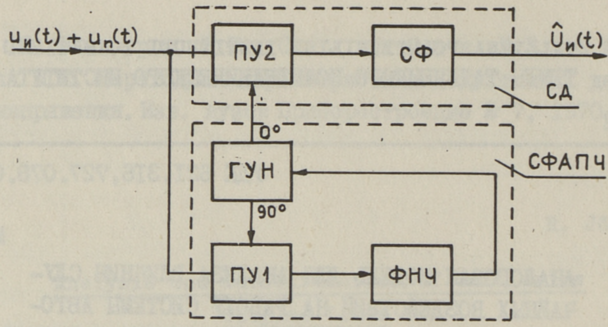
где $u_п(t)$ - аддитивная помеха, действующая на входе синхронного детектора;

$u_{оп}(t)$ - опорный сигнал;

$g_{сф}(t)$ - импульсная функция сглаживающего фильтра СФ;

$K_{пу2}$ - коэффициент передачи перемножающего устройства ПУ2.

При работе единичной амплитуды опорного сигнала ($U_{оп}$ = I В) и при выборе $K_{ПУ2} = 2\,\frac{1}{В}$, в случае идеального сгла-



Фиг. 1. Структурная схема синхронного детектора.

живания сигнала с выхода ПУ2, выражение (I) получает следующий вид:

$$\hat{U}_и(t) = U_и \cos\Phi(t), \qquad (2)$$

где $\Phi(t)$ – рассогласование по фазе между измеряемым и опорным сигналами;

откуда вытекает, что при точной фазовой синхронизации ($\Phi(t) = 0$) оценка амплитуды измеряемого сигнала также является точной.

Ввиду действия аддитивной помехи $u_п(t)$ на работу системы автоматической фазовой синхронизации, точная синфазировка недостижима. Анализ влияния аддитивной помехи весьма затруднителен, поскольку отсутствуют общие методы решения нелинейного стохастического уравнения, описывающего работу системы [2]. В настоящей статье предлагается способ анализа влияния случайных воздействий на работу синхронного детектора с автоматической синфазировкой посредством имитационного моделирования процессов, имеющих место в устройстве. При моделировании предлагается использовать аналоговую вычислительную машину (АВМ) [3].

При отсутствии аддитивной помехи работу системы ФАПЧ описывает следующее дифференциальное уравнение [2]:

$$p\,\Phi(t) + K_c F(p) \sin\Phi(t) = \omega_и(t) - \omega_{оп_0}, \qquad (3)$$

где p – оператор дифференцирования;

K_c – передача разомкнутой системы;

$F(p)$ – передаточная функция ФНЧ;

$\omega_{оп_0}$ – начальная частота опорного сигнала.

Передача разомкнутой системы $K_c\left[\frac{1}{c}\right]$ выражается формулой:

$$K_c=\frac{1}{2}K_{пу2}\,U_и\,U_{оп}\,K_{фнч}\,K_{гун}, \tag{4}$$

где $K_{пу2}\left[\frac{1}{В}\right]$, $K_{фнч}[-]$ и $K_{гун}\left[\frac{рад/с}{В}\right]$ – передачи перемножающего устройства ПУ2, фильтра низких частот ФНЧ и генератора, управляемого напряжением ГУН. Аддитивная помеха представляема в виде квазигармонического сигнала

$$u_п(t)=U_п(t)\sin\left[\int^t\omega_п(t)\,dt+\Psi_п\right].$$

Выбрав $\omega_{оп_0}=0$ и учитывая, что

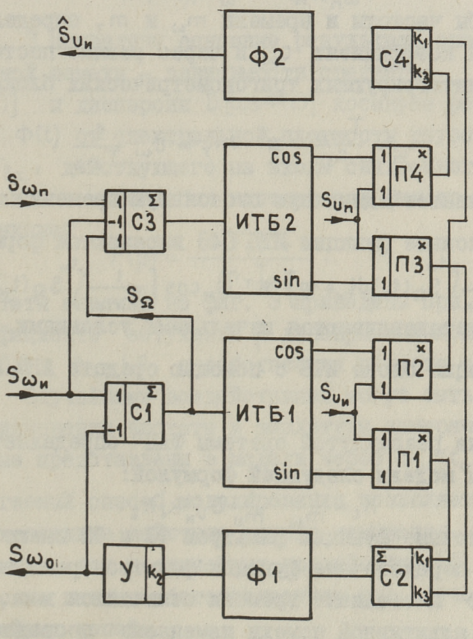
$$\Phi(t)=\int^t\Omega(t)\,dt+\varphi,$$

где $\Omega(t)$ – рассогласование по частоте между измеряемым и опорным сигналами, получаем уравнение системы в форме, удобной для использования при моделировании работы системы в присутствии аддитивной помехи:

$$\Omega(t)+K_cF(p)\sin\left\{\left[\int^t\Omega(t)\,dt+\varphi\right]+\frac{U_п(t)}{U_и}\times\right.$$
$$\left.\times\left[\int^t(\omega_п(t)-\omega_и(t)+\Omega(t))\,dt+\Theta+\varphi\right]\right\}=\omega_и(t), \tag{5}$$

где

$$\Theta=\Psi_п-\Psi_и.$$



Фиг. 2. Аналоговая модель синхронного детектора.

Замкнутый контур в модели (фиг. 2), составленный из сумматора СI, интегрирующего тригонометрического блока ИТБI, перемножителя ПI, сумматора С2, фильтра ФI, который структурно моделирует ФНЧ системы, и усилителя У, соответствует уравнению (3) и моделирует процессы в системе ФАПЧ при отсутствии аддитивной помехи [4]. В соответствии с уравнением (5), дополнительная цепь, содержащая сумматор С3, интегрирующий тригонометрический блок ИТБ2 и перемножитель П3, предназначена для ввода аддитивной помехи в модель. Согласно формулам (I) и (2), перемножители П2 и П4, сумматор С4 и фильтр Ф2, который структурно моделирует сглаживающий фильтр СФ, служат для моделирования процессов в синхронном детекторе СД.

Сигналы, представляющие в модели параметры реальных сигналов, обозначены через $S_Q(t_м)$, причем индекс Q обозначает данный конкретный параметр, а $t_м$ - машинное время. Например, частота помехи $\omega_п(t)$ связана с соответствующим ей сигналом в модели $S_{\omega_п}(t_м)$ через формулу

$$S_{\omega_п}(t_м) = m_\omega \omega_п(m_т t).$$

Масштабы частоты и времени m_ω и $m_т$ определены через безразмерный коэффициент c_ω и через равные постоянные времени $T_{итб}$ интегрирующих тригонометрических блоков ИТБI и ИТБ2:

$$m_\omega = \frac{T_{итб}}{c_\omega} \quad \text{и} \quad m_т = c_\omega \frac{\mathbb{1}}{T_{итб}},$$

где $\mathbb{1}$ обозначает единичную постоянную времени.

Операционные функции ИТБ [4] выражаются формулами

$$U_м \sin\left[\frac{1}{T_{итб}}\int^{t_м} S_\Omega(t_м)dt_м + \varphi\right] \quad \text{и} \quad U_м \cos\left[\frac{1}{T_{итб}}\int^{t_м} S_\Omega(t_м)dt_м + \varphi\right],$$

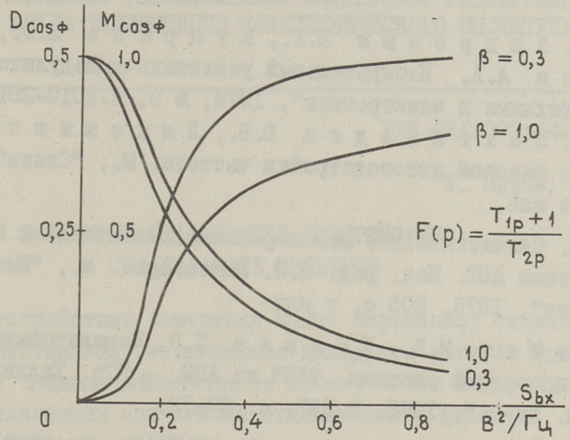
где $U_м$ и φ устанавливаются начальными условиями.

Реализация блока ИТБ с помощью средств АВМ приведена в статье [4].

Передача разомкнутой системы ФАПЧ определяется через коэффициенты модели следующей формулой:

$$K_c = \frac{1}{m_\omega} \cdot \frac{1}{m_U} S_{U_и} k_1 k_2 .$$

Передаточные функции фильтров ФI и Ф2 имеют такие же виды, как и передаточные функции фильтров реального устройства, однако постоянные времени отличаются в $m_т$ раз. Интенсивность аддитивной помехи изменяема посредством коэффициента k_3, а отношением k_1 / k_3 возможно установить требуемое значение отношение сигнал-помеха.



Фиг. 3. Зависимости $D_{\cos\phi} = f(S_{bx}) \Big|_{\substack{\omega_0 = 1 \frac{рад}{с} \\ \beta = 0{,}3;\, 1{,}0}}$ и $M_{\cos\phi} = f(S_{bx}) \Big|_{\substack{\omega_0 = 1 \frac{рад}{с} \\ \beta = 0{,}3;\, 1{,}0}}$.

На фиг. 3 приведены основные результаты анализа действия аддитивной помехи – зависимости среднего значения $M[\cos\Phi(t)]$ и дисперсии $D[\cos\Phi(t)]$ косинуса рассогласования по фазе $\Phi(t)$ от спектральной плотности гауссового белого шума S_{bx}, действующего на входе синхронного детектора. При анализе в модели был использован фильтр ФI с передаточной функцией

$$F(p) = \frac{m_T T_1 p + 1}{m_T T_2 p}.$$

Результаты анализа на фиг. 3 приведены при двух значениях коэффициента затухания β линеаризованной системы ФАПЧ – $\beta_1 = 0{,}3$ и $\beta_2 = 1{,}0$, а собственная частота системы $\omega_0 = 2\pi \frac{рад}{с}$. Случайными воздействиями могут быть рассмотрены также изменения частоты и амплитуды измеряемого сигнала, которые представлены в модели через $S_{\omega_и}(t_м)$ и $S_{U_и}(t_м)$.

Предлагаемый способ моделирования позволяет анализировать одновременные действия целого комплекса как детерминированных, так и случайных воздействий [5, 6], что является весьма важным обстоятельством при изучении поведения нелинейных цепей.

Литература

I. Андросюк Н.Г., Купреев А.Ф., Ряпалов А.А. Избирательный усилитель-демодулятор. - "Радиотехника и электроника", 1974, № 9, с.2010-2011.

2. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. М., "Связь", 1972, 447 с.с илл.

3. Статистическое моделирование динамических систем средствами АВТ. Под. ред. И.М. Витенберга. М., "Машиностроение", 1976, 200 с. с илл.

4. Мин М.В., Паавле Т.Э. Моделирование детерминированной системы ФАПЧ на АВМ. - "Тр. Таллинск.политехн. ин-та", 1975, № 387, с. 67-72.

5. Мин М.В., Паавле Т.Э. Определение полосы затягивания системы ФАПЧ второго порядка. -"Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1975, № 387, с. 73-77.

6. Мин М. Переходные процессы в системе ФАПЧ с апериодическим фильтром низких частот. - "Тр. Таллинск.политехн. ин-та", 1976, № 409, с. 41-44.

M. Min

Random Actions Analysis Analogue Model for the Synchronous Detector Automatic Lock-In System

Summary

A simulation method of processes in the phase-locked loop, acting as an automatic lock-in system for a synchronous detector is considered. This method permits to carry out the analyses of the processes proceeding in the phase-locked loop under the conditions of simultaneous actions of, both, deterministic and random signals. Additive noise and variations of amplitude and frequency of the signal to be measured are taken account of as disturbing factors. The main results of the second order system analysis - the dependances of mean value and variance of the phase error cosine on spectral density of additive Gaussian noise acting on the input of the synchronous detector - are presented graphically.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 432 1977

УДК 621.372.542.001.2

Т. Парве, М. Мин

О СХЕМНЫХ РЕАЛИЗАЦИЯХ БЕЗДРЕЙФОВЫХ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

В устройствах измерения малых переменных сигналов полезная постоянная составляющая выходного сигнала преобразователя отфильтровывается от шумов, помех и других побочных составляющих при помощи сглаживающего фильтра низких частот (ФНЧ). Этот ФНЧ не должен искажать полезный сигнал (вносить дрейф и сдвиг), а иметь достаточное затухание для помех, шумов и других побочных составляющих, но иметь при этом требуемое быстродействие [1].

Чтобы фильтр подавлял относительно низкочастотные побочные компоненты сигнала, он должен быть узкополосным. Например, если требуемое затухание на частоте 1 Гц равно 100, частоту среза фильтра первого порядка придется выбирать 0,01 Гц. Тогда длительность переходной характеристики (ПХ) при допусках установления $\pm 1\%$ будет 72 с, а двусторонняя эквивалентная шумовая полоса (ЭШП) $0{,}01\pi$ Гц.

Если же применить ФНЧ второго порядка, затухание 100 на частоте 1 Гц можно получить уже при выборе частоты среза около 0,1 Гц. Этим уменьшается длительность ПХ, но расширяется ЭШП фильтра. Для фильтра второго порядка с кратными полюсами ЭШП равна $\frac{\pi}{2} \cdot 0{,}1$ Гц. ЭШП, равная $0{,}01\pi$ Гц, получается при выборе частоты среза 0,02 Гц. Длительность переходной характеристики при допусках установления $\pm 1\%$ (ДПХ 1%) равна 53 с, а подавление компонента с частотой 1 Гц превышает 2500. 100-кратное затухание наступает уже на частоте 0,2 Гц.

Если же использовать фильтр второго порядка с равноволновой ПХ, для которого коэффициент затухания $\beta = 0{,}826$ [7], то ЭШП, равная $0{,}01\pi$ Гц, получается при выборе частоты среза 0,0I65 Гц. ДПХ I% этого фильтра равна 40,3 с, а подавление компонента с частотой I Гц превышает 3600. I00 -кратное затухание наступает на частоте 0,I65 Гц.

Приведенный пример явно говорит в пользу фильтра второго порядка. Если же применить Фильтр 3-, 4- или 5-го порядка с ЭШП, равной 0,0I Гц, то ДПХ I% для фильтров с равноволновой ПХ получаем соответственно 40, 43, 47 с, а для фильтров с кратными полюсами около 50 с - независимо от порядка.

Для более наглядного сравнения в таблице I приведены значения частоты среза и длительности ПХ с допуском установления ±I% (ДПХ I%) для некоторых фильтров, ЭШП которых I Гц.

Таблица I

Параметры ФНЧ с двусторонней ЭШП, равной I Гц

Тип ФНЧ	Кратные полюса		Равноволновая ПХ	
параметр	ДПХ I%	частота среза	ДПХ I%	частота среза
единица изм. / порядок фильтра	с	Гц	с	Гц
I	2,30	0,32	2,30	0,32
2	I,66	0,64	I,26	0,53
3	I,57	0,85	I,25	0,56
4	I,57	I,02	I,35	0,56
5	I,59	I,I6	I,47	0,56

Если же определяющим является не ЭШП, а требуемое затухание на частоте определенного спектрального компонента, то выгодность применения фильтра с равноволновой ПХ [2,7] станет более явной. В таблице 2 приведены ДПХ I% и ЭШП для фильтров с кратными полюсами и с равноволновой ПХ, имеющих частоту среза I Гц, а также ДПХ I% относительно постоянной времени T для фильтров с произвольной частотой среза f_0, определяемой формулой

$$f = \frac{1}{2\pi T}.$$

Таблица 2

Параметры ФНЧ с частотой среза I Гц

Тип ФНЧ	Кратные полюса			Равноволновая ПХ		
параметр	ДПХ I %		ЭШП	ДПХ I%		ЭШП
порядок фильтра \ единица изм.	—	с	Гц	—	с	Гц
I	4,6Т	0,73	3,I4	4,6Т	0,73	3,I4
2	6,6Т	I,06	I,57	4,2Т	0,67	I,90
3	8,4Т	I,34	I,I8	4,4Т	0,70	I,80
4	I0,0Т	I,60	0,98	4,8Т	0,76	I,79
5	II,6Т	I,85	0,86	5,3Т	0,84	I,77

$T = \frac{1}{2\pi f_0}$, где f_0 – частота среза.

Известно, что длительность ПХ может быть существенно уменьшена введением в передаточную функцию ФНЧ комплексного нуля [3], однако реализация таких фильтров представляет определенные трудности. Нетрудно убедиться, что комплексные нули дают наибольший эффект, если требуется подавление определенного спектрального компонента, а не белого шума. Отсутствуют и простые бездрейфовые реализации фильтров такого типа.

Схемная реализация активных бездрейфовых фильтров представляет особую проблему. Поэтому они не нашли широкого применения, хотя известны уже с пятидесятых годов [4] и усовершенствовались [5] и модифицировались [8, 9].

По существу многие активные бездрейфовые ФНЧ могут быть рассмотрены как обобщения простого RC-фильтра первого порядка (фиг. I), в котором емкостный элемент C заменен элементом $Z(p)$ более высокого порядка (фиг. 2). Дрейф в таких фильтрах исключается применением в качестве $Z(p)$ цепи с такой конфигурацией, где к выходу фильтра направлены только емкостные элементы, заграждающие проход напряжениям дрейфа и смещения, существующим на клеммах активных элементов $Z(p)$.

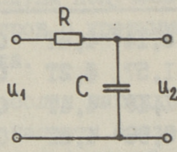
На фиг. 3 приведена известная [4] схема бездрейфового ФНЧ второго порядка, передаточная функция которого имеет следующий вид:

$$\frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{1}{1 + R1(C1+C2)p + R1R2C1C2p^2}.$$

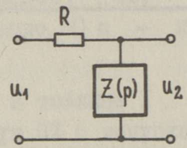
Следовательно, при выборе $C1 = C2 = C$

$$\beta = \sqrt{\frac{R1}{R2}} \quad \text{и} \quad \omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R1R2}},$$

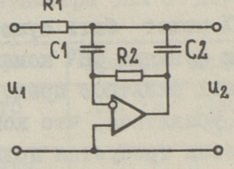
и отсутствуют ограничения на выбор β.



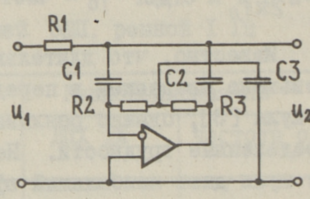
Фиг. 1. Схема ФНЧ первого порядка.



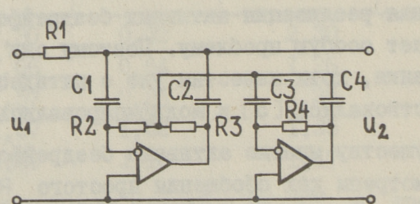
Фиг. 2. Схема бездрейфового ФНЧ высокого порядка.



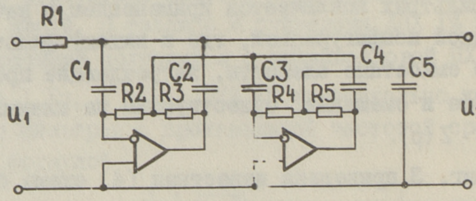
Фиг. 3. Схема бездрейфового ФНЧ второго порядка.



Фиг. 4. Схема бездрейфового ФНЧ третьего порядка.



Фиг. 5. Схема бездрейфового ФНЧ четвертого порядка.



Фиг. 6. Схема бездрейфового ФНЧ пятого порядка.

У фильтров такого же типа более высокого порядка [5] при выборе равных емкостей конденсаторов не реализуемы произвольные передаточные функции. Например, фильтр третьего порядка (фиг. 4) с равноволновой ПХ при выборе $C_I=C_2=C$ реализуем лишь при $C_3 \geq I,I48\ C$. В таблице 3 приведены значения параметров схемных элементов для схем, приведенных на фиг. 2, 3, 4, 5 и 6 для реализации фильтров с равноволновой ПХ с допуском установления $\pm$I% и с частотой среза I Гц. Для фильтра третьего порядка выбрана C_3 = 2 мкф и для фильтра пятого порядка выбрана C_5 = 2 мкф, чтобы обеспечить реализуемость равноволновой ПХ.

Таблица 3

Значения параметров схемных элементов ФНЧ с равноволновой ПХ при частоте среза I Гц

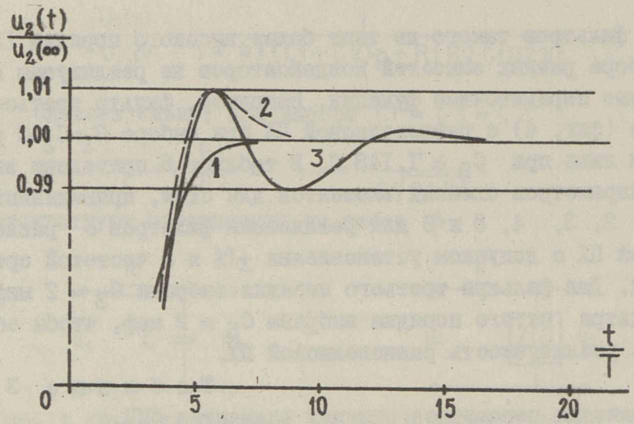
Единица изм.	МОм					мкф				
наим. элем. / порядок ФНЧ	R1	R2	R3	R4	R5	C1	C2	C3	C4	C5
I	0,I59					I				
2	0,I3I	0,I93				I	I			
3	0,I79	0,23I	0,049			I	I	2		
4	0,2I9	0,323	0,074	0,I22		I	I	I	I	
5	0,263	0,384	0,09I	0,II0	0,055	I	I	I	I	2

Передаточная функция приведенного на фиг. 6 ФНЧ пятого порядка имеет вид

$$\frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{1}{1 + R1(C1+C2)p + R1(R2+R3)C1C2p^2 + R1R2R3C1C2(C3C4)p^3 + R1R2R3(R4+R5)C1C2C3C4p^4 + R1R2R3R4R5C1C2C3C4C5p^5}.$$

Из нее легко получить передаточную функцию фильтра 4-го порядка (фиг. 5) выбором C5 = 0 и R5 = 0 и фильтра 3-го порядка выбором C5 = 0, C4 = 0, R5 = 0 и R4 = 0.

Из изложенного можно сделать вывод, что фильтры с равноволновой ПХ следует предпочитать, если ЭШП не имеет первостепенного значения. При заданной же ЭШП фильтры с равноволновой ПХ следует предпочитать лишь при низком порядке фильтра. Применение фильтров с нулями передаточной функции оправдано, если основной задачей ФНЧ является подавле-



Фиг. 7. Переходные характеристики фильтров с равноволновыми ПХ первого (кривая 1), второго (кривая 2), и третьего (кривая 3) порядков.

ние определенных спектральных компонентов сигнала. Реализация таких фильтров в бездрейфовом виде требует дальнейших исследований.

Литература

1. B r o w e r, R. Taking noise out of weak signals.- "Electronics", July 8, 1968, pp. 80-90.

2. J e s s, J., S c h u e s s l e r, H.W. A Class of Pulse-Forming Network.- "IEEE Transactions on Circuit Theory", Vol. CT-12, June 1965, No. 2, pp. 296-299.

3. J e s s, J., S c h ü s s l e r, H.W. On the Design of Pulse-Forming Networks. -"IEEE Transactions on Circuit Theory", Vol. CT-12, September 1965, No. 3, pp. 393-400.

4. M o r r i s, H.D. Electronic Filter with Active Elements. U.S. patent 3, 122, 714.

5. E i d e, M.O. Low-Pass Active Filter. U.S. patent 3, 564, 441.

6. B a t t e s, R.J. Impedance-Lowering Op. Amp. Speeds Filter Response. -"Electronics", No. 10, 1971, p. 82.

7. В ы р к Я. Последовательная динамическая коррекция инерционных датчиков. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Таллин, 1970.

8. С л а в с к и й Г.Н. Бездрейфовый ФНЧ 0-10 Гц. – Сб.: Избирательные системы с обратной связью , Таганрог, 1976, с. 173.

9. К а л ь м о Т. О синтезе компенсирующих сглаживающих фильтров. – Сглаживающие фильтры , сборник статей под ред. П.И.Тамкиви. Таллин, АН ЭССР, 1973, с. 41-60.

10. М и н М.В., П а р в е Т.Э. Бездрейфовый фильтр инфранизких частот. – Сб.: Избирательные системы с обратной связью , Таганрог, 1976, с.174.

T. Parve, M. Min

On the Realization of Driftless Smoothing Filters

Summary

In this paper some solutions of design problems of driftless fast response smoothing filters for measuring detectors are presented. Several realizations of driftless active filters up to fifth order having equiripple step response are also described.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 432 1977

УДК 621.376.432

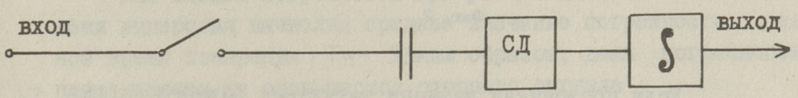
В. Корсен

ПОДАВЛЕНИЕ ПОСТОЯННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ СИНХРОННЫМ ДЕТЕКТОРОМ

Синхронный детектор (демодулятор), как все модуляторы и демодуляторы, переносит спектр сигнала из одной частотной области в другую. При этом проникновение исходных частот на выход синхронного детектора (СД) - паразитное явление и характеризует несовершенство СД.

Для измерительных устройств характерна совокупность синхронного детектора с фильтром нижних частот [I] или интегратором. Эти устройства, добавленные к СД, подавляют все высшие частоты в выходном спектре, включая несущую частоту. Поэтому основное внимание в борьбе с паразитным проникновением исходных сигналов на выход следует обращать на подавление очень низкочастотных составляющих входного сигнала (особенно постоянной составляющей).

Рассмотрим проблему проникновения паразитной постоянной составляющей на выход устройства, состоящего из ключа, разделительного конденсатора, синхронного детектора и интегратора (фиг. I).

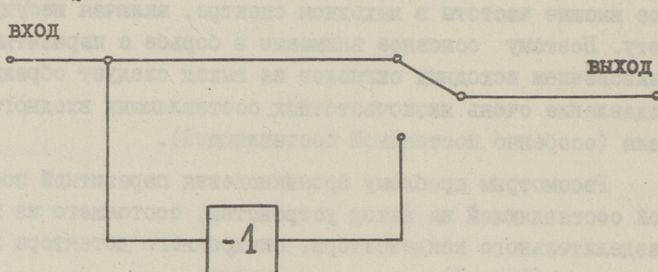


Фиг. 1.

Пусть ключ замыкается в каждом цикле измерения на время измерения T_n, а период переменного входного сигнала T. Обозначаем $T_n/T = N$. Если N не очень большое, полезно добиться целочисленного значения N и совпадения начала и конца T_n с моментами прохождения полезного переменного сигнала через нулевой уровень. Прохождение постоянного смещения или очень медленно меняющегося напряжения дрейфа с выхода первого блока (входного усилителя) на вход синхронного детектора можно исключить введением между ними разделительного конденсатора. Однако наличие ключа между названными блоками усложняет проблему: на входе синхронного детектора возникают импульсы напряжения с крутым передним фронтом и экспоненциальным задним фронтом (из-за переходных процессов в RC-цепи).

Таким образом, с точки зрения оценки дополнительной погрешности, вызванной постоянной составляющей или медленным дрейфом, следует сравнить реакцию синхронного детектора на постоянное напряжение и импульс с экспоненциальным задним фронтом.

Простейший синхронный детектор можно рассматривать как переключатель [2], который передает входной сигнал на выход со знаком плюс или минус, зависимо от положения (фиг. 2). Поданный на его вход импульс с экспоненциальным задним фронтом преобразуется им в форму, показанную на фиг. 3.

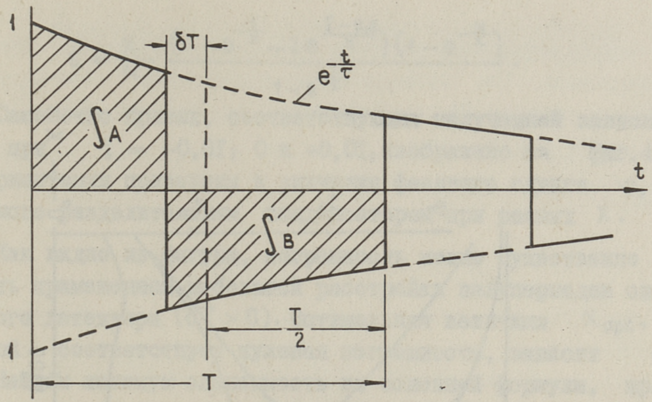


Фиг. 2.

Если постоянная времени затухания заднего фронта τ, а амплитуда I, то интеграл от выходного напряжения СД за первый период опорного сигнала:

$$S_1 = S_A - S_B = \int_0^{\frac{T}{2}-\delta T} e^{-\frac{t}{\tau}}\,dt - \int_{-\frac{T}{2}-\delta T}^{T} e^{-\frac{t}{\tau}}\,dt = \tau\left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}} - 2e^{-\frac{\frac{T}{2}-\delta T}{\tau}}\right),$$

где δT – полуразность длительностей полупериодов опорного сигнала.



Фиг. 3.

Следующие периоды опорного сигнала можно рассматривать аналогично первому, но т.к.амплитуда в начале второго периода составляет $e^{-\frac{T}{\tau}}$, то аналогичный с S_1 интеграл для второго периода

$$S_2 = S_1 e^{-\frac{T}{\tau}},$$

а интеграл за i-й период

$$S_i = S_1 \left(e^{-\frac{T}{\tau}}\right)^{(i-1)}.$$

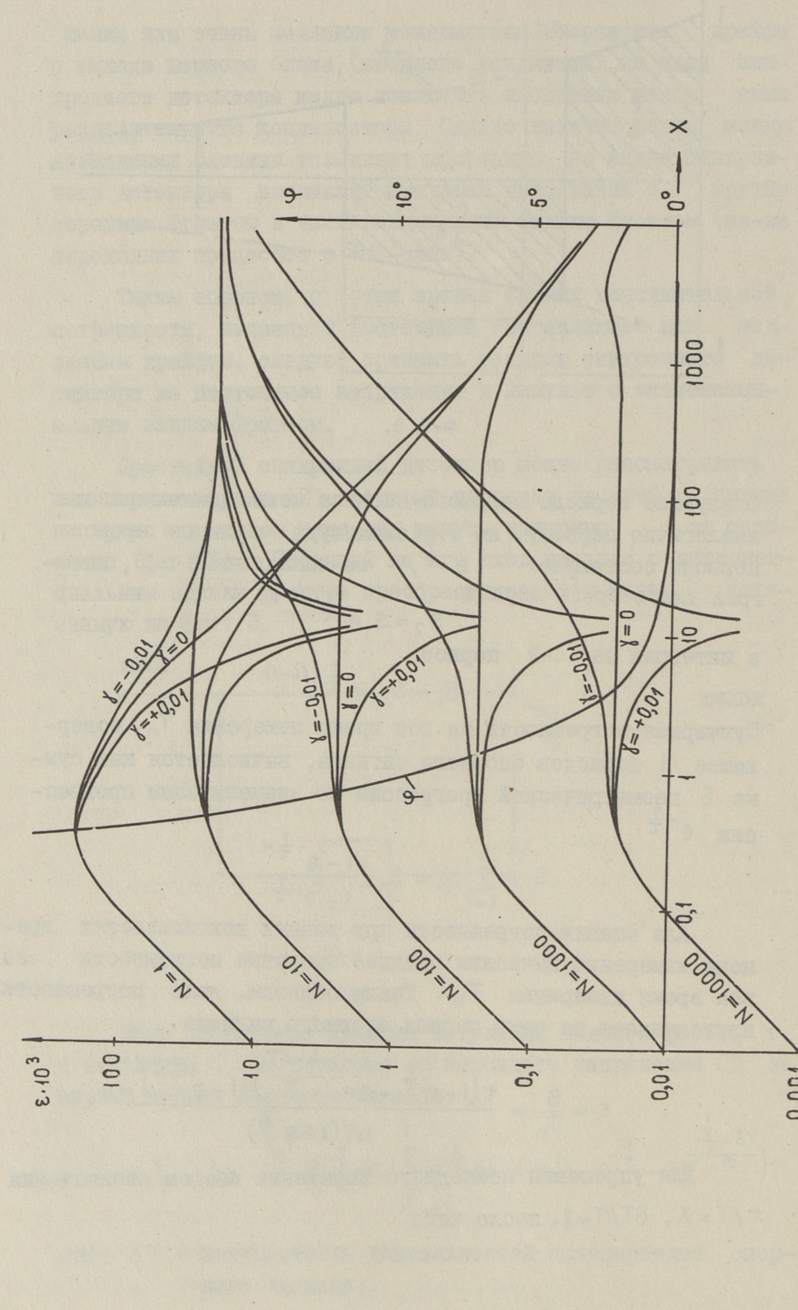
Суммарная погрешность за все время измерения T_n, содержащее N периодов опорного сигнала, вычисляется как сумма S геометрической прогрессии со знаменателем прогрессии $e^{-\frac{T}{\tau}}$:

$$S = \sum_{i=1}^{N} S_i = S_1 \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T}{\tau}N}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}}.$$

Для оценки погрешности при разных длительностях времени измерения вычислим среднее значение погрешности за все время измерения T_n. Таким образом, доля погрешности, приходящаяся на один период опорного сигнала

$$\varepsilon = \frac{S}{T_n} = \frac{\tau\left(1 + e^{-\frac{T}{\tau}} - 2e^{-\frac{\frac{T}{2} - \delta T}{\tau}}\right)\left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}N}\right)}{NT\left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}\right)}.$$

Для упрощения последнего выражения введем обозначения $\tau/T = X$; $\delta T/T = \gamma$, после чего



ε·10³
100
10
1
0,1
0,01
0,001
N=1
N=10
N=100
N=1000
N=10000
0,1
1
10
100
1000
X
φ
0°
5°
10°
γ=-0,01
γ=0
γ=+0,01
γ=-0,01
γ=0
γ=+0,01
γ=-0,01
γ=0
γ=+0,01
φ

Фиг. 4.

$$\varepsilon = \frac{X}{N} \cdot \frac{\left(1 + e^{-\frac{1}{X}} - 2e^{\frac{\gamma - 0,5}{X}}\right)\left(1 - e^{-\frac{N}{X}}\right)}{1 - e^{-\frac{1}{X}}}.$$

Семейство кривых, соответствующих полученной зависимости при $\gamma = -0,01$; 0 и +0,01, изображено на фиг.4. Для ориентации приведены и значения фазового сдвига φ, вносимого разделительным конденсатором при разных X.

Как видно из фигуры, погрешность можно существенно снизить применением небольшой расстройки полупериодов синхронного детектора ($\delta T > 0$). Оптимальная величина X_{opt}, которой соответствует нулевая погрешность, зависит от δT. Найдем искомую зависимость из основной формулы, приравнивая $\varepsilon = 0$. Для решения полученного трансцендентного уравнения разложим его экспоненциальные члены в степенной ряд, ограничиваясь тремя членами,

$$1 - e^{-\frac{1}{X}} - 2e^{\frac{\gamma - 0,5}{X}} = 0$$

$$1 + 1 - \frac{1}{X} - \frac{1}{2X^2} - 2\frac{\gamma - 0,5}{X} - \left(\frac{\gamma - 0,5}{X}\right)^2 = 0,$$

откуда после умножения всех членов на X получим $X_{opt} = 1/8\gamma$. Следует отметить высокую чувствительность погрешности ε около X_{opt} к изменениям X и γ.

Выводы

1. Непосредственная связь выхода ключа со входом синхронного детектора (без разделительного конденсатора) дает преимущества при малых значениях N и X, которые имеют место только в устройствах с низкой точностью.

2. Небольшая расстройка длительностей полупериодов опорного сигнала синхронного детектора позволяет дополнительно уменьшить погрешность на 1-2 порядка.

3. Для получения X_{opt} порядка 30-100, что полезно с точки зрения уменьшения вводимого разделительным конденсатором фазового сдвига, следует величину расстройки полупериодов выбрать соответственно 0,4-0,12% и выдержать ее довольно точно.

Литература

1. Р о с м а н н М.П. О состоянии и перспективах развития электромагнитных гидрометрических приборов с низким уровнем сигнала. Сб. материалов к VI Таллинскому совещанию

по электромагнитным расходомерам и электротехнике жидких проводников. Том "Электрическая аппаратура". Эстонское респ. правление НТО приборпрома и др. Таллин, 1973.

2. Д е х т я р е н к о П.И. Синхронное детектирование. Киев, "Техника" 1965.

V. Korsen

D. C. Offset Rejection of Synchronous Demodulator

Summary

Co-operation of electronic switch, synchronous demodulator and integrator is examined. The formulae, describing step response and output signal error of synchronous demodulator, input of which is coupled with switch directly or via capacitor, are given. The synchronous detector with capacitor at its input gives the best results but needs very correct adjusting of the durations of half-periods of demodulator reference signal. The optimum ratio of half-periods depends on input circuit time constant.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 432 1977

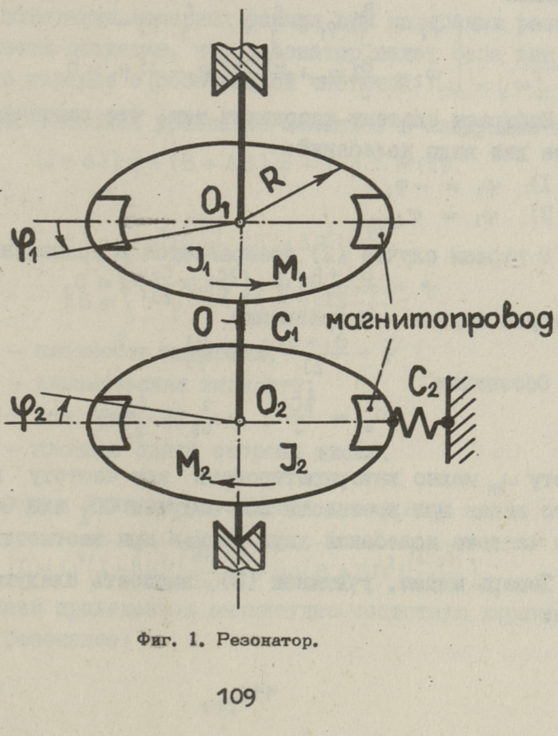
УДК 621.317.39:532.137

Ю. Реммель

ДВУХДИСКОВЫЙ РЕЗОНАТОР

В резонаторах колебательных вискозиметров затухание колебаний происходит не только под действием сил вязкого трения жидкости, в которой он находится, но еще и вследствие влияния трения в других частях резонатора. Доля такого рода трения в общем особенно возрастает у маловязких жидкостей, снижая чувствительность и точность измерения вязкости.

В Таллинском политехническом институте разработан новый низкочастотный двухдисковый резонатор [1], который имеет по сравнению с другими подобными резонаторами, значительно меньшие потери энергии на трение в частях резонатора. Резонатор схематически изображен на фиг. 1. Резона-



Фиг. 1. Резонатор.

тор состоит из двух параллельно установленных дисков, с моментами инерции J_1 и J_2, соединенных между собой упругой осью $O_I O_2$ с жесткостью C_I. Стабилизирующую роль в этой механической системе играет постоянный магнит, влияние которого учитывается через жесткость C_2. Диски изготовлены из немагнитного материала, имеют вклеенные магнитопроводы и весь резонатор зафиксирован в корпусе при помощи двух часовых опор. Возбуждение резонатора и получение измерительного сигнала происходит через магнитопровод электромагнитным способом.

Движение дисков резонатора описывается следующей системой уравнений [2]:

$$\begin{cases} J_1 \ddot{\varphi}_1 + B_1 \dot{\varphi}_1 + C_1(\varphi_1 - \varphi_2) = M_1(t), \\ J_2 \ddot{\varphi}_2 + B_2 \dot{\varphi}_2 + C_2 \varphi_2 + C_1(\varphi_2 - \varphi_1) = M_2(t), \end{cases} \tag{I}$$

где B_1, B_2 – коэффициенты затухания;
$M_1(t), M_2(t)$ – возбуждающие моменты.

Рассмотрим режим свободных колебаний в воздухе. Пусть $J_1 = J_2 = J$, тогда, поделив уравнения (I) на J, получим уравнения

$$\begin{cases} \ddot{\varphi}_1 + \frac{B_1}{J} \dot{\varphi}_1 + \frac{C_1}{J} \varphi_1 - \frac{C_1}{J} \varphi_2 = 0, \\ \ddot{\varphi}_2 + \frac{B_2}{J} \dot{\varphi}_2 + \frac{C_1 + C_2}{J} \varphi_2 - \frac{C_1}{J} \varphi_1 = 0. \end{cases} \tag{2}$$

Выбираем систему координат так, что описываются следующие два вида колебаний:

I) $\varphi_1 = -\varphi_2$,
2) $\varphi_1 = \varphi_2$.

В первом случае (2) превращается в уравнение

$$\ddot{\varphi} + \frac{B_1 + B_2}{2J} \dot{\varphi} + \left(\frac{2C_1}{J} + \frac{C_2}{2J}\right) \varphi = 0,$$

во втором случае – в уравнение

$$\ddot{\varphi} + \frac{B_1 + B_2}{2J} \dot{\varphi} + \frac{C_2}{2J} \varphi = 0.$$

Обозначим

$$\omega_{01}^2 = \frac{2C_1}{J}; \quad \omega_{02}^2 = \frac{C_2}{2J}. \tag{3}$$

Частоту ω_{01} можно интерпретировать как частоту колебаний одного диска при жесткости $2C_I$ полуоси OO_I или OO_2; ω_{02} – это частота колебаний двух дисков при жесткости C_2.

Теперь можем, учитывая (3), записать следующие уравнения:

и
$$\ddot{\varphi} + \frac{B}{J}\dot{\varphi} + (\omega_{01}^2 + \omega_{02}^2)\varphi = 0$$
$$\ddot{\varphi} + \frac{B}{J}\dot{\varphi} + \omega_{02}^2\varphi = 0, \qquad (4)$$
где
$$B = \frac{B_1 + B_2}{2}.$$

Уравнения (4) описывают две частные формы колебаний двухдискового резонатора.

Уравнения (4) также показывают, что при возбуждении резонатора с частотой $\omega_0 = \omega_{02}$ или $\omega_0 = \sqrt{\omega_{01}^2 + \omega_{02}^2}$ он ведет себя как система I-го порядка.

При $\omega_0 = \sqrt{\omega_{01}^2 + \omega_{02}^2}$ диски резонатора совершают по фазе противоположные вращательные колебания. Благодаря тому, что в процессе колебания скручивается только ось между дисками и резонатор имеет только две опорные точки с корпусом, значительно уменьшаются потери колебательной энергии через узлы крепления. Основную часть потерь составляют потери внутреннего трения в оси. В таблице I приведены сравнительные данные двух дисковых резонаторов и Н-образного резонатора [3].

Для выведения основных формул при колебании резонатора в жидкости допустим, что резонатор ведет себя как система I-го порядка с собственной частотой $\omega_0 = \sqrt{\omega_{01}^2 + \omega_{02}^2}$. Тогда можем записать уравнение моментов в следующем виде:
$$(J + \Delta J)\ddot{\varphi} + (B + \Delta B)\dot{\varphi} + C\varphi = M(t),$$
где $C = 2C_1$;
$$\Delta J = \int_0^R r^2\sqrt{\frac{\rho\eta}{2\omega}}\, dS = SR^2\sqrt{\frac{\rho\eta}{2\omega}};$$
$$\Delta B = \int_0^R r^2\sqrt{\frac{\omega\rho\eta}{2}}\, dS = SR^2\sqrt{\frac{\omega\rho\eta}{2}};$$

ρ – плотность жидкости;

η – динамическая вязкость;

$dS = 2\pi r dr$ (см. фиг. 2);

$S = \pi R^2$ – площадь одной стороны диска.

Передаточная функция резонатора имеет вид:
$$W(j\omega) = \frac{1}{\left[C - \omega^2\left(J + SR^2\sqrt{\frac{\rho\eta}{2\omega}}\right)\right] + j\omega\left(B + SR^2\sqrt{\frac{\omega\rho\eta}{2}}\right)},$$
откуда получаем приведенную амплитудно-частотную характеристику при резонансе:

Т а б л и ц а I

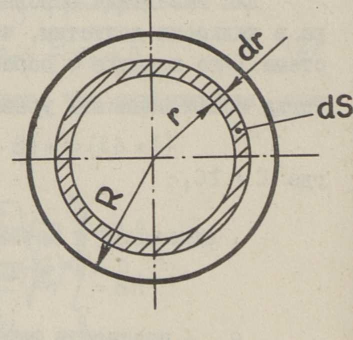
Характеристика	Двухдисковый резонатор		Н-резонатор
	I	II	
Материал упругого элемента	латунь ø 0,9	бронза пружинная ø 0,69	струнная проволока ø 0,7
Частота свободных колебаний f_0, Гц	70,5	40	22
Добротность $Q_0=\frac{2\pi f_0 \tau}{2}$	32I	39I	58
Постоянная времени огибающего τ, с	I,45	3,I2	0,84

$$K(\rho\eta,\omega)=\frac{W(\omega)}{W(\omega)_{\rho\eta=0}}=\frac{1}{1+\frac{SR^2}{B_0}\sqrt{\frac{\omega\rho\eta}{2}}},$$

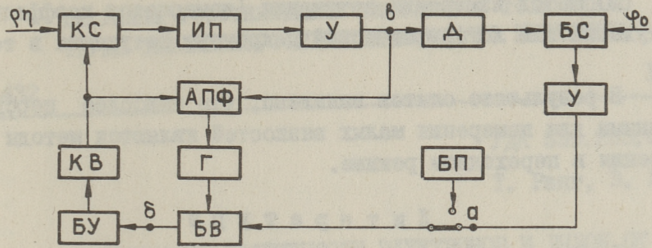
где $W(\omega)$ – модуль передаточной функции и $B_0=B_{\rho\eta}=0$.

Применимость двухдискового резонатора исследовалась экспериментально. Для первой серии опытов был построен вискозиметр по функциональной схеме вискозиметра с Н-образным плоским резонатором [4].

Эксперименты показали, что названная схема не обеспечивает необходимую стабильность колебательного режима. При колебании резонатора на частоте $\omega=\sqrt{\omega_{01}^2+\omega_{02}^2}$ возникали случайные переброски частоты на ω_{02}. Поэтому для проведения дальнейших опытов была разработана функциональная схема (фиг. 3), которую можно считать базовой для всех возможных вариантов вискозиметра (так как она, при незначительных видоизменениях, применима при всех колебательных методах измерения вязкости).



Фиг. 2. К расчету ΔJ и ΔB .



Фиг. 3. Функциональная схема:

КС – колебательная система; ИП – индуктивный преобразователь; У – усилитель, Д – детектор; БС – блок сравнения; АПФ – блок автоподстройки по фазе; Г – генератор; БВ – блок возбуждения; БУ – блок управления; КВ – катушка возбуждения; БП – блок питания.

В отличие от функциональной схемы вискозиметра с Н-образным резонатором, на базовой схеме отсутствует контур положительной обратной связи для создания автогенераторного режима. Резонатор датчика возбуждается от генератора Г с автоподстройкой по фазе, который обеспечивает стабильность колебаний на верхней частоте резонатора. Цепь отрицательной обратной связи БС–У–БВ–БУ–КВ позволяет стабилизировать амплитуду колебаний резонатора на заданном значении φ_0.

Опыты с вискозиметром проводились в непрерывном и переходном режимах колебания резонатора.

В режиме непрерывных колебаний (контур БВ–БУ–КВ замкнут) исследовались:

I) амплитудный метод (цепь отрицательной обратной связи разомкнута, блок возбуждения питается от дополнительного блока питания БП, измерительный сигнал снимается с точки а);

2) метод резонансных колебаний со стабилизированной амплитудой (отрицательная обратная связь включена, измеряется ток возбуждения датчика в точке б).

В режиме переходных (затухающих) колебаний (размыкание контура БП–БУ–КВ):

I) частотный метод (сигнал частоты снимается с точки в);

2) метод измерения затухания (измеряется коэффициент затухания или логарифмический декремент затухания в точке в),

В результате опытов выявлено, что наиболее перспективными для измерения малых вязкостей являются методы измерения в переходном режиме.

Литература

I. Реммель Ю.К. Колебательный датчик вязкости. Авт. свид. СССР № 468135, опуб. 25.04.75, бюлл. № 15.

2. Тимошенко С. Колебания в инженерном деле. М., ГИФМЛ, 1959, 440 с.

3. Гордон Б.И., Реммель Ю.К., Эйнер Л.К. Приближенная теория Н-образного колебательного датчика. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1974, № 371, с. 103-109.

4. Гордон Б.И., Реммель Ю.К., Эйнер Л.К. Вискозиметр с Н-образным колебательным датчиком. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1974, № 371, с. 111-119.

Ü. Remmel

A Doubled Disk Resonator

Summary

This article deals with a doubled disk mechanical low-frequency resonator for viscosity transducers. Possibilities of making a viscometer, based on the above resonator, are examined.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 432 1977

УДК 539.293.011.25

Т. Ранг, Э. Велмре

ЗАВИСИМОСТЬ ПОДВИЖНОСТИ ЭЛЕКТРОНОВ И ДЫРОК ОТ ТЕМПЕРАТУРЫ И КОНЦЕНТРАЦИИ ПРИМЕСИ В КРЕМНИИ

Как известно [I], подвижность носителей заряда в полупроводниках зависит от различных механизмов рассеяния. В кремнии, например, при слабых электрических полях и при комнатной температуре преобладает рассеяние на акустических колебаниях решетки и на ионизированных атомах примеси.

В первом случае подвижность описывается формулой, полученной методом деформационного потенциала [2],

$$\mu_a = \frac{\sqrt{8\pi}\, q \hbar^4 C_{ll}}{3 E_{ds} (m^*)^{5/2} (kT)^{3/2}}, \tag{I}$$

где C_{ll} - средний продольный модуль упругости полупроводника;

E_{ds} - деформационный потенциал;

m^* - эффективная масса проводимости.

Во втором случае формула подвижности может быть записана в следующем виде [3]:

$$\mu_I = \frac{64\sqrt{\pi}(\varepsilon\varepsilon_0)^2 (2kT)^{3/2}}{N_I q^3 (m^*)^{1/2}} \left\{ \ln\left[1 + \left(\frac{12\pi\varepsilon\varepsilon_0 kT}{q^2 N_I^{1/3}}\right)^2\right]\right\}^{-1}, \tag{2}$$

где N_I - концентрация ионизированных атомов примеси.

Комбинированная подвижность определяется двумя указанными механизмами рассеяния:

$$\mu = \left(\frac{1}{\mu_a} + \frac{1}{\mu_I}\right)^{-1}. \tag{3}$$

Приведенные формулы (I)...(3) хорошо описывают качественную сторону явления, но в случаях численного расчета их точность недостаточна. Поэтому для практических целей используют разные эмпирические формулы (табл. I).

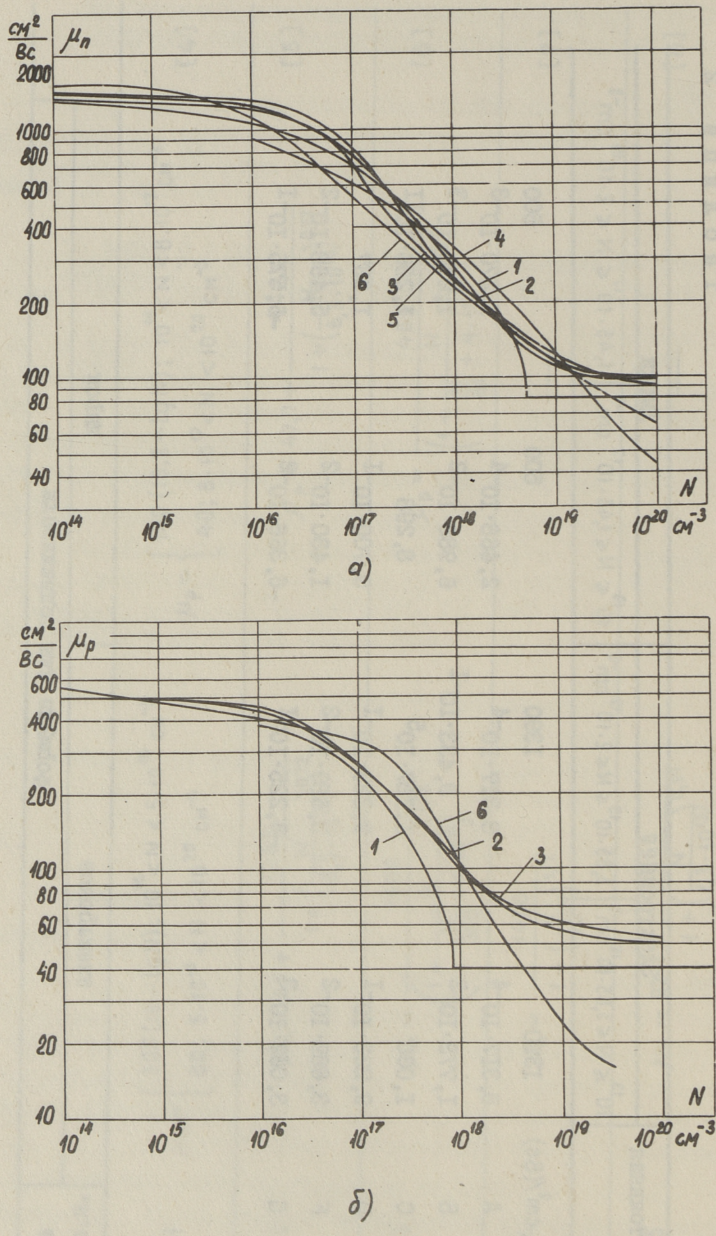
Однако эти формулы не позволяют учитывать температурной зависимости подвижности, которая имеет следующий вид:

Т а б л и ц а I

№ п.п.	Формула для подвижности электронов	Формула для подвижности дырок	
1	$\mu_n = \begin{cases} 300(19 - \lg N); & 10^{16} < N < 5 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3} \\ 80; & 5 \cdot 10^{18} < N < 10^{20} \text{ см}^{-3} \end{cases}$	$\mu_p = \begin{cases} 180(18{,}2 - \lg N); & 10^{16} < N < 8 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3} \\ 40; & 8 \cdot 10^{17} < N < 10^{20} \text{ см}^{-3} \end{cases}$	[4]
2	$\mu_n = 65 + \dfrac{1265}{1 + \left(\dfrac{N}{8{,}5 \cdot 10^{16}}\right)^{0{,}72}}$	$\mu_p = 47{,}7 + \dfrac{447{,}3}{1 + \left(\dfrac{N}{6{,}3 \cdot 10^{16}}\right)^{0{,}72}}$	[5]
3	$\mu_n = \dfrac{1400}{\left(1 + \dfrac{N}{\frac{N}{350} + 3 \cdot 10^{16}}\right)^{1/2}}$	$\mu_p = \dfrac{480}{\left(1 + \dfrac{N}{\frac{N}{81} + 4 \cdot 10^{16}}\right)^{1/2}}$	[6]
4	$\mu_n = \dfrac{1400}{1 + \left(\dfrac{N}{10^{17}}\right)^{1/2}}$	—	[7]
5	$\mu_n = 92 + \dfrac{1268}{1 + \left(\dfrac{N}{1{,}3 \cdot 10^{13}}\right)^{0{,}91}}$	—	[8]

Таблица 2

Постоянная	Электроны		Дырки	
	$10^{13} \leq N \leq 3{,}85 \cdot 10^{15}\ cm^{-3}$	$3{,}85 \cdot 10^{15} \leq N \leq 2 \cdot 10^{19}\ cm^{-3}$	$10^{13} \leq N \leq 1{,}45 \cdot 10^{17}\ cm^{-3}$	$1{,}45 \cdot 10^{17} \leq N \leq 2 \cdot 10^{19}\ cm^{-3}$
μ_0, $cm^2/(Bc)$	1390	1390	500	500
A	$8{,}317 \cdot 10^{-4}$	$8{,}317 \cdot 10^{-4}$	$2{,}468 \cdot 10^{-4}$	$1{,}270 \cdot 10^{-3}$
B	$1{,}773 \cdot 10^{-2}$	$3{,}433 \cdot 10^{-1}$	$6{,}983 \cdot 10^{-2}$	$1{,}270 \cdot 10^{-3}$
C	1,000	$1{,}187 \cdot 10^{5}$	8,298	$1{,}286 \cdot 10^{11}$
D	$9{,}223 \cdot 10^{-1}$	$9{,}223 \cdot 10^{-1}$	$3{,}700 \cdot 10^{-1}$	1,367
F	$3{,}689 \cdot 10^{-2}$	$3{,}689 \cdot 10^{-2}$	$1{,}480 \cdot 10^{-2}$	$5{,}468 \cdot 10^{-2}$
G	$3{,}062 \cdot 10^{-3}$	$-3{,}225 \cdot 10^{-1}$	$-6{,}366 \cdot 10^{-2}$	$-6{,}575 \cdot 10^{-1}$



Фиг. 1. Зависимость подвижности : а) электронов, б) дырок от концентрации. 1 – [4] ; 2 – [5] ; 3 – [6] ; 4 – [7] ; 5 – [8] ; 6 – формула (6).

$$\mu_{n,p} = \mu_{no,po}\left(\frac{T_0}{T}\right)^{C_{n,p}}, \tag{4}$$

где $\mu_{no,po}$ – подвижность электронов (дырок) при температуре T_0 (обычно T_0 = 300 К);

$C_n = 2{,}5 \pm 0{,}1$; $C_p = 2{,}7 \pm 0{,}1$ [9];

$C_n = 2{,}6$; $C_p = 2{,}3$ [10];

$C_n = 2{,}42$; $C_p = 2{,}20$ [11].

К сожалению, уравнение (4) дает удовлетворительные результаты только при концентрациях примеси $N < 10^{17}$ см$^{-3}$ и при температурах выше +50°С.

На основе экспериментальных зависимостей подвижности от концентрации примеси и температуры, приведенных в [12], авторами настоящей статьи была найдена следующая эмпирическая зависимость:

$$\mu = \mu_0 C \left(\frac{N}{N_0}\right)^{A\frac{t^\circ}{t^\circ_0} - B} \exp\left(D - F\frac{t^\circ}{t^\circ_0}\right), \tag{5}$$

где $N_0 = 1$ см$^{-3}$ и $t^\circ_0 = 1$°С.

Для комнатной температуры (t° = +25°С) формула принимает следующий вид:

$$\mu = \mu_0 C \left(\frac{N}{N_0}\right)^G. \tag{6}$$

Значения коэффициентов в формулах (5) и (6) приведены в таблице 2.

На фиг. 1 показаны кривые зависимости $\mu(N)$, рассчитанные по формулам в табл. 1, а также по формуле (6). Совпадение удовлетворительное. Погрешность формулы (5) относительно исходных экспериментальных кривых в [12] не превышает 15% в диапазоне температур от –25 до +175°С.

Литература

1. Смит Р. Полупроводники. М., ИЛ.,1962, 462 с.

2. Bardeen, J., Shockley, W. Deformation Potentials and Mobilities in Nonpolar Crystals. Phys.Rev., v. 80, 1950, pp. 72.

3. Conwell, E., Weisskopf, V.F., Theory of Impurity Scattering in Semiconductors. Phys.Rev., v. 77, 1950, pp. 388.

4. Backenstoss, J. Conductivity Mobilities of Electrons and Holes in Heavily Doped Silicon. Phys. Rev., v. 108, No. 6, 1957, pp. 1416–1418.

5. C a u g h e y, D.M., T h o m a s, R.E. Carrier Mobilities in Si Empirically Related to Doping and Field. Proc. IEEE, v. 55, No 12, 1967, pp. 2192-2193.

6. S c h a r f e t t e r, D.L., G u m m e l, H.K. Large Signal Analysis of a Silicon Read Diode Oscillator. IEEE Trans., v. ED-16, No 1, 1969, pp. 64-77.

7. H i l s u m, C. Simple Empirical Relationship between Mobility and Carrier Concentration. Electron. Lett., v.10, No 13, 1974, pp. 259-260.

8. B a c c a r a n i, G., O s t o j a, P. Electron Mobility Empirically Related to the Phosphorus Concentration in Silicon. Solid-St. Electron,, v.18, No 6, 1975, pp. 579-580.

9. L u d w i g, G.W., W a t t e r s, R.L., Drift and Conductivity Mobility in Silicon. Phys. Res. v. 101, No 6, 1956, pp. 1699-1702.

10. M o r i n, F.J., M a i t a, J.P. Electrical Properties of Silicon, Containing Arsenic and Boron. Phys. Rev., v. 96, No 1, 1954, pp. 28-35.

11. J a c o b i a n i, C., C a n a l i, C., O t t a v i a n i, G., A l b e r i g i Q u a r a n t a, A. A Review of Some Charge Transport Properties of Silicon. Solid-St. Electron., v.20, No 2, 1977, pp. 77-89.

12. G a r t n e r, W.W. Transistors. Principles, Design and Application. D. van Nostrand Co, Inc., Princeton, 1960.

T. Rang, E. Velmre

Electron and Hole Mobility in Silicon Related to the Doping Concentration and Temperature

Summary

In this paper, a review of empirical relationships between carrier mobilities and doping concentrations is given. It is noticed that reported formulae of the temperature dependence of the carrier mobilities are not exact enough for doped material. A new more exact empirical equation, describing the dependence of the carrier mobilities on the doping concentration and temperature, is presented.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 432 1977

УДК 621.382.2.072.I

Э. Велмре, Т. Ранг

К РАСЧЕТУ МАКСИМАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ p-n-p-n-СТРУКТУРЫ

Приближенное условие переключения одномерной p-n-p-n-структуры с шунтированным эмиттером можно записать в следующем виде [I]:

$$M_p K_p = 1, \tag{I}$$

где K_p – коэффициент передачи дырок через n-базу, определяемый из выражения

$$K_p = \operatorname{sch}\frac{W_n - X_n}{L_p}, \tag{2}$$

и M_p – коэффициент размножения дырок в центральном переходе;

W_n – толщина n-базы;

X_n – толщина области объемного заряда центрального перехода в n-базе;

L_p – диффузионная длина дырок в n-базе.

Достаточно точным приближением зависимости коэффициента размножения дырок от напряжения является формула Миллера [2]:

$$M_p = \left[1 - \left(\frac{V}{V_B}\right)^{n_p}\right]^{-1}, \tag{3}$$

где V – обратное напряжение на центральном переходе;

V_B – напряжение объемного лавинного пробоя центрального перехода;

n_p – параметр, который зависит от используемого полупроводникового материала, напряжения пробоя V_B и закона распределения напряженности электрического поля в переходе [3 - 5].

В результате подстановки (2) и (3) в (I), получим

$$\frac{V_{(BO)}}{V_B} = \left[1 - K_p(V_{(BO)})\right]^{\frac{1}{n_p}}, \qquad (4)$$

где $V_{(BO)}$ – максимальное напряжение переключения $p-n-p-n-$структуры.

Поскольку $0 < K_p(V_{(BO)}) < 1$ и $n_p \neq 0$, то правую часть выражения (4) можно представить в виде следующего абсолютно сходящегося степенного ряда:

$$\frac{V_{(BO)}}{V_B} = 1 - \frac{1}{n_p} K_p(V_{(BO)}) - \frac{n_p - 1}{2!\, n_p^2} K_p^2(V_{(BO)}) - \frac{(n_p-1)(2n_p-1)}{3!\, n_p^3} K_p^3(V_{(BO)}) - \ldots \qquad (5)$$

В случае $p-n-p-n-$структур высоковольтных лавинных тиристоров можно, как правило, ограничиться линейными членами ряда.

Следовательно, выражение (5) упрощается:

$$\frac{V_{(BO)}}{V_B} = 1 - \frac{1}{n_p} K_p(V_{(BO)}). \qquad (6)$$

Для распространения области применения формулы (6) на более широкий класс $p-n-p-n-$структур, целесообразно определить некоторый эффективный параметр $n_{p.эфф}$ в соответствии со следующей формулой:

$$n_{p.эфф} = \left[\frac{1}{n_p} + \frac{n_p - 1}{2!\, n_p^2} + \frac{(n_p-1)(2n_p-1)}{3!\, n_p^3} + \ldots\right]^{-1}.$$

В зависимости от количества учтенных членов ряда, получим значения $n_{p.эфф}$ разных приближений:

$$\left.\begin{aligned} n_{p.эфф0} &= n_p, \\ n_{p.эфф1} &= \frac{2n_p^2}{3n_p - 1}, \\ n_{p.эфф2} &= \frac{6n_p}{11n_p^2 - 6n_p + 1} \end{aligned}\right\} \qquad (7)$$

и т.д.

Таким образом, вместо (6) можем написать

$$\frac{V_{(BO)}}{V_B} = 1 - \frac{K_p(V_{(BO)})}{n_{p.эфф}}. \qquad (8)$$

Для определения коэффициента передачи K_p с учетом модуляции толщины n-базы, можно в первом приближении рассматривать центральный переход как односторонний резкий p-n-переход. В этом случае

$$X_n = c\,(\rho_n V_B)^{1/2}\left(\frac{V}{V_B}\right)^{1/2}, \tag{9}$$

где ρ_n – удельное сопротивление n-базы;

c – постоянная полупроводникового материала (для n-Si $c \approx 0{,}52$, если ρ_n измеряется в Ом·см и X_n в мкм).

Учитывая, что при $V/V_B \to 1$ коэффициент передачи K_p почти линейно зависит от напряжения, разложим K_p в ряд Тейлора в точке $V = V_B$ и ограничимся только линейными членами разложения:

$$K_p = K_{pB}\left[1 - m\left(1 - \frac{V}{V_B}\right)\right], \tag{10}$$

где

$$K_{pB} = K_p\big|_{V=V_B},$$

$$m = \frac{1}{K_{pB}}\cdot\frac{dK_p}{d\frac{V}{V_B}}\bigg|_{V=V_B}. \tag{10a}$$

Коэффициент m характеризует степень влияния эффекта модуляции толщины базы на коэффициент передачи дырок. После выполнения дифференцирования (10а) с учетом (9), получим

$$m = \frac{c(\rho_n V_B)^{1/2}}{2L_p}\,\mathrm{th}\,\frac{W_n - c(\rho_n V_B)^{1/2}}{L_p}. \tag{11}$$

Принимая $V = V_{(B0)}$ и подставляя (10) в (8), после несложных преобразований получим

$$\frac{V_{(B0)}}{V_B} = 1 - \frac{1}{\frac{n_{p.\text{эфф}}}{K_{pB}} + m}, \tag{12}$$

где m определяется формулой (11).

Итак, нами получена в явном виде формула для расчета максимального напряжения переключения в зависимости от основных электрофизических параметров p-n-p-n-структуры. Интересно отметить, что формула (12) соответствует условию переключения, записанному в виде

$$M_p(V_{(B0)})\,K_{pB} = 1,$$

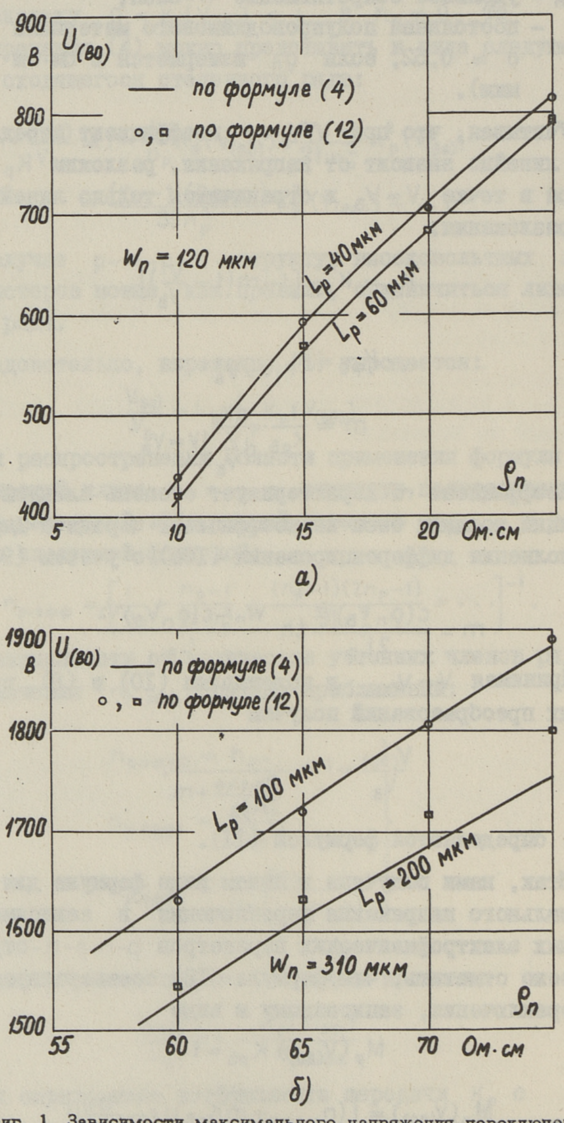
где

$$M_p(V_{(B0)}) = \left[(n_{p.\text{эфф}} + mK_{pB})\left(1 - \frac{V_{(B0)}}{V_B}\right)\right]^{-1}$$

совпадает, по существу, с приближением Шокли [6] в виде

$$M_p = \left[n \left(1 - \frac{V}{V_B} \right) \right]^{-1}.$$

Для повышения точности расчета по формуле (12) параметр $n_{p.эфф}$ выбирается следующим образом:



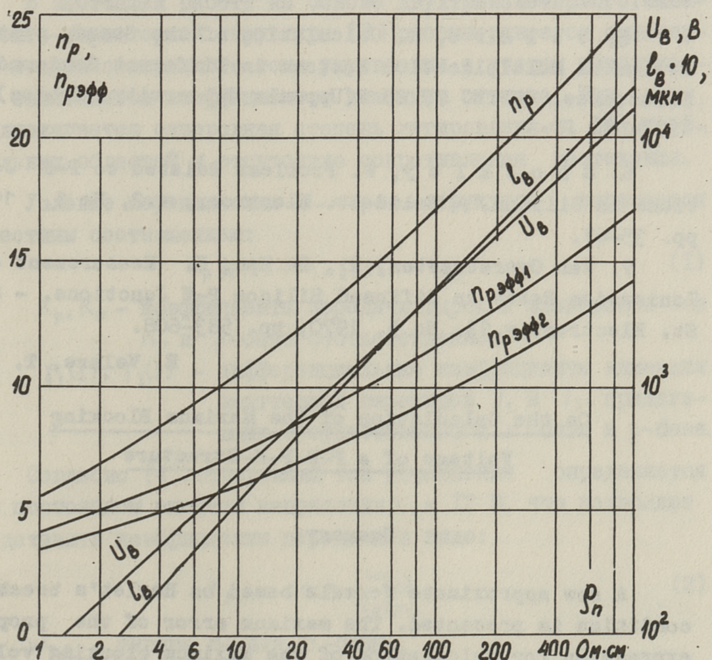
Фиг. 1. Зависимости максимального напряжения переключения от удельного сопротивления n-базы.

$$n_{р.эфф} = \begin{cases} n_р, & \text{если } 0 \leqslant K_р(V_{(BO)}) \leqslant 0{,}4; \\ n_{р.эфф1}, & \text{если } 0{,}4 \leqslant K_р(V_{(BO)}) \leqslant 0{,}7; \\ n_{р.эфф2}, & \text{если } 0{,}7 \leqslant K_р(V_{(BO)}) \leqslant 0{,}9. \end{cases}$$

Если $V_{(BO)}/V_B \geqslant 0{,}7$ и $K_р(V_{(BO)}) \leqslant 0{,}7$, то максимальная ошибка формулы (I2) по сравнению с формулой (4) не превышает $\pm 2{,}5\%$.

На фиг. I представлены результаты расчета напряжения переключения $V_{(BO)}$, в зависимости от удельного сопротивления n-базы ρ_n. Как видно из графиков, максимальная ошибка расчета не превышает 3%. Однако при этом $K_р(V_{(BO)}) = 0{,}85$.

Зависимости напряжения лавинного пробоя V_B, толщины $p-n$ перехода в режиме пробоя l_B и параметра $n_р$ от удельного сопротивления ρ_n, использованные при расчете напряжения $V_{(BO)}$, представлены в виде графиков на фиг.2.



Фиг. 2. Основные параметры одностороннего резкого $p-n$-перехода в зависимости от удельного сопротивления n-базы.

Указанные зависимости рассчитаны с использованием значений коэффициентов ударной ионизации электронов и дырок в кремнии, приведенных в [7].

Литература

I. H e r l e t, A. The Maximum Blocking Capability of Silicon Thyristors. -Solid.-St. Electron., v.8., No 8, 1965, pp. 655.

2. M i l l e r, S.L. Avalanche Breakdown in Germanium.- Phys. Rev., v.99. No 4, 1955, pp. 1234-1241.

3. В е л м р е Э.Э. Расчет показателя степени в формуле Миллера. -"Труды Таллинского политехн. ин-та," 1973, № 350, с. I45-I53.

4. В е л м р е Э.Э. Расчет коэффициентов лавинного размножения в резких кремниевых p-n.-переходах. - Acta Polytechnica - Práze ČVUT v Praze, IV, vêdecká konference, 1975, 117-122.

5. V e l m r e, E. Calculation of the Steady-state Avalanche Multiplication Factors in Different Semiconductor Structures. -UPTEC 77 05 R(Uppsala University, Sweden), Feb. 1977, 45 pp.

6. S h o c k l e y, W. Problems Related to P-N Junctions in Silicon. - Solid-St. Electron., v.2, No 1, 1961, pp. 35-67.

7. Van Overstraeten, R., De Man, H. Measurement of the Ionization Rates in Diffused Silicon P-N Junctions. - Solid-St. Electron., v.13. No 5, 1970, pp. 583-608.

E. Velmre, T. Rang

On the Calculation of the Maximum Blocking Voltage of a P-N-P-N-Structure

Summary

A new approximate formula based on Herlet's breakover condition is presented. The maximum error of the proposed expression for calculation of the maximum blocking voltage is less than $\pm$ 2.5 per cent, if $U_{(BO)}/U_B > 0.7$ and $K_p(U_{(BO)}) < 0.7$.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 432 1977

УДК 621.382.2.072.1

И. Нурсте, Э. Велмре

К РАСЧЕТУ ОТПИРАЮЩЕГО ТОКА УПРАВЛЕНИЯ p-n-p-n-СТРУКТУРЫ

Расчет отпирающего тока управления I_{y0} проведен в работах [1,2] на основе решения уравнения непрерывности для токов. Указанный метод позволяет учесть влияние сопротивления растекания узкой базы на ток I_{y0} и получить простое решение лишь при условии независимости параметров составляющих транзисторов от тока.

В настоящей работе на основе двухтранзисторного эквивалента тиристорной структуры [3] рассматривается одномерная модель отпирающего тока управления с учетом приближенной зависимости коэффициентов инжекции от тока. При этом предполагается однородная степень легирования квазинейтральных областей и отсутствие сопротивления растекания.

Условие переключения p-n-p-n-структуры выражается известным соотношением:

$$K_p \gamma_1(I) + K_n \gamma_3(I) = 1, \tag{1}$$

где K_p, K_n – коэффициенты передачи дырок и электронов в n- и p-базе соответственно;

$\gamma_1(I), \gamma_3(I)$ – дифференциальные коэффициенты инжекции эмиттерных переходов J_1 и J_3, прилегающих соответственно к n-базе и p-базе.

Согласно [4], отпирающий ток управления определяется при постоянном анодном напряжении $U_A = 12$ В, что позволяет представить коэффициенты передачи в виде:

$$K_{p,n} = \operatorname{sech} \frac{w_{2,3}}{L_{p2,n3}}, \tag{2}$$

где $w_{2,3}$ – ширина n- или p-базы;

$L_{p2,n3}$ – диффузионная длина дырок в n-базе или электронов в p-базе ($L_{p2} = \sqrt{D_{p2}\tau_{p2}}$ и $L_{n3} = \sqrt{D_{n3}\tau_{n3}}$).

Анодный ток I_A определяется из следующего выражения:

$$I_A = K_p \Gamma_1 I_A + K_n \Gamma_3 I_A + I_{g20} + \frac{U_2}{R_{ут2}}, \qquad (3)$$

где Γ_1, Γ_3 – интегральные коэффициенты инжекции переходов J_1 и J_3;

I_{g20} – ток генерации коллекторного перехода J_2;

U_2 – напряжение на переходе J_2;

$R_{ут2}$ – сопротивление омических утечек перехода J_2.

Коэффициенты инжекции перехода J_1 при напряжении U_1 выражаются известными формулами:

$$\Gamma_1 = \frac{I_{p10}}{I_A}\left(e^{\frac{U_1}{\varphi_т}} - 1\right), \qquad (4)$$

$$\gamma_1 = \left(1 + \frac{I_{r10}}{2I_{p10}} e^{-\frac{U_1}{2\varphi_т}}\right)^{-1}, \qquad (5)$$

где $\varphi_т$ – температурный потенциал ($\varphi_т = \frac{kT}{q}$);

I_{p10} – диффузионный ток перехода J_1;

I_{r10} – ток рекомбинации по теории [5].

При этом напряжение U_1 может быть рассчитано итеративно из системы уравнений:

$$\left.\begin{aligned} U_1 &= 2\varphi_т \ln\left[\sqrt{\left(\frac{I_{r10}}{2I_{p10}}\right)^2 + \frac{I_A}{I_{p10}} + 1} - \frac{I_{r10}}{2I_{p10}}\right], \\ I_{r10} &= \frac{\pi q S n_i \varphi_т}{2\tau_{эфф}} \left(\frac{12\varepsilon\varepsilon_0}{q\left|\frac{dN}{dx}\right|_1}\right)^{\frac{1}{3}} \left(\Delta\varphi_{к01} - U_1\right)^{-\frac{2}{3}}, \end{aligned}\right\} \qquad (6)$$

где S – площадь p-n-p-n-структуры ;

n_i – концентрация носителей заряда в собственном полупроводнике;

$\tau_{эфф}$ – эффективное время захвата [5];

$\varepsilon, \varepsilon_0$ – диэлектрические постоянные;

$\frac{dN}{dx_1}$ – градиент концентрации примеси у перехода J_1;

$\Delta\varphi_{к01}$ – контактная разность потенциалов перехода J_1.

Контактную разность потенциалов можно определить из неявного уравнения для плавного перехода [6]:

$$\Delta\varphi_{к01} = \frac{2}{3}\varphi_т \ln \frac{3\varepsilon\varepsilon_0 \left|\frac{dN}{dx}\right|_1^2}{2qn_i^3}\Delta\varphi_{к01}. \qquad (7)$$

Диффузионный ток I_{p10} в формулах (5) и (6) связан с параметрами структуры следующим образом [7]:

$$I_{p10} = \frac{qSp_{20}D_{p2}}{L_{p2}} \operatorname{cth} \frac{w_2}{L_{p2}}, \tag{8}$$

где p_{20} – концентрация неосновных носителей заряда в n-базе.

Ток генерации в формуле (3) определяется из выражения [5]:

$$I_{g20} = \frac{qSn_i l_2}{2\tau_{эфф}}, \tag{9}$$

где ширина области объемного заряда коллектора l_2 рассчитывается как для резкого перехода.

Пренебрегая анодным током утечки по сравнению с током управления I_y, можно для перехода J_3 написать, что:

$$\Gamma_3 = \frac{I_{n30}}{I_y}\left(e^{\frac{U_3}{\varphi_T}} - 1\right), \tag{10}$$

$$\gamma_3 = \left(1 + \frac{\varphi_T}{I_{n30} R_ш} e^{-\frac{U_3}{\varphi_T}}\right)^{-1}, \tag{11}$$

где U_3 – напряжение на переходе J_3;

I_{n30} – диффузионный ток, определяемый аналогично току I_{p10};

$R_ш$ – сопротивление шунта.

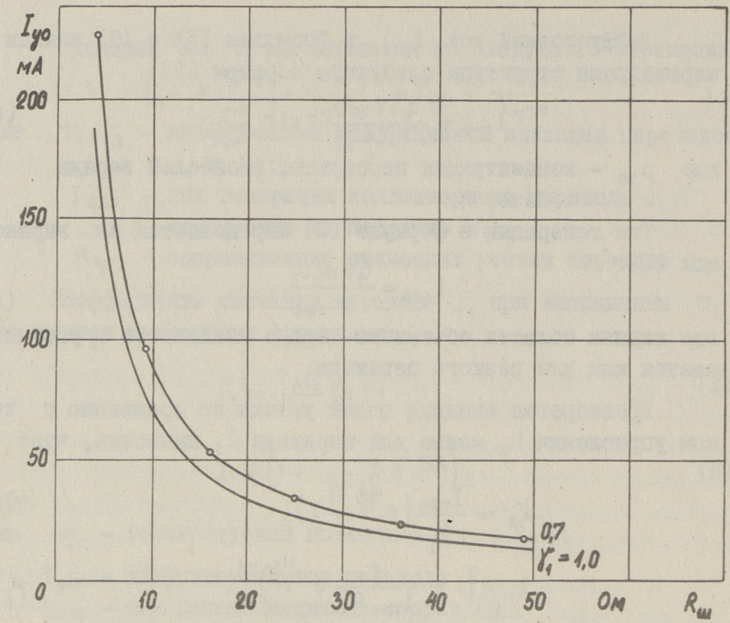
Ток управления I_y связан с напряжением U_3 на переходе J_3 следующим соотношением:

$$I_y = I_{n30}\left(e^{\frac{U_3}{\varphi_T}} - 1\right) + \frac{U_3}{R_ш}. \tag{12}$$

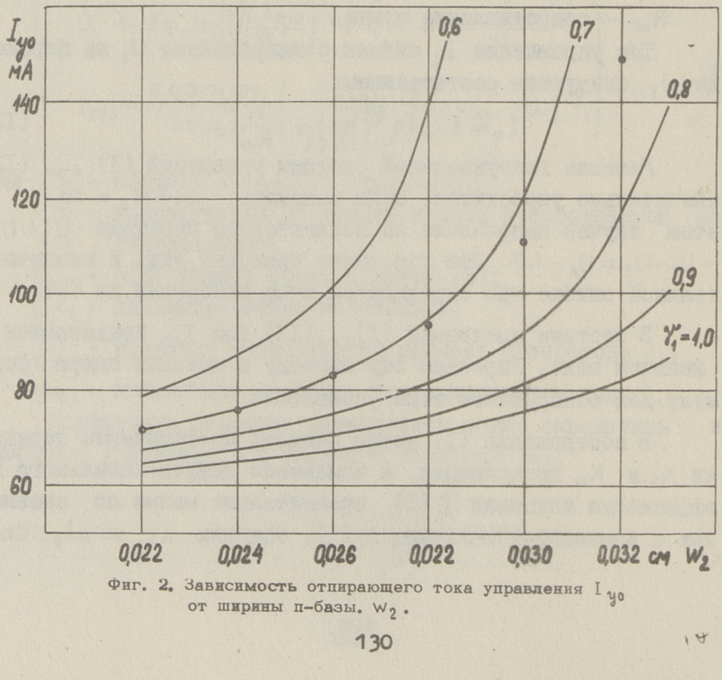
Решение вышеуказанной системы уравнений (1) ... (12) значительно упростится, если положить $U_1 + U_3 \approx 1В$. В этом случае напряжение на коллекторном переходе $U_2 = U_A - U_1 - U_3 \approx U_A - 1{,}0$. Это упрощение приводит лишь к незначительной ошибке при определении тока генерации из (9).

В системе уравнений (1)...(12) ток I_{y0} представлен в неявном виде. Упростим эту систему и выводим явную формулу для отпирающего тока управления.

В соотношении (1) можно считать коэффициенты передачи K_p и K_n постоянными, а изменение дифференциального коэффициента инжекции $\gamma_1(I)$ сравнительно малым по сравнению с изменением величины $\gamma_3(I)$, так как $\Delta I_y >> \Delta I_A$. Сле-



Фиг. 1. Зависимость отпирающего тока управления I_{yo} от сопротивления шунта $R_ш$.

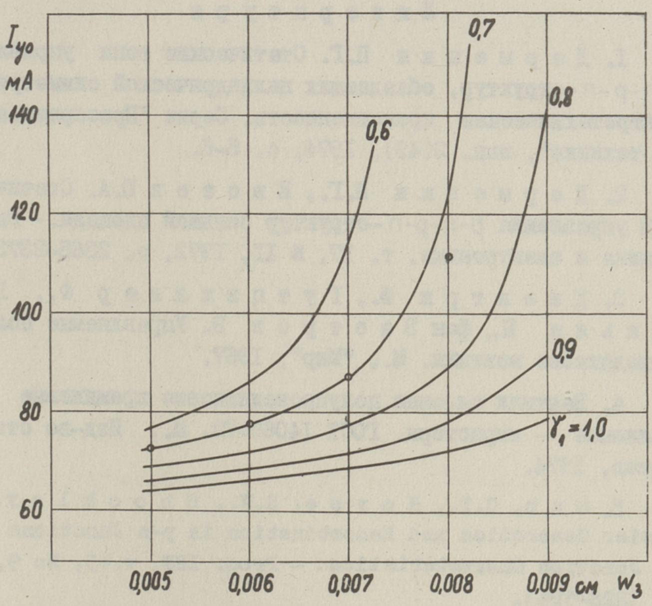


Фиг. 2. Зависимость отпирающего тока управления I_{yo} от ширины п-базы. W_2.

довательно, если $\gamma_1 = \mathrm{const}$, то с помощью формул (II) и (I2) можно легко найти такой ток управления I_y, при котором выполняется условие (I). После преобразований (I),(II) и (I2) с учетом, что $\exp\left(\frac{U_3}{\varphi_T}\right) \gg 1$, получим окончательно:

$$I_{y0} = \frac{\varphi_T}{R_{ш}}\left\{\frac{1}{\frac{K_n}{1-K_p\gamma_1}-1} - \ln\left[\frac{I_{n30}R_{ш}}{\varphi_T}\left(\frac{K_n}{1-K_p\gamma_1}-1\right)\right]\right\}. \qquad (I3)$$

Система уравнений (I)...(I2) была решена на ЭЦВМ со следующими параметрами, типичными для тиристоров серии ТД: концентрация доноров в n-базе $N_{D2} = 10^{14}$ см$^{-3}$, концентрация акцепторов в p-базе $N_{A3} = 2\cdot 10^{17}$ см$^{-3}$, $\tau_{p2} = 20$ мкс, $\tau_{n3} = 10$ мкс, $\tau_{эфф} = 10$ мкс, $w_2 = 0{,}027$ см, $w_3 = 0{,}007$ см, $S = 3{,}0$ см^2, $dN/dx_1 = 10^{17}$ см$^{-4}$, $R_{ут2} = 1{,}0$ МОм, $R_{ш} = 10$ Ом, $D_{p2} = 13{,}7$ см^2/с, $D_{n3} = 11{,}1$ см^2/с. Температура структуры принята равной 25°С и напряжение на структуре I2 В.



Фиг. 3. Зависимость отпирающего тока управления I_{y0} от ширины p-базы w_3.

Результаты расчета системы (I)...(I2) приведены на фиг. I...3 (обозначены кружками). На тех же фигурах показаны сплошными линиями зависимости I_{y0} по упрощенной формуле (I3) при различных значениях γ_1. Из рассмотрения фиг.

I...3 можно сделать вывод, что ход кривых соответствует предполагаемым и что лучшее совпадение формулы (I3) с решением системы (I)...(I2) получается при $\gamma_1 \approx 0,7$. Отметим, что при решении указанной неявной системы получилось то же значение γ_1. Здесь же необходимо подчеркнуть, что конкретная величина γ_1 зависит от электрофизических и геометрических параметров данной p-n-p-n-структуры.

Для проверки расчетных данных были измерены токи у нескольких тиристоров типа ТД-320. Тиристор с заводским номером № 0730 имел I_{y0}= 5 мА, № I035 - I34 мА, № I945 - 47 мА и № 3I39 - 330 мА. Это согласуется с результатами расчета.

В заключение надо отметить, что при расчете отпирающего тока управления необходимо учитывать зависимость коэффициентов инжекции от тока.

Литература

I. Дерменжи П.Г. Статические токи управления p-n-p-n-структур, обладающих цилиндрической симметрией. — Электротехническая промышленность. Серия "Преобразовательная техника", вып. 2(49), I974, с. 5-6.

2. Дерменжи П.Г., Евсеев Ю.А. Статические токи управления p-n-p-n-структур большой площади. - Радиотехника и электроника, т. I7, № II, I972, с. 2365-2373.

3. Джентри Ф., Гутцвиллер Ф., Голоньяк Н., фон Застров Э. Управляемые полупроводникове вентили. М., "Мир", I967.

4. Вентили силовые полупроводниковые кремниевые управляемые - тиристоры. ГОСТ I4069-72. М., Изд-во стандартов, I974.

5. Sah, C.T., Noyce, R.N., Shockley, W. Carrier Generation and Recombination in p-n Junctions and p-n Junction Characteristics. - Proc. IRE, v.45, No 9, 1957, pp. 1228-1243.

6. Зи С.М. Физика полупроводниковых приборов. М., "Энергия", I973.

7. Möschwitzer, A., Kunze, K. Halbleiterelektronik. VEB Verlag Technik, Berlin, 1973.

I. Nurste, E. Velmre

On the Calculation of the Gate Trigger Current of a P-N-P-N-Structure

Summary

A new one-dimensional mathematical model, based on the transistor equivalent of a p-n-p-n-structure, and an approximate formula for the calculation of the gate trigger current are presented. The dependance of the injection on the current is taken into account.

[illegible]

В заключение надо отметить, что при расчете [illegible] учитывать зависимость [illegible].

Л и т е р а т у р а

1. Д е р у н е н к о В.Г. [illegible] p-n-p-n-структур [illegible]. – Электротехническая промышленность. Серия "Преобразовательная техника", вып. [illegible], 1971, с. 5-8.

2. Д е р у н е н к о В.Г., [illegible] П.А. [illegible]. – Радиотехника и электроника, т. [illegible], № 11, 1971, с. 2365-2371.

3. [illegible]. М., "Мир", 1967.

4. [illegible]. М., [illegible], 1970.

5. [illegible]. Carrier Generation and Recombination in p-n Junctions and p-n Junction Characteristics. – Proc. IRE, v.45, No 9, 1957, pp. 1228-1243.

6. [illegible]. М., "Энергия", [illegible].

7. [illegible]. [illegible], 1971.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 432 1977

УДК 621.382.233.002.2:62-501.72

А. Бахверк

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ТЕРМИЧЕСКИХ ОПЕРАЦИЙ ДИФФУЗИОННОЙ ТЕХНОЛОГИИ ПРОИЗВОДСТВА СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Модель, построение и идентификация которой рассматривается ниже, предназначена для использования ее при создании АСУТП производства силовых полупроводниковых приборов (СПП). Как отмечено в [I], вследствие вероятностного характера данного ТП в АСУТП надо применять статистические методы контроля и управления, а для описания ТП необходима статистическая модель.

Исходя из того, что часть задач АСУТП нельзя решить без математического описания получаемых законов распределения примесей [I], а также из того, что при синтезе АСУ распределением продукции модель должна предсказывать распределение выходных параметров, можно сделать вывод, что математическое описание объекта представляется как статическая нелинейная модель, основанная на теоретических сведениях об объекте. Эта модель не подлежит линеаризации, так как при линеаризации теряются важнейшие свойства объекта, отражающие возможности воздействия на распределение выходных параметров.

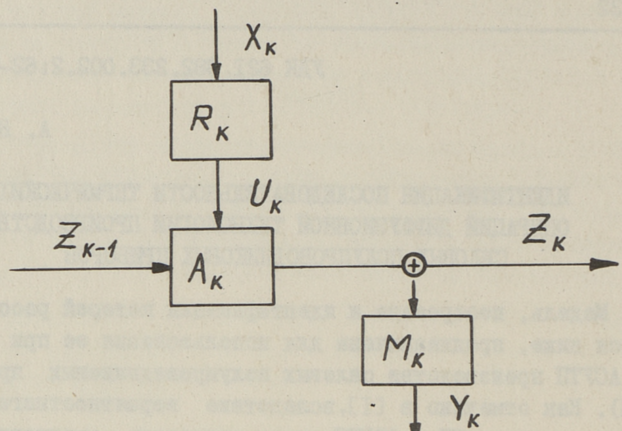
Структура модели ТП вытекает из организации его проведения (весь ТП разбит на отдельные операции) и необходимости возможности управления в течение всего технологического цикла. То есть целесообразно провести декомпозицию модели ТП по его структуре.

Структура детерминированной модели отдельной операции приведена на фиг. I, где

$X_к$ – наблюдаемый вход;

$Z_{к-1}, Z_к$ – векторы состояния после (к-I)-й и к-й операции;

$Y_к$ – вектор измеряемых параметров (наблюдаемый выход);
$U_к$ – вектор управляющих воздействий (или физический вход).



Фиг. 1.

Модель всего ТП будет состоять из последовательности таких элементарных моделей отдельных операций, с количеством элементарных моделей соответствующим количеству операций, входящих в ТП.

Исходя из структуры модели отдельной операции (фиг.I) можно записать следующее:

$$Z_к = A_к(Z_{к-1}, U_к). \qquad (I)$$

Это выражение будем называть моделью технологической установки. Входы и выходы данной модели могут быть ненаблюдаемыми. Чтобы получить полное описание операции, соответствующее вышеописанной структуре, необходимы еще модель регулятора

$$U_к = R_к(X_к) \qquad (2)$$

и модель измерений

$$Y_к = M(Z_к). \qquad (3)$$

При рассмотрении ТП производства СПП вектором состояния является совокупность физико-геометрических параметров различных областей полупроводниковой структуры.

Основные свойства полупроводниковой структуры как будущего полупроводникового прибора с его электрическими параметрами определяются распределением примесей в объеме полупроводника.

Так как рассматриваемый ТП основан на диффузионной технологии, то основными процессами, влияющими на распределение примесей, можно считать

а) диффузию атомов примесей при высоких температурах;

б) перераспределение примесей в процессе термического окисления кремния.

Как было отмечено в [2], для описания законов распределения примесей, получаемых при таких процессах, целесообразно определить параметрический вид моделей на основе теоретических соображений.

Если оговорены законы распределения примесей, то вектор состояния Z_k будет содержать только параметры законов распределения и модель технологической установки будет определять изменения параметров распределений примесей во время операции соответственно режимам данной операции.

Для модели измерений также возможно аналитически получить параметрический вид. Измеряемыми параметрами в нашем случае являются поверхностные сопротивления и глубины залегания $p-n$-переходов.

Модель регулятора строится на основе экспериментально-статистических методов [3].

В качестве примера идентификации модели ТП, состоящей из последовательности элементарных моделей, рассмотрим идентификацию последовательности термических операций. Последовательность термоопераций состоит из шести операций (три операции диффузии, две - окисления и одна операция отжига)[I]. В результате проведения этих операций получают четырехслойную $p-n-p-n$-структуру.

Идентификация была начата с исследования снятых после различных операций профилей концентрации примесей. Профили концентрации были сняты на десяти дисках с двух сторон, по два профиля с каждой стороны, с шагом измерения от I,3 до 2,0 мкм. Общий объем измерений $N = 2500$.

В ранее проведенных экспериментах было замечено, что при диффузии бора из боросиликатных стекол профиль распределения атомов бора отличается от erfc-функции. Поэтому проведено сравнение способности предсказывания значения выхода двух уравнений

$$N(x) = N_s \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{L}\right), \tag{4}$$

$$N(x) = N_s \exp\left(-\frac{x}{L^2}\right), \tag{5}$$

где N_s – поверхностная концентрация примеси;

L – диффузионная длина.

Сравнение проводилось по симметричному критерию Вильямса и Клута [4]. Оказалось, что данные два уравнения – (4) и (5) – статистически равноценны в смысле способности описывать закон распределения примеси после диффузии бора. Учитывая, что при последующих термических операциях в диффузии участвуют только атомы бора, внедренные на первой диффузии, то есть последующая диффузия аналогична диффузии из органического источника и закон распределения примеси на последующих операциях должен приближаться к гауссовскому закону [5], то и для описания закона распределения атомов бора после первой диффузии было принято выражение (5).

По экспериментальным профилям концентрации было также замечено, что после операции окисления, следующей за диффузией бора, концентрация атомов бора в приповерхностном слое заметно уменьшается. Это происходит вследствие перераспределения примеси в процессе термического окисления кремния. Такое изменение профиля было решено описать в упрощенном виде следующим образом:

$$N(x) = N_s \exp\left(-\frac{x^2}{L^2}\right) - k_s N_s \exp\left(-\frac{x^2}{L_s^2}\right), \tag{6}$$

где k_s – коэффициент уменьшения поверхностной концентрации;

L_s – коэффициент, аналогичный диффузионной длине, зависящий от температуры и времени окисления и характеризующий влияние перераспределения примеси в глубину приповерхностного слоя.

Учитывая приведенные выше замечания, уравнение описывающее профили концентрации примесей в кремнии, получаемые после проведения последовательности термических операций, со стороны p- и n-эмиттера соответственно, принимает следующий вид:

$$N_{рэ}(x) = \frac{2Q_{B(4)}}{\sqrt{\pi}\cdot L_{B(4)}}\cdot \exp\left(-\frac{x^2}{L^2_{B(4)}}\right) + \frac{2Q_B}{\sqrt{\pi} L_B}\exp\left(-\frac{x^2}{L^2_B}\right) - \frac{K_S 2Q_B}{\sqrt{\pi}\cdot L_B}\cdot \exp\left(-\frac{x^2}{L^2_P}\right) + \frac{2Q_{Al}}{\sqrt{\pi} L_{Al}}\cdot \exp\left(-\frac{x^2}{L^2_{Al}}\right) - N_0 \qquad (7)$$

$$N_{nэ}(x) = -\frac{2Q_P}{\sqrt{\pi} L_P}\exp\left(-\frac{x^2}{L^2_P}\right) + \frac{2Q_B}{\sqrt{\pi} L_B}\cdot \exp\left(-\frac{x^2}{L^2_B}\right) - \frac{K_S 2Q_B}{\sqrt{\pi}\cdot L_B}\cdot \exp\left(-\frac{x^2}{L^2_S}\right) + \frac{2Q_{Al}}{\sqrt{\pi} L_{Al}}\cdot \exp\left(-\frac{x^2}{L^2_{Al}}\right) - N_0, \qquad (8)$$

где Q_f – количество атомов примеси f, участвующих в диффузии, отнесенное к единице площади;

L_f – диффузионная длина для примеси f;

N_0 – удельная концентрация примеси в исходном кремнии;

$Q_{B(4)}$, $L_{B(4)}$ – параметры профиля концентрации бора, получаемого вследствие операции долегирования бором со стороны p-эмиттера.

Диффузионная длина определяется следующим образом:

$$L_f = 2\sqrt{\sum_{i=1}^{n} D_{f,i}\, t_i}\,, \qquad (9)$$

где $D_{f,i}$ и t_i – коэффициент диффузии примеси f и время диффузии на i-ой операции;

n – количество операций, на которых в кремнии присутствует примесь f.

Коэффициент диффузии D экспоненциально зависит от температуры T и может быть выражен в виде уравнения Аррениуса

$$D = D_0 e^{-\left(\frac{\Delta \varepsilon_a}{kT}\right)}, \qquad (10)$$

где $\Delta\varepsilon_a$ – энергия активации;

D_0 – кажущаяся величина коэффициента диффузии при бесконечно большой температуре;

k – постоянная Больцмана.

В выражениях (7) и (8), учитывая (9) и (I0), неизвестными коэффициентами являются $\Delta\varepsilon_{a,f}$, $D_{o,f}$, Q_{Al}, L_s и K_s. Эти же коэффициенты являются неизвестными и для модели технологической установки (I). В ходе идентификации были получены МНК-оценки при помощи метода Гаусса-Зайделя на основе экспериментально полученных профилей концентрации примесей. В ходе оценивания коэффициентов уравнения Аррениуса проводилось преобразование переменной [5]

$$T^* = \frac{T - \bar{\bar{T}}}{T}, \qquad (\text{II})$$

где $\bar{\bar{T}}$ - среднее значение абсолютной температуры.

Идентификация модели измерения (3) проводилась после идентификации модели технологической установки (I). Для получения оценок неизвестных коэффициентов модели (3) использовались экспериментальные данные измерений промежуточных параметров $Y_к$. Оценки коэффициентов получены тем же методом.

Полученные оценки коэффициентов моделей технологической установки и измерений приведены в табл. I.

Таблица I

МНК оценки коэффициентов моделей

Обозначение коэффициента	Оценка коэффициента	Доверительный интервал
$\Delta\varepsilon_{a,Al}$, эв	6,78	$\Delta D_{Al} = +0,77\cdot10^{-10}$
$D_{o,Al}$, $\frac{cm^2}{c}$	$22,5\cdot10^{10}$	$-0,30\cdot10^{-10}$
Q_{Al}, cm^{-2}	$8,40\cdot10^{13}$	$+12,44\cdot10^{13}$ $-4,78\cdot10^{13}$
$\Delta\varepsilon_{a,B}$, эв	2,68	$\Delta D_B = +0,154\cdot10^{-10}$
$D_{o,B}$, $\frac{cm^2}{c}$	0,007	$-0,066\cdot10^{-10}$
$D_{P/T=1204}$, $\frac{cm^2}{c}$	$3,25\cdot10^{-12}$	$+5,22\cdot10^{-12}$ $-1,30\cdot10^{-12}$
$D_{P/T=1216}$, $\frac{cm^2}{c}$	$3,84\cdot10^{-12}$	$+2,38\cdot10^{-12}$ $-1,08\cdot10^{-12}$
L_s, cm	$3,78\cdot10^{-4}$	
K_s,	0,15	

В вектор измеряемых параметров Y входят два параметра: глубина залегания $p-n$-перехода x_j и поверхностное сопротивление ρ_s. Глубина залегания $p-n$-перехода определяется из уравнений (7) или (8), заменяя $N(x)$ на нуль, так как $N(x_j)=0$.

Поверхностное сопротивление определяется следующим образом:

$$\rho_s = \frac{1}{\int\limits_0^{x_i} q \cdot \mu \cdot N(x)\,dx}, \qquad (12)$$

где q – заряд электрона;

μ – подвижность носителей.

В модели (3) были приняты некоторые упрощения выражения (12). Так подвижность μ считалась постоянной и интеграл $\int\limits_0^{x_j} N(x)\,dx$ был заменен на $\int\limits_0^{\infty} N_g(x)\,dx$, так как они приближенно равны, если

$$\int\limits_0^{x_j} (N(x) - N_g(x))\,dx << \int\limits_0^{x_j} N_g(x)\,dx, \qquad (13)$$

что в нашем случае соблюдается, если для p-слоев за g-примесь принять бор, а для n-эмиттера – фосфор.

Тогда поверхностное сопротивление можно определить как

$$\rho_{s,g} = \frac{1}{A \cdot Q_g}, \qquad (14)$$

где A – неизвестный коэффициент, оцениваемый по экспериментальным данным;

$\rho_{s,g}$ – поверхностное сопротивление слоя с доминирующей примесью, g.

Полученные таким образом модели технологической установки (1) и измерения (3), а также известную модель регулятора (2) [3] можно использовать при имитации ТП производства СПП, а также при решении других задач, требующих наличия математического описания ТП.

Литература

1. Аннус А., Бахверк А. Моделирование диффузионных процессов производства силовых полупроводниковых приборов. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1976, № 409, с. 139-144.

2. Аннус А.А., Кийтам А.А. Вероятностная модель технологического процесса производства силовых полупроводниковых приборов. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1975, № 387, с. 177-186.

3. Аннус А.А. и др. Моделирование технологических операций на участке бороалюминиевой диффузии технологического процесса производства силовых полупроводниковых приборов. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1975, № 387, с. 187-192.

4. Химмельблау Д. Анализ процессов статистическими методами. М., "Мир", 1973, 957 с.

5. Болтакс Б.И. Диффузия в полупроводниках. М., "Наука", 1961, 462 с.

A. Bachverk

Identification of Thermal Operations Sequence of Diffusion Technology in Power Semiconductor Devices Production

Summary

Problems of model building and identification are examined, using theoretical considerations and profile of diffusion layer gained experimentally. Parametric form of model is proposed and estimates of unknown coefficients are gained.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
№ 432 1977

УДК 681.5:519.245

А. Кийтам

К РЕШЕНИЮ НЕКОТОРЫХ ЗАДАЧ НА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА ПРОИЗВОДСТВА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

При проектировании алгоритмов контроля и управления для сложных многостадийных технологических процессов (ТП) необходимо решить различные задачи анализа системы контроля и управления. В настоящей статье описываются некоторые задачи анализа, для решения которых целесообразно применять имитационную модель ТП производства полупроводниковых приборов. При этом исходим главным образом из описанной в [1] структуры модели и изложенного в [2] подхода и критериев управления процессами полупроводниковой технологии.

Структура модели. Согласно [1] определим модель ТП как последовательность взаимосвязанных моделей технологических операций (ТО). Модели ТО связаны между собой состоянием Z полуфабриката. В отличие от [1] предположим, что состояние Z_k и выход Y_k после некоторой операции могут иметь различный физический смысл и дана модель измерения (модель наблюдения за процессом)

$$Y_k = H_k(Z_k),$$

где k - индекс операции; в частном случае $Y_k \subset Z_k$ [1].

Состояние может рассматриваться как удобная параметризация связи между различными операциями, а также между режимными параметрами X_k и выходом Y_k данной операции. Так как на уровне модели ТП целесообразно ограничиваться статическими моделями, то модели операции и измерения даются в виде многомерных нелинейных безынерционных явных зависимостей. Стохастичность вводится в виде аддитивных шумов в моделях регулятора, операции и измерения.

Переменными состояния в модели ТП производства полупроводниковых приборов являются числовые параметры распределения примесей в различных областях полупроводниковой структуры, переменными выхода - измеряемые в ходе ТП параметры. В некотором смысле особым является последнее звено модели ТП, связывающее переменные состояния после последней операции Z_N с классификационными (электрическими) параметрами E готового прибора (модель прибора D). Таким образом, модель ТП дается в виде совокупности следующих моделей [I]:

$$\left.\begin{aligned} &Z_k = A_k(Z_{k-1}, U_k) + F_k, \\ &U_k = R_k(X_k) + G_k, \\ &Y_k = H_k(Z_k); \ \hat{Y}_k = Y_k + M_k, \\ &E = D(Z_n); \ \hat{E} = E + M_E, \end{aligned}\right\} \quad (I)$$

где $k = 1,\dots,N$ - индекс операции;

N - число операций;

X_k, U_k - наблюдаемый и физический вход соответственно;

Z_0 - начальное состояние (параметры сырья);

G_k - шум регулятора;

F_k - шум операции;

M_k, M_E - шумы измерения.

Если шумами измерения можно пренебрегать, то $M_k = 0$, $M_E = 0$; может иметь место также $G_k = 0$, $F_k = 0$. Режим последующей операции может в общем случае зависеть от результатов предыдущих, то есть $X_{k+1} = f(\hat{Y}_k)$. Законы распределения Z_0 и шумов заданы; законы распределения остальных переменных вычисляются на основе модели. Управляющими факторами являются входы X_k; в состав управляющих факторов могут включаться и параметры распределения Z_0, а иногда также параметры распределений шумов.

Критерии эффективности. Известно, что вследствие чувствительности легирования полупроводниковой структуры к множеству трудностабилизируемых факторов готовые приборы по своим электрическим параметрам существенно отличаются. Это ведет к необходимости классификации приборов на типономиналы (классы); условия классификации обычно даются в виде допусков. Критерий оптимальности процесса (и системы управления им) в общем виде выражается как некоторый функционал от разности фактического $p(j)$ и требуемого $p_3(j)$

распределения приборов по классам [2]. Примерами такого функционала могут быть взвешенное расстояние степени m между $p(j)$ и $p_3(j)$, прибыль, коэффициент перепроизводства, вероятность выхода годных приборов и др. Пусть критерий эффективности задан в виде

$$\eta = \varphi(p(j),\ p_3(j),\ c), \tag{2}$$

где c - полная цеховая себестоимость приборов.

Себестоимость можно рассматривать как сумму стоимостей сырья, основных и контрольных операций, общецеховых расходов и др. Выделим в себестоимости сумму стоимостей основных и контрольных операций; этот компонент можно назвать технологической себестоимостью. Пусть p_k - стоимость k-ой операции, q_{ik} - стоимость измерения i-го параметра после k-ой операции, ξ_{ik} - процент полуфабрикатов, на которых проводятся измерения, τ_k - процент выхода годных на k-ой операции. Стоимости p_k и q_{ik} включают расходы на материалы, зарплату и др.; методика их определения рассмотрена рядом авторов [3,4]. Среднюю стоимость полуфабриката после k-й операции можно тогда выразить в виде

$$P_k = \sum_{m=0}^{k} \Big[\Big(p_m + \sum_{i=1}^{n_m} \xi_{im} \cdot q_{im}\Big) \Big/ \prod_{j=m}^{k} \tau_j\Big], \tag{3}$$

где p_0 - стоимость сырья; $\tau_0 = 1$.

Полная технологическая себестоимость выражается в виде

$$c_0 = P_N + q_M, \tag{4}$$

где q_M - стоимость монтажа и измерения классификационных параметров.

<u>Оптимальная классификация</u>. В некоторых случаях условия классификации являются неоднозначными в том смысле, что некоторые классы (типономиналы) имеют частичное перекрытие; например, приборы высшего качества можно классифицировать в классы с худшим качеством, или соседние типономиналы частично перекрываются. В таком случае система управления может включить звено определения оптимального правила классификации приборов. Алгоритм нахождения такого правила в целью минимизации коэффициента перепроизводства описан в [5]; приводим здесь формулировку задачи для критериев типа прибыли [2].

Условия классификации приборов на классы K_j, $j=0,1,\ldots,t$ определяют на пространстве выходных измеренных переменных $\Omega(\hat{E})$ некоторое разбиение $\{G_s\}$, $s=1,\ldots,r$; $r>t+1$; т.е.

$$\bigcup_{s=1}^{r} G_s = \Omega(\hat{E}), \quad \underset{(i\neq j)}{G_i \cap G_j} = \emptyset .$$

G_s назовем группой, класс K_0 вводится для обозначения негодных приборов; каждый класс является объединением некоторых групп [5]. Распределение $P(E)$ классификационных переменных определяет на разбиении $\{G_s\}$ дискретное распределение $\{p_s\}$ с $\sum_{s=1}^{r} p_s = 1$ (технологическое распределение). Условия классификации даются в виде индикаторной матрицы $I = \{i_{js}\}$ размерностью $(t+1)\times r$, элементы которой определяются следующим образом:

$$i_{js} = \begin{cases} 1, \text{ если } G_s \subset K_j , \\ 0, \text{ если } G_s \not\subset K_j . \end{cases}$$

Правило классификации дается в виде матрицы сортировки $W=\{w_{js}\}$; w_{js} обозначает вероятность, с которой приборы из группы G_s классифицируются в класс K_j. Имеем

$$\left.\begin{aligned} & w_{js} \geq 0 \\ & \sum_{j=0}^{t} w_{js} = 1 \quad \forall s \\ & w_{js} = 0, \text{ если } i_{js}=0 \end{aligned}\right\} . \qquad (5)$$

Пусть заданы номенклатурный план в виде целочисленного вектора $Q=\{q_j\}, q_0=0$, количество сразу реализуемых приборов (заказ) вектором $V=\{v_j\}$, $v_0=0$, стоимости реализации (цены) приборов вектором $H=\{h_j\}$ и ожидаемые затраты на хранение приборов в складе вектором $B=\{b_j\}$. Если требуется безусловное выполнение номенклатурного плана и ограничения на объем производства n заданы в виде допуска, то имеем

$$\left.\begin{aligned} & m_j = np_j \geq q_j , \\ & n_{min} \leq n \leq n_{max} \end{aligned}\right\} , \qquad (6)$$

где m_j – выпуск приборов j-го класса и $p_j = \sum_{s=1}^{r} w_{js} p_s$.

Если все приборы можно (через некоторое время) реализовать, то критерий эффективности сортировки можно с учетом вышеприведенного задать в виде линейного функционала от распределения $\{p_s\}$:

$$\eta = \sum_{j=1}^{t} (m_j - r_j) h_j + \sum_{j=1}^{t} r_j (h_j - b_j) - nc , \qquad (7)$$

где

$$n = \sum_{j=0}^{t} m_j ,$$

$$r_j = \begin{cases} m_j - v_j , & m_j \geq v_j \\ 0 , & m_j < v_j . \end{cases}$$

При фиксированном технологическом распределении $\{p_s\}$ задачу нахождения оптимальной матрицы сортировки W^* и объема производства n^* можно теперь определить как задачу максимизации по w и n функционала (7) при ограничениях (5) и (6); допустим, что задача имеет решение. Ввиду целочисленности n эта задача является задачей частично целочисленного программирования. Но так как объем n обычно достаточно большой, можно решение получить известными методами математического программирования Отметим некоторые частные случаи приведенной задачи:

а) $n = n_0$ - фиксированный объем производства (задача оптимальной классификации заданной партии приборов);

б) $r_j = 0$ - приборы не подлежат хранению (или расходы хранения включены в себестоимость);

в) $r_j = 0, v_j = q_j$ - задача нахождения минимального объема производства, удовлетворяющий требованию выполнения номенклатурного плана. Это эквивалентно с минимизацией коэффициента перепроизводства ρ [5]:

$$\rho = n / \sum_{j=1}^{t} q_j \longrightarrow \min ; \quad \rho \geq 1 .$$

Отметим, что решение описанной задачи гарантирует выполнение плана "в среднем". В некоторых случаях могут быть заданы вероятностные ограничения для выполнения плана по классам или в целом, например, в виде неравенств

$$P[\rho \cdot p(j) \geq p_3(j)] \geq p_0(j) \quad \forall j, \ \rho \geq 1 .$$

Решение задачи в таком случае осуществимо с помощью конструирования доверительных интервалов для биномиального или мультиномиального распределения.

<u>Анализ модели имитационным моделированием</u>. Из вышеприведенного видно, что основной проблемой анализа системы

является определение зависимости распределения приборов по классам $\{p_j\}$ от управляющих факторов (в том числе от технологических режимов $\{X_к\}$) при заданных моделях (I) и алгоритме классификации (который может включать звено нахождения оптимальной матрицы сортировки). На основе $\{p_j\}$ вычисляется критерий эффективности η по (2), (3), (4). Наиболее общим методом анализа является вероятностное моделирование (имитация). Для данной задачи этот метод имеет по сравнению с другими методами статистического анализа систем [6] некоторые вычислительные преимущества, вытекающие главным образом из следующих обстоятельств:

а) большая размерность задачи;

б) необходимость оперирования со сложными (в частности, усеченными) распределениями;

в) наличие в модели процедур выбора режима последующих операций по результатам данной операции типа "разветвление по фиксированному разбиению области измеренного выхода $\hat{Y}_к$". Такие процедуры вводятся, например, с целью уменьшения общего разброса переменных состояния и выхода. В результате в модели появляются зависимости, имеющие точки разрыва. Хотя эти разрывы за счет шумов частично и сглаживаются, они ведут к ухудшению точности методов анализа, основанных на аппроксимации модели полиномами (метод моментов, метод эквивалентных возмущений, интерполяционный метод и др. [6]).

С другой стороны, имитация может использоваться для анализа модели главным образом в стадии проектирования системы управления, а не в стадии эксплуатации, где необходимо применять менее трудоемкие методы. Поэтому имитационное моделирование должно рассматриваться как средство синтеза упрощенных моделей анализа системы и определения их точности и эффективности. Для обработки результатов имитационных экспериментов целесообразно применять асимптотические методы статистики.

Задачи анализа. Приведем теперь краткие описания некоторых типичных задач анализа, решение которых на имитационной модели ТП вызывает практический интерес. Соответствующие задачи оптимального синтеза по критериям (2), (3) обычно решаются поисковыми методами оптимизации.

I. Нахождение параметрического вида распределения выхода ТП $\hat{E}$, выходов операций $\hat{Y}_к$ и состояний $Z_к$; определение зависимости параметров этих распределений от управляющих факторов. Найденные упрощенные зависимости могут применяться, например, при оптимизации ТП в целом.

2. Анализ систем полного контроля.

Пусть условия годности полуфабрикатов после $к$-й операции даются в виде независимых допусков ($n_к$-мерного бруса)

$$a_{ki} \leqslant \hat{y}_{ki} \leqslant b_{ki}; \quad i = 1, \ldots, n_k$$

или в эквивалентном виде

$$\varepsilon_{ki} - \frac{1}{2}\lambda_{ki} \leqslant \hat{y}_{ki} \leqslant \varepsilon_{ki} + \frac{1}{2}\lambda_{ki}.$$

Если эти условия не удовлетворены, то полуфабрикат снимается с дальнейшей обработки. При фиксированных значениях a, b вероятность выхода годного прибора $P_г$ зависит только от $\hat{y}_{ki}$ (или, точнее, от $Z_к$, который связан с $\hat{y}_{ki}$); пусть эта зависимость имеет вид

$$P_г = f(\hat{y}_{ki}), \quad 0 \leqslant P_г \leqslant 1.$$

Функцию полезности для решения о продолжении обработки можно тогда записать в виде

$$\gamma = f(\hat{y}_{ki})[h - (c - P_к)] - [1 - f(\hat{y}_{ki})](c - P_к),$$

где $P_к$ – стоимость полуфабриката после $к$-й операции;
c – себестоимость готового прибора;
h – усредненная цена готового прибора при фиксированном $\hat{y}_{ki}$:

$$h = \sum_{j=1}^{t} p(j)\, h_j.$$

Приравниванием $\gamma = 0$ получим уравнение для определения допусков

$$f(\varepsilon_{ki} \pm \frac{1}{2}\lambda_{ki}) = \frac{c - P_к}{h} = f_0.$$

Если $f(\hat{y}_{ki}) > f_0$, то следует продолжать обработку. Очевидно, что $f(\hat{y}_{ki})$ зависит от допусков на других операциях. При синтезе системы полного контроля обычно имеется хорошее начальное приближение (стандартный режим или найденный с помощью методов нахождения допусков [7]). Так как здесь сравниваются близкие варианты системы, то целесообразно при возможности применить при имитации коррелированные последовательности.

3. Анализ систем выборочного контроля.

Как отмечает ряд авторов [3,8],в производстве полупроводниковых приборов и других видов изделий электронной техники стоимость контрольных операций составляет значительную долю в себестоимости приборов. Исходя из критериев типа (2), (3), (4), можно эффективность системы контроля с учетом групповой обработки связывать с моделью ТП и стоимостью основных и контрольных операций [9]. Такая оценка систем выборочного контроля представляется более целесообразным, чем синтез плана контроля на основе ошибок первого и второго рода, так как обоснованный выбор уровней риска α и β становится самостоятельной сложной задачей.

4. Анализ систем статистического регулирования.

В условиях дрейфа выборочных характеристик обрабатываемых единиц групповой обработки целесообразно применить методы адаптивного регулирования с идентификатором временного ряда в цепи управления. Если на этапе проектирования имеются модели или выборочные реализации временных рядов, то имитацией системы регулирования можно сравнивать эффективность применения различных методов адаптации применительно к данному технологическому процессу.

Литература

I. Аннус А.А., Кийтам А.А. Вероятностная модель технологического процесса производства силовых полупроводниковых приборов. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1975, № 387, с. 177-186.

2. Милош Н.И., Рандма О.Г. Цели и способы автоматического управления процессами полупроводниковой технологии. Сб.: Приборы и системы автоматики , Таллин, НИИТЭЗ, 1975, с. 58-68.

3. Новиков В.А. и др. Расчет технологической себестоимости для выбора оптимального технологического процесса изготовления ИС, - "Электронная техника", сер.7, 1975, вып. 4, с. 114-118.

4. Алексеева В.М. и др. Некоторые методиче-

ские вопросы определения затрат на операционный контроль качества. -"Электронная техника", сер. 8, 1973, вып. I, с. 27-31.

5. П е т е р с е н И.Ф. и др. Оптимальное распределение изделий по типам при постоянной технологии. - "Электронная техника", сер. 10, 1969, вып. I, с. 77-83.

6. Под ред. Д о с т у п о в а Б.Г. Статистические методы в проектировании нелинейных систем автоматического управления. М., "Наука", 1970.

7. А б р а м о в О.В. и др. Допуски и номиналы систем управления. М., "Наука", 1976.

8. К а р л и к Е.М. и др. Учет затрат на контроль качества и испытания продукции в электронном приборостроении. - "Электронная техника", сер. 8, 1975, вып. 10, с. 33-41.

9. М и н а е в Г.Л. Выбор плана контроля с учетом его экономической эффективности. - "Электронная техника", сер. 8, 1976, вып. II, с. 21-26.

A. Kiitam

On Solution of Some Problems Using Simulation Model of Technological Process Producing Semiconductor Devices

Summary

Structure of simulation model of technological process producing semiconductor devices is given. Some problems to be solved using this model are described: optimal sorting of devices, estimation of parametric distribution models of outputs, analysis of complete and selective check systems, analysis of statistical control systems.

С О Д Е Р Ж А Н И Е

Таллинский политехнический институт
Труды ТПИ № 432
АНАЛИЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ
И СИСТЕМ АСУТП
Труды по электротехнике и автоматике
Сборник статей ХУ
Редактор В.Кукк
Техн. редактор Л.Лоопер
Сборник утвержден коллегией Трудов ТПИ 17 июня 1977 г.
Подписано к печати 17 октября 1977 г.
Бумага 60x90/16
Печ. л. 9,75 + 0,5 приложение. Уч.-изд. л. 8,3
Тираж 300
МВ-06256
Ротапринт ТПИ, Таллин, ул. Коскла, 2/9
Зак. № 1076
Цена руб. 1.24

[illegible]

[illegible]

[illegible]

[illegible]

[illegible]

[illegible]

[illegible]

[illegible]

[illegible]

[illegible]

[illegible]

[illegible]

[illegible]

[illegible]

[illegible]

[illegible]

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
№ 432 1977

АНАЛИЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ АСУТП

ТРУДЫ ПО ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ И АВТОМАТИКЕ

Сборник статей ХУ

УДК 681.32

Применение модели альтернативных графов при синтезе тестов для комбинационных схем. Плакк М., Убар Р. "Труды Таллинского политехнического института", 1977, № 432, с. 3-13.

В статье описывается новый подход к генерированию тестов, базирующийся на модели цифровых схем в виде системы альтернативных графов (АГ). Рассматриваются комбинационные схемы и определяются условия, выполнение которых позволяет привести задачу активизации многомерных путей в исходной схеме к задаче активизации одномерных путей в системе АГ.

Фигур 5, библ. наименований 2.

УДК 681.32

Формулы для дедуктивного анализа тестов в синхронных последовательностных схемах. Китсник П., Убар Р. "Труды Таллинского политехнического института", 1977, № 432, с. 15-23.

Рассматривается новый аналитический подход к дедуктивному анализу диагностических тестов для цифровых схем. Вычисление обнаруживаемых тестов производится в направлении с выходов к входам моделируемого объекта. Приводятся формулы для обработки сходящихся разветвлений и обратных связей. Показывается возможность параллельного дедуктивного анализа нескольких тестов.

Фигур 5, библ. наименований 5.

УДК 681.32

<u>О результатах дедуктивного анализа тестов в комбинационных схемах</u>. Китсник П. "Труды Таллинского политехнического института", 1977, № 432, с. 25-30.

В статье рассматривается реализация дедуктивного метода для параллельного анализа тестов в комбинационных схемах. Описывается структурная модель объекта. Приводятся полученные результаты и сравнение метода с методом параллельного моделирования тестов.

Фигур 2, библ. наименований 4.

УДК 681.32

<u>Модель ЦВМ как объекта диагностики</u>. Вийлуп А. "Труды Таллинского политехнического института", 1977, № 432, с. 31-36.

Описывается многоуровневая модель ЦВМ и показывается целесообразность использования ее при разработке тестов. Приводится пример описания неисправностей на любом уровне модели.

УДК 681.32

<u>Метод локализации неисправностей при проверке цифровых схем автоматическими тестерами</u>. Вийлуп А., Лохуару Т., Убар Р. "Труды Таллинского политехнического института", 1977, № 432, с. 37-45.

Предлагается способ синтеза диагностических процедур при проверке цифровых схем автоматическими тестерами. Метод базируется на селективном моделировании неисправной части схемы непосредственно в процессе локализации неисправностей. В результате оказывается ненужным хранение в памяти больших массивов эталонной информации, а данные моделирования определяют непосредственно стратегию для поиска неисправностей.

Таблиц 1, фигур 5, библ. наименований 2.

УДК 62-5:681.3:007

К выбору системы операций процессора. Янес М. "Труды Таллинского политехнического института", 1977, № 432, с. 47-56.

Рассматривается вопрос порождения различных систем операций процессора, приписанных к заданным наборам операций, и вопрос выбора системы операций, реализуемых на различных уровнях схем процессоров. Определяются два этапа выбора системы операций, намечаются пути к решению задач, поставленных на этих этапах. Предлагается методика выбора подмножеств схемно и программно реализуемых операций. Характеризуется изменение показателя эффективности процессоров в зависимости от разделения операций между схемным и программным уровнями реализации.

Фигур 3, библ. наименований 4.

УДК 62-507

Синтез структуры микропрограммного автомата на основе триггерных пар разбиений. Лейс П. "Труды Таллинского политехнического института", 1977, № 432, с. 57-68.

Настоящая статья посвящена разработке алгоритмов вычисления триггерных пар разбиений (ТПР) для микропрограммного автомата (МПА) и их использованию в структурном синтезе МПА. Предлагаемые алгоритмы позволяют определить множество существенных переменных функций возбуждения и тем самым сократить объем вычислений при минимизации системы функции возбуждения.

Библ. наименований 7.

УДК 681.32

Об одном подходе к построению реляционной базы данных. Маран М. "Труды Таллинского политехнического института", 1977, № 432, с. 69-75.

В данной статье описывается база данных, поиск информации в которой основывается на выполнении теоретико-множественных операций. Исходная информация записывается в виде кортежей "объект-характеристики". Запрос задается в виде алгебраического выражения на множествах, на основе которого выдается список объектов, удовлетворяющих по своим характеристикам запросу.

Программное обеспечение базы данных разработано на алгоритмическом языке ПЛ/I.

Таблиц 2, библ. наименований 3.

УДК 621.372.22

Модели и характеристики многопроводного жгута. Иыерс Р. "Труды Таллинского политехнического института", 1977, № 432, с. 77-88.

Рассматриваются свойства многопроводных жгутов, предназначенных для изготовления обмоток точных трансформаторов. Исследование жгутов показало, что жгут состоит из кусочно-однородных участков, длина которых подлежит экспоненциальному закону распределения, и участков малой длины, в которых происходят изменения расположения проводов.

Жгут рассматривается как неоднородная многопроводная линия. Предложена вероятностная модель (ВМ) жгута, в которой смешение проводов вдоль жгута описывается с помощью марковского процесса, и продольно однородная модель (ПОМ) жгута, которая характеризуется средними по длине жгута параметрами.

Приведены результаты обработки данных измерения 10-проводного жгута для контроля статистических гипотез и результаты статистического моделирования процесса смешения проводов в жгуте.

Таблиц 2, библ, наименований II.

УДК 621.316.727.078.001.57

Аналоговая модель для анализа влияния случайных воздействий на работу системы автоматической синфазировки синхронного детектора. Мин М. "Труды Таллинского политехнического института", 1977, № 432, с. 89-94.

Предлагается способ имитационного моделирования процессов в системе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), работающей в качестве системы автоматической синфазировки синхронного детектора. Данный способ моделирования позволяет анализировать процессы в системе ФАПЧ в условиях одновременного действия как детерминированных, так и случайных воздействий. Во внимание приняты здесь аддитивная помеха и изменения амплитуды и частоты измеряемого сигнала.

Графически представляются основные результаты анализа системы 2-го порядка - зависимости среднего значения и дисперсии косинуса рассогласования по фазе от спектральной плотности аддитивного гауссового шума, действующего на входе синхронного детектора.

Фигур 3, библ. наименований 6.

УДК 621.372.542.2.001.2.

<u>О схемных реализациях бездрейфовых сглаживающих фильтров</u>. Парве Т., Мин М. "Труды Таллинского политехнического института", 1977, № 432, с. 95-101.

В статье рассмотрены некоторые проблемы разработки быстродействующих сглаживающих фильтров для измерительных детекторов. Изложены схемные реализации активных бездрейфовых фильтров до пятого порядка включительно, которые имеют равноволновые переходные характеристики.

Фигур 7, таблиц 3, библ.наименований 10.

УДК 621.376.432

<u>Подавление постоянной составляющей синхронным детектором</u>. Корсен В. "Труды Таллинского политехнического института", 1977, № 432, с.103-108.

Приводится анализ совместной работы измерительной преобразовательной системы, состоящей из электронного ключа, разделительного конденсатора, синхронного детектора и интегратора. Доказывается, что наличие разделительного конденсатора оправдано при определенных соотношениях времени интегрирования и частоте опорного сигнала. Дополнительно можно повысить точность работы устройства искусственной расстройки симметрии полупериодов опорного сигнала синхронного детектора.

Фигур 4, библ.наименований 2.

УДК 621.317.39:532.137

Двухдисковый резонатор. Реммель Ю. "Труды Таллинского политехнического института", 1977, № 432, с. 109-114.

Приводятся описание и теоретические выкладки низкочастотного ($f_0 < 100$ Hz) резонатора, обладающего высокой добротностью (порядка 300), предназначенного для датчиков вязкости. Обсуждаются возможности создания вискозиметра на базе названного резонатора.

Таблиц I, фигур 3, библ. наименований 4.

УДК 539.293.011.25

Зависимость подвижности электронов и дырок от температуры и концентрации примеси в кремнии. Ранг Т., Велмре Э. "Труды Таллинского политехнического института", 1977, № 432, с. 115-120.

В статье дается обзор ранее опубликованных эмпирических формул подвижности электронов и дырок в кремнии. Отмечается, что отсутствуют достаточно точные формулы расчета температурной зависимости подвижности в более сильно легированном кремнии. Предлагается новая эмпирическая формула для расчета подвижностей в зависимости от концентрации примеси и температуры.

Таблиц 2, фигур I, библ. наименований I2.

УДК 621.382.2.072.1

К расчету максимального напряжения переключения p-n-p-n-структуры. Велмре Э., Ранг Т." Труды Таллинского политехнического института", 1977, № 432, с. 121-126.

В статье приводится новая приближенная формула для расчета максимального напряжения переключения p-n-p-n-структур. Погрешность формулы по сравнению с известным условием переключения Херлета не превышает нескольких процентов.

Фигур 2, библ. наименований 7.

УДК 621.382.2.072.1

К расчету отпирающего тока управления p-n-p-n-структуры. Нурсте И., Велмре Э. "Труды Таллинского политехнического института", 1977, № 432, с. 127-133.

В статье представлена одномерная математическая модель для расчета отпирающего тока управления p-n-p-n-структуры. Модель основана на двухтранзисторном эквиваленте p-n-p-n-структуры, учитывающем зависимость коэффициентов инжекции от тока. Выведена упрощенная формула для расчета отпирающего тока управления. Результаты показывают необходимость учета зависимости коэффициентов инжекции от тока при расчете отпирающего тока управления.

Фигур 3, библ. наименований 7.

УДК 621.382.233.002.2:62-501.72

Идентификация последовательности термических операций диффузионной технологии производства СПП. Бахверк А. "Труды Таллинского политехнического института", 1977, № 432, с. 135-142.

В статье рассматриваются вопросы построения и идентификации модели последовательности термических операций диффузионной технологии. Модель состоит из детерминированных моделей отдельных операций. Связующим звеном в построении комплексной модели является вектор состояния, координатами которого являются параметры законов распределения примесей. В ходе идентификаций получены МНК-оценки неизвестных параметров моделей.

Фигур I., библ. наименований 5.

УДК 62-501.7

К решению некоторых задач на имитационной модели технологического процесса производства полупроводниковых приборов. Кийтам А. "Труды Таллинского политехнического института", 1977, № 432, с. 143-151.

Приведена структура имитационной модели технологического процесса производства полупроводниковых приборов. Описываются некоторые задачи, решаемые с помощью этой модели: оптимальная классификация изделий, оценивание параметрических моделей выходных распределений, анализ систем полного и выборочного контроля, анализ систем статистического регулирования.

Библ. наименований 9.

руб. 1.24