TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

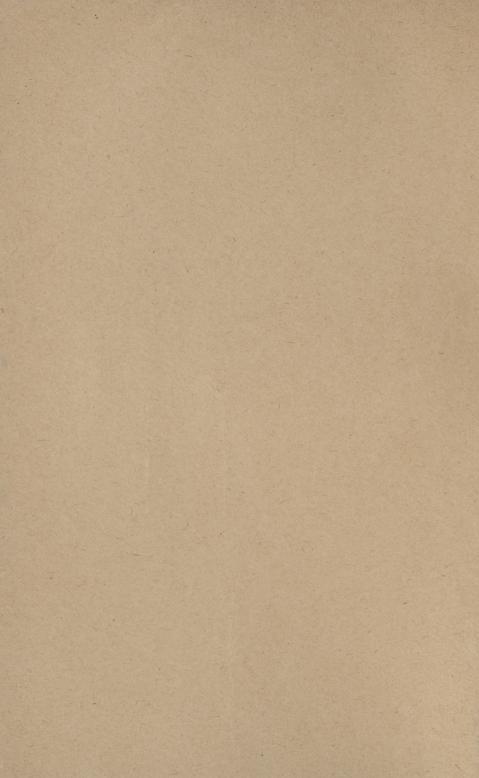
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 409

ТРУДЫ ПО ЭЛ**Е**КТРОТЕХНИКЕ И АВТОМАТИКЕ

СБОРНИК СТАТЕЙ

X1Y



Ep. 6.7

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№409

УДК 621

ТРУДЫ ПО ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ И АВТОМАТИКЕ

СБОРНИК СТАТЕЙ

XIV



УДК 621.372.5

Г. Шифф, В. Кукк

ВЛИЯНИЕ НЕИДЕАЛЬНОСТЕЙ КОС НА КАЧЕСТВО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИМПЕДАНСА

В практике применения КОС существенный интерес представляет вопрос влияния различных видов неидеальностей реального конвертора отрицательного сопротивления (РКОС) на свойства преобразованного импеданса: на частотный диапазон, устойчивость, интервал возможных значений преобразуемого импеданса без больших погрешностей и ряд других характеристик.

Хотя РКОС с паразитными элементами в принципе может быть скомпенсирован [I, 2, 3], следует иметь в виду, что каждый процесс компенсации, вследствие неизбежных изменений параметров компенсирующих элементов, а также самого РКОС, всегда несовершенен, что заставляет учитывать и параметры несовершенен, что заставляет учитывать и параметры РКОС являются частотнозависимыми, в результате чего созданный отрицательный импеданс также является частотнозависимым.

Неидеальность КОС выражается и в том, что свойства преобразованного отрицательного импеданса зависят от нагрузочной цепи (величины преобразуемого импеданса).

Все перечисленные источники погрешности преобразования импеданса выражаются погрешностью коэффициента преобразования и его непостоянством.

Пусть целью преобразования, производимого с необходимой точностью, является создание отрицательного резистивного импеданса, который образуется как входной импеданс нагруженного КОС.

В данной работе сделана попытка исследовать влияние перечисленных выше неидеальностей на свойства входного импеданса РКОС Z $_{\rm bx}(\omega)$, т.е. на свойства преобразованного отрицательного импеданса.

Для оценки качества преобразования вводится понятие верхней граничной частоти ω_{κ} как максимальной частоти, на которой погрешность не превишает заданной величины κ , т.е.

 $\left| \frac{Z_{bx}(\omega) + R}{R} \right| \leq \alpha, \tag{I}$

где R - преобразуемый импеданс.

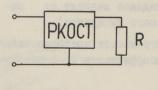
Ограничимся рассмотрением РКОС с инвертированием тока (РКОСТ) и опишем его z — параметрами в виде дробно-рациональных функций комплексной частоти первого порядка [4,5], которые в нормированном виде представляются следующей матрицей:

$$Z = \frac{1}{s+1} \begin{bmatrix} As-1 & As+1 \\ As-1 & As+1 \end{bmatrix}.$$
 (2)

Здесь коэффициент преобразования РКОСТ на нулевой частоте принят равным единице, а коэффициент "А" выражает отношение реальных величин полюса и нуля и пораметров РКОСТ. В последующих рассуждениях мы будем иметь дело с нормированными функциями и элементами цепей.

Пусть РКОСТ нагружен резистором (фиг. I). Тогда входной импеданс цепи, учитывая (2), выражается в виде

$$Z_{bx} = \frac{\Delta_z + z_{14}R}{z_{22} + R} = \frac{R(As - 1)}{s(A + R) + 1 + R},$$
 (3)

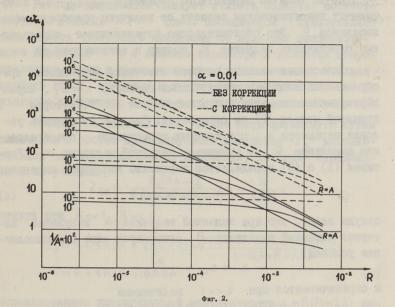


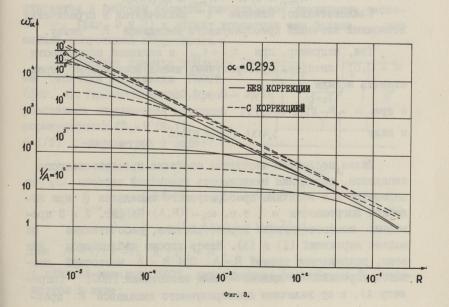
Фиг. 1.

который в свою очередь можно представить схемой замещения в виде сочетания отрицательного импеданса "-R" и паразитных элементов RLC-типа.

Основные источники погрешности преобразования по (3) следующие: I) конечность иммитансных па-

раметров РКОСТ; 2) $\Delta_z \neq 0$; 3) частотная зависимость параметров РКОСТ.





Проанализируем различные источники погрешностей преобразования импеданса, которые возникают на нулевой частоте.

Из-за наличия паразитного параметра $4/z_{22} \neq 0$ коэффициент преобразования зависит от величины преобразуемого импеданса R. Это обстоятельство устанавливает определенные ограничения величине R сверху в зависимости от α .

Для оценки влияния второго источника погрешности преобразования вводим дополнительный параметр $\varepsilon = \Delta_{\rm Z}$, характеризующий несимметричность параметров РКОСТ, которая в принятой модели (2) не отражается. Следует определить условия параметру ε , при которых погрешность преобразования импеданса R не превышает заданной величины α . Учитивая (1) и (3), определяется выражение входного импеданса

$$Z_{bx} = \frac{\varepsilon - R}{1 + R} = (\alpha - 1) R, \qquad (4)$$

откуда видно, что при заданной величине ∝ ненулевой интервал значений импеданса R существует лишь при выполнении условия

 $\varepsilon < \varepsilon_{Kp} = \frac{\alpha^2}{4(1-\alpha)}$

и ограничивается при >>> ведичинами

$$R_{min} = \mathcal{E}/\alpha$$
, $R_{max} = \alpha/(1-\alpha)$.

Следовательно, влияние "г" заключается в ограничении возможных значений преобразуемого импеданса R снизу.

Так, например, при $\varepsilon << \varepsilon_{\rm Kp}$ и заданной погрешности $\alpha = 0.01$ интервал преобразуемых импедансов можем представить в виде $100 \, \varepsilon < R < 0.01$.

a $\pi p \mathbf{w} \propto = 1 - \sqrt{2}/2 = 0,293$

в виде 3,413 £ < R < 0,414.

Далее исследуем частотные свойства преобразованного импеданса, определяя зависимость граничной частоти ω_{α} от параметра A и величины преобразуемого импеданса R при заданной погрешности α , т.е. $\omega_{\alpha} = f(R,A)$. На фиг. 2 и 3 приведены соответствующие характеристики, рассчитанные на основе выражений (I) и (3). Здесь хорошо наблюдаются две зоны, разделяемые прямой R = A. При R < A частотный диапазон определяется динамическими свойствами РКОСТ (параметр A), а от геличины преобразуемого импеданса R прак

тически не зависит. Но данная область не является рабочим дианазоном, так как преобразователь теряет свои специфические свойства КОС.

Рабочим диапазоном следует считать область, соответствующую условию R > A. Здесь наблюдается существенная зависимость частотного диапазона от величини преобразуемого импеданса R, а влияние параметра A является второстепенным, хотя и уменьшение его (улучшение динамических свойств РКОСТ) приводит к увеличению граничной частоты входного импеданса, доходя в пределе до величины $\omega_{\alpha} = 1/R$.

Увеличение частоты ω_{**} может быть достигнуто путем включения в состав преобразуемого импеданса Z_{**} дополнительных пассивных элементов коррекции, которые определяются из условия

$$Z_{bx} = \frac{Z_{H}(As-1)}{Z_{U}(s+1)+As+1} = -\frac{R}{1+R}$$

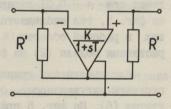
откуда при A << 1, R << 1

$$Z_{H} = R + 9R(R + 2A + AR) + 8^{2} \frac{R(A + R + AR)(2A + R + AR)}{1 - 8(A + R + AR)} \approx$$

$$\approx R + 9R(R + 2A).$$
(5)

Использованием корригирующей индуктивности L=R(R+2A) достигается в рабочей области значительное увеличение частоть ω_{α} (фиг. 2 и 3), и эффект коррекции тем больше, чем меньше допустимая погрешность α .

В качестве примера исследуем типичную реализацию РКОСТ (фиг. 4). Рассматриваемый преобразователь описывается матрицей нормированных ($R_0 = R'(K-I)$, $\omega_0 = I/T$) z—параметров в виде:



Фиг. 4

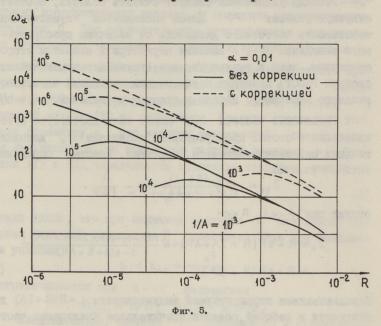
$$Z = \frac{4}{s+1} \begin{bmatrix} sA - 1 & 1 + A \\ -(1+A) & sA + 1 + 2A \end{bmatrix},$$
 (6)

где A = 1/(K-1) и $\Delta_z = A^2$,

а входной импеданс КОСТ, нагруженного резистором R, выражается в виде:

$$Z_{bx} = \frac{A(A+R)s + (A^2-R)}{(A+R)s + 1 + R + 2A}$$

Основное отличие (6) от (2) заключается в наличии бесконечных нулей у проходных параметров матрицы Z.



Динамические свойства данного отрицательного импеданса при $\alpha=0.01$ характеризуются жривыми $\omega_{\alpha}=f(R,A)$ на фиг. 5, где наблюдается хорошее совпадение характеристик в рабочей области (R>A) с соответствующими характеристиками модели (2) на фиг. 2.

Для увеличения граничной частоты ω_{α} введем корригирующую индуктивность, определяемую аналогично (5) с учетом (6). На фиг. 5 приведены характеристики $\omega_{\alpha} = f(R,A)$ при $L = (R+A)^2$, которые практически совпадают с соответствующими характеристиками на фиг. 2.

Следовательно, модель (2) может бить использована для представления динамических свойств РКОСТ в рабочей области (т.е. при R > A) преобразователя, несмотря на некоторое отличие z —матрицы конкретной реализации (6) от предлагаемой модели (2). Различие характеристик вне рабочей области (т.е. при R < A) свидетельствует о непригодности

данной модели (2) для характеристики РКОСТ в таких режимах.

С точки зрения динамики отрицательного импеданса существенным является и вопрос устойчивости, которому посвящен ряд работ [I, 5]. Не вдаваясь в подробности этой проблемы, отметим лишь, что при наличии индуктивной коррекции возникает некоторая опасность самовозбуждения цепи, содержащей отрицательный импеданс. С этой точки зрения представляет интерес характеристика $\text{ReZ}_{\text{bx}}(\omega)$, которая позволяет оценить опасность самовозбуждения цепи. Оказывается, что при отсутствии индуктивной коррекции характеристика $\text{ReZ}_{\text{bx}}(\omega)$ имеет убывающий характер с увеличением частоты. При наличии индуктивной коррекции рассматриваемый импеданс вблизи верхней граничной частоты может стать более отрицательным по сравнению с"—R" на более низкой частоте.

Следует отметить, что данная коррекция может быть применена при малых значениях преобразуемого импеданса R, и она предъявляет повышенные требования операционному усилителю (Т/К < 10⁻⁹). В противном случае данная коррекция лишена практического смысла из—за чрезмерно больших значений индуктивности. Существует также возможность коррекции частотной характеристики входного импеданса подкличением емкости ко входу преобразователя. Эта емкость коррекции практически не зависит от величины преобразуемого импеданса R и имеет приемлемые значения, но как показали экспериментальные исследования, при этом возникают серьезные проблемы с устойчивостью цепи.

Виводы

- I. Предлагаемая модель РКОСТ достаточно хорошо отражает динамические свойства преобразователя при R > A.
 - 2. Интервал значений преобразуемого импеданса определяется снизу динамическими свойствами РКОСТ, а сверху допустимой погрешностью преобразования.
 - 3. Характеристика $\omega_{\alpha}=f(R,A)$ является удобной и наглядной формой представления частотных свойств преобразованных импедансов при конкретном РКОСТ и выражает значительное уменьшение граничной частоти ω_{α} с увеличением преобразуемого импеданса.

4. Более высокие граничные частоты достигаются при РКОСТ, удовлатворяющих следующим условиям: а) большие значения импедансных низкочастотных параметров относительно преобразуемого импеданса (R <<1); б) более отдаленный полюс импедансных параметров РКОСТ; в) более отдаленный (относительно полюса) нуль импедансных параметров (A << I) РКОСТ, особенно при малых значениях R.

Литература

- I. Бенинг Ф. Отрицательные сопротивления в электронных схемах. М., "Советское радио", 1975.
- 2. Филановский И.М., Персианов А.Ю., Рыбин В.К. Схемы с преобразователями сопротивления. Л., "Энергия", 1973.
- 3. Ш и ф ф Г.И. Компенсация неидеальных конверторных двухпортов. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1972, № 334.
- 4. S u, K.L. Active network synthesis. McGraw-Hill, Inc., 1965.
- 5. Кукк В.А., Шифф Г.И. Устойчивость нагруженного конвертора отрицательного сопротивления. -"Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1975, № 387.

G. Schiff, V. Kukk

Influence of NIC Nonidealities on the Impedance Conversion

Summary

Conversion errors of real negative impedance converter (NIC) are investigated.

A real NIC may be characterized by convertable impedance range and by upper conversion frequency.

The effect of nonidealities on these NIC quality features is investigated and completed with an example. Some practical recommendations for realization of practical NIC are given.

T976 № 409

УЛК 518.5:621.372.061

А. Ронк

(I)

АЛГОРИТМ ЧАСТИЧНОГО РЕШЕНИЯ УРАВНЕНИЙ БОЛЫШАХ ЦЕПЕЙ

Введение

При анализе цепей часто решают большие разреженные системы уравнений Ax = b,

используя разные модификации метода Гаусса и технику обработки разреженных матриц.

В этих случаях применяются специальные методы выбора главных элементов (ГЭ) [I-5], позволяющие минимизировать число новых ненулей в матрице А и число арифметических операций при решении уравнения (I), а также специальные формы описания разреженных матриц [2, 5, 6].

Но иногда эти средства недостаточны и вся необходимая информация не вмещается в оперативную память ЭВМ. применяются методы, позводяющие решать задачу по частям:

- I. Матрицу А приводят к почти блочно-диагональной форме, т.е. схему расчленяют на подсхемы, и на каждом этапе решения задачи используют только один диагональный блок, который соответствует одной подскеме, и блоки, описывающие связи этой подскемы [4, 5]. Этот метод является высоко эффективным в сочетании с методами оптимального выбора [7. 8].
- 2. Если схема имеет лестничную структуру, то матрицу А приводят к ленточной форме, что позволяет в коде решения задачи работать с матрицами m x m (порядок A n >> m) [4, 5].

Следует отметить, что из результатов полного анализа больших схем в большинстве случаев используют только

больщую часть. Во многих случаях до анализа большой схемы выполняют анализ отдельных подсхем и в конце концов требуется выполнять анализ только некоторых характеристик всей схемы.

С этой точки зрения заслуживает внимания применение частичного анализа (частичного решения (I)). Эксперименты, выполненные с программами FROPSY и FROPNS [9], показали, что применение частичного решения (I) позволяет в случае, если вектор в полный, сократить объем вычислений до 75-80 % и в случае, если в сильно разреженный — до 60-65 %. Разумеется, что такой подход применим только при анализе линейных схем.

Ниже предлагается алгоритм частичного решения (I), требующий минимальный объем сперативной памяти и обеспечивающий достаточно малое количество выполняемых арифметических операций.

<u>Частичное решение (I).</u> Уравнение (I) можно привести к виду

где x_{22} - минимальный вектор, содержащий все интересующие нас x_i $(x = ||x_i||)$.

Так как $b = \|b_i\|$ обычно сильно разреженная, можно и все $b_i \neq 0$ сосредоточить в b_{22} .

Исключая из (2) последовательно все элементы x_{ii} , по-

$$A_{22}^* x_{22} = b_{22}^* \tag{3}$$

где

$$A_{22}^* = A_{22} - A_{21} A_{11}^{-1} A_{12} ,$$

$$b_{22}^* = b_{22} - A_{21} A_{11}^{-1} b_{11}$$

и порядок А* m << n (n-порядок A).

Далее решают (3), применяя LU -разложение:

$$A_{22}^* - L_{22} \setminus U_{22}$$
 (4)

$$b_{22}^0 = L_{22}b_{22}^* \tag{5}$$

Организация вычислений

Этап исключения. Предполагается, что в оперативной памяти ЭВМ хранят описание схемы и другие необходимые данные. Эти данные определяют разбиение матрицы A и векторов x и b на блоки, указанные в (2), и показывают, будет ли $b_{H}=\|0\|$.

Если $b_{44} \neq \|0\|$, то или составляют вектор b до начала вычислений, или формируют необходимые на этапе исключения части b в ходе вычислительного процесса, как и необходимые части A (см. ниже).

В начале каждого шага исключения в А формируют окончательно строку и столбец очередного ГЭ. Затем выполняют исключение и в ходе этого процесса выделяют память тем элементам А , которыми оперируют на данном шаге и для которых память раньше не выделялась. После этого стирают элементы строки и столбца ГЭ и освободившуюся память можно резервировать для элементов, которые нужны на следующем шаге. Такие шаги повторяют до тех пор, пока все элементы x_4 будут исключены.

Этап решения. После исключения \mathfrak{x}_4 выполняют LU -разложение \mathbb{A}_{22}^* . При этом организация вычислительного процесса может остаться прежней, за исключением стирания элементов строки и столоца ГЭ, которое не допускается.

После получения матриц L_{22} и U_{22} формируют окончательно вектор b_{22}^* (если в начале не составляли b полностью) и выполняют операции (5) и (6).

Узловые вопросы организации вычислений

Формирование строки из столоца ГЭ может, в общем случае, оказаться довольно сложным, так как для этого требуется следующая информация: І) номера столоцов (строк) элементов строки (столоца) ГЭ; 2) параметры каких элементов схемы требуются для формирования каждого элемента строки (столоца) ГЭ.

Все решается просто при применении метода узловых напряжений, если ГЭ вноираются только с главной диагонали (ГД) матрицы узловых проводимостей А.

Явно, что до начала внчислений следует выбрать оптимальную последовательность ГЭ, чтобы обеспечить минимальный объем требуемой памяти ЭВМ и минимальное количество арифметических операций, требуемых для решения (I). После этого перенумеруют узлы в описании схемы так, чтобы порядковые номера ГЭ совпали с номерами их строк (столоцов).

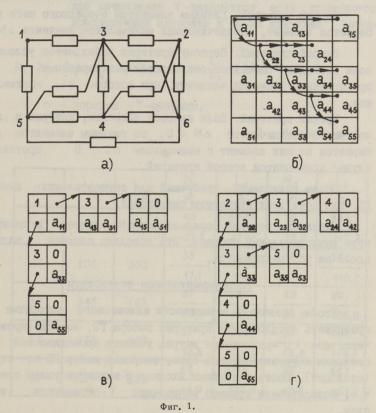
В таком случае формирование строки и столоца j-го ГЭ заключается в занесении в матрицу А значений параметров всех элементов схемы, которые инцидентны к узлу j и не инцидентны к узлам $i \le j$. Для упрощения этой операции следует элементы в описании схемы до начала вычислений группировать (например, с помощью указателей) по наименьшим номерам узлов, к которым они инцидентны.

<u>Хранение обрабативаемой части А в памяти ЭВМ</u> следует организовать с помощью изменяющейся системы указателей. Примеры подобных систем приведены в [5, 6].

Подробнее рассматриваем случай, когда А является матрицей узловых проводимостей схемы. Так как структурная несимметрия этой матрицы в большинстве случаев незначительная, следует в матрице ввести искуственную структурную симметрию (СС), считая некоторые нулевые элементы условно ненулевыми. Как показали эксперименты [9]. это вызывает очень малое увеличение времени вычисления (количества выполняемых арифметических операций). Но опыт применения про-FRONE2 доказал, что введение и использование СС дает за счет уменьшения количества выполняемых вспомогательных операций в конечном счете выигрыш во времени IO % FRONE2 в матрицу вводят искусствен-(в программе ную СС и для описания матрицы используют систему указате-Вегру [2], которая учитывает СС матрицы и имеет структуру, схематически изображенную на фиг. Іб).

I эти эксперименты показали и целесообразность выбора Гэ с ГД матрицы.

Следовательно, применяемая изменяющаяся система указателей должна использовать искусственную СС матрицы А. Таквя система изображена на фиг. I,в. и I,г, где показано, какие элементы матрицы с фиг. I,б (соответствующая схема приведена на фиг. I,а) хранят в памяти ЭВМ в начале первого и второго шага исключения.



Можно отметить, что постоянное изменение хранимой в памяти ЭВМ части матрицы не вызывает увеличения времени работы предложенного алгоритма, так как из-за того, что в памяти хранится только небольшая часть матрицы, время по-иска нужных элементов уменьшается.

Выбор оптимальных ГЭ предложим осуществить, используя один из критериев, описанных ниже.

ГЭ выбираются на основе двух показателей: $\Delta N - из-$ менение числа хранимых в памяти ЭВМ ненулевых элементов матрицы в результате выполнения очередного шага исключения и $\Delta L -$ число операций деления и умножения, выполняемых на очередном шаге исключения.

Первый критерий. Главным элементом очередного шага выбирается элемент, обеспечивающий минимальное значение ΔN .

Второй критерий. Первому критерию добавляется условие: если несколько элементов оказываются равноправными, то предпочтение отдается элементу, при котором ΔL минимальное.

Третий критерий. Если имеются элементы, которые в качестве ГЭ обеспечивают $\Delta N \leq 0$, то главным элементом выбирается из них элемент с наименьшим ΔL . В противном случае применяется второй критерий.

Объем вычислений, требуемый для осуществления выбора ГЭ, для всех этих критериев одинаковый.

Очевидно, что для определения $\triangle N$ следует моделировать вычислительный процесс. Эта довольно сложная задача здесь не рассматривается.

Экспериментальные результаты

Чтобы оценивать возможности изложенного алгоритма и сравнивать предложеные критерии выбора ГЭ, мы моделировали частичное LU -разложение матриц узловых проводимостей нескольких неуравновешенных схем, запрещая выбор ГЭ со строк (столбцов), соответствующих входным и выходным узлам схемы, т.е. моделировали процесс вычисления Y -параметров этих схем.

Ранее на тех же примерах мы испытали программу FRONE2, в которой для выбора ГЭ применяется метод Веггу и У-матрицу схемы хранят в памяти ЭВМ полностью, используя систему указателей Веггу [2]. ГЭ выбирались во всех случаях только с ГД матрицы.

Некоторые результаты испытаний приведены в таблице I. в которой использованы следующие обозначения:

 $N_{\rm B}, L_{\rm B}$ — соответственно число ненулевых элементов матрицы, хранимых в памяти ЭВМ, и число опе-

раций деления и умножения, выполняемых при вычислении Y-параметров, для программы FRONE2;

N;, L; - соответственно максимальное число злементов матрицы, хранимых одновременно в памяти ЭВМ, и число операций деления и умножения, выполняемых при вычислении У-параметров, если применяется предложенный алгоритм и і-нй критерий выбора ГЭ;

$$\label{eq:lambda_i} \begin{split} & \lambda_i, \lambda_i - \lambda_i = \frac{N_i}{N_B} \cdot 100\%, \quad \lambda_i = \frac{L_i}{L_B} \cdot 100\%; \end{split}$$

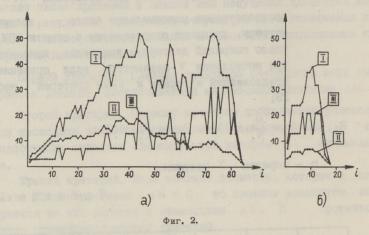
n - порядок Y-матрицы.

Таблица І

	N	0.5	N ₁	L ₁	N ₃	L ₃	
n	N _B	LB	2	74	V3	λ_3	
18	446	040	43	278	39	248	
10	116	218	-37,1	127,5	33,6	113,8	
35	205	353	35	403	35	389	
35	205	333	17,1	114,2	17,1	110,2	
39	245	483	57	521	59	507	
39	240	403	23,3	107,9	24,1	105,0	
57	273	403	37	489	37	461	
31	213	403	13,6	121,3	13,6	114,4	
85	491	007	54	1013	52	867	
63	731	823	11,0	123,1	10,6	105,3	

Из предложенных критериев выбора ГЭ наихудшим является первый критерий и наилучшим третий. Последний обеспечивает увеличение количества операций деления и умножения по сравнению с критерием Веггу только на 10 %.

Все схемы, использованные при испытании, или содержали не более 40 узлов, или состояли из слабо связанных подсхем с числом узлов г ≤ 40. Для последних схем число хранимых в памяти ЭВМ элементов У-матрицы не превышало 60 и немного отличалось от соответствующего числа для "наихудшей" подсхемы. Число элементов ГД, хранимых одновременно в памяти, не превышало 20.



На фиг. 2 показано (для схем с числом узлов 86 и 19), как изменяются числа хранимых в памяти ЭВМ элементов Y—матрицы (I) и элементов ГД У—матрицы (II) в зависимости от выполняемоно шага ∟∪—разложения і . Также приведены числа операций деления и умножения на шаге і (III).

При повторном вычислении Y-параметров схемы на разных частотах следует хранить в памяти ЭВМ описание схемы и Y-матрицу (или ее часть). Рассмотрим сколько в среднем требуется памяти для этих данных, если они упакованы максимальной плотностью.

В программе FRONE2 для описания схемы с числом узлов m (число элементов схемы 2,5 m) требуется 5,5 m ячеек, для комплексной Y-матрицы IIm ячеек и для описания структуры матрицы (указателей Berry) m ячеек. Всего I7,5 m ячеек.

При применении предложенного алгоритма для описания такой же схемы требуется 6 го ячеек (введена дополнительная информация для группировки элементов схемы) и для хранимой в памяти части У-матрицы примерно 200 ячеек (предполагая, что число элементов, хранимых в памяти, не превышает 60 и что применяется система указателей, изображенная на фиг. І,в и І,г).

Отсида вытекает, что применение предлагаемого алгоритма позволяет увеличить размеры решаемых задач до 2,5 раза.

Виводы

- I. При частичном анализе предлагаемый алгоритм требует на IO % больше операций деления и умножения, чем алгоритм Веггу, но позволяет увеличить размеры решаемых задач до 2,5 раза.
- 2. При условии, что в оперативной памяти ЭВМ будет храниться только часть описания схемы (возможные разбиения описания на части определяются перенумерацией узлов и группировкой элементов схемы), окажется возможным решение задач еще больших размеров.
- 3. При реализации отмеченного во введении метода 2) встречаются те же трудности, что и при реализации предложенного алгоритма, но область применения метода 2) значительно уже.
- 4. Отмеченному во введении методу I) предложенный алгоритм уступает в том, что позволяет выполнять только частичный анализ линейных схем. Но при решении задач из этой узкой области предложенный алгоритм обеспечит большую скорость работы программы, чем метод I), не уступая и сочетаниям метода I) с методами оптимального выбора ГЭ.

Литература

- 1. T i n n e y, W.F., W a l k e r, J.W. Direct solution of sparse network equations by optimally ordered triangular factorization. Proc. IEEE, vol. 55, N 11, 1967, pp. 1801-1809.
- 2. Berry, R.D. An optimal ordering of electronic circuit equations for a sparse matrix solution. IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-18, N 1, 1971, pp. 40-50.
- 3. N o r i n, R.S., P o t t l e, C. Effective ordering of sparse matrices arising from nonlinear electrical net-works. IEEE Trans. Circuit Theory, vol.CT-18, N 1, 1971, pp. 139-145.
- 4. T in n e y, W.F., M e y e r, W.S. Solution of large sparse systems by ordered triangular factorization. IEEE Trans. Automatic Control. vol. AC-18. N 4, 1973, pp. 333-346.

- 5. Tewarson, R.P. Sparse matrices. Academic Press, New York, London, 1973.
- 6. K n u t h, D.E. The art of computer programming, vol. 1, Addison-Wesley, London, 1969.
- 7. Глориозов Е.Л., Ссорин В.Г., Снпчук П.П. Программа анализа электронных схем, основинная на узловом методе. — Электронная техника. Сер. 3. Микроэлектроника, вып. 2(56), 1975, с. 25-32.
- 8. Heydemann, M.H. Advanced techniques for large scale simulation of electrical circuits: the ASTEC1 and ASTEC2 programs. 1974 European Conference on Circuit Theory and Design. IEE Conference Publication, N 116, pp. 275-280.
- 9. Ронк А.Х. Моделирование частичного LU-разложения разреженной матрицы при решении задач анализа цепей. - "Тр. Таллинск.политехн. ин-та", 1975, № 387, с.55-66.

A. Ronk

Partial Sparse-Matrix Solution of Equations of Large Networks

Summary

The paper presents an algorithm of partial analysis of large networks, leading to minimum for the required computer storage. New criteria are proposed to select pivoting elements for sparse matrix solution of network equations.

To illustrate the presented algorithm some experimental results are given.

№ 409 I976

УДК 518.5:621.372.061

М. Курм. В. Кукк

РАСЧЕТ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЕЙ С ПОМОЩЬЮ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ЛАТЕРРА

Введение

Вычисление чувствительности передачи относительно изменений параметров элементов цепи представляет большой интерес при решении многих практических задач проектирования. Чувствительность необходимо оценивать при оптимизации и настройке, анализе ошибок, проектировании допусков и т.д.

В теории в основном применяются два типа чувствительности [I]; логарифмическая (относительная)

$$S_{i} = \frac{\partial \log T}{\partial \log t_{i}} = \frac{\frac{\partial T}{T}}{\frac{\partial t_{i}}{t}}$$
 (I)

и полуотносительная

$$Q_{i} = \frac{\partial T}{\partial \log t_{i}} = t_{i} \frac{\partial T}{\partial t_{i}}$$
 (2)

где Т - передача;

t; - параметр.

Преимуществом (2) является ее применимость и в тех случаях, когда $T \approx 0$.

В последнее время широкое применение нашел метод разложения чувствительностей в произведение двух передач [I-6]. Однако при использовании традиционных видов представления передач (передаточная функция F(s), частотные жарактеристики $V(\omega)$, переходная или импульсная характеристики P(t) и P(t) возникают некоторые трудности:

- I) невозможность одновременного вычисления чувствительности в частотной и во временной областях;
- 2) каждый вид представления передачи требует специфического алгоритма;
- 3) получение F(s) чувствительности высокого порядка (в 2 раза выше порядка F(s) передаточной функции);
- 4) необходимость свертывания двух функций при анализе во временной области.

В данной статье предлагается метод расчета, позволяющий получить чувствительности во всех трех тредиционных видах представления передач, причем имеется возможность аппроксимирования F(s) чувствительности желаемого (низ-

В основе метода лежит лагерровское представление любих функций времени (токов, напряжений, импульсных и переходных характеристик и т.д,), заданных в интервале $t \in [0,\infty)$ [7]

$$h(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k l_k(t), \qquad (3)$$

где lk(t) - функции Лагерра.

Этим определено так называемое L-представление

$$h(t) \longrightarrow \{a_0, a_1, a_2, \dots\}. \tag{4}$$

В практических расчетах можно ограничиваться конечным количеством членов последовательностей. Например, дробно-рациональная передаточная функция m-го порядка представляется точно (2 m + 1) членами последовательности [IO].

Например, при исследовании чувствительностей для минимизации некоторого функционала $\mathfrak{J}^{(\top)}$ мы можем построить аппроксимирующий функционал, зависящий от \mathfrak{a}_0 , \mathfrak{a}_4 ,

$$a_n$$
, a_n , a_1, \ldots, a_n .

Тогда производная по t_i определяется чувствительностями $\partial a_i/\partial t_i$

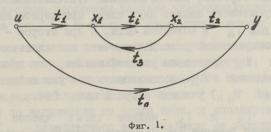
$$\frac{\partial J^*}{\partial t_i} = \sum_{j=0}^{n} \frac{\partial J^*}{\partial a_j} \frac{\partial a_j}{\partial t_i}.$$
 (5)

Обично функция чувствительности может бить аппроксимирована функцией невысокого порядка, что позволяет уменьшить количество вичисляемых производных $\mathfrak{daj/dt}_i$ по сравнению с требуемым объемом анализа в частотной или временной области.

Как ниже будет указано, чувствительности $\log_j/\partial t_i$ вычисляются без методической ошибки.

Вичисление чувствительностей в виде последовательностей

Линейную цепь с одним входом и одним выходом можно представить направленным (сигнальным) графом с выделенной ветвью исследуемого элемента цепи (фиг. I) [8],



где x_4 — первичная переменная (ток или напряжение) исследуемого элемента цепи и x_2 — вторичная переменная (напряжение или ток) исследуемого элемента цепи. Передача графа равна

 $T = t_0 + \frac{t_1 t_1 t_2}{1 - t_1 t_3}$ (6)

Дифференцируя (6) по t;, получим чувствительность

$$Q_{i} = \frac{t_{1}t_{i}t_{2}}{(1-t_{i}t_{3})^{2}}, \qquad (7)$$

которую можно рассматривать в виде произведения двух передач T_4 , и T_2 ;

$$T_{4\dot{i}} = \frac{t_4}{1 - t_{\dot{i}} t_3} \tag{8}$$

M

$$T_{2i} = \frac{t_1 t_2}{1 - t_i t_3}.$$
 (9)

Не ограничивая общности, предположим, что Т является передачей по напряжению, а t_i — проводимостью исследуемого элемента. Тогда T_{4i} — передача по напряжению от входа на исследуемый элемент, а T_{2i} можно рассматривать в виде произведения проводимости исследуемого элемента t_i на передаточное сопротивление от исследуемого элемента на выход цепи Z_{2i}

$$T_{2i} = t_i \cdot Z_{2i} . \tag{I0}$$

Z 21 целесообразно найти как дуальные передачи (передаточные сопротивления с выхода на элементы) в транспонированной цепи [2, 6], что позволяет их всех найти одновременно (одним анализом).

Таким образом, для вичисления чувствительностей требуется произвести анализ двух схем. При первом анализе находят все $T_{4\downarrow}$ в исходной цепи, а при втором — все $T_{2\downarrow}$ в транспонированной цепи. Для расчета последовательностей $T_{4\downarrow}$ и $Z_{2\downarrow}$ применяем узловой анализ, что позволяет при нахождении $Z_{2\downarrow}$ использовать все уже найденные (при вичислении $T_{4\downarrow}$) узловые матрицы цепи [9].

Для T_{4i} и T_{2i} найдем 2m+4 членов последовательностей Лагерра (m-желаемый порядок аппроксимирующих передаточных функций чувствительностей) [IO].

Произведения полученных последовательностей являются последовательностями чувствительностей

$$Q_{i} = T_{ii} \times t_{i} Z_{2i}, \qquad (II)$$

где через x обозначено произведение последовательностей [II].

Отметим, что операция умножения последовательностей, соответствующая свертке временных характеристик, осуществияется без методической ошибки.

Программа расчета

Разработана программа расчета чувствительностей SENSU1, которая предназначена для расчета передаточных функций, частотных характеристик и переходных характеристик чувствительностей передачи по напряжению линейных электрических (электронных) цепей, схемы замещения ко-

торых могут содержать следующие линейные идеальные элементы цепей: транзоры (источники тока, управляемые напряжением), резисторы, конденсаторы, катушки и трансформаторы.

Программа позволяет найти одновременно до десяти чувствительностей в желаемых формах и диапазонах для следующих элементов цепи:

- I) транзоров (параметр-проводимость G),
- 2) сопротивлений (параметр-сопротивление R),
- 3) конденсаторов (параметр-емкость С),
- 4) катушек (параметр-индуктивность L),

Программа позволяет найти также передачу по напряжению в традиционных видах передач.

Блок-схема программы расчета чувствительностей приведена на фиг. 2 и состоит из следующих основных частей:

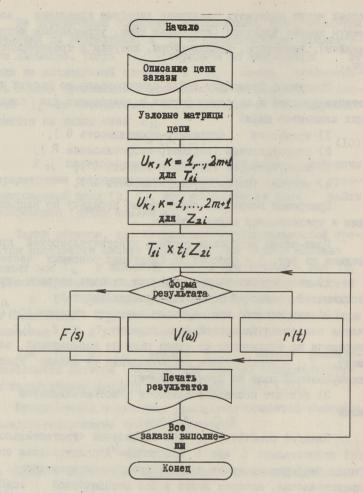
- по описанию цепи составляют узловые матрицы проводимостей, емкостей и обратных индуктивностей;
- 2) для каждого исследуемого элемента находят (2m+1) члена последовательностей двух передач $T_{4\dot{i}}$ и $Z_{2\dot{i}}$ ($T_{4\dot{i}}$ передача по напряжению от входа цепи на исследуемый элемент, $Z_{2\dot{i}}$ передаточное сопротивление от выхода транспонированной цепи на данный элемент);
- 3) находят последовательности чувствительностей в виде $Q_{\,i} = T_{,i} \, \times \, t_{\,i} \, Z_{\,\, 2i} \, \, .$

Следует отметить, что при вычислении чувствительностей относительно С или L необходима дополнительная операция дифференцирования или интегрирования временного представления, которая легко и без методической ошибки реализуется на последовательностях [7,12];

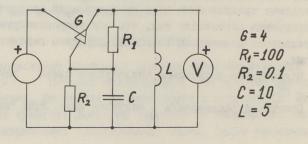
4) от последовательностей Q_i осуществляют переход на желаемые традиционные виды представления передач, причем программа составлена так, что она аппроксимирует последовательности наименьшим возможным порядком передаточной функции.

Максимально допустимое число узлов схемы замещения цепи - 25.

Программа реализована в машинном коде ЭЦВМ "Минск-22".



Фиг. 2.



Фиг. 3.

											Di	onii.	18.00								
по программе	Im	-0.1312	0.1312	0	1	0	0	-0.3539	0,3539	-0.003248	+0.003248	-0.2698	0.2698	0	0	0		0		0	0
Sp. IIO	Re	-1.460	-I.460	-I9.I4		-I.788	-2.203	-19.57	-19.57	-I.432	-I.432	-19.56	-19.56	-I.430	-I.433	-19.54	-I9.59	-I.462	1	-19.37	-19.77
HUCKE	Im	Ö	0	0	0	0	•	0	0	0		0	0	.0	0		0	0	0	0	0
Sp аналитически	Re	-1.432	-I.432	-19.57	-19.57	-I.432	-I.432	-19.57	-19.57	-I.432	-I.432	-19,57	-I9.57	-I.432	-I.432	-19.57	-19,57	-I.432	-I.432	-19.57	-19.57
ежно	Im	0	0	0		0	0	0	0	0	0	-570.7	570.7	0	0	0	0	0			0
S. по програмие	Re	-41.4910-6	-0.9287	-1.129	:	0.02232	-0.04984	₩ 900	-2.302	6-018.60+-	-632.9	352.9	352.9	-566.7 ₁₀ -6	566.8 ₁₀ -6	-282.7 _{IO+3}	284.710+3	-17.20 ₁₀ -6	-0.9985	1	I.58710+6
BCKE	Im	0	0	0	0	0	0	0	0	0	. 8	8	8	0	0	8	8	0	0	0	8
S. SHRANTHVECKE	Re	0	-1.000	-I.00I	-20.00	0	-0.02042	-0.9796	-I.000	0	. 0	0	0	0	0	•	0	0	-I.000	-I.40I	0
		8			. В.				R2			1000	O			н					

Пример. Для цепи (фиг. 3) были найдены при помощи SENSU4 передача по напряжению и чувствительности параметров всех элементов цепи в виде передаточных функций, частотных характеристик и переходных характеристик.

Сравниваем результаты, рассчитанные аналитически. Передача цепи равняется

$$T(s) = \frac{-400s(s+1)}{(s+19,57)(s+1,432)},$$

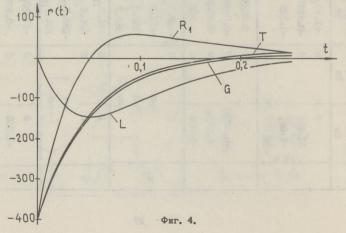
откуда видно, что функции чувствительности должны получиться четвертого порядка с двумя (-I9.57 и -I.432) двукратными полюсами. Поэтому требовалось аппроксимировать все чувствительности передаточными функциями порядка, не выше четвертого.

Передаточные функции для транзора и катушки получились третьего порядка, а передаточные функции для остальных элементов — четвертого порядка.

В таблице I приведены нули и полюсы передаточных функций, полученных аналитически и с помощью SENSU 1.

Частотные характеристики, рассчитанные с помощью программы и из аналитического выражения чувствительности в диапазоне частот 0,1...100 с $^{-1}$, совпадают (ошибка АЧХ не превишала 0,05 %).

Переходные характеристики, рассчитанные с помощью программы и из аналитического выражения чувствительности в диапазоне 0...0.240 с, совпадают в пределах 3-4 значащих цифр.



На фиг. 4 приведены переходные характеристики передачи, а также чувствительностей передачи относительно G , R4 и \perp . Чувствительности передачи относительно R2 и C на фигуре не приведены, так как \mid Q $_{\rm R2}\mid$ < 2.15 и \mid Q $_{\rm C}\mid$ < 5.45.

Выводы

Основные особенности предложенного метода следующие:

- I. Последовательность чувствительности является полным представлением чувствительности, так как из нее можно получить передаточную функцию, а также частотные и временные характеристики чувствительности в желаемом диапазоне.
- 2. В то же время метод позводяет аппроксимировать чувствительности передаточными функциями низкого порядка.
- 3. Последовательности чувствительностей применимы во всех градиентных методах оптимизации, причем оптимизация осуществима непосредственно на последовательностях.

Литратура

- I. Гехер К. Теория чувствительности и допусков электронных цепей. М., "Советское Радио", 1973.
- 2. Director, S.W., Rohrer, R.A. A generalized adjoint network and network sensitivities. IEEE Trans., CT 16, pp. 330-336 (August 1969).
- 3. Быховский М. Основы динамической точности электрических и механических цепей. М., Изд. АН СССР, 1958.
- 4. Geher, K. The tolerance and the sensitivity of linear networks. Letni Skola Obvodu, Praha, URE, 1965. Acta Polytechnika, Prace CVUT, 1966, v.Praze IY.2.,pp.11-38.
- 5. To m o v i c, R. Sensitivity analysis of dynamic systems. N.Y., McGraw-Hill, 1964.
- 6. Калахан Д. Методы машинного расчета электронных схем. М.. "Мир", 1970.
- 7. К у к к В.А. К численному обращению матрицы проводимостей. "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1971, серия А, № 304, с. 35-42.

- 8. K u h, E.S., R o h r e r, R.A. Theory of linear active networks. Holden-Day Inc., San Francisco, 1967.
- 9. Курм М., Кукк В. Анализ линейных цепей с помощью лагерровских разложений.—"Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1975, № 387.
- IO. Кукк В.А. Рациональная аппроксимация передаточной функции. - *Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1970, серия А, № 288, с. 71-78.
- II. К у к к В. Машинный метод обработки трансцедентных передаточных функций. — Известия вузов СССР. Радиоэлектроника, т. ХУП, № 6, 1974, с. 26-29.
- I2. Кукк В.А. Численный расчет переходной функции. "Тр.Таллинск. политехн. ин-та", I972, № 334, с. 83-89.

M. Kurm, V. Kukk

Evaluation of Network Sensitivities Using

Laguerre Series

Summary

A method is presented which uses multiplication of two transmittances to obtain network sensitivities of a voltage gain. The sensitivities are calculated in the form of Laguerre series, which can be transformed into traditional forms of the transmittances (transfer function, frequency response, step and impulse responses).

A computer program has been written to implement the given method. High accuracy has been obtained, as shown in an example.

УДК 681.06:517.29

Ю. Ребане

АЛГОРИТМ РАСЧЕТА ПРОИЗВОДНЫХ

При минимизации целевых функций, решении уравнений или систем уравнений на ЭШВМ наиболее эффективными являются градиентные методы, которые требуют на каждой итерации вычисления помимо значения функции и ее градиента или матрицу частных производных. В то же время аналитическое дифференцирование и программирование полученных выражений работа трудоемкая, требующая кроме того, из-за пропущенных ошибок продолжительной отладки программ. Поэтому часто применяют численное дифференцирование, которое, однако может причести к большим погрешностям и резко увеличивает машинное время расчетов. Таким же медленным и некомпактным окажется псевдоаналитический способ расчета производных [I]. При аналитическом дибференцировании функций на ЭВМ [2, 3] очень трудоемким является программирование полученных выражений. Кроме того, для повышения быстродействия программ следует выявлять многократно рассчитываемые части выражения и сначала их запрограммировать.

Более удобно генерировать программы расчета производных специальной программой-генератором. В такой генератор вводится исходный текст программы расчета значений функции, на основе которого генерируется текст программы расчета производных.

Ниже рассматриваются используемые в разрабатываемом генераторе алгоритмы и предлагается В-алгоритм расчета производных.

Алгоритмы расчета производных

Пусть следует найти все частные производные от функции многих переменных: y = f(x, z, w).

Для облегчения дифференцирования разобъем функцию f(x,z,w) на более простые функции $y_4(y_2), y_2(y_3), y_3(x,z,w)$: $y = y_4(y_2(y_3(x,z,w))).$ (I)

При этом для наглядности дальнейших выкладок принимаем, что вспомогательные переменные y_4 и y_2 не зависят от аргументов x, z, w. Частные производные от y по x, z и w можно найти по правилам дифференцирования сложной функции:

$$\frac{\partial y}{\partial x} = \frac{\partial y}{\partial y_4} \cdot \frac{\partial y_4}{\partial y_2} \cdot \frac{\partial y_2}{\partial y_3} \cdot \frac{\partial y_3}{\partial x} ,$$

$$\frac{\partial y}{\partial z} = \frac{\partial y}{\partial y_4} \cdot \frac{\partial y_4}{\partial y_2} \cdot \frac{\partial y_2}{\partial y_3} \cdot \frac{\partial y_3}{\partial z} ,$$

$$\frac{\partial y}{\partial w} = \frac{\partial y}{\partial y_4} \cdot \frac{\partial y_4}{\partial y_2} \cdot \frac{\partial y_2}{\partial y_3} \cdot \frac{\partial y_3}{\partial w} .$$
(2)

Для определения численного значения функции (I) последовательно рассчитывают значения вспомогательных функций:

 $y_3(x,z,w), \quad y_2(y_3), \quad y_4(y_2), \quad y(y_4)$. Численные значения частных производных можно рассчитать в такой же последовательности: $\frac{\partial y_3}{\partial x}, \quad \frac{\partial y_2}{\partial x}, \quad \frac{\partial y_4}{\partial x}, \quad \frac{\partial y}{\partial x}$ или в обратном направлении $\frac{\partial y}{\partial y_4}, \quad \frac{\partial y}{\partial y_2}, \quad \frac{\partial y}{\partial y_3}, \quad \frac{\partial y}{\partial x}$. Соответственно назовем алгоритм расчета производных Р-алгоритмом или В-алгоритмом. Существенная разница этих алгоритмов в том, что по Р-алгоритму рассчитываются последовательно производные $\frac{\partial y_1}{\partial x}$, а по В-алгоритму – производные $\frac{\partial y}{\partial y_1}$. Рассмотрим последовательность расчета частной производной $\frac{\partial y}{\partial x}$ по обоим методам:

 Р-производная
 В-производная

 $\frac{\partial y_3}{\partial x}$ $\frac{\partial y}{\partial y_4}$
 $\frac{\partial y_2}{\partial x} = \frac{\partial y_2}{\partial y_3} \cdot \frac{\partial y_3}{\partial x}$ $\frac{\partial y_4}{\partial y_2} = \frac{\partial y}{\partial y_4} \cdot \frac{\partial y_4}{\partial y_2}$
 $\frac{\partial y_4}{\partial x} = \frac{\partial y_4}{\partial y_2} \cdot \frac{\partial y_2}{\partial x}$ $\frac{\partial y}{\partial y_3} = \frac{\partial y}{\partial y_2} \cdot \frac{\partial y_2}{\partial y_3}$
 $\frac{\partial y}{\partial x} = \frac{\partial y}{\partial y_4} \cdot \frac{\partial y_4}{\partial x}$ $\frac{\partial y}{\partial x} = \frac{\partial y}{\partial y_3} \cdot \frac{\partial y_3}{\partial x}$

При вычислении одной производной методы равносильны. Но преимущество В-алгоритма выявляется при расчете других частных производных.

$$\frac{\partial y_3}{\partial z} \qquad \qquad \frac{\partial y}{\partial z} = \frac{\partial y}{\partial y_3} \cdot \frac{\partial y_3}{\partial z}
\frac{\partial y_2}{\partial z} = \frac{\partial y_2}{\partial y_3} \cdot \frac{\partial y_3}{\partial z} \qquad \qquad \frac{\partial y}{\partial w} = \frac{\partial y}{\partial y_3} \cdot \frac{\partial y_3}{\partial w}
\frac{\partial y_1}{\partial z} = \frac{\partial y_4}{\partial y_2} \cdot \frac{\partial y_2}{\partial z}
\frac{\partial y}{\partial z} = \frac{\partial y}{\partial y_4} \cdot \frac{\partial y_1}{\partial z} .$$

При расчете производных по P-алгоритму придется весь расчет заново повторить для каждой производной, в то время как В-алгоритм позволяет весьма легко найти производные по всем переменным одним расчетом.

Декомпозиция задачи на элементарные операции

Для облегчения нахождения аналитического выражения производных $\frac{\partial y_i}{\partial y_{i+4}}$ в (3) и (4), функцию следует разби-

вать на элементарные операции с одним или двумя операндами. В качестве таких операций принимаем: присваивание, сложение, вычитание, умножение, деление, возведение в степень,
функции от одного аргумента. Если некоторая переменная
входит в выражение расчета функции два или более раза, то
ее следует обозначать каждый раз новым идентификатором.
Для присваивания значения этим новым переменным введем операцию разветвления:

$$X_1, X_2 := X$$
.

Данная запись означает — переменным x_4, x_2 присвоить значение x_2

Например, запись $y = ax + bx^2$ надо заменить следующими выражениями $x_4, x_2 \colon = x, \quad y = ax_4 + bx_2^2$.

Всем эдементарным операциям должны соответствовать тексты программ расчета операции и производных.

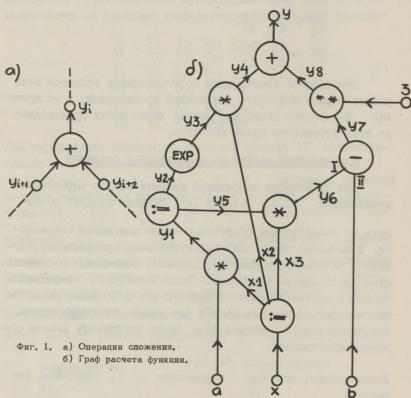
В дальнейшем назовем тексты программ расчета элементарной операцией, ее Р- и В-производные — соответственно F-, Р- и В-оператором операции. Например, текст Y1 = Y2 + Y3

будет называться как F-оператор сложения. Разрабатываем набор таких операторов для элементарных операций.

F-, P- и В-операторы элементарных операций

Рассмотрим операцию сложения вспомогательных переменных:

$$y_{i} = y_{i+1} + y_{i+2}$$
 (5)



Ее удобно представить в виде графа (фиг. I-a). Найдем Р-производную от (5):

$$\frac{\partial y_i}{\partial x} = \frac{\partial y_i}{\partial y_{i+1}} \cdot \frac{\partial y_{i+1}}{\partial x} + \frac{\partial y_i}{\partial y_{i+2}} \cdot \frac{\partial y_{i+2}}{\partial x}$$
 (6)

и В-производную:

$$\frac{\partial y}{\partial y_{i+1}} = \frac{\partial y}{\partial y_i} \cdot \frac{\partial y_i}{\partial y_{i+4}} \tag{7}$$

$$\frac{\partial y_{i+2}}{\partial y} = \frac{\partial y_i}{\partial y_i} \cdot \frac{\partial y_{i+2}}{\partial y_{i+2}} \cdot \tag{8}$$

В выражениях (5) – (8)
$$\frac{\partial y_i}{\partial y_{i+4}} = 1$$
 и $\frac{\partial y_i}{\partial y_{i+2}} = 1$.

Обозначаем Р-производную буквой Р, В-производную буквой В и, пропуская индекс і, перепишем (5), (6), (7), (8). По-лучим:

F-oneparop J = JI + J2, P-oneparop PJ = PJI + PJ2, B-oneparop BJI = BJ BJ2 = BJ.

Выведенные аналогично F-, Р- и В-операторы для разных математических операций внесены в таблицу І. Выражения написаны на ФОРТРАН'е. Для некоторых операций операторы расчета производных приведены в квапратных скобках, ниже эти же операторы после преобразований. При преобразовании максимально использованы вычисленные ранее значения функций, что сильно сократит время расчета производных. Время расчета В-производных t в среднем равняется времени расчета функции t_{\bullet} . Например, для операции умножения $t_{\bullet} \approx$ \approx 2.t, а для экспоненты $t_{B}\approx 0$, I t. Время В-производных не зависит от количества переменных, так как В-алгоритм позволяет одновременно рассчитать производные от функции по всем переменным. При использовании Р-алгоритма для расчета всех производных следует организовать цикл [I]. Следовательно, время расчета Р-производых будет п раз больше (п -число рассчитываемых производных).

Составление программи расчета производных по В-алгоритму

- І. Разлагаем сложную функцию на элементарные операции.
- 2. Записываем последовительность F-операторов для расчета значения функции.
- 3. Записываем оператор ВУ = I, где У идентификатор переменной, которому присваивается значение функции.
- 4. Начиная с последнего оператора и двигаясь к началу расчета функции, записываем вместо F-операторов соответст-вующие им В-операторы.

Пример. Рассмотрим расчет функции
$$y = x \cdot e \times p (a \times) + (x - b)^3. \tag{9}$$

F-оператор	Р-оператор	В-оператор
y=y I	РУ=РУІ	ByI=By
У=УІ+У2	РУ=РУІ+РУ2	ByI=By By2=By
У=УІ-У2	РУ=РУІ-РУ2	By I=By By 2=-By
У=УІжУ2	РУ=РУІжУ2+РУ2жУІ	ByI=By#y2 By2=By#yI
У=УІ/У2	[PY=(PYI*Y2-YI*PY2)/ /(Y2*Y2)]	[BY2=-BY#YI/(Y2#Y2)]
	Py=(PyI-y*Py2)/y2	ByI=By/y2 By2=-ByI*y
[YI,Y2:=Y]	РУІ=РУ РУ2=РУ	PY=BYI+BY2
УІ=У У2=У		
У=УІ жк С	[PY=C*YI**(C-I)*PYI]	[BYI=BY*C*YI**(C-I)]
	Py=C*y/yI*PyI	ByI=By*C*Ay/AI
У=СжжУІ	Py= Alog (C) *y*PyI	ByI= Alog(C)*By*y
Y=SQRT(YI)	Py=Ø,5*PyI/(y*yI)	ByI=By¥Ø.5/(yI¥y)
y= exp (yi)	[PY= EXP (YI)*PYI]	[BYI=BY* EXP (YI)]
	РУ=УжРУІ	ByI=By*y
y= sin (yi)	Py= cos (yI)*PyI	ByI= cos (yi) *By
y= Tan (yI)	[Py=PyI/(cos(yI))**2	
	(n)	[BYI=BY/(COS(YI))**2]
VI	PŸ=(Y*Y+I)*PYI	ByI=(Y*Y+I)*By
y= Tanh (yI)	[PY=PYI/CH(YI)**2]	[BYI=BY/CH(YI)**2]
T 605 (TT)	Py=(-y*y+I)*PyI	ByI=(-y*y+I)*By
y= cos (yI) y=:ALOG(yI)	Py=- SIN (YI)*PYI	BYI=- SIN (YI)*BY
Territory with the second	PY=PYI/YI	ByI=By/yI
У=ALOGIØ(УІ)	РУ=РУІ/(УІ₹2.3Ø258)	ByI=By/(yI¥2.3Ø258)
Y= ATAN (YI)	Py=PyI/(yxy+I)	ByI=By/(y ₃₆ y+I)

Для наглядного представления последовательности расчета функции составляем граф (см. фиг. I,б). Узли графа соответствуют элементарным математическим операциям. В граф введены дополнительные переменные УІ-У8. По графу составляем текст программы расчета функции, в котором не допускаются повторные идентификаторы, так как значения вспомогательных переменных используются при расчете производных. На основе текста программы расчета функции и таблицы I составляем программу расчета производных по В-алгоритму.

Программа	расчета
функций	

Программа расчета производ-

	-	-
ункций	HHX	ПО
XI = X		B
X2 = X		ВУ
X3 = X		ВУ
yI = A * XI		ВУ
y2 = y1		ВУ
y 5 = y I		BI
УЗ = EXP (У2)		ВУ
y4 = y3 * x2		BX
У6 = У5 ж X3		ВУ
У7 = У6 - В		BX
y8 = y7 * * 3		ВУ
У = У4 + У8		ВУ
		B
		DY.

By = I By4 = By By8 = By By7 = By8 * 3 * y8/y7 By6 = By7 Bb = - By7 By5 = By6 * X3 BX3 = By6 * X5 By3 = By4 * X2 BX2 = By4 * Y3 By2 = By3 * Y3 By1 = By2 + By5 BA = By1 * X1

BXI = BYI * A BX = BXI + BX2 + BX3

Следует отметить, что при расчете производных по Валгоритму заранее надо вычислить все значения промежуточных переменных и сохранить их до конца вычислений производных.

Неориентированный вычислительный модуль .

В-алгоритм расчета производных позволяет очень просто построить неориентированные вычислительные модули. Пусть из уравнения (9) f(x,z,w) = 0 следует рассчитать одну из переменных x, 0, b. Составляем вычислительный модуль в виде подпрограммы:

	SUBROUTINE MUDEL(I,X)) 6mg -	
	DIMENSION X(3),GR(3)		BX=BX1+BX2+BX3
	1 X = X(1)		GR(1) = BX
	A = X(2)		GR(2) = BA
	B = X(3)		GR(3) = BB
C	РАСЧЕТ ФУНКЦИЙ	C	PEHEHUE YPARHEHUR
	XI=X	C	методом ньютона
	personal of the		DELTA=Y/GR(I)
	y = y4 + y8		X(I)=X(I)-DELTA
C	РАСЧЕТ ПРОИЗВОДНОЙ		IF(DELTA.GT.Ø.Ø1) GOTO 1
	BV4=I		RETURN
	100 = 000		END

Формальный параметр I определяет, какой из аргументов следует считать переменным. При обращении к подпрограмме со следующими фактическими параметрами:

y(I)=1

y(2) = 3

y(3) = 4

CALL MUDEL (1.Y)

вычисляется значение X при a=3, b=4. Начальное приближение $X_0=1$.

Виводи

Предложенный выше В-алгоритм расчета производных можно применять при ручном дифференцировании или при генерации программ расчета производных на ЭЦВМ. Отличительным свойством алгоритма является получение производных от функции по всем переменным по одному выражению. Производные вычисляются за минимально возможное число вычислений. Время расчета всех производных в среднем равняется времени расчета функции, в наихудшем случае превышает его в два раза. Алгоритм может быть использован также для составления модулей неориентированных вычислительных модулей.

Литература

- I. We ngert, R.E. A simple automatic derivative evaluation program. Communications of the ACM. Vol. 7,8, 1964, pp. 463-464.
- 2. Бондарчук В.Г. и др. Аналитик. Сб. Теория автоматов и методы формализованного синтеза вычислительных машин и систем. Вып. І. Институт кибернетики АН УССР. Киев, 1968.
- 3. Алимов И., Хужаяров Н. Аналитическое дифференцирование на ЭВМ. Труды института кибернетики АН УССР. "Вопросы вычислительной и прикладной математики." Ташкент, 1975.

J. Rebane

An Algorithm for Computing Derivatives

Summary

An algorithm for computing derivatives of the multivariable function is proposed. A program for computing derivatives is generated on the basis of the function evalution program. For calculating the derivatives a minimum amount of operations is necessary. On the average the computation time of all the derivatives is equal to the computation time of the function, while in extreme cases it will be doubled. edisaderar

THE STATE OF THE S

THE REPORT OF THE REST OF THE RESTREET OF THE PROPERTY OF THE RESTREET OF THE PROPERTY OF THE RESTREET OF THE PROPERTY OF THE

Transporter Surgariant & Surgarian and Surgarian (S.C.)

The state of the s

CALCON TORROWS DESCRIPTION TO ARCTITUDES AS

in electrica for compacting descriptions of the university termcontains traction to proposed. A progress for endoately levimetron is generated on the posit of the important endiants program, for calculating the description a minimal incompact or contains to descript the contains of the contains also contains

The content of the co

УДК 621.316.726.078

М. Мин

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМЕ ФАПЧ С АПЕРИОДИЧЕСКИМ ФИЛЬТРОМ НИЗКИХ ЧАСТОТ

В настоящее время переходные процессы в системах фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) второго и высшего порядка являются еще мало исследованной областью в теории
автоматических фазоследящих систем [I, 2]. Основная причина
такого положения кроется в сложности анализа динамики систем ФАПЧ выше первого порядка. Как указано в [I], перекодный процесс даже в системе ФАПЧ первого порядка описывается довольно сложным математическим выражением. Методика нахождения точного решения дифференциального уравнения,
описывающего систему ФАПЧ второго порядка, пока неизвестна. Известные приближенные методы решения с точки зрения
практического применения являются неприемлемыми вследствие
сложности, неточности и ограничений относительно значений
параметров системы [2].

В настоящей статье приведены результаты исследования переходных процессов с помощью моделирования системы ФАПЧ на аналоговой вычислительной машине Меda 44 ТА по методике, изложенной в [3, 4]. Исследованы переходные процессы в системе ФАПЧ с фильтром низких частот (ФНЧ) с передаточной функцией

$$F(s) = K_{\phi H \Psi} \frac{1}{T_2 s + 1}$$
 (I)

Дифференциальное уравнение системы ФАПЧ с ФНЧ по (I) следующее:

$$\frac{d^2\Phi(t)}{dt^2} + \frac{1}{T_2}\frac{d\Phi(t)}{dt} + \frac{1}{T_2T_3}\sin\Phi(t) = \frac{d\Delta\omega(t)}{dt} + \frac{1}{T_2}\Delta\omega(t), \quad (2)$$

причем $T_3 = \frac{4}{\Omega_{yg}}$,

где Ф(t) - мгновенное значение ошибки по фазе;

 $\Delta \omega(t)$ - мгновенное значение расстройки по частоте относительно начальной частоти управляемого генератора;

Я до - полоса удержания системы.

Решение уравнения (2) приведено при двух начальных условиях по фазе

 $\Phi(0) = \begin{cases} 0 \\ +\pi \end{cases} , \tag{3}$

а остальные начальные условия взяты нулевыми. Результаты решения уравнения (2) приведены графически в виде зависимостей

$$t_{yc\tau} \omega_0 = f(\frac{\Delta \omega}{\omega_0}) \bigg|_{\beta = const},$$

$$\phi(0) = \begin{cases} 0 \\ +\pi \end{cases}$$
(4)

где t_{уст} - время установления синхронизма по частоте с 5-процентным динамическим допуском;

Δω - воздействие на систему в виде скачкообразной расстройки по частоте;

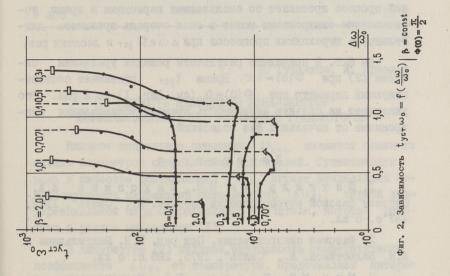
 ω_0 - собственная частота линеаризованной системы;

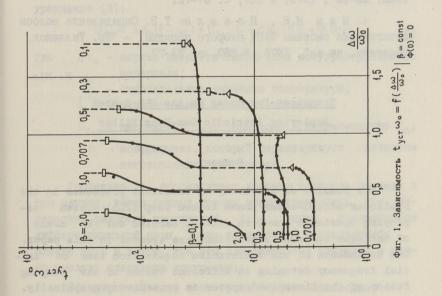
 β — коэффициент затухания линеаризованной системы. Выражения для ω_0 и β для системы ФАПЧ с ФНЧ по (I) следующие:

 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{T_2 T_3}} \quad \mathbf{M} \quad \beta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_3}{T_2}}. \tag{5}$

На фиг. I представлена зависимость (4) при $\Phi(0)=0$. Начальные горизонтальные отрезки кривых $\beta=\text{const}$ совпадают с соответствующими кривыми линеаризованной системы. При увеличении $\Delta \omega$ время $t_{yc\tau}$ увеличивается регулярно до границы полосы затягивания $\Omega_{3a\tau}$ [4], отмеченной знаком Δ на графике. Скачкообразный спад в кривой $\beta=0.5$ обусловлен увеличением затухания системы при значительном отклонении фазы от нулевого начального условия. В точке $\Delta \omega = \Omega_{3a\tau}$ происходит скачкообразное увеличение времени $t_{yc\tau}$ вследствие появления первого скользящего периода [4]. Далее $t_{yc\tau}$ увеличивается непрерывно до границы полосы втягивания $\Omega_{b\tau}$ [4], отмеченной на графике знаком \Box . При $\Delta \omega > \Omega_{b\tau}$ процесс установления синхронизма уже невозможен.

По результатам, приведенным на фиг. I, видна целесообразность различения в общей полосе захвата полос затягивания $\Omega_{3^{07}}$ и втягивания Ω_{67} . При $\Delta\omega\in\Omega_{3^{07}}$ переходный процесс протекает без скользящих периодов и время t_{ycr}





может превышать длительность переходных процессов в линеаризованной системе менее двух раз. При $\Delta \omega \in \Omega_{b\tau}$ переходний процесс протекает со скользащими периодами и время установления синхронизма может в свою очередь превышать длительность переходных процессов при $\Delta \omega \in \Omega$ зот в десятки раз.

На фиг. 2 приведены результаты решения уравнения системы (2) при $\Phi(0) = +\pi$. Время $t_{yc\tau}$ превышает соответствующий параметр при $\Phi(0) = 0$ (см. фиг. I) до 5 раз. Это указывает на сильную зависимость времени установления синхронизма от начальных фаз колебаний.

Литература

- І. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. М., "Связь", 1972, 447 с. с ил.
- 2. Фазовая синхронизация. Под ред. В.В. Шахгильдяна и Л.Н. Белюстиной. М., "Связь", 1975, 288 с. с ил.
- 3. Мин М.В., Паавле Т.Э. Моделирование детерминированной системы ФАПЧ на АВМ. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1975, № 387, с. 67-72.
- 4. Мин М.В., Паавле Т.Э. Определение полосы затягивания системы ФАПЧ второго порядка. "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1975, № 387, с. 73-77.

M. Min

Transient Processes in the PLL System Employing Aperiodic Low-Pass Filter

Summary

The results of the study of transient processes in the nonlinear second-order phase locked loop (PLL) system employing aperiodic low-pass filter, carried out by means of analogue computer simulation, are treated in this paper. The dependence of the synchronism acquisition time on initial frequency detuning at different values of the damping factor of the linearized system is presented graphically. The influence of different initial phases of oscillations to the transient time is discussed briefly.

УДК 621.382.3

Б. Гурьянов, А. Ярвальт

РАЗНОСТЬ НАПРЯЖЕНИЙ БАЗА—ЭМИТТЕР ПИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ПАР БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Входное напряжение смещения $U_{\text{смо}}$ является одним из важных параметров операционных усилителей. Существенную роль в качестве составляющей $U_{\text{смо}}$ играет неидеальная согласованность напряжений база-эмиттер ($\Delta U_{\delta 3}$) первой дифференциальной пары операционного усилителя, которая работает в режиме микротоков [I].

В литературе [2] найдена зависимость температурного коэффициента $\Delta \cup_{\delta_9}$ от температуры. Представляет интерес выяснить зависимость \cup_{δ_9} от температуры и тока эмиттера.

Для интегрального кремниевого транзистора имеет место уравнение [3]:

$$U_{\delta 9} = \Delta \, \epsilon_0 (I - \frac{T}{T_0}) + U_{\delta 90} \frac{T}{T_0} + n \, \phi_\tau \ln \frac{T}{T_0} + \phi_\tau \ln \frac{I}{I_0}, \tag{I}$$

где $\Delta \, \epsilon_0 \, - \,$ ширина энергетической зоны полупроводникового материала;

 $\frac{T}{T_0}$ - относительное значение температуры; $\frac{1}{T_0}$ - относительное значение тока;

 $U_{\delta \ni 0}$ - напряжение $U_{\delta \ni 0}$ при токе I_{0} и температуре I_{0} ;

 п - коэффициент, который характеризует качество изготовления транзистора.

Уравнение (I) обеспечивает хорошую точность расчета в том случае, когда токами утечки можно пренебречь. Нас интересует разность напряжений $\Delta \cup_{59}$ двух транзисторов дифференциальной пары. Такие транзисторы располагаются близко друг к другу, так что для диапазона микротоков можно сделать следующие допущения:

I) энергетические зоны транзисторов одинаковые;

- 2) температурным различием пренебрегаем:
- 3) считаем токи через транзисторы одинаковыми.

Тогда в соответствии с уравнением (I) для разности напряжения база-эмиттер дифференциальной пары можно получить:

$$\Delta U_{\delta \vartheta} = \Delta U_{\delta \vartheta 0} \frac{T}{T_0} \left(i + \alpha \ln \frac{T}{T_0} + b \ln \frac{I}{I_0} \right), \tag{2}$$

где $\Delta U_{\delta 90}$ — разность напряжений при температуре T_0 и токе I_0 ,

с и b - коэффициенты, которые характеризуют идентичность изготовления транзисторов в диффференциальной паре.

Коэффициенты с и b можно найти из экспериментальных зависимостей с помощью выражений:

$$a = \frac{\delta \Delta U_{\delta 9} / \delta T}{\Delta U_{\delta 9} / T_0} - 1, \qquad (3)$$

$$b = \frac{\sigma U_{\delta 9} / \sigma I}{\Delta U_{\delta 90} / I_0} \tag{4}$$

при $I = I_0$ и $T = T_0$.

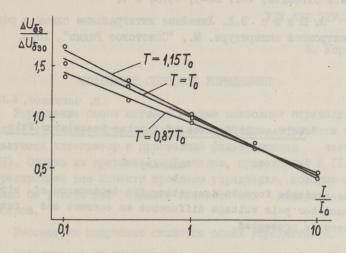
Температурный коэффициент

$$TK\Delta U_{\delta 9} = \frac{\Delta U_{\delta 9}}{T_0} \left[1 + \alpha \left(1 + \ln \frac{T}{T_0} \right) + b \ln \frac{1}{I_0} \right]. \tag{5}$$

Выражение (5) совпадает с выражением в литературе [2] при $I=I_0$ и с $=\frac{1}{\ln T_0}$. Формулы (2) и (5) описывают зависимости $\Delta U_{\delta 9}$ и температурного коэффициента $\Delta U_{\delta 9}$ от текущих значений тока и температуры, причем при изменении тока и температуры они могут менять знаки.

Для определения коэффициентов с и в были исследованы дифференциальные пары транзисторов 100 микросхем КІНТ591Д в диапазоне тока I — 100 мкА и температуры от —15 до $+70^{\circ}$ С. Нормирующим током принят $I_{\circ} = 10$ мкА при температуре $T_{\circ} = 298$ °К. Были найдены усредненные значения с =-0.55 и b = -0.245. Коэффициенты вариации (отношение среднеквадратичного отклонения к среднему) для коэффициента с равнялись 5 %,для b - 7.5 %. На фиг. I представлены зависимости относительной разности напряжений $\Delta \cup_{\delta 9} / \Delta \cup_{\delta 90}$ от

тока при различных температурах при q = -0,55 и b = -0,245. Кружками обозначены экспериментальные значения. Видно хорошее согласование теоретических и экспериментальных данных.



Фиг. 1. Зависимость $\Delta U_{\delta 9} / \Delta U_{\delta 90}$ от тока.

Проведенное исследование и анализ экспериментальных данных позволяют сделать следующие выводы:

- I. Температурный коэффициент разности напряжений база-эмиттер транзисторов в дифференциальной паре может быть отрицательным или положительным в зависимости от величины тока.
- 2. Найденное аналитическое выражение, позволяющее при известной $\Delta U_{\delta 30}$ найти значение $\Delta U_{\delta 9}$ при любом токе и температуре, хорошо согласуется с экспериментальными данными.
- 3. Коэффициенты с и b в аналитическом выражении для определенного типа транзистора можно считать посто-янными и легко определять экспериментально.

Литература

І. Грэм Дж., Тоби Дж., Хьюлсман Л. Применение и проектирование операционных усилителей. М., "Мир", 1974.

- 2. M i l k o v i c, M. Limits of temperature drift in noncompensated DC amplifiers. IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. SC-5, 1970, N 1.
- 3. Ш и л о В.Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. М., "Советское Радио", 1974.

B. Guryanov, A.Järvalt

Voltage Difference of Bipolar Transistor Pair

Summary

A simple formula describing the dependence of bipolar transistor pair voltage difference on current and temperature is presented.

УЛК 621.317.346

В. Корсен

СРАВНЕНИЕ СПОСОБОВ УСРЕДНЕНИЯ

Усреднение смеси сигнала и шума позволяет определить среднее значение сигнала. Из более доступных устройств используются интегратор и простейший фильтр нижних частот (ФНЧ). Однако их сравнительный анализ, приведенный в [I,2], не раскрывает все аспекты проблемы усреднения, которые следовало бы учесть при создании высокоточных измерительных приборов.

Рассмотрим подробнее свойства обоих усреднителей.

Усреднитель на интеграторе позволяет получить оценку среднего значения в форме:

$$m_x^* = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt, \qquad (I)$$

где m* - оценка среднего значения;

Т - время интегрирования;

х(t) - реализация исследуемого случайного процесса.

Если при этом рассматривать верхний предел интегрирования Т как текущее время, то можно получить оценку среднего за время от начала опита до рассматриваемого момента времени. Однако такой способ аппаратурно трудно реализуемий в связи с необходимостью действия деления на изменяющуюся величину Т. Поэтому в практике чаще прибегают к циклическому режиму усреднения с фиксированной длительностью цикла Т. Тогда действие деления на Т, необходимое по формуле (I), сводится к выбору масштаба выходного сигнала, что не представляет трудностей. В дальнейшем из интеграторов рассматривается только вариант с фиксированным циклом.

В [I] погрешность измерения рассмотрена только с точки зрения подавления флуктуации, допуская, что фильтр нижних частот обеспечивает несмещенную оценку, если

$$T_{\phi}/\tau_{\phi} \ge 4$$
, (2)

где Тф - время усреднения,

тф - постоянная времени фильтра.

Однако ниже показано (см. таблицу), что такое допущение обеспечивает несмещенность полученной оценки с точностью всего 2%, что недостаточно для современной измерительной техники. Следовательно, судить о точности усреднителя можно только с учетом времени, необходимого для получения достаточно точной (несмещенной) оценки.

В практике измерительный сигнал может содержать резкие неслучайные скачки, вызванные изменением самой измеряемой величины. Такие скачки можно отнести к изменению среднего значения, следовательно, измерительный сигнал, строго говоря, не обладает свойством стационарности. Однако из-за сложности анализа нестационарных процессов в общем виде рассмотрим настоящий случайный измерительный сигнал A(t) в виде суммы

$$A(t) = B(t) + x(t), \tag{3}$$

где B(t) - детерминированная часть сигнала;

х(t) - стационарная случайная величина с нулевым средним значением.

Допущение о стационарности x(t) оправдано еще более, если известны моменты появления скачков в измерительном сигнале, т.е. имеется некоторая дополнительная априорная информация об измерительном сигнале. В таком случае можно определить погрешность измерения среднего значения измерительного сигнала A(t) в виде суммы составляющих, получаемых на выходе усреднителя и вызванных составляющими входного сигнала B(t) и x(t).

Составляющая погрешности, вызванная случайной частью x(t), анализирована с достаточной точностью в [I], где сделан вывод, что оба усреднителя подавляют дисперсию D случайной величины в одинаковой степени, если время интегрирования T равно двум постоянным времени τ_{φ} фильтра нижних частот, т.е. при

$$T = 2\tau_{\phi} \tag{4}$$

$$\frac{D_{\delta_{\text{blx}}}}{D_{\delta_{\text{x}}}} = \frac{2\tau_{\text{K}}}{T} = \frac{\tau_{\text{K}}}{\tau_{\phi}} , \qquad (5)$$

где $D_{\delta \omega_X}, \ D_{\delta_X}$ — значения дисперсии на выходе и входе усреднителя соответственно,

тк - интервал корреляции сигнала.

Это объясняется одинаковыми эффективными шумовыми полосами усреднителей, если выполнено условие (4), т.е. внигрыш в уменьшении дисперсии пропорционален затраченному времени.

Составляющая погрешности, вызванная скачкообразным изменением детерминированной части сигнала, зависит у разных типов усреднителей от времени по-разному. Оба способа обладают после скачка некоторым мертвым временем, в течение которого погрешность недопустимо велика. Для практики важно сравнить длительности мертвых времен.

Мертвое время интегратора состоит из времени от момента появления скачка до начала следующего цикла (длительностью 0 — T) и следующего цикла длительностью T, в конце которого появляется точный результат измерения и погрешность, вызванная скачком, обращается в нуль. Таким образом, общее мертвое время может колебаться в пределах $1 \div 2T = 2 \div 4\tau_{\varphi}$, составляя в среднем $1.5T = 3\tau_{\varphi}$. При синхронизации цикла интегратора со скачками измеряемого сигнала можно первую часть мертвого времени исключить и сократить мертвое время до $T = 2\tau_{\varphi}$.

Погрешность фильтра нижних частот уменьшается во времени экспоненциально, поэтому длительность мертвого времени зависит от допустимой погрешности. Отличие δ напряжения на выходе Φ НЧ от конечного значения при подаче единичного скачка выражается [3]

 $\delta = e^{-\frac{t}{\tau_{\Phi}}}.$ (6)

Это выражение справедливо в одинаковой степени как для случая появления скачка в измерительном сигнале, подключенном к ФНЧ заранее, так и для случая подключения фильтра в начальный момент отсчета времени к существующему измерительному сигналу с постоянным средним значением. Последний вариант рассмотрен и в [I], где соответствующая погрешность рассматривается как смещение оценки среднего значения, присущее данному методу усреднения.

Согласно [I] для любого усреднителя можно написать:

$$z(t) = \Lambda m_x^*, \qquad (7)$$

где z(t) - величина выходного сигнала усреднителя, принимаемая за оценку среднего значения;

 $m^*(x)$ - несмещенная оценка;

∧ - коэффициент, характеризующий смещение оценки

$$\Lambda = \int_{0}^{t} h(\tau) d\tau, \qquad (8)$$

где $h(\tau)$ - импульсная переходная характеристика системы. У идеального интегратора $\Lambda=1$, а у фильтра нижних частот

$$\Lambda = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\Phi}}},\tag{9}$$

что совпадает в сущности с (6).

При заданной погрешности δ мертвое время ФНЧ выражается на основе (6):

$$T_{\varphi} = -\tau_{\varphi} \ln \delta. \tag{I0}$$

Мертвие времена и погрешности усреднителей для разных случаев приведены в таблице, откуда видно, что ФНЧ пригоден только для умеренных точностей, если время измерения ограничено. При синхронизации цикла интегратора достигается 3-5-кратный выигрыш времени.

Таблица

Режим интегратора	Мертвое время интеграто-	Погреш- ность ФНЧ	BHX :	ношение времен ещності	
· Exercise or or other stays ?	pa		I %	0,I %	0,01 %
Несинхронизированный					
- максимальное мертвое время	$2T = 4\tau_{\phi}$	2 %	I,I5	I,7	2,3
- среднее мертвое время	$t,5T = 3\tau_{\phi}$	5 %	I,5	2,3	3,1
Синхронизированный	$T = 2\tau_{\phi}$	I4 %	2,3	3,4	4,6

В [4] исследована возможность сокращения времени усреднения ФНЧ путем изменения постоянной времени в течение переходного процесса от скачка входного сигнала. Пока-

зано, что выигрыш во времени измерения, получаемый от одного ступенчатого изменения тф в ходе переходного процесса, уменьшается так же, как у интегратора, с уменьшением требуемой точности. При допустимой погрешности в I % этот выигрыш составляет I,88 раза, следовательно,рассмотренный здесь интегратор в синхронизированном режиме имеет преимущества и перед ФНЧ с регулируемой постоянной времени. Рассмотренный в [4] ФНЧ требует также синхронизации момента переключения постоянной времени со скачком входного сигнала.

Интегратор обладает еще дополнительным практическим преимуществом ввиду того, что момент, когда можно сделать точный отсчет, фиксирован точно началом нового цикла. При пользовании ФНЧ трудно выбирать момент отсчета без секундомера.

Выигрыш, получаемый при усреднении интегратором, станет заметным при временах усреднения более 10 секунд. Такое время соответствует по формулам, приведенным в [1], например, случаю, когда следует измерить среднее значение сигнала, имеющего среднеквадратичное отклонение 0,5 % и интервал корреляции 0,2 секунды, со среднеквадратичной погрешностью 0,1 %.

В итоге при точностях выше І % следует всегда давать предпочтение интегратору.

Литература

- I. Мирский Г.Я. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. М., "Энергия", 1972, 455 с.
- 2. Гаткин Н.Г., Геранин В.А., Карновский М.И. Интеграторы в системах измерения. Гостехиздат УССР, 1963.
- 3. Регельсон Л.М., Кузнецов А.В., Пятибратов А.П. Импульская техника. М.,Изд-во Московск. ун-та, 1967, 479 с.
- 4. Мяннама В.Р. Оптимизация параметров некоторых RC интеграторов в измерителях щумов. "Тр. Таллинск. политехн. ин—та", 1970, серия А, № 291, 95 с.

Comparison of Averaging Methods

Summary

Two averaging devices - integrator and low-pass filter have equal rejection of fluctuations of input signal, but their unit step reactions are different. The correct integrator is preferable for minimizing the "lost" time which is needed to reduce the step reaction error to its normal value. The low-pass filter is good enough to obtain accuracy less than 1 %. If the accuracy is 0,01...0,1% the integrator takes 3...5 times less "lost" time.

УДК 621.317.727.1

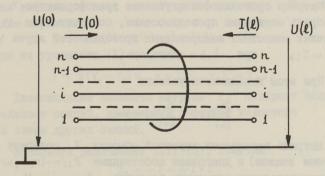
Р. Инерс

О ТОЧНОСТИ ИЗМЕТЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЖГУТОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА

В настоящей статье приводятся результаты анализа погрешностей, возникающих при измерении величин параметров распределенной модели жгутового трансформатора.

Введение

Обмотки точных измерительных трансформаторов для получения тесной индуктивной связи выполняются жгутом. Скрученный жгут из n проводов, намотанный на ферромагнитный сердечник, образует n обмоток (секций) жгутового трансформатора (фиг. I).



Фиг. 1. Трансформатор со жгутовой обмоткой.

Опишем жгутовый трансформатор через неопределенную матрицу узловых проводимостей, составленную из блоков Y_4 и связывающую токи и напряжения в начале и в конце жгута уравнением

$$\begin{bmatrix} I(0) \\ I(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 \\ Y_2 & Y_4 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} U(0) \\ U(l) \end{bmatrix}. \tag{I}$$

Известно [I, 2], что при рассмотрении жгутовой обмотки как п-проводной линии матрицы Y_4 и Y_2 выражаются как функции от матриц импедансов Z и проводимостей Y жгутового трансформатора

$$Y_1 = -Z^{-1}\Gamma[sh(\Gamma)]^{-1}ch(\Gamma),$$

 $Y_2 = Z^{-1}\Gamma[sh(\Gamma)]^{-1},$ где $\Gamma^2 = ZY.$

В частности, при разложении функции в ряд по ZY получим

$$Y_1 = -Z^{-1} - \frac{1}{3}Y + \frac{8}{360}YZY - \dots$$
 (2)

$$Y_2 = Z^{-1} - \frac{4}{6}Y + \frac{7}{360}YZY - \dots$$
 (3)

Здесь и далее предполагается, что жгут продольно однороден и для краткости изложения Z и Y характеризуют не единицу длины, а всю длину жгута.

Матрица проводимости жгутового трансформатора Y, если пренебречь активными проводимостями, содержит n(n-1)/2 различных емкостных межпроводных проводимостей жгута $Y_{i,k} = 0$ $i,k=1,2,\ldots,n$; $i\neq k$. (4)

При этом выполняются условия

$$\sum_{i=1}^{n} Y_{ik} = \sum_{k=1}^{n} Y_{ik} = 0.$$
 (5)

Матрица импедансов жгутовой обмотки Z содержит (с обратным знаком) в диагонали собственные $Z_{ik} = -(r_i + j\omega \, \mathcal{L}_i)$ и в недиагональных элементах взаимные $Z_{ik} = -j\omega \, M_{ik}$ импедансы проводов жгута. Матрицу Z можно разделить на действительную и мнимую части согласно

$$Z = -(R + j\omega L), \qquad (6)$$

где R = diag(r;) - диагональная матрица активных сопротивлений проводов жгута;

L - матрица собственных и взаимных индуктивностей.

С другой стороны, Z можно разделить на слагаемые, содержащие I) n - собственных импедансов проводов Z_{ii} . характеризующих сердечник и обмотку; 2) n(n-1)/2 различных индуктивностей двухироводных линий как элементов матриц P

$$P_{ik} = \begin{cases} Z_{ii} + Z_{kk} - 2Z_{ik}, & i \neq k \\ 0 & i = k \end{cases}$$

$$i, k = 1, 2, \dots, n,$$

характеризующих только жгут проводов и независящих от свойств сердечника и расположения жгута на сердечнике.

$$Z = -\frac{1}{2} \left[\overline{1}_{n\times n} \cdot \operatorname{diag}(Z_{ii}) + \operatorname{diag}(Z_{ii}) \cdot \overline{1}_{n\times n} + P \right], \tag{7}$$

где $\bar{I}_{n\times n}$ - квадратная матрица, заполненная единицами.

Далее рассмотрим вопросы точного измерения величины элементов Z и Y.

Измерение импеданса одной секции трансформатора

Измерение величин всех собственных импедансов жгута (диагональных элементов матрицы Z) проводим путем измерения импедансов всех секций трансформатора. Для этого вводим переменные

$$V = U(0) - U(1), I = I(0) = -I(1).$$

Тогда из уравнения (I) получим

$$I = \frac{4}{2}(Y_4 - Y_2) V$$
, $V = 2(Y_4 - Y_2)^{-1} = Z_5 I$.

Диагональные элементы матрицы Z_S содержат величины импедансов секций, измеренных в режиме холостого хода всех клемм других секций.

Используя разложение (2), (3), получим $Z_S = -Z + \frac{1}{12} ZYZ$

Учитывая еще и (6), получим выражение

$$Z_s = R_s + j\omega L_s = R + \frac{1}{12}\omega^2(RLC + LCR) + + j\omega[L + \frac{1}{12}(\omega^2LCL + RCR)].$$
 (8)

Таким образом, погрешность при определении собственных индуктивностей как индуктивностей секций равна диагональным элементам матрицы

$$L_{S} - L = \frac{4}{12} \left(\omega^{2} LGL - RGR \right). \tag{9}$$

Измерение параметров жгута

Величины недиагональных элементов симметрических матриц Р и С, характеризующие жгут как линию, определяем через величины импедансов и проводимостей, измеренные в начале линии при режиме короткого замыкания или холостого хода в конце линии.

Для определения величины импедансов всевозможных двухпроводных линий п-проводного жгута, соединяем концы всех проводов и абсорбируем полученную клемму. Тогда из уравнения (I) получим

$$I\left(0\right) = \left[Y_4 - \left(\sum_{i} Y_{2ik}\right)\left(\sum_{i} \sum_{K} Y_{4ik}\right)^{-4}\left(\sum_{K} Y_{2ik}\right) \cup \left(0\right) = Y_L \cup \left(0\right).$$

Далее заземляем провод b и находим матрицу узловых сопротивлений $Y_{Lb}^{-4}:\ \cup_b(0)=Y_{Lb}^{-4}\ I_b(0)$

Диагональ матрици Y_{Lb}^{-4} содержит входние импеданси всех других проводов жгута относительно провода b при холостом ходе остальных клемм.

При суммировании матриц Y_4 и Y_2 все члены в (2), (3), содержащие Y_4 , выпадают из-за условия (5) и

$$\sum_{i} Y_{2ik} = \sum_{i} Z_{ik}^{-4}, \ \sum_{i} \sum_{k} Y_{1ik} = -\sum_{i} \sum_{k} Z_{ik}^{-4}.$$

Обозначим n x n матрицу

$$Y_p = Z^{-1} - (\sum_{i} Z_{ik}^{-1})(\sum_{i} \sum_{k} Z_{ik}^{-1})^{-1}(\sum_{i} Z_{ik}^{-1})^{T},$$

тогда при заземленном проводе в получим

$$Y_{Lb} = -Y_{Pb} - \frac{1}{3}Y_{b},$$

$$Y_{Lb}^{-1} = -Y_{Pb}^{-1} + \frac{1}{3}Y_{Pb}^{-1}Y_{b}Y_{Pb}^{-1}.$$
(I0)

Заземляя поочередно все п клемм жгута, можем по (IO) определить все n(n-4) элементов матрицы P, причем диагональ матрицы $\frac{4}{3} Y_{Pb}^{-4} Y_b Y_{Pb}^{-4}$ характеризует погрешность измерения. Зная Z_{ii} и P, можем по (7) рассчитать Z.

Для определения величин емкостных проводимостей жгута абсорбируем концы всех проводов в уравнении (I) и получим

$$I(0) = (Y_4 - Y_2 Y_4^{-1} Y_2) U(0) = Y_T U(0).$$

Учитывая (2), (3), получим матрицу узловых проводимостей для начал всех проводов в виде

$$Y_{T} = -Y + \frac{1}{3}YZY = \frac{1}{3}\omega^{2}CRC + j\omega[C + \frac{1}{3}CLC].$$
 (II)

Недиагональные элементы матриц $\frac{1}{3}$ YZY характеризуют погрешность измерения элементов Y из данных измерений матрицы узловых проводимостей Y_{τ} .

В частном случае поперечно-однородного жгута, при обозначении скалярных величин собственных и взаимных индуктивностей, межпроводной емкости и активных сопротивлений проводов через \overline{L} , \overline{M} , \overline{C} , \overline{r} , получим формулы для расчета импедансов секций, импедансов и емкостей двухпроводных линий:

$$\overline{Z}_{s} = \overline{r} + \frac{1}{6}(n-1)\omega^{2}\overline{C}\,\overline{r}(\overline{L} - \overline{M}) + j\omega\left[\overline{L} + \frac{(n-1)}{12}\overline{C}(\omega^{2}(\overline{L} - \overline{M}) - \overline{r}^{2})\right], \quad \text{(I2)}$$

$$\overline{P} = 2 \left[\overline{r} + j\omega \left(\overline{L} - \overline{M} \right) \right] \cdot \left[4 + \frac{n}{3} \omega^2 \overline{C} \left(\overline{L} - \overline{M} \right) \right], \tag{I3}$$

$$\overline{C}_{\tau} = \overline{C} \left[1 + \frac{n}{3} \omega^2 \overline{C} \left(\overline{L} - \overline{M} \right) \right]. \tag{I4}$$

Пример. Рассчитаем погрешности, возникающие при измерении параметров конкретного трансформатора с 10-проводным жгутом. Предполагаем, что известны величины элементов матриц г, К, Р, С, и вычисляем по формулам (9)-(14) соответствующие погрешности измерения. Для краткости в таблице I приведены не элементы матриц, а их статистические характеристики. Из данных видно, например, что при измерении индуктивностей секции с точностью 0,001 % требуется режим измерения f < 62 кГц.

<u>Применения</u>. Полученные выше результаты применялись для расчета передач жгутового трансформатора, в частности, для расчета основной погрешности коэффициента передачи напряжения трансформатора — величины порядка $10^{-9} - 10^{-6}$, обусловленной неидентичностью индуктивностей секции. Непосредственное измерение основной погрешности требует стен—

Таблица

Характеристика трансформатора

Величины	К-во элем.	Единица измерен.	Минимальное значение	Среднее	Максимальное значение	Ь
Параметры						
Собственная индуктевность %;	10	MRC	24,721	25,000	25,082	0,120
Индуктивность линии Ры	45	MRT	4,22	5,75		I,14
Межпроводная емкость Сіј	45	P	6	305		304
Акт. сопротивление прово-						
дов г.	10	OM	0,499	0,552	0,616	0,036
Погрешности при измерениях						
о № по (9)	10	MRC	0,0627.f2	0,065I.f2	0,0682.f2	0,0019.f2
Δ ₹ по (І2)	10	MRCT	1	0,074.f2	1	1
Δ P _{i,j} πο (ΙΟ)	45	MRC	0,375.f2	0,568.f2	0,789.f ²	0,122.f2
Δ P πο (I 3)	45	MKT	1	0,66.f²	-1	1
△ C _{ij} no (II)	45	Đị Đị	-0,59.f²	28,4.f2	8I,6.f2	24,0.f2
ΔС по (І4)	45	DI DI	1	35.f ²	1	. 1
					f [MIh]	

да специальной конструкции, но, зная параметры трансформатора с известной точностью, можем на основе модели трансформатора рассчитать основную погрешность.

Литература

- І. И н е р с Р.Р., Р о с с Х.К. Расчет трансформатора со жгутовой обмоткой. "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1974, № 371, с.33-49.
- 2. И м е р с Р.Р., Р о с с Х.К. Общий анализ передач точного транеформатора со жгутовой обмоткой. "Тр.Таллинск. политехн. ин—та" 1975, № 387, с. 99—IIO.

R. Jõers

Errors in the Measurements of Transformer Parameters

Summary

A distributed model of an electric transformer consisting of n-coupled transmission lines is given. The transformer parameters are section impedances and transmission line parameters as line-to-line total capacities and inductances.

The analysis of errors in the measurements of parameters are presented in the paper.

УЛК 621.317.727.1

Я. Петерсон

ТОЧНОСТЬ ДЕЛЕНИЯ СРЕДНЕГО ЗНАЧЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В ряде случаев целесообразно провести измерение и сравнение прямоугольных импульсных сигналов по усредненному значению плоской части импульса на выходе индуктивного делителя напряжения (ИДН).

При подаче на вход ИДН скачка напряжения на выходе сначала появляется скачок до I/2 от исходного уровня, а далее возникает затухающий волновой процесс, сходящий к геометрическому (точному) коэффициенту деления [I]. После окончания высокочастотного волнового процесса при различии коэффициентов передачи индуктивностей κ_L и сопротивлений κ_R продолжается медленный переходный процесс изменения плоской части выходного импульса от начального значения $\kappa_L \cup_4$ к конечному значению $\kappa_R \cup_4$, где \cup_4 - амплитуда входного импульса ИДН.

Целью данной статьи является выяснение отклонения среднего значения амплитуды выходных импульсов от уровня, определяемого точным коэйбициентом деления ИЛН эс.

Относительные погрешности от изменения плоской части импульсов

Изменение амплитуды в этой области определено практически только сосредоточенными параметрами. При работе ИДН в режиме передачи униполярных импульсов с периодом Т и длительностью σT амплитуда выходного сигнала в интервале времени $0 \leqslant t \leqslant \sigma T$ изменяется по следующему закону:

$$U_{2}(t) = \kappa_{L}U_{1}[1 + \beta(1 - e^{-\frac{t}{c}})] + \beta\kappa_{L}Ri(0) e^{-\frac{t}{c}},$$
 (I)

 $\tau = \frac{L}{R}$ - собственная постоянная времени ИЛН; где

L,R — входная индуктивность и сопротивление ИДН; i — ток в обмотке; $\beta = \frac{\kappa_{R} - \kappa_{L}}{\kappa_{L}}$ — относительная разность коэффициентов пере дачи сопротивлений и индуктивностей.

Видно, что относительно большое влияние на погрешность передачи амплитуды импульсов имеет начальный ток (0). Ток в цепи в интервале времени $0 \le t \le \sigma T$ имеет вид

$$i(t) = \frac{U_4}{R}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + i(0)e^{-\frac{t}{\tau}},$$

а в интервале времени $\sigma T' \leq t \leq T$

$$\dot{\iota}(t) = \frac{U_1}{R} (e^{\frac{\sigma T}{\tau}} - 1) e^{-\frac{t}{\tau}} + \dot{\iota}(0) e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

В стационарном режиме к моменту поступления следующего импульса ток имеет величину

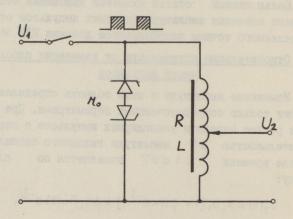
$$i(0) = i(T) = \frac{U_1}{R} \frac{e^{\frac{ST}{C}} - 1}{e^{\frac{T}{C}} - 1}.$$
 (2)

Практически $\frac{1}{\tau} << 1$ и экспоненциальные функции целесообразно разложить в ряд. Учитывая сходимость ряда, получим немного завышенную оценку начального тока.

$$i(0) \cong \frac{U_1}{R} \sigma. \tag{3}$$

Подставляя это значение в (І), получим закон изменения амплитуды выходного импульса с учетом начальных токов

$$U_{2}(t) = \kappa_{L} U_{1} \left\{ 1 + \beta \left[1 - (1 - \sigma) e^{-\frac{t}{C}} \right] \right\}. \tag{4}$$



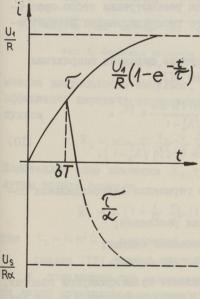
Фиг. 1. Схема включения ИДН.

Из (4) видно, что при $\beta \neq 0$, (т.е. $\kappa_R \neq \kappa_L$) появляются относительные погрешности, которые даже при t=0 становятся весьма ощутимыми.

Влияние начального тока можно исключить включением стабилитронов на вход ИДН (фиг. I). В таком случае изменение тока в интервале времени $\sigma T \leqslant t \leqslant T$ происходит по следующему закону (фиг. 2)

$$\dot{\iota}(t) = \left[\frac{U_c}{R\alpha} + \frac{U_1}{R}\left(1 - e^{\frac{\sigma T}{\tau}}\right)\right] e^{-\alpha \frac{t - \sigma T}{\tau}} - \frac{U_c}{R\alpha},\tag{5}$$

где U_{C} — пробивное напряжение стабилитрона; $\alpha = \frac{\Gamma_{C}}{R}$ — коэффициент уменьшения постоянной времени; Γ_{C} — внутреннее сопротивление стабилитронов к постоянному току.



Фиг. 2. Процесс изменения тока.

Изменение тока согласно (5) длится до момента i(t) = 0 (фиг. 2).

Из (5) можно определить, что нулевые начальные токи можно получить при условии

$$U_{c} \ge U_{1} \frac{\sigma}{1 - \sigma}$$
 (6)

Оказнвается, что крутизна убнвания тока в цепи зависит только от пробивного напряжения стабилитрона U_C и совсем не зависит от коэффициента с. Отсюда следует, что включение дополнительных сопротивлений на вход ИДН не исключает по-грешностей от начального то-ка.

В дальнейшем будем считать условие (6) выполненным

и рассмотрим процессы при нулевых начальных токах. Тогда из (I) получим

$$U_2(t) = \kappa_L U_1 \left[1 + \beta (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \right].$$
 (7)

Среднее значение амплитуды выходного импульса, учитывая изменение ее плоской части, выражается интегралом

$$U_2 = \frac{1}{\sigma T} \int_{0}^{\sigma T} U_2(t) dt = \kappa_L U_1 \left\{ 1 + \beta \left[1 - \frac{\tau}{\sigma T} (1 - e^{-\frac{\sigma T}{\tau}}) \right] \right\}. \tag{8}$$

После разложения (8) в ряд, получим

$$U_2 = \kappa_L U_4 \left[1 + \beta \left(\frac{\sigma T}{2\tau} - \frac{\sigma^2 T^2}{6\tau^2} \right) \right]. \tag{9}$$

В практических расчетах квадратную составляющую можно опускать.

Относительные погрешности от первоначального волнового процесса

Скачкообразное изменение входного напряжения вызывает кратковременный волновой процесс, вследствие чего изменяется коэффициент передачи ИДН. Для рассмотрения этого процесса принимаем однородную модель с распределенными параметрамы.

Характер изменения коэффициента передачи напряжения описывается следующим уравнением [I]:

$$\begin{split} \kappa_{\rm U}(t) &= \varkappa + \sum_{s=4}^{\infty} \frac{4\rho \sin 2\pi \, \varkappa s}{R\sqrt{\lambda_s^2 - 1}} \, {\rm e}^{-\frac{t}{2\tau_L}} \, \times \\ &\times \sin \left(\frac{\sqrt{\lambda_s^2 - 1}}{2\tau_L} + {\rm arctg} \, \sqrt{\lambda_s^2 - 1} \, \right), \end{split} \tag{I0}$$

где 5 - порядковый номер гармоники синусоидальных составляющих:

 $au_{\scriptscriptstyle L} = \frac{L_p}{\Gamma}$ - постоянная времени рассеяния;

Lp - индуктивность рассеяния секции;

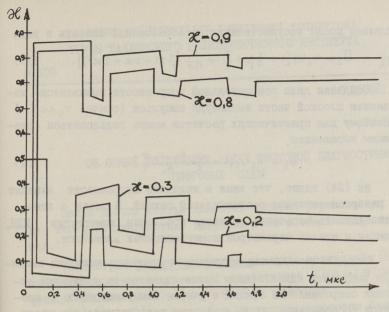
- активное сопротивление секции;

 $\rho = \sqrt{\frac{L_p}{nC}}$ — волновое сопротивление мультифилярной обмотки, п — число секций ИДН (выход снимается с m —ой сек—

С - емкость между двумя секциями;

$$\lambda_{s} = \frac{4\pi \rho s}{R}$$
 — вспомогательный параметр.

На фиг. З приведены некоторые переходные процессы, полученные сложением 1000 гармоник. Проинтегрировав выражение (10) по времени при условиях, что $\kappa_R = \kappa_L$ и длительность волнового переходного процесса на несколько порядков



Фиг. 3. Волновые процессы в ИДН (n = 10, $L_p = 0.3$ мкГ, C = 100 пф, R = 1.0 Ом).

меньше длительности импульса, получим среднее значение коэффициента передачи напряжения в течение длительности импульса

$$\overline{K}_{U} = \varkappa + 16 \frac{\tau_{L}}{\sigma T} \frac{\rho}{R} \sum_{\Delta=1}^{\infty} \frac{\sin(2\pi \varkappa) \Delta}{\lambda_{\Delta}^{3}}.$$
 (II)

Подставляя сюда значения λ_{s}, τ_{L} и ϱ и суммируя по s, получим точную формулу

$$\overline{R}_{U} = 3\varepsilon \left[1 + \frac{1}{12} \frac{\tau_{c}}{\sigma T} \left(1 - 33\varepsilon + 23\varepsilon^{2} \right) \right], \tag{I2}$$

где $\tau_c = R n^2 C$ - емкостная постоянная времени.

Анализ (I2) показывает, что максимальные отклонения κ_u от \approx появляются при минимальных \approx . Однако эти погрешности легко подчиняются расчету и мало зависят от частотного диапазона ИДН (конструкции), так как обе, τ_c и τ , изменяются пропорционально квадрату длины жгута. Например, для $\tau_c = 10$, $\tau_c = 10$ 0 м, $\tau_c = 10^{-3}$ 0 и $\tau_c = 0$, $\tau_c = 10^{-3}$ 1 относительная погрешность составляет $\tau_c = 10^{-7}$ 1.

Суммарные погрешности

Учитывая погрешности от плоской части импульса (9) и волнового процесса (I2), можем среднюю амплитуду выходного

импульса после несущественных преобразований описать в виде

$$\overline{U}_{2} = \kappa_{L} U_{1} \left[1 + \frac{1}{2} \beta \sigma \frac{T}{\tau} + \frac{1}{12\sigma} \frac{\tau_{c}}{T} (1 - 3\% + 2\%^{2}) \right]. \tag{I3}$$

Основная доля относительной погрешности вызывается изменением плоской части амплитуды импульса (обычно $\tau_c << \top$) и поэтому для практических расчетов можно пользоваться следующим выражением

$$\overline{U}_{2} \cong \kappa_{L} U_{1} \left(1 + \frac{\sigma}{2} \frac{\kappa_{R} - \kappa_{L}}{\kappa_{I}} \frac{T}{\tau} \right). \tag{I4}$$

Из (24) видно, что знак и величина погрешности зависят от разброса активных сопротивлений секций. В связи с этим нужно уделять серьезное внимание проблемам коммутации ИДН, включая и анализ параметров коммутационных элементов.

Итак, для уменьшения погрешности среднего значения амплитуды импульсов единственным путем является выравнивание активных сопротивлений секций с учетом коммутационных элементов (обеспечение $\kappa_{\rm R} \approx \kappa_{\rm L}$), так как значительное увеличение постоянной времени ограничено другими причинами.

Литература

I. Й м 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. 1970, № 7, с. 26-30.

J. Peterson

The Division Accuracy of the Mean Flat-Topped Voltage Pulse

Summary

This article describes the accuracy of inductive voltage dividers. The formulas for the mean errors of pulse voltage amplitude are derived. A description of transitional processes and the reasons for errors of inductive voltage dividers have been given.

It is shown that the main source of errors is the dispersion of resistances of the sections and the parameter variation of switching elements.

УДК 681.32

Р. Убар

ОБ ОБЩЕЙ ПОСТАНОВКЕ ЗАДАЧ ТЕСТОВОЙ ДИАГНОСТИКИ ЦИФРОВЫХ СХЕМ

Целью данной статьи является попытка формализации задач тестовой диагностики цифровых схем с общей точки зрения.

Рассмотрим объект диагностики в виде некоторой иерархической системы A, имеющей структурное $C(A) = \{A, M\}$ и функциональное $\Phi(A) = \{X, Y, Q, \mathcal{F}\}$ описания. Здесь $A = \{A^1, A^2, ..., A^V\}$ — некоторое множество подсистем (элементов), M — матрица связей между A^t ; X, Y, Q — соответственно векторы входных и выходных переменных и переменных состояний системы, а \mathcal{F} — множество функций, описывающих поведение системы. Каждая подсистема A^t может в свою очередь иметь как структурное $C(A^t)$, так и функциональное $\Phi(A^t)$ описания с соответствующими элементами A^t , M^t , X^t , Y^t , Q^t и \mathcal{F}^t и т.д. В дальнейшем без потери общности предположим, что система A задана на двух уровнях — через C(A) и через $\Phi(A^t)$, $t = \overline{I,V}$. Очевидно, этой информации достаточно для построения функциональной модели системы $\Phi(A)$.

Неисправность цифровой схемы — это физический дефект одного или нескольких компонентов, способных вызвать неправильную работу схемы, т.е. видоизменение функциональной модели $\Phi(A)$ [II]. Целью диагноза является локализация неисправного компонента с заданной пространственной точностью. Верхняя граница точности диагноза определяется заданным структурным описанием объекта. Так, например, при описании объекта моделями C(A) и $\Phi(A^i)$ диагноз можно ставить на множестве A с точностью до элементов $A^i \in A$. Повышение верхней границы глубины диагностики требует структурных описаний $C(A^i)$ также для элементов $A^i \in A$. Пусть R — множество всех попарно различимых неисправностей в объекте,

 $R(A^i)$ — множество всех попарно различимых неисправностей в подсистеме (элементе) A^i ; R_j — некоторая неисправность и $R_0(R_0(A^i))$ — событие работоспособного состояния объекта (элемента A^i). Эчевидно.

$$|R| \leq \sum_{i=1,v} |R(A^i)|$$

Рассмотрим тест как некоторую пару

$$T_{i} = \{ \sigma_{i}(X), Y(T_{i}, R_{0}) \},\$$

где под $\sigma_{i}(X)$ принимается некоторая временная последовательность значений входных векторов $X(t_i)$

$$\sigma_{i}(X) = \left\{ X(t_{i_{4}}), X(t_{i_{2}}), \ldots, X(t_{i_{K(i)}}) \right\},\,$$

 t_i — такт времени, а при помощи $Y(T_i,R_i)$ фиксируется эталонная реакция системы (значение вектора Y) на поданный стимул $\sigma_i(X)$. Через $\kappa(i)$ обозначается длина теста, $\kappa(i) \geqslant 1$. Каждому тесту T_i при испытании объекта сопоставляется частный исход диагностического эксперимента

$$\Delta(T_i, R^*) = Y(T_i, R_0) \oplus Y(T_i, R^*),$$

где $Y(T_i, R^*)$ — действительное значение вектора Y после подачи стимула $\sigma_i(X)$ при событии $R^* \in R \cup R_0$.

Тестпрограммой называется упорядоченное множество $T = \{T_1, T_2, \dots, T_n\}$. Полным исходом диагностического эксперимента является сумма

$$\Delta(T, R^*) = V_{i=\overline{i,n}} \Delta(T_i, R^*).$$

Согласно определению теста T_i для полной тестпрограммы T_n относительно множества R имеет место

$$(\forall R_i \in R)(\exists T_i \in T_n)(\Delta(T_i, R_i) \neq 0).$$

Классической моделью неисправностей [I] (далее рассматриваются только логические неисправности) являются состояния "устойчиво I" и "устойчиво 0" в узлах схемы, описываемых переменными $z \in Z$,

где
$$Z = \bigcup_{i=\sqrt{i,v}} (X^i \cup Y^i).$$

Однако показано, что многие физические неисправности, как, например, короткие замыкания, монтажные ошибки и др., нельзя привести к модели логических констант. Перспективным в смысле унификации подхода к произвольным типам физических неисправностей является модель функциональных неисправностей [2]. По этой модели каждому элементу А ставится в

соответствие некоторое множество $T_9(A^i)$. элементарных тестов, необходимых и достаточных для проверки элемента A^i . Если $\Delta(T_9(A^i), R^*) = 0$, то элемент A^i считается работоспособным. С другой стороны, любой результат $\Delta(T_j, R^*) = 1$,

 $T_j \in T_3$ (A') можно интерпретировать как присутствие некоторой функциональной неисправности. Задача построения множества $T_3(A^i)$ является скорее технологической проблемой, решение которой зависит от применяемой системы элементов и здесь дэлее не рассматривается. Множества $T_3(A^i)$ предполагаются заданными для всех элементов $A^i \in \mathcal{A}$.

Влияние неисправностей на функцию объекта можно исследовать при помощи системы булевых дифференциальных уравнений

$$dy(\sigma(X), dZ) = 1, y \in Y,$$
 (I)

где dZ — вектор булевых дифференциалов от переменных $z \in Z$. На базе (I) удается сформулировать две основные задачи тестовой диагностики цифровых схем:

 генерирование тестов как задачу решения дифференциальных уравнений

$$\bigvee_{y \in Y} dy(\sigma(x), dz) \Big|_{dz} = 1$$
 (2)

нахождением значений $\sigma(X)$ при заданных значениях d Z;

2) диагноз неисправностей как задачу решения дифференциальных уравнений

$$\bigvee_{y \in Y} dy(\sigma(X), dZ) \Big|_{\sigma(X)} = 1$$
 (3)

нахождением значений вектора dZ при заданных значениях $\sigma(X)$.

Отметим, что применение модели функциональных неисправностей предусматривает учет некоторых дополнительных ограничений в уравнениях (2) и (3), связанных с тем, что неисправности заданы не только дифференциалами переменных $z \in Z$, а также элементарными тестами типа $T_j(A^l)$, т.е. зафиксированием значений переменных некоторых подмножесте $Z \subseteq Z$.

Рассмотрим подробнее первую задачу — генерирования тестов. Если значение вектора d Z представляет собой унитарный код, то получим из (2) частную задачу — задачу генерирования тестов для единичных неисправностей. Вполне естественно, что при больших | Z | лишь этот частный случай имеет при синтезе тестов практическое значение.

Пусть требуется построить тест T_{κ} , т.е. найти $\sigma_{\kappa}(X)$ при $dZ = \left\{ \overline{dz}_1, \overline{dz}_2, ..., \overline{dz}_{\kappa-1}, dz_{\kappa}, \overline{dz}_{\kappa+1}, ..., \overline{dz}_{|Z|} \right\}$. Легко убе-

диться, что условие (2) при таком dZ принимает следующий упрощенный вид:

$$\bigvee_{\mathbf{Y} \in \mathbf{Y}} \frac{\partial \mathbf{y}}{\partial \mathbf{z}_{K}} = 1. \tag{4}$$

Рассмотрим теперь некоторую функциональную неисправность $T_j(A^i)$ в блоке A^i . Тест T_K для обнаружения этой неисправности находится согласно (4) из следующего условия:

$$\bigvee_{y \in Y, z \in Y^{\downarrow}} \left[\frac{\partial y}{\partial z} (\sigma_{j}(X^{\downarrow}) \subset \sigma_{K}(X)) \right]_{\sigma_{K}(X)} = 1.$$
 (5)

Здесь запись $\sigma_j(X^i) \subset \sigma_K(X)$ обозначает, что тестом T_K обеспечивается также проведение элементарного теста $T_j(A^i)$ при элементе A_i . Учитывая (5), получим теперь общее условие для полной тестпрограммы T_n :

$$\bigwedge_{\substack{i=\overline{i},V\\j\colon T_{j}(A^{i})\in T_{a}(A^{i})} \left\{ \bigvee_{\substack{y\in Y\\z\in Y^{i}}} \left[\frac{\partial y}{\partial z} \left(\sigma_{j} \left(X^{i} \right) \subset \sigma_{K}(X) \right) \right] \middle| \bigvee_{\substack{V \in \sigma_{K}(X)\\K\colon T_{K}\in T_{n}}} \right\} = 1.$$
 (6)

Решение уравнения (6) относительно T_n представляет собой задачу генерирования полной системы тестов для единичных неисправностей данного объекта A, C(A) = (A, M), |A| = v.

Диагноз неисправностей по результатам испытательного эксперимента можно получить решением уравнения (3). В ряде практических случаев является обоснованным предположение о том, что в объекте возможны лишь единичные неисправности. В результате оказывается, что уравнение (3) можно заметно упростить, поскольку все кратные частные производные со-кращаются. Циклическое решение уравнения (1) для всех $\sigma_{\kappa}(X)$ можно в этом случае интепретировать как моделирование тестов при единичных неисправностях с целью получения, например, диагностических таблиц или словарей.

<u>Пример.</u> Рассмотрим комбинационную схему, представленную в виде функции y = y(X), где $X = \{x_4, x_2\}$ и $Z \equiv X$. Тогда полный дифференциал для у выражается в следующем виде[3]:

$$dy = \frac{\partial y}{\partial x_1} dx_1 d\overline{x}_2 \sqrt{\frac{\partial y}{\partial x_2}} d\overline{x}_1 dx_2 \sqrt{\frac{\partial^2 y}{\partial x_1 \partial x_2}} dx_1 dx_2.$$
 (7)

При $dx_1 = 1$, $dx_2 = 0$ (для неисправностей пры x_1) находим тест, согласно (2) и (7), решением уравнения $\partial y/\partial x_1 = 4$. При заданном x таким, что $\partial y/\partial x_2 = 4$ и $\partial y/\partial x_1 = \partial^2 y/\partial x_1 \partial x_2 = 0$, находим из (3) и (7): $dy = dx_2$, следовательно, данный тест чувствителен $x_1 = 0$ неисправностям при переменной $x_2 = 0$.

Литература

- 1. Chang, H.Y., M a n n i n g, E., M e t z e, G. Fault diagnosis of digital systems. Wiley-Interscience, New York, 1970.
- 2. U b a r, R. Über einige Probleme der Testsatzanalyse für digitale Systeme. - Wiss. Z. TU Dresden, Nr. 25, Heft 3, 1976.
- 3. B o c h m a n n, D. Einführung in die strukturelle Automatentheorie. Berlin, 1975.

R. Ubar

Über die allgemeine Aufgabestellung der Diagnoseprobleme von digitalen Schaltungen

Zusammenfassung

Die Probleme der Testdiagnose von digitalen Schaltungen werden betrachtet. Es wird eine allgemeine Formulierung der Diagnoseprobleme auf der Grundlage der Booleschen Differentialkalkül vorgeschlagen. Die Aufgaben der Testbestimmung sowie der Fehlerdiagnose werden als die Aufgabe der Lösung einer Differentialgleichung betrachtet.

1976

УДК 681.32

Р. Убар

ГЕНЕРИРОВАНИЕ ТЕСТОВ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ СХЕМ ПРИ ПОМОЩИ МОДЕЛИ АЛЬТЕРНАТИВНЫХ ГРАФОВ

Рассматриваются синхронные цифровые схемы вычислительной техники, выходные функции которых представимы в виде множества функций Y = F(Q,X), где $X = \{x_i\}$ — множество входных переменных и $Q = \{q_i\}$ — множество подфункций $q_i = f_i(Q_i,X_i)$, $Q_i \subseteq Q$, $X_i \subseteq X$. Известные методы генерирования тестов для цифровых схем используют принцип активизации путей [I]. Математической интерпретацией активизированности путей являются будевые производные [2]. Путь от места неисправности, приводящей к ошибочному изменению переменной $Z \in X \cup Q$, до некоторого выхода схемы, представляемого функцией $Y \in Y$, называется активизированным, если имеет место

$$dv/dz = 1. (I)$$

Задача генерирования тестов сводится к решению уравнений (I). В случае комбинационных схем в качестве решения находится некоторый вектор X, в случае последовательных схем — последовательность векторов X, относящихся к последовательным тактам времени.

Недостатком известных методов синтеза тестов является резкое увеличение вичислительных затрат при необходимости активизации многомерных путей [I]. С целью увеличения про-изводительности системы генерирования тестов в работе предлагается метод вичисления булевых производных, базирующийся на представлении логических функций в виде иерархической системы альтернативных графов.

Описание иерархической системы альтернативных графов

Альтернативным графом (АГ), согласно определению в [3], называем ориентированный граф $G = (M, \Gamma)$, где м обозначает множество вершин графа, а $\Gamma i (\Gamma^{-1} i)$ — подмножества последователей (предшественников) для вершин $i \in M$. При этом имеет место следующее:

- I) существует единственная начальная вершина графа $a \in M$, для которого a = A;
 - 2) все $i\in M$ взвещены значением некоторой переменной u_i (или \bar{u}_i), где $u_i\in U$, $U=X\cup Q$;
- 3) из каждой вершины $i\in M$ исходят максимально две дуги, соответственно в вершины $\Gamma^{(u_i)}i$ единичная (в вершину $\Gamma^{(0)}i$), если $u_i=1$, и нулевая (в вершину $\Gamma^{(0)}i$), если $u_i=0$, в общем случае $0\leq |\Gamma i|\leq 2$;
- 4) значениями $u_i \in U$ может быть определено на графе G некоторый путь от начальной вершины $u \in M$ до некоторой $j \in M$, $\Gamma^{(u_j)} j = \emptyset$, так чтобы каждой $k \in M \setminus j$ на этом пути следоважа вершина $\Gamma^{(u_K)} k \in M$; условное движение по этому пути можно интерпретировать как процесс вычисления некоторой логической функции y = f(Q,X), значение которой определяется значением u_j при достигнутой выходной вершине $j \in M$: $y = u_j$.

Понятие системы АГ вытекает из определения весов и; из множества Q. Поскольку u; є Q представляют собой подфункции, то каждой і∈М при и;∈О можно сопоставить в свою очередь некоторый АГ $G_i = (M_i, \Gamma_i)$ нижнего ранга, позволяющий интерпретировать процесс вычисления значения и; Следовательно, в общем случае, когда $Q \neq \emptyset$, соответствует заданной схеме некоторая система АГ $G_{\kappa} = (M_{\kappa}, \Gamma_{\kappa})$. С целью сжатого представления функции y = f(X, Q) пелесообразно включать в подмножество Q именно те подфункции Q_к, которые соответствуют узлам ветвления исходной схемы. При квыходной схеме высший ранг системы содержит к графов. В случае древовидной одновиходной скемы система АГ вырождается в единственный АГ вершины которого взвешены лишь переменными Хкех. При представлении последовательных систем моделью АГ каждой переменной и;, і є М к следует приписать относительный такт времени.

Система АГ является геометрической моделью нормальных и скобочных форм логической функции. Модель является непосредственной и наглядной интерпретацией программы логического моделирования функции. Преимуществами модели являются резко уменьшенное количество обрабатываемой информации по сравнению с описанием исходной схемы, а также простота формализации перехода от исходной схемы к модели системы АГ.

Опишем далее легко программируемый конструктивный метод перехода из структурного описания некоторой схемы A к функциональной модели в виде системы AГ.

Пусть схема А задана в виде некоторого графа A=(N,F), где N — множество узлов, соответствующих точкам соединения элементов схемы, а \cdots $Fi(F^{-1}i)$ — подмножества последователей (предшественников) для вершин $i \in N$. Выделим из N следующие попарно непересекающиеся подмножества

$$N = N_{BX} U N_{BHX} U N_{BH}$$

где N_{Bx} — множество входных узлов, N_{Bbix} — множество выходных узлов, а N_{BH} — множество внутренних узлов. При описании схемы A в виде множества функций Y = F(Q,X) можно каждому $i \in N \setminus N_{Bbix}$ сопоставить некоторую переменную Z_i (для $i \in N_{Bx}$: $Z \equiv x_i, x_i \in X$) и каждому $K \in N_{Bbix}$ — функцию $y_K = f(Q,X), y_K \in Y$. Подфункции $q_K \in Q$ определяются на некотором подмножестве множества N_{BH} . Узлам $j \in N_{BH} \cup N_{Bbix}$ соответствуют виходы элементов (или подсхем) заданной схемы A.

Введем понятие элементарных $A\Gamma$ (ЭАГ). Каждому элементу (или стандартной подсхеме) заданной схемы ставим в соответствие его ЭАГ. Например, для повходовых логических элементов булевого базиса, описываемых функциями типа y = f(X), получим ЭАГ $G=(M,\Gamma)$, удовлетворяющие следующим требованиям:

$$\begin{split} M &= \big\{\, m_1 \,,\, m_2 \,,\, \ldots \,,\, m_n \big\} \,, \\ (\,\forall\, m_i \,,\, \, i \,=\, \overline{1,\, n\!-\! 1}\,\,) \,(\, \Gamma^{(\alpha)} m_i \,=\, m_{\,i+1} \,,\, \, \Gamma^{(\, \overline{\alpha}\,)} m_i \,=\, \Phi \,) \,, \\ \Gamma m_n &= \Phi \,, \end{split}$$

где $\alpha = \left\{ egin{array}{lll} 0 & \mbox{для элементов ИЛИ, И-HE,} \\ \mbox{4} & \mbox{для элементов И, ИЛИ-HE.} \end{array} \right.$

Вершины ЭАГ ієм взвешены переменными u; следующим образом:

$$u_i = \left\{ egin{array}{ll} X_i & \mbox{для элементов И, ИЛИ,} \\ \overline{X}_i & \mbox{для элементов И-HE, ИЛИ-HE.} \end{array}
ight.$$

На базе ЭАГ, заданных для всех $j \in N_{g_H} \cup N_{g_{bix}}$, можно методом последовательной вставки строить систему АГ для любой заданной цифровой схемы A = (N, F). Синтев начинается с выходов $j \in N_{g_{bix}}$. Для каждого $j \in N_{g_{bix}}$ вноираются соответствующие ЭАГ, элементы $i \in M_j$ которых взвешены через $u_i \equiv Z_K(K \in F^{-1}j, |M_j| = |F^{-1}j|)$. Для всех $i \in M_j$, взвешенных подфункциями $u_i = Z_K$ так, чтобы $K \notin N_g$, где $N_g \in N_{g_H}$ —подмножество вершин ветвления, производится операция вставки, т.е. замена вершины $i \in M_j$ с некоторым ЭАГ $G_{g_i} = (M_{g_i}, \Gamma_{g_i})$ при соблюдении следующих условий:

$$(\forall \kappa \in \Gamma_{j}^{-1} i) (\Gamma_{j*} \kappa = \alpha_i, \Gamma_{3i}^{-1} \alpha_i = \Phi),$$

$$\Gamma_{j*}^{-1} (\Gamma_{j}^{(d)} i) = \left\{ \kappa \mid \Gamma_{3i}^{(d)} \kappa = \Phi \right\}, \quad \alpha \in \left\{0, 1\right\}.$$

Здесь Γ_j описывает топологию графа G_j до операции встав-ки и Γ_{j*} — то же самое после операции вставки.

Итерационный процесс преобразования исходных ЭАГ продолжается, пока в полученном графе $G_j=(M_j,\Gamma_j)$ не все $i\in M_j$ взвешены через $u_i\equiv \tilde{Z}_K$, $\tilde{Z}_K\in \{Z_K,\bar{Z}_K\}$, $K\in N_{B_X}\cup N_B$. Для подфункций q_K , $K\in N_B$ строятся затем в свою очередь аналогичным образом соответствующие АГ $G_K=(M_K,\Gamma_K)$, в результате чего получается система АГ из $G_L=(M_L,\Gamma_L)$, где $l\in N_{B_{blx}}\cup N_B$, с общим числом вершин

 $\sum |M_L| = |X| + \sum |F_L|.$ $L \in N_{BHX} \cup N_B \qquad i \in N_B$

Полученная система АГ соответствует множеству функций $y_{\kappa} = f_{\kappa}(x,Q), y_{\kappa} \in Y,$ где $|Y| = |N_{Bux}|, |x| = |N_{Bx}|$ м $|Q| = |N_{B}|$.

Синтез тестов на базе модели АГ

Пусть $l_{\kappa}(i,j)$ — некоторый путь в АГ G_{κ} между величинами $i \in M_{\kappa}$ и $j \in M_{\kappa}$, которому соответствует подграф $G_{\kappa}(l) = [M_{\kappa}(l), \Gamma_{\kappa}(l)]$, так чтобы $M_{\kappa}(l) \subset M_{\kappa}$ и $\Gamma_{\kappa}(l)i = \Gamma_{\kappa}i \cap M_{\kappa}(l)$,

 $i \in M_K(l)$. Обозначим через $L_K(i,j)$ множество всех возможных путей $l_K(i,j)$, отличающихся попарно по крайней мере одним элементом $h \in M_K$.

Рассмотрим далее следующую логическую функцию переменных u_h :

$$s[l_{\kappa}(i,j)] = \Lambda [\Gamma_{\kappa}^{(U_{h})} h \in M_{\kappa}(l)],$$

$$h \in M_{\kappa}(l) \setminus j$$
(2)

интерпретируемую как мера активизированности пути $l_{\kappa}(i,j)$, $s(l) \in \{0,1\}$. Путь l называется активизированным, если s(l) = 1. На множестве $l_{\kappa}(i,j)$ определим теперь следующую функцию:

$$S_{\kappa}(i,j) = V \quad s(l) \cdot l \in L_{\kappa}(i,j)$$
 (3)

Если $S_{\kappa}(i,j)=1$, то существует активизированный путь между вершинами $i\in M_{\kappa}$ и $j\in M_{\kappa}$.

Для дальнейшего рассмотрения представляют интерес частные случаи функции (2)

$$s_{\kappa}^{\alpha}(i,j) = s[l_{\kappa}(i,j)] \wedge (u_{j} = \alpha),$$
 (4)

где $\alpha \in \{0,1\}$ и $\Gamma^{(\alpha)}\dot{j} = \Phi$, а также соответственно частные случаи функции (3)

$$S_{\kappa}^{\alpha}(i) = V S_{\kappa}^{\alpha}(i,j).$$

$$j: \Gamma_{\kappa}^{(\alpha)} j = \Phi$$
(5)

Пусть некоторая цифровая схема, описываемая функцией $y_k(X)$, представлена в виде графа $G_K=(M_K\Gamma_K)$. Согласно приведенной интерпретации альтернативных графов, имеем

$$\lceil V_{\kappa}(X) = \alpha \rceil \equiv \lceil S_{\kappa}^{d}(\sigma_{\kappa}) = 1 \rceil, \qquad (6)$$

где Γ_{κ}^{-1} $\alpha_{\kappa} = \Phi$, $\kappa \in \{0,1\}$. Как было отмечено, решение задачи генерирования тестов сводится к решению уравнения (I). Перепишем выражение (I) в следующем виде:

$$\frac{dy_{\kappa}}{dz} = y_{\kappa}(z, X', Q') \oplus y_{\kappa}(\bar{z}, X', Q') = 1, \tag{7}$$

rme $X' = X \setminus z$, $Q' = Q \setminus z$.

Для данного случая имеем $Q = \Phi$. Пусть переменной z взвешена некоторая вершина $j \in M_K$, $U_j = Z$. Используя эквивалентность (6), получим вместо (7) уравнение

$$S_{\kappa}(\sigma_{\kappa},j) \wedge [S_{\kappa}^{d}(j) \oplus S_{\kappa}^{\bar{d}}(j)] = 1$$
 (8)

или, устранив зависимость от ој = Z,

$$S_{\kappa}(\alpha_{\kappa},j) \wedge S_{\kappa}(\Gamma_{\kappa}^{(\alpha)}j,\alpha) = 1.$$
 (9)

Условие (9) является интерпретацией условия (I) на соответствующей функции y(X) модели АГ. Для удовлетворения требования (9) следует провести поиск на множествах $L_K(\alpha_K,j)$ (если $j \neq \alpha_K$) и $L_K^{\kappa}(\Gamma_K^{(\kappa)}j)$, $\kappa \in \{0,1\}$,

где $\begin{array}{ccc} L_{\kappa}^{(d,)}(\mathfrak{i}) &=& U\cdot L_{\kappa}(\mathfrak{i},\mathfrak{j})\,,\\ & \mathfrak{j}\colon \Gamma_{\kappa}^{(d,)}\mathfrak{j} = \Phi \end{array}$

с целью активизации путей в соответствующих подграфах.

В общем случае схема, описываемая функцией $y_j = f_j(X,Q)$, $|N_{Bbix}| = 1$, представляется в виде системы АГ $G_K = \{M_K, \Gamma_K\}$, $K \in N_B \cup j$. Пусть переменной z взвешена некотория верши—

 $K \in N_B \cup j$. Пусть переменной z взвешена некоторая вершина $j \in M_K$, $\cup j = z$. Обобщая требование (9), получим следующее итеративное выражение

$$\Lambda \left[S_{\kappa}(\alpha_{\kappa}, h_{t}) \cdot \Lambda \quad S_{\kappa}^{\alpha}(\Gamma_{\kappa}^{(\alpha)} h_{t}) \right] = 1,$$

$$t = \overline{0, n-1} \qquad \alpha \in \{0,1\}$$
(I0)

тде $h_0 = i$, $h_1 = \kappa_1, \dots, h_n = \kappa_n$; $\kappa_t : h_{t-1} \in M_{\kappa_t}$ и $n : \kappa_n = j$.

Решение уравнения (IO) сводится к решению задач активизации путей на системе АГ. Обобщение уравнения (IO) на многовыходные схемы не представляет трудностей.

Заключение

Особенностью предложенного подхода к генерированию тестов является приведение задачи активизации многомерных путей в исходной схеме к задаче активизации одномерных путей в системе АГ. В результате вычислительные затраты при синтезе тестов не будут зависеть от размерности активизированных путей.

Дополнительными преимуществами предложенной модели при генерировании тестов являются: I) уменьшение количества обрабатываемой информации в модели по сравнению с описанием исходной схемы; 2) независимость алгоритмов перебора вариантов от используемой элементной базы цифровых схем; 3) единый подход к генерированию тестов для обоих типов наисправностей — $z \equiv 0$ и $z \equiv 4$; 4) единый подход к

генерированию тестов для комбинационных и синхронных по-следовательных схем.

Литература

- 1. Chang, H.Y., Manning, E., Metze, G. Fault diagnosis of digital systems. Wiley-Interscience, New York, 1970.
- 2. G örke, W. Fehlerdiagnose digitaler Schaltungen. Teubner Verlag, Stuttgart, 1973.
- 3. Шнейдер Б.Н. О реализации булевых функций альтернативными графами. П Всесоюзное совещание по теории релейных устройств и конечных автоматов. Рига, 1971.

R. Ubar

Testbestimmung für die digitalen Schaltungen mit Hilfe von alternativen Graphen

Zusammenfassung

In diesem Beitrag wird das Modell eines hierarchischen Systems von alternativen Graphen zwecks der Beschreibung und Analyse von digitalen Schaltungen vorgeschlagen. Es werden die Beschreibung des Modells sowie ein Algorithmus für die Synthese des Modells aus der Strukturbeschreibung der Schaltung gegeben. Das Problem der Testbestimmung wird als ein Problem der Pfadaktivierung im System von alternativen Graphen betrachtet.

Tomorrow of the state of the st

280U S A (Cata has A Sales Sales) at

2,13

describ movidance in the delication of the delic

Property Springers (EC) Character & Section Street Attraction that Error is contrast at, Character transfers (CC) is also restricted to the Contrast of the Co

groute unuas non elementalities un pare le come acceptant per le come de la company de

Annual control of the control of the

УЛК 681.32

А. Вийлуп

КОМПИЛЯТОР ИЕРАРХИЧЕСКОЙ МОЛЕЛИ ЦВМ

В [I, 2] описана система моделирования диагностических тестов ЦВМ с микропрограммным управлением. Модель объекта А представляется на трех уровнях — микрооперационном, функциональном и структурном.

Микрооперационная модель представляется множеством моделей $p_i \in P$, графом $G_M = (Z,\Gamma)$ и отображением $\phi(Z,P)$. Здесь p_i — модель отдельной микрооперации, P — множество моделей всех микроопераций, задаваемых системой микрокоманд (МК) ЦВМ, $z_j \in Z$ — множество определенных информационных переменных — параметров моделей $p \in P$, а $\Gamma z_j (\Gamma^{-1} z_j)$ — подмножество последователей (предшественников) $z_j \in Z$. Отображение $\phi(z,P)$ определяет для каждой $z_j \in Z$ подмножество $P_j \subseteq P$, $\Phi: p_i \in P_j$, если в результате выполнения p_i определяется значение Z_j . $P_j = \Phi$, если нет ни одной p_i , определяющей значение Z_j (например, переменные пульта управления, поле константов в МК и т.д.).

Во время моделирования одной МК любую p_i можно выполнить только один раз и для обеспечения правильной последовательности их моделирования все $p_i \in P$ ранжируются. Каждая p_i представляется в модели микропрограммы номером l_i , соответствующим номеру в ранжированном множестве всех $p_i \in P$. Каждая микрокоманда есть ранжированный список номеров l_i , который кончается номером l^* псевдомикрооперации "конец МК". При выполнении МО "конец МК" управление в системе передается программе выбора очередной МК, а при всех остальных p_i — программе выбора очередной МО текущей МК. Отметим, что модель на микрооперационном уровне P отражает выполняемые на ЦВМ микрооперации, но не отражает структуру их аппаратурной реализации.

При составлении функциональной модели объект рассматривается в виде ориентированного графа $G_F = (A,F)$, вершинами которого $A^i \in A$ интерпретируются подсистемы ЦВМ, а F определяет связь между подсистемами. Для каждой подсистемы A^i составляется функциональная модель $\Phi(A^i) = \{x^i, y^i, Q^i, \mathcal{F}^i\}$, предназначенная для функциональной имитации поведения A^i при исправной схеме. Здесь x^i, y^i, Q^i — соответственно векторы входных, выходных и внутренних переменных схемы. \mathcal{F}^i — множество функций, описывающих поведение схемы. Отметим, что $\Phi(A^i)$ не всегда должен отражать внутреннюю структуру A^i .

Для исследования неисправностей внутри Aⁱ составляется структурная модель C(Aⁱ), отражающая структуру Aⁱ на уровне элементов подсистемы Aⁱ (например, на уровне логических элементов).

Общий порядок моделирования тестов в системе [I, 2] следующий:

- I. Составляется модель ЦВМ на уровне Р и исследуются неисправности при всех $z_i \in Z$.
- 2. Составляется модель ЦВМ для анализа неисправностей при подсистемах A^{i} на функциональном уровне. Для текущей исследуемой A^{i} определяется множество последователей $S(A^{i}) \subseteq \{A^{i}, \ldots, A^{n}\}$: $A^{i} \in S(A^{i})$, если A^{i} получает управляющие сигналы от некоторого $A^{K} \in A^{i} \cup S(A^{i})$. Все микрооперации, выполняемые аппаратурой $A^{i} \in A^{i} \cup S(A^{i})$, исключаются из множества P, так как выполнение их может быть искажено из—за неисправностей в A^{i} . Для получения значений переменных X^{i} для $A^{j} \in A^{i} \cup S(A^{i})$ необходимо моделировать на функциональном уровне все предшественники $E(A^{i}) \subseteq \{A^{i}, \ldots, A^{n}\}$:

 $A^j \in E(A^i)$, если A^j передает управляющие сигналы некоторому $A^K \in A^i \cup S(A^i) \cup E(A^i)$. Полученная двухуровневая модель позволяет исследовать неисправности всех X^j , Y^j для

 $A^{j} \in A^{i} \cup S(A^{i})$, однако множество исключаемых из Р моделей различно для каждой A^{i} и поэтому целесообразно составить для каждой A^{i} свою минимальную модель.

3. При каждой Aⁱ на основе модели C(Aⁱ) производится нализ с целью нахождения эквивалентных классов неисправностей. Находится подмножество неисправностей, которое не эквивалентно уже рассмотренным неисправностям входов и

выходов A^i . Если это множество не пусто, то в модель всей ЦВМ необходимо ввести модель $C(A^i)$ и функциональные модели $\Phi[S(A^i)]$ и $\Phi[E(A^i)]$. На полученной трехуровневой модели можно сравнительно быстро исследовать внутренние неисправности A_i при микропрограммных тестах.

Все вышеописанные многоуровневые модели составляются при помощи специальной программы — компилятора. Ниже рассмотрим некоторые вопросы, которые следовало решить при разработке компилятора.

Определение границ функциональной модели ФА.

Как уже отмечено, при определении множества $S(A^i)$ и $E(A^i)$ используются только управляющие связи. В модели ЦВМ [2] все подсистемы A^i и модели $p \in P$ соединены через общее информационное поле — множество переменных

$$W = \bigcup_{i=\overline{1,y}} (X^{i} \cup Y^{i}) \cup Z.$$

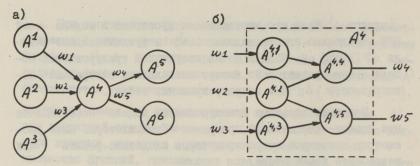
Все элементы $w \in W$ условно разделяются на информационные и управляющие. Информационными называются все $w \in W_I$, $W_I \subset W$, значение которых определяется вне процесса моделирования тестпрограммы (пульт управления) или до моделирования микрокоманды (значения всех разрядов ПЗУ микропрограмм) и $w \in Z$. Все остальные переменные $w \in W_y$, $W_y = w \setminus W_I$ называются управляющими. Это разделение необходимо только для работы компилятора и для других программ системы никакого значения не имеет. Всем $w \in W$ приписывается далее признак s(w), где

$$s(w) = \begin{cases} 0 \text{ всли } w \in W_{y}, \\ I \text{ если } w \in W_{I}. \end{cases}$$

Если для некоторой A^i $Q^i \cap Z \neq 0$, то модель A^i рассматривается как система из подсистем $A^i = \{A^i, \dots, A^{in}\}$ таких, что все $Z_j \in Q^i \cap Z$ попадают в общее информационное поле. При описании объекта моделирования A связь между A^i_{ν} , $i = \overline{i,\nu}$ задается в виде таблицы, определяющей признак S(w), предшественников для $x \in X^i$ и последователей для $y \in Y^i \cdot (F_\infty^{-1} \times F_y)$.

Степень точности компилирования множеств S(Ai) и E(Ai).

В случае рассмотрения подсистам Aⁱ как неразделимых целых компилятор получается сравнительно простой и быстрый



Фиг. 1. Пример связей подсистем.

Однако с учетом внутренней структуры A^{i} можно уменьшить мощность получаемых множеств $S(A^{i})$ и $E(A^{i})$. На фиг. I,а приведен пример управляющих связей между A^{i} , $i=\overline{1,6}$ и на фиг. I,6 показана внутренняя структура A^{4} . При компилировании на уровне подсистем A^{i} для A^{4} получается $S(A^{4}) = \left\{A^{4}, A^{5}, A^{6}\right\}$ и $E(A^{4}) = \left\{A^{2}, A^{3}\right\}$. При компилировании с учетом внутренней структуры A^{4} получается $S(A_{i}) = \left\{A^{4}, A^{5}\right\}$ и $E(A^{4}) = \left\{A^{2}\right\}$.

При анализе схем конкретной мини-ЦВМ (число подсистем было 32) за счет учета внутренних структур А средний объем компилированных моделей уменьшался почти в дза раза.

Определение множества исключаемых из Р моделей происходит при помощи $\varphi(z,P)$ и списка переменных L:

Для получения минимальных множеств $S(A^i)$ и $E(A^i)$ при компилировании всем $x_j \in X^i$ и $y_j \in Y^i$, $i=\overline{1,\nu}$ присваивается вспомогательный признак v(j), где $v(j)=\overline{1}$ означает, что соответствующая переменная используется при моделировании $A^j \in A^i \cup S(A^i) \cup E(A^i)$, а при v(j)=0— не используется.

Общий алгоритм нахождения множеств $S(A^i)$, $E(A^i)$ и L следующий:

- I) фиксируется А^і;
- 2) $(\forall y_{\kappa} \in Y^{i}, \delta(\kappa) = 1)$: y_{κ} записывается в L,

 $(\forall F_{y_{\kappa}}, y_{\kappa} \in Y^{i}, \delta(\kappa) = 0, F_{y_{\kappa}} \notin S(A^{i})) \colon F_{y_{\kappa}} = A^{l}, A^{l}$ $\text{ записывается } B(A^{i}), (\forall x_{j} \in X^{l}, x_{j} \equiv y_{\kappa}) \colon v(j) \colon = 1;$

- 3) для всех $A^j \in S(A^i)$ каждому y_t , если $y_t \in Y^j$, существует путь от x_k ($x_k \in X^j$), A(K) = 0, v(K) = 1 до y_t^t присваивается v(t) = 1, если s(t) = 1, записывается y_t в L, иначе, $A^l = F_{y_t}$, $A^l \notin S(A^i)$, записывается A^l в $S(A^i)$ и $x_q \in X^l$, $x_q \equiv y_t$ получает v(q) = 1;
 - 4) п. 3 повторяется, пока

$$(\forall A^j \in S(A^i)) (\forall y_t \in Y^j, v(t) = 1, s(t) = 0): F_{y_t} \in S(A^i);$$

- 5) начиная с конца списка для всех $A^j \in S(A^i)$ каждому x_t , если $x_t \in X^j$, существует обратный путь от y_{ϱ} , $(y_{\varrho} \in Y^j)$, $v(\varrho) = 1$) до x_t , присваивается v(t) = 1, если s(t) = 0, то $A^l = F^{-1}x_t \quad A^l \notin A^i \cup S(A^i) \cup E(A^i) \quad \text{записывается} \quad B \quad E(A^i),$ $\forall y_k \in Y^l, \quad y_k \equiv x_t \quad \text{получает признак} \quad v(k) = 1;$
 - 6) II. 5 HOBTOPHETCH HORA $(\forall A^j \in A^i \cup S(A^i) \cup E(A^i))(\forall x_{\varrho} \in X^j, \ \nu(\varrho) = 1, \ s(\varrho) = 0):$ $F^{-\frac{1}{2}}_{\varphi} \in A^i \cup S(A^i) \cup E(A^i).$

Последовательность выполнения модели

Чтобы гарантировать правильную последовательность выполнения функциональных и микрооперационных моделей, необходимо ввести для них общую систему рангов. Для этого все $z_{i} \in Z$ ранжируются на основе $G_{M} = (Z, \Gamma)$ так, что нулевой рант $r_{:} = 0$ присваивается сначала всем $z_{:} \in Z$, значение которых определяется либо вне процесса моделирования тестпрограммы (например, пульт управления), либо до моделирования текущей МК (в конце предыдущей МК). Далее всем z; є Z присваивается рант n+1, где n наибольший ранг $z_i = \Gamma^{-1}z_i \cdot z_i$ с нулевым начальным рангом, значения которых определяются в конце текущей МК и используются только в следующей МК, получают в процессе ранжирования новый ранг. Все р_і ∈ Р_і получают ранг r; переменной Z;. Все модели для AjeAiuS(Ai) UE(Ai) разделяют на труппы H_{κ} так, что $A^{j} \in H_{\kappa}$, если имеются $y_{t} \in Y^{j}$, $y_t \in Z$, $r_t = \kappa$ или A^j необходимо для моделирования некоторой $A^l \in H_K$ и A^j не входит в состав H_m , $m < \kappa$. Внутри все А ранжируются по управляющим связям.

При компилировании модели составляется список рангов Т, элементами Т(u) которого являются номера рангов всех

имеющихся H_{κ} . По списку T обращаются и к началам моделей $A^{j} \in H_{\kappa}$. Чтоби при моделировании любой МК гарантировать выполнение модели с неисправностями (если такая имеется), псевдо-МО "конец МК" присваивается всегда самый большой ранг модели $r^* = n_{\text{max}}$, а последний элемент таблицы T всегда равен $n^* + 4$. Перед моделированием очередной МК индекс таблицы T всегда получает значение u = 4.

Исключение моделей p_i из P происходит при помощи признака неисправности H, где H=1 при неисправно выполняемой p_i . Псевдо-МО "конец МК" всегда имеет признак H=0.

Общий порядок выполнения выбранной МО с номером $\iota_{\mathfrak{t}}$ следующий:

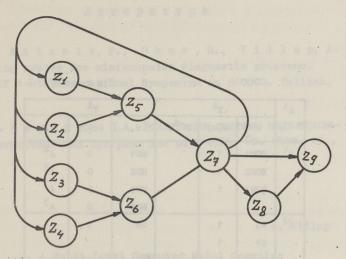
- I) по t; определяют г;;
- 2) если r; < T(u), то перейти к п. 4,
- 3) выполняют H_{κ} , $\kappa = T(u)$, u := u + 1, перейти к п.2,
- 4) если $H_{i} = 0$, то выполняют p_{i} ;
 - 5) перейти к программе выбора очередной і;.

Пример

В таблице I показана связь подсистем A^{i} , i=1,2,3. При компилировании модели используются только те связи, при которых $\delta=0$, и поэтому в таблице I последователи и предшественники в случае $\delta=1$ не указани. На фиг. I приведен пример графа $G_{M}=(Z,\Gamma)$ исправной ЦВМ, а на фиг. 3 граф для исследования неисправностей в A^{i} , которая представлена моделью $C(A^{i})$, а A^{2} , A^{3} двумя моделями: $\Phi(A^{2})$,

 $\Phi(A^3)$. На фиг. З у связей показано значение признака Δ . В таблице 2 приведены ранги всех z_i при условии, что начальные нулевые ранги получили z_1, z_2, z_3, z_4 , значение которых переопределяется в конце моделирования МК. В примере множество $H_4 = \{C(A^4), \Phi(A^2)\}$ и $H_3 = \{\Phi(A^3)\}$, а таблица рангов T содержит три элемента: T(I) = I, T(2) = 3, T(3) = 5.

Использование приведенного алгоритма компиляции многоуровневой модели позволяет для конкретного случая получить наиболее эффективную модель ЦВМ и таким образом повысить скорость моделирования тестов.



Фиг. 2. Информационный граф ЦВМ.

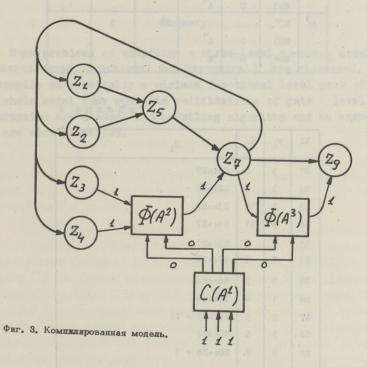


Таблица І

Ai	to the party	X ¹	167 12	r ⁱ		
20730	w	s(w)	F-1x	W	s(w)	Ty
A ¹	ROM1	.1		M01	0	A ²
	ROM2	1		M02	0	A ²
1	ROM3	1		моз	ø	.▲3
四月		50000		M04	0	▲3
A ²	Z 3	1		Z6	1	
	Z4	1		-		
PAYARS SECRETAR	Mo1	0	A1			and the second
	МоЗ	0	A1			
▲3	Z 7	morre.	NAME AND	Z 8	1	
	моз	0	A1			
	Mo4	0	A1			

Таблица 2

Zi	ri	1 _i	Pi
Z1	3	8	Z1:=Z7
Z2	3	9	Z2:=Z7
23	3	10	Z3:=Z7
Z4	3	11	Z4:=Z7
25	1	1	25:=21
25	1	2	Z5:=Z2
Z6	1	3	Z6:=Z3
Z6	1	4	Z6:=Z4
27	2	5	Z7:=Z6 + Z5
Z8	3	6	Z8:=Z7
Z8	3	7	Z8:=Z8 + 1
Z9	4	12	Z9:= \ Z9 + 1, Z8=0
			(o, z8≠0

Литература

- 1. Kitsnik, P., Ubar, R., Viilup, A. Simulating system for minicomputer diagnostic programs. IFAC/IFIP 1-st International Symposium on SOCOCO. Tallinn, 1976.
- 2. К и т с н и к П.А. Реализация системы моделирования диагностических программ для мини-ЦВМ. См. наст. сб., с. 93.

A. Viilup

A Multi-Level Computer Model Compiler

Summary

Some problems of compiling a three-level computer model (a microprogram, functional and structural) are discussed. To compile automatically a minimum functional level part of the whole model some specific modifications of gate level description are needed. The compiling algorithm and an example are also presented.

t. Kit t m at E. P., U b a F . K. V t t 1 a P. A. Simulation system for ministers disposite programme realists. TRACTIETS 1-8% MINISTERS SAMPLE Symposium on 2000000. TRAILISM.

V, M Zavaleng	

labou perucupa level-sords a mailinguo to mailoug escal
. Sessionia era liferitarita pina lebalizati, sarpasporola a)
To find level lemalizati mailine a liferitarione eliques of
level elas to enclisalitica oliteras anna leban elado eta
-esca as has editioni pallizato esc. Tebas ela escalações el

		A STATE OF THE STA

YHK.68I.32

II. KETCHER

РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ ПРОГРАММ ДЛЯ МИНИ-ЦВМ

Система моделирования диагностических программ (СИМОД) для мини-ЦВМ предназначена для моделирования диагностических микропрограмм и программ при различных неисправностях в модели мини-ЦВМ с целью получения диагностической информации в виде таблиц и словарей.

В случае полного описания аппаратуры исследуемой ЦВМ могут быть проанализированы все одиночные неисправности всех устройств машины, включая систему самодиагностики. С целью увеличения производительности СИМОД используются дополнительные уровни — операционные и функциональные модели, позволяющие более быстро имитировать поведение исправных частей исследуемой ЦВМ [1].

Исходными данными для работы СИМОД являются: модель ЦВМ, диагностические микропрограммы и программы.

Модель ЦВМ включает: информационное поле, сопокупность операционных моделей (ОМ), совокупность функциональных моделей (ФМ), совокупность структурных моделей (СМ), таблицы соотношений между ОМ и ФМ.

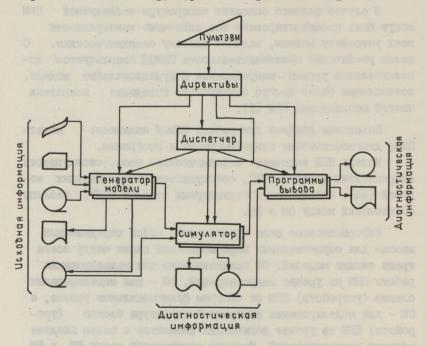
Информационное поле представляет собой определенный массив для осуществления информационной связи между всеми тремя типами моделей. ОМ предназначени для моделирования работи ЦВМ на уровне микроопераций, ФМ — для моделирования блоков (устройств) ЦВМ на бистром функциональном уровне, а СМ — для моделирования внутренней структуры блоков (устройств) ЦВМ на уровне лотических элементов с целью анализа влияния неисправностей. Таблицы соотношений между ОМ и ФМ необходими для осуществления перехода с уровня микроопераций на уровень функциональных моделей.

Диагностические микропрограммы и программы составляются из стандартных микрокоманд и команд для исследуемой мини-ШВМ.

СИМОД реализована на ЯСК для ЭВМ "Минск-32". Общение пользователя с системой осуществляется посредством языка системы в режиме диалога. Введение языка системы избавляет пользователя от необходимости серьезного изучения ЭВМ "Минск-32". Для работы достаточно освоить минимальный набор действий оператора за пультом.

Системные программы образуют ряд сегментов, вызов которых и управление которыми осуществляется программой-диспетчером согласно поступавшим директивам. Диспетчер СИМОД является головным сегментом системы.

СИМОД можно разделить на четире основние части: генератор модели ЦВМ, симулятор ЦВМ, программы вывода, диспетчер системы. Общая структура СИМОД приведена на фиг. I.



Фиг. 1. Общая структура СИМОД.

Генерация модели ЦВМ

Генератор модели ЦВМ предназначен:

- для ввода описаний аппаратурных блоков исследуемой ЦВМ и получения ФМ и СМ;
- для ввода описаний диагностических микропрограмм и программ и получения модели ПЗУ.

Базисом при генерации модели ЦВМ является информационное поле. Основние преобразования над ним определены множеством операционных моделей $\{0,\}$, $i=\overline{1},m$ (m — число микроопераций, реализуемых на исследуемой ЦВМ). ОМ имитируют микрооперации моделируемой машины командами моделирующей машины.

Первичная декомпозиция аппаратуры исследуемой ЦВМ в проектной документации. Каждый блок В;, $i = \sqrt{1}$, описывается на специализированном входном языке на уровне логических элементов, причем входы и выходы блока являются элементами информационного поля, что обеспечивает информационную связь с остальными блоками, а также с ОМ. Описание блока вводится с перфоленты, и в памяти моделирующей машины генерируется СМ соответствующего блока.

Из громоздкости СМ вытекает необходимость получения более эффективных структур для имитации функционирования блоков. Подходящими являются ФМ, получаемые из СМ автоматически и отражающие лишь алгоритм функционирования блока, а не его внутреннюю структуру. В результате имеем: множество структурных моделей $\{S_i\},\ i=\overline{1,n}$ и множество функциональных моделей $\{F_i\},\ i=\overline{1,n}$, гле n — число блоков исслеждуемой ЦВМ.

Диагностические микропрограммы (МП) описываются на входном языке и вводятся с перфокарт. Описание МП представляет собой последовательность описаний входящих в нее микрокоманд (МК), а описание МК — список входящих в нее микроопераций (МО). В модели ПЗУ микропрограмм микрокоманда ј представляется в виде списка $\mathbb{O}_{j4}, \mathbb{O}_{j2}, \ldots, \mathbb{O}_{jmj},$ где \mathbb{O}_{ji} ($i=\overline{i,m_j}$) — операционная модель, прохождение которой необходимо для моделирования МК j, и кодом α_{j4} α_{j2} ... α_{jn} , где $\alpha_{ji} \in \{0,4\}, i=\overline{i,n}, n-$ длина кода МК в ПЗУ.

Второй образ МК используется при моделировании функциональном и структурном уровнях.

Ha

Диагностические программы описываются в кодированном виде, в соответствии с кодированием машинных команд в исследуемой ЦВМ и вводятся с перфокарт.

При многократном использовании одних и тех же исходних данных входные описания, а также полученные модели, хранятся на магнитных лентах, и генератор модели может быть использован частично.

Симулятор ЦВМ

Симулятор ЦВМ предназначен для моделирования как исправной ЦВМ, так и ЦВМ с неисправностями в процессоре. Особенностью СИМОД является возможность моделирования ЦВМ на трех уровнях [1]: на операционном, на функциональном и на структурном уровнях.

Вышеизложенное расчленение вытекает из практической невозможности моделирования всей машини на структурном уровне, являющемся необходимым для рассмотрения логических неисправностей.

Неисправности в модели ЦВМ также представляются на трех уровнях. На операционном уровне возможна симуляция логических неисправностей, не вызывающих изменения функционирования моделируемой машины, а только искажение обрабатываемой информации (например, неисправности информационных регистров). На функциональном уровне моделируемые неисправности, порождающие изменение выполняемых микроопераций, но не приводящие к изменению функционирования устройств моделируемой ЦВМ (например, неисправности управляющих сигналов). Для имитирования такой ситуации необходимо использование ФМ вместо соответствующих ОМ. Неисправности, рассматриваемые на структурном уровне, представлют собой догические неисправности внутри блоков ЦВМ. Для их симуляции необходимо прохождение некоторой СМ вместо ФМ соответствующего блока.

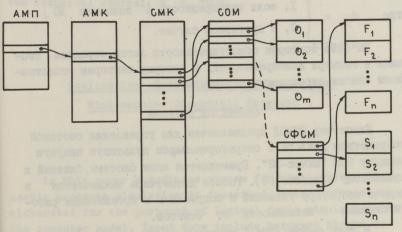
В общем сдучае, в соответствии с результатами работи [I], при анализе неисправностей в каком—то блоке исследуе—мой ЦВМ часть машини моделируется операционно, часть функционально, а часть — структурно. Компилиция модели ЦВМ для рассмотрения определенного множества неисправностей

осуществляется специальной программой — компилятором — на базе таблиц соотношений между ОМ и ФМ, а также таблиц свя зей между ФМ (т.е. между блоками ЦВМ) [2].

Работа симулятора ЦВМ при моделировании очередной МП произлюстрирована на фиг. 2, где АМП — адреса МП, АМК — адреса МК, СМК — списки микроопераций в МК, СОМ — ссылки на ОМ, СФСМ — ссылки на ФМ и СМ.

В результате компилянии модели ЦВМ для моделирования определенных неисправностей получаются: массив ссыдок на некоторые ФМ и СМ (СФСМ) и ссылки на СФСМ в массиве СОМ (вместо ссылок на соответствующие ОМ).

Моделирование очередной МК j заключается в последовательном прохождении списка \mathbb{O}_{j4} , \mathbb{O}_{j2} , ..., \mathbb{O}_{jm_j} (на фиг 2 в массиве СМК), где но каждому \mathbb{O}_{j1} выполняется либо соответствующая ОМ, либо некоторые ФМ и СМ.



Фиг. 2. Списковая структура данных в модели ЦВМ.

Программа вивода

За счет включения в аппаратуру исследуемой ЦВМ адементов самодиагностики — схемы сравнения результатов с эталонами, и в микрокоманды — соответствующих микроопераций, в ходе моделирования ЦВМ оказывается возможным получение диагностической информации. Программы вывода предназначены для ее вывода и дальнейшей обработки. В ходе моделирования симулируемая неисправность может быть обнаружена в нескольких местах диагностической программы, а именно, при прохождении ОМ, производящих сравнение с эталоном. В случае несовпадения в модели осуществляется диагностический стоп (ДС), т.е. фиксируется состояние моделируемой ЦВМ.

Для получения информации в целях контроля достаточно при каждой неисправности моделировать лишь до первого ДС. Таким образом, получается таблица, в которой каждому ДС (состоянию ЦВМ) сопоставлен список порожданних неисправностей. Для получения более совершенной информации о влиянии наисправностей необходимо прохождение в модели всей диагностической программы. Если число всех возможных ДС — тодля неисправности и получается вектор обнаруживаемости

 $D_i = (d_{i_1}, \dots, d_{i_j}, \dots, d_{i_m}),$

где $d_{ij} = \begin{cases} I, & \text{если неисправность } i & \text{вызывает ДС } j, \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}$

На базе векторов обнаруживаемости легко строятся таблицы и словари неисправностей, в которых векторам сопоставлены списки порождающих неисправностей.

Диспетчер системы

Диспетчер СИМОД предназначен для управления системой посредством диалога с оператором через пультовую пишущую машинку ЭВМ "Минск-32". Применяется язык системы, близкий к описанному в работе [3]. Работа диспетчера заключается в подаче оператору указаний и вопросов и в организации работы системы в зависимости от ответов.

В ходе работы СИМОД оператор управляет выполнением следующих основных действий:

- загрузка программных сегментов, включенных в систему,
- ввод исходных данных с внешних носителей и устройств,
- выбор режима работы симулятора,
- выбор начального адреса диагностической программы,
- выбор уровня моделирования неисправностей,
- выбор точек для симуляции в них неисправностей,
- выбор блоков исследуемой ЦВМ для симуляции в них неисправностей,
 - накопление и вывод полученной информации.

Описанная система включает более 9000 операторов. Наибольший объем МОЗУ ЭВМ "Минск-32", требуемый для размещения СИМОД — около 20 000 ячеек.

Литература

- 1. K i t s n i k, P., U b a r, R., V i i l u p, A. Simulating system for minicomputer diagnostic Programs. IFAC/IFIP 1st International Symposium on SOCOCO. Tallinn, 1976.
- 2. В ийлуп А.А. Компилятор иерархической модели ЦВМ. См. наст. сб., с. 83-91.
- 3. Chang, H.Y., Smith, G.W., Walford, R.B. LAMP: Logic Analyzer for Maintenance Planning. Bell System Technical Journal, N 8, 1974.

P. Kitsnik

Realization of the Simulating System for Minicomputer Diagnostic Programs

Summary

In this paper a software system for minicomputer diagnostic programs simulation is described. This system is elaborated for the purposes of logical fault simulation in the computer model. Input data include hardware blocks description and also diagnostic microprograms and programs. Output data are issued in the form of fault tables and dictionaries. To obtain an effective simulation process the computer model is presented on three different levels operational, functional and structural. This system is programmed for "Minsk-32" computer and includes about 9,000 operators.

The streethouses can expense assembles one procurs objections a security expense assembles and prories, such assemble of the streethouse expense assembles and a such assemble and the streethouse and the streethouse assemble assemble assembles as a security and the streethouse as a security a

The north against anteressing a newly appropriate to the control of the control o

REMORTED CONTRACTOR OUTSITE PROPERTY AND OFFICE THE AREA & DESCRIPTION OFFICE PROPERTY AND ADDRESS OF THE PROPERTY ADDRESS OF THE PROPERTY AND ADDRESS OF THE PROPERTY ADDRESS OF THE

Barraca Disease None Format

Monteres Continues of consequence of

the services a most new manual new comments

№ 409 I976

YIK 681.142

М. Маран

некоторые экстремальные задачи на множествах

Теоретико-множественным решателем (ТМР) назовем систему программ, способную решать задачи теории множеств в общем виде. Путем интерпретации задач теории множеств в различных предметных областях получается возможность применения ТМР для решения прикладных задач. Более подробно соображения создания ТМР приведены в [I].В данной статье рассматриваются комбинаторные задачи на множествах, или в терминах [I] задачи четвертого уровня.

Пусть задано множество $X = \{x_1, \dots, x_n\}$ и множество одноместных предикатов $P = \{P_1, \dots, P_m\}$, определенных на элементах множества X. В общем случае предикат может быть преобразован в высказывание путем связывания квантором его аргумента или путем замены предметных переменных предметными постоянными. Рассмотрим первый случай, при котором вместо различных вариантов использования кванторов используются различные значения истинности следующим образом:

$$v [\forall x \quad P(x)] = 2,$$

 $v [\exists x \quad P(x)] = 1,$
 $v [\exists x \quad P(x)] = -1,$
 $v [\forall x \quad P(x)] = -2$

(читаем "значение истинности выражения ... равно ...").

Используя этот формализм, можем для одного предшката поставить следующие задачи:

- і) Определить значение истинности предиката $P_j \in P$ для заданного множества X_4 , $X_4 \subseteq X$.
- 2) Найти множество $X_1 (X_1 \subseteq X)$ такое, чтобы предикат P_1 имел на X_1 заданное значение истинности.

В случае, если на одном и том же множестве определены несколько предикатов, получим два различных варианта второй задачи.

- 2.1) Задано $v[P_1 \circ P_2] = v_1$, где о логическая связка "и", "или"; $v_1 \in \{-2,-1,1,2\}$ значение истинности.Путем замены $R = P_1 \circ P_2$ эта задача сводится к первоначальной постановке.
- 2.2) Заданы значения истинности двух предикатов $P_{\mathbf{I}}$ и $P_{\mathbf{I}}$ соответственно \mathcal{V}_1 и \mathcal{V}_2 , т.е. $\mathcal{V}(P_1) = \mathcal{V}_1$, $\mathcal{V}(P_2) = \mathcal{V}_2$. Необходимо найти множество X_1 , $X \subseteq X$, которое удовлетворило бы двухзначным предикатам $\mathcal{V}(P_1) = \mathcal{V}_1$ и / или $\mathcal{V}(P_2) = \mathcal{V}_2$, короче,

$$[v(P_1) = v_1] \circ [v(P_2) = v_2]. \tag{I}$$

Итого получим

$$v\left\{ \left[v\left(P_{1}\right)=v_{1}\right]\circ\left[v\left(P_{2}\right)=v_{2}\right]\right\} =v_{0}, \tag{2}$$

где

$$v_0 \in \{f, t\}$$
 $v_1, v_2 \in \{-2, -1, 1, 2\}$.

Задачи 2.1 И 2.2 сформулированы для двух предикатов, они легко могут быть обобщены для любого конечного числа предикатов.

Словесно можно задачу (2) выразить следующим образом: выделить подмножество $X_{\rm I}$ ($X_{\rm I} \subseteq X$) так, чтобы на характеристиках элементов $X_{\rm I}$ предикаты $P_{\rm I}$, $P_{\rm 2}$ имели заданные значения истинности. Если дополнительно требовать экстремальности выделяемого подмножества $X_{\rm I}$, то имеем полную постановку задачи.

Например:

- I. Построить минимальное по количеству элементов подмножество X_I , $X_I \subseteq X$ такое, чтобы каждый предикат P_I , ..., P_m имел заданное значение истинности хотя бы для одного элемента множемтва X_I .
- 2. Построить максимальное по мощности подмножество X_2 , $X_2 \subseteq X$ такое, чтобы на X_2 предикаты P_1, \ldots, P_m имели заданное значение истинности для каждого элемента множества X_2 .

Для решения поставленной задачи введем равномощное с X множество У, элементами которого являются булевские переменные. Каждому $x_i \in X$ взаимно однозначно ставится в соответствие $y_i \in Y$. Предикаты P_1, \ldots, P_m определяют m подмножеств X_1, \ldots, X_m , которым соответствуют m подмножеств y_1, \ldots, y_m (рассмотрим только максимальные подмножества для каждого предиката). $\forall j: (|X_j| = |Y_j|)$ и, если $x_i \in X_i$, то $y_i \in Y_i$

Если
$$Y_j = \{y_{ji}, \dots, y_{jn_j}\}$$
, $Y_j \subseteq Y$, то $v(Y_j) = 2$ означает $y_{ji}^{\& \dots \& y_{jn_j}} = t$, $v(Y_j) = i$ означает $y_{ji}^{\lor \dots \lor y_{jn_j}} = t$, $v(Y_j) = -i$ означает $y_{ji}^{\& \dots \& y_{jn_j}} = f$, $v(Y_j) = -2$ означает $y_{ji}^{\lor \dots \lor y_{jn_j}} = f$.

После этого выражение (2) принимает вид (для двух предикатов)

$$v\left\{\left[v(Y_1) = v_1\right] \circ \left[v(Y_2) = v_2\right]\right\} = v_0. \tag{3}$$

С помощью приведенных соотношений и путем отрицания в случае необходимости обеих сторон составных формул (2) получим $v_4 = v_2 = v_0$, $v_o \in \{f,t\}$, а закон де Моргана позволяет придать выражению вид, в котором каждое отрицание относится только к одной переменной. После этого выражение (3) примет вид

$$v\{(y_{11} \circ \cdots \circ y_{1n_1}) \circ (y_{21} \circ \cdots \circ y_{2n_2})\} = v_0,$$
 (4)

где о — логические связки("и", "или"), не обязательно одинаковне: перед у $_{\rm kl}$ могут стоять отрицания.

Выражение (4) является выражением математической логики и поэтому оно может бить преобразовано в любую форму представления, в том числе и в дизъюнктивную или конъюктивную нормальные формы (ДНФ, КНФ). В случае, если среди значений истинности v_i в выражении (3) имеются как положительные, так и отрицательные значения, получаемые ДНФ или КНФ могут оказаться тождественно истинными или ложными. Это указывает на некорректную постановку экстремальной задачи: предикати, определенные на разных характеристиках, выражают либо противоречивые, либо дополняющие друг друга условия. Даль-

нейшее рассмотрение экстремальных задач связываем только с корректными постановками.

Пусть дана КНФ, которая, например, может быть подучена при следующей постановке экстремальной задачи:

$$v\{[v(Y_1) = 1] \& [v(Y_2) = 1]\} = t$$
 (5)

или после развертивания

$$(y_{14} \vee \cdots \vee y_{1n_1}) \& (y_{24} \vee \cdots \vee y_{2n_2}) = t.$$
 (6)

Предположим, что ни одна переменная не входит в (6) одновременно с отрицаниям и без отрицания. Приведенная ранее в примерах первая экстремальная задача сводится к анализу КНФ, а формулировка задачи следукщая: найти минимальное по мощ-HOCTH MHOMECTBO REPEMBHHHM $\{y_i\}$, MCTHHHOCTH (T.e. $y_i = t$) которых обеспечивает истинность выражения (6). Легко проверить, что другие экстремальные задачи на КНФ (т.е. чение выражения (6) равно "ложно" и/или требуется мальная мощность {у;}) либо являются тривиальными, либо летко решаются. Приведенная выше задача (на основе (6))решается путем нахождения покрытия булевской матрицы. Булевская матрица получается на основе выражения (5): столбцам матрицы соответствуют элементы множества Y4 и Y2, а строкам, по сути дела, отдельные предикаты из (2) или элементарные дизъюниции из (6). Такой способ представления выражений алгебры догики предложен в [2], там же приведены алгоритми нахождения покрытия.

Пример.

Матрица

$$(y_1 & y_2) & (y_2 & y_3 & y_4),$$

$$Y_1 = \{y_1, y_2\} \qquad Y_2 = \{y_2, y_3, y_4\}.$$

$$\frac{y_1}{Y_1} & \frac{y_2}{1} & \frac{y_3}{1} & \frac{y_4}{1}$$

$$\frac{y_1}{Y_2} & 0 & \frac{y_4}{1} & \frac{y_4}{1}$$

ДНФ возникает при решении следующей задачи:

$$v\{[v(Y_4) = 2] \lor [v(Y_2) = 2]\} = f,$$
 (7)

или после развертывания

$$(y_{11}^{k} \cdots k_{1} y_{1n_{1}}) \vee (y_{21}^{k} \cdots k_{1} y_{2n_{2}}) = f.$$
 (8)

Путем отрицания обеих сторон выражения (8) с дальней—шей заменой переменных $z_{ij} = \neg y_{ij}$ получим выражение (6), поэтому дальнейшие шаги решения аналогичны. Путем решения задачи (8) должно быть получено максимальное по мощности множество переменных $\{y_i\}$, при истинности которых выражение в целом имеет значение "ложно". Предположим, что условиям задачи (6) удовлетворяет γ' , а сама (6) получена из (8). Тогда ответом на (8) является $\gamma'' = (\gamma_i \cup \gamma_i) \setminus \gamma'$.

Решение задач (6) и (8) усложняется, если в ДНФ (КНФ) одни и те же переменные входят одновременно с отрицанием и без него. В таком случае экстремальная задача может быть поставлена следующим образом: найти минимальное по мощности множество переменных $\{y_i\}$, которое должно иметь фиксированные значения истинности, чтобы обеспечить заданное значение истинности выражения в целом.

Разработано программное обеспечение для решения задачи (2). При этом предполагается, что элементи X, удовлетворяющие предикатам P_1,\ldots,P_m , заданы перечислением, а отдельные высказывания типа $\nu(P_i)=\nu_i$ соединены через "и", если $\nu_0=t$ и через "или", если $\nu_0=f$. Программы составлены в системе программирования ПЛ/I — ДОС/ЕС.

В конце статьи покажем, как с помощью описанного формализма можно описывать и решать задачи нахождения внешне и внутренне устойчивых подмножеств вершин графа.

Обозначим через $G(X,\Gamma)$ граф, где X — множество вершин графа, Γ — отображение X на X [3]. Подмножество $S \subseteq X$ называется внешне устойчивым, если $X = S \cup \Gamma S$, или $(\forall x \in X): (x \in S \cup \Gamma S)$. В предложенной выше символике условие внешней устойчивости описывается в виде

$$(\forall \, x \in X) : \left\{ \left[\, \nu(Q(x)) = 1 \, \right] \, \vee \left[\, \nu(Q(\Gamma^{-1}x)) = 1 \, \right] \right\},$$
 (I0) где
$$Q(x) - \text{обозначение предиката "задан (включен) элемент x".}$$

Пусть |X|=n, тогда (IO) принимает вид $v\left\{ \left[Q(x_i) \vee Q(\Gamma^{-i}x_i)_i \vee \dots \vee Q(\Gamma^{-i}x_i)_{m_i}\right] \& \dots \right.$ (II) $\dots \& \left[Q(x_n) \vee Q(\Gamma^{-i}x_n)_i \vee \dots \vee Q(\Gamma^{-i}x_n)m_n\right] \right\} = t ,$ где $(\Gamma^{-i}x_i)_i -$ элемент j множества $\Gamma^{-i}x_i$,

$$m_i = |\Gamma^{-1} x_i|, i = \overline{1, n}.$$

Осуществляя переход по вышеизложенным правилам от элементов множества X и его подмножеств $\Gamma^{-1}\infty_{\downarrow}$ к будевским элементам множества Y и его подмножеств Y; , получим выражение (6).

Подмножество $T\subseteq X$ называется внутренне устойчивым, если $T\cap \Gamma T=\Phi$, или $(\forall x\in X):(x\not\in T\cap \Gamma T)\cdot B$ нашей символике это может быть записано в виде

$$(\forall x \in X) : \{ [v(\neg Q(x)) = 1] \lor [v(\neg Q(\Gamma x)) = 2] \}.$$
 (I2)
 Пальнейшие шаги аналогичны решению задачи (I0).

Литература

- I. Маран М.М. Ободном подходе к решению задач дискретных систем. Труды МЭИ, вып. 247, 1975, с. 128-132.
- 2. Закревский А.Д. Алгоритмы синтеза дискретных автоматов. М., "Наука", 1971.
- 3. Берж К. Теория графов и ее применение. М., "Мир", 1962.

M. Maran

Some Extremal Problems on Sets

Summary

The use of a set-bheoretical solver in some extremal combinatorial problems is described. Formal description and methods of solving these problems are given. It is shown that these problems can be reduced to finding a cover of a binary matrix. As an example some graph theoretical problems are solved.

Ne 409 1976

УДК 681.3.06

Т. Плакс

ПРИНЦИПЫ СИНТЕЗА ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ПРОГРАММ

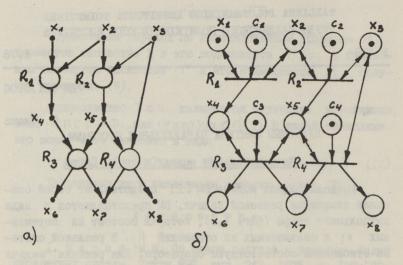
I. Вичислительные модели и сети Петри

Внчисдительная модель ВМ [I] представляет собой описание семантики решаемой задачи. ВМ представляется в виде двудольного графа (фиг. I,a), который состоит из переменных х; и связывающих их отношений R; В реальной системе отношениям соответствуют операторы. Для решения задачи над ВМ требуется выполнить некоторые операторы. Оператор в простой ВМ [I] может применяться тогда, когда он еще не был выполнен и когда заданы все его входные переменные. В реальной системе сперва выделяются те операторы, которые являются необходимыми для решения данной задачи, а потом составляется последовательная программа.

В дальнейшем под вичислительной моделью мы понимаем такую модель, которая содержит только необходимые для данной задачи операторы. Например, на фиг. I,а переменные \times_4 , \times_2 , \times_3 являются исходными, а искомые переменные \times_6 , \times_7 , \times_8 получаются путем применения операторов R_4 , R_2 , R_3 и R_4 .

Сети Петри [2, 3] описывают управляющую структуру — синтаксис — некоторой параллельной асинхронной системи. Сеть Петри является двудольным графом, который состоит из событий, или актов внчисления (операторов) и условий. Условия представляются на графе в виде кружочков, а события — в виде черточек. Некоторые события могут возникнуть, если выполнялись соответствующие условия. Результатом появления события является выполнение некоторых условий. Между условиями и событиями могут быть связи трех типов.

I. Условие является входным для данного события. Для появления события необходимо выполнение соответствующего условия, а появление события само уничтожает условие. На-



Фиг. 1. а) Вычислительная модель. б) Сеть Петри.

пример, условие C_{I} для собития R_{i} на фиг. I,б.

- 2. Условие является выходным для данного события. При появлении данного события выполняется соответствующее условие. Например, условие х₄ для события R₄ на фиг. I, б.
- 3. Условие может быть для данного события одновременно и входным и выходным. В этом случае выполнение данного условия необходимо для появления события, но появление события не уничтожает это условие. Например, условие x_4 для события R_4 на фиг. I,6.

Выполнение парадлельной системы изображается на графе в виде движения точек. Каждое условие может содержать несколько точек, а их количество показывает, сколько раз выполнялось данное условие. Следовательно, некоторое событие может появляться только тогда, когда все его входные условия содержат не менее одной точки. При появлении некоторого события от каждого из его входных условий отбирается по одной точке, а к каждому выходному добавляется одна точка.

2. Взаимосвязь между ВМ и сетями Петри

При помощи ВМ мы задаем семантику задачи, а при помощи сети Петри задается ее управление. При этом исходной явля-

ется ВМ, а на ее основе строится сеть Петри. Это возможно потому, что ВМ уже в неявном виде содержит концепцию управления, а сеть Петри дает лишь конкретную структуру управления, т.е. определяет, какие управляющие переменные необходимы, каковы правила их изменения и спусковые функции над управляющими переменными, определяющими порядок применения операторов.

Рассмотрим, как получить управляющую структуру в виде сети Петри для простой ВМ.

- I. Каждому оператору ВМ поставим в однозначное соответствие одно событие на сети Петри.
- 2. Каждой переменной ВМ поставим в однозначное соответствие условие на сети Петри.
- 3. Каждое условие, соответствующее входной переменной для данного оператора, является как входным, так и выходным условием по отношению к соответствующему событию на сети Петри. Это значит, что соответствующие условия не уничтожаются при выполнении операторов.
- 4. Каждое условие, соответствующее выходной переменной для данного оператора, является и выходным условием по отношению к соответствующему событию на сети Петри.
- 5. С каждым событием соединяется одно собственное условие, при помощи которого управляется число повторений данного оператора. Это условие является для данного события входным условием и связывается только с одним событием.

Для выполнения системы (сети Петри) необходимо определить начальную маркировку, т. е. задать начальное состояние. Для этого надо присвоить некоторым условиям точки (промаркировать их): а именно, точки поместятся во всех собственных условиях, по одной для каждого, и во всех условиях, соответствующих входным переменным задачи. Конечным состоянием системы является состояние, при котором все условия, соответствующие выходным переменным задачи, имеют точки.

На фиг. I, а приведена некоторая ВМ, а на фиг. I, о соответствующая ей сеть Петри. При этом событие и условие, соответствующие переменным, обозначены так же, как и на ВМ. Собственные условия обозначены буквой С. На фигуре дана начальная маркировка задачи, для которой исходными переменными являются x_4, x_2, x_3 .

Дополнительно надо отметить, что собственные условия имеют только теоретический смысл, поскольку обычные реализующие системы не пытаются повторно выполнять оператор (программу), уже совершившую свою работу. Поэтому мы в дальнейшем откажемся от собственных условий.

3. Упрощение сетей Петри

Сеть Петри, получаемая по методу, описанному в предыдушем пункте, является избыточной.

Для удаления некоторой избыточности предлагаются два наиболее простых метода.

- I. Н-преобразование нахождение эквивалентных условий и их замена одним условием.
- 2. У-преобразование нахождение последовательных цепочек, которые не взаимодействуют с остальной системой, и их замена одним собнтием (макрооператором).

Эти преобразования не изменяют исходной асинхронности системы. Целью этих преобразований является снижение числа условий и уменьшение сложности их связей с событиями. Тем самым и упрощается структура управления.

Введем следующие обозначения:

РКЕ; - множество условий (событий), являющихся по отношению к событию (условию) і входными;

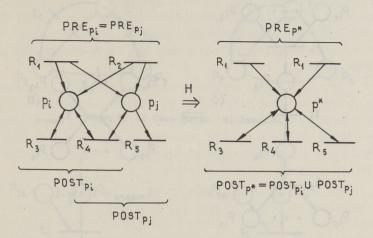
РОЗТ; - множество условий (событий), являющихся по отношению к событию (условию) і выходными.

Определим Н-преобразование.

Если $(\exists (p_i,p_j)): (PRE_{p_i} = PRE_{p_j})$, где p_i и p_j условия, то $p_i \sim p_j$ (эквиваленты) и заменяются условием p^* , для которого $PRE_{p_i} = PRE_{p_i} = PRE_{p_j}$, $POST_{p_i} = POST_{p_i} \cup POST_{p_j}$.

Это справедливо только для тех условий, от которых не исходят однонаправленные дуги, т.е. число точек в этих условиях никогда не уменьшается.

Графическое изображение H-преобразования приведено на фит. 2.



Фиг. 2. Н-преобразование.

Определим теперь У-преобразование. Для этого сперва определим множество SINGL следующим образом:

(Vpesingl): (|PREp |= 1 & |POSTp| = 1),

где р - условие. У-преобразование возможно, если (ЭреSINGL):

 $(POST_{PREp} = PRE_{POSTp})$, тогда откажемся от условия р и образуем собитие-макрооператор — t_{makro} , который определяется следующим образом: $t_{makro} = t_i \cdot t_j$, где $t_i = PRE_p$.

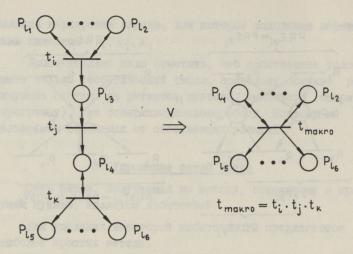
 $t_j = \text{POST}_p$ и "•" обозначает операцию конкатенации $\text{PRE}_{t_{makro}} = \text{PRE}_{t_i}$, $\text{POST}_{t_{makro}} = \text{POST}_{t_i}$.

Графическое изображение У-преобразования приведено на фиг. 3. На фиг. 4 приведены ситуации, когда к условию невозможно применить У-преобразование.

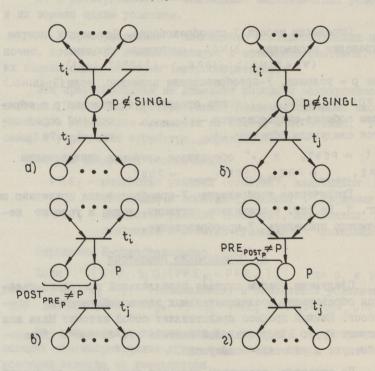
4. Образование процессов

Следующим этапом синтеза параллельной программи является образование последовательных взаимодействующих процессов. Каждый процесс представляет собой автомат Мили или автомат Мура. В параллельной системе эти автоматы взаимодействуют и работают асинхронно.

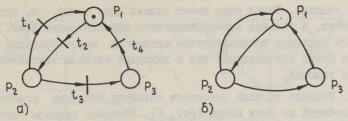
По существу автоматом является сеть Петри, состоящая только из собитий, имеющих лишь одно входное и одно выход-



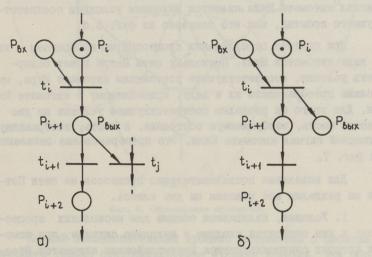
фиг. 3. V-преобразование



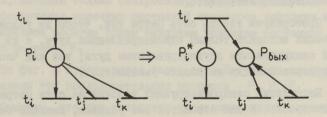
фиг. 4. Структуры, при которых невозможно Н-преобразование.



Фиг. 5. а) Сеть Петри. б) Автомат.



Фиг. 6. а) Автомат Мура. б) Автомат Мили.



Фиг. 7. Переход от автомата Мура на автомат Мили.

ное условие. Такая сеть имеет только одну точку в одном условии, а условие интерпретируется как состояние (фиг. 5). Чтобы показать взаимодействие автоматов, мы изображаем на сети Петри как входные, так и выходные сигналы автоматов в виде условий.

Входные сигналы автоматов являются входными условиями событий на сети Петри (фиг. 6). Выходные сигналы автомата Мура отождествляются с условиями, которые определяют состояние автомата, как это показано на фиг. 6,а. Выходной сигнал автомата Мили является выходным условием соответствующего события, как это показано на фиг. 6,6.

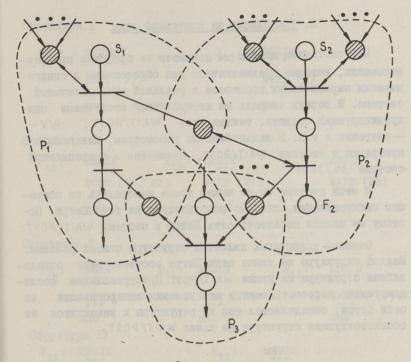
При синтезе параллельных процессов мы изображаем их в виде автоматов Мили. Поскольку сеть Петри может содержать условия, соответствующие состояниям автомата Мура, мы должны преобразовать их к виду, применяемому в автомате Мили. Для этого мы разделим соответствующее условие на две части: часть, изображающую состояние, и часть, изображающую выходной сигнал автомата Мили. Это преобразование показано на фиг. 7.

Для выделения последовательных процессов на сети Петри мы разделим все условия на два класса.

- I. Условия, являющиеся общими для нескольких процессов: к ним относятся входные и выходные сигналы, при помощи которых синхронизируется взаимодействие автоматов. Назовем их условиями синхронизации.
- 2. Условия, принадлежащие только одному процессу. Назовем их условиями состояний, поскольку через них выражается состояние автомата.

Преобразуем теперь сеть Петри так, чтобн из условий состояния исходили только однонаправленные дуги, а из условий синхронизации двухнаправленные дуги, так как число их маркеров никогда не должно уменьшаться.

Нахождение синхронизирующих условий на сети Петри довольно просто. К ним относятся все условия, имеющие более одной входной дуги и те условия с одной входной дугой, которые получились при выделении выходных сигналов автомата Мили. На фиг. 8 эти условия заштрихованы.



фиг. 8. Образование процессов.

Каждый последовательный процесс начинается с события, имеющего только синхронизирующие входные условия. Для обозначения начальных состояний процессов дополним каждый процесс одним входным условием состояния— на фиг. 8 условия
\$\(\mathbf{n} \) \(\mathbf{s}_2 \) Каждый последовательный процесс кончается событием, имеющим только синхронизирующие выходные условия.
Для обозначения конечных состояний процессов дополним каждое конечное событие одним выходным условием состояния, на
фиг. 8 условие F₂

На фиг. 8 представлена часть сети Петри, на которой изображены три последовательных процесса - P₄, P₂, P₃.

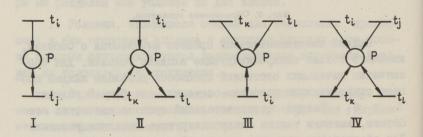
Отметим, что при написания последовательных взаимодействующих программ мы должны учитывать только условия синхронизации, так как реальная вычислительная система сама организует выполнение последовательных процессов.

5. Трансляция на системный язык

Под системным языком мы понимаем те средства программирования, которые предназначены для образования и синхронизации параллельных процессов в реальной вычислительной
системе. В первую очередь мы интересуемся свойствами синхронизирующих средств, такими, как WAIT/POST, P/V— операция и т.п. В дальнейшем мы рассмотрим, как написать
программы в системе WAIT/POST, имеющейся в операционной
системе 08/360.

В этой системе мн не можем прямо изображать те операции синхронизации, которые используются на сети Петри. Поэтому мы должны перевести сеть Петри в систему WAIT/POST.

Основой трансляции является структура связей условия. Каждой структуре на языке сети Петри соответствует определенная структура на языке WAIT/POST При трансляции носледовательно пересматриваются все условия синхронизации на сети Петри, определяется тип их структуры и заменяются на соответствующие структуры на языке WAIT/POST.



Фиг. 9. Структуры связей.

Различаются четыре типа структур на сети Петри, которые изображены на фиг. 9. В дальнейшем мы опишем соответствужние конструкции в некоторой мере упрощенном языке WAIT/POST, сохраняя те особенности языка, которые относятся к возможностям синхронизации.

Каждое событие t_i , представленное на фиг. 9, принадлежит отдельному процессу P_{t_i} .

Структура І

Структура П

P _{ti} :	BEGIN	Ptk: BEGIN	P _{tl} :	BEGIN
	POST (P1, P2) WAIT (P1)		WAIT (P2)
	END	END		END

BEGIN

Pti:

Структура Ш

Из этих основных конструкний образуются более сложные, как это показано на фиг. 10. Соответствующая программа в SHE WAIT POST GYZET TAKO-Ba: Pti:

WAIT 1 (Ptj , Ptk) WAIT (P2) END

Фиг. 10. Пример.

Литература

- I. Тнугу Э.Х. Решение задач на вычислительных моделях. ЖВМ и МФ, 1970, т. 10, № 3, с. 716-733.
- 2. M i l l e r, R.E. A comparison of some theoretical models of parallel computation. IEEE Trans. Comput., 1973, vol. C-22, N 8, pp. 710-717.
- 3. Lautenbach, K., Schmid, H.A. Use of Petri Nets for proving correctness of concurrent process system. Information Processing 74, Stockholm; North-Holland, 1974, pp. 187-191.

T. Plaks

Parallel Program Synthesis Principles

Summary

Principles of synthesis of parallel program for a calculating model are based on Petri net representation of control structure in the parallel system. Methods for synthesizing and simplifying Petri net are presented. Practical methods for sequential process system synthesis and for translating Petri net to system language are proposed.

УЛК 68I.3.06

М. Янес

СТРУКТУРНЫЙ ПОДХОД К СИНТЕЗУ ОПЕРАЦИОННЫХ АВТОМАТОВ

Процесс синтеза вичислительного устройства (композиция операционного и управляющего автоматов) к настоящему
времени плохо разработан. Теория конечных автоматов эффективно применяется лишь для синтеза управляющего автомата, но
она практически не применима при синтезе операционных автоматов из-за огромного количества состояний последних. Синтез операционных автоматов базируется на микропрограммах
управляющего автомата. Статья В.М. Глушкова [1] служила
основой ряда работ, посвященных реализации микропрограммных базисов в операционных автоматах. Г.И. Новиковым [2]
предложен алгоритмический подход к синтезу операционного
устройства, позволяющий получить различные структуры операционных автоматов, выполняющие заданные микропрограммы
различной скоростью при различных аппаратурных затратах.

Существующие подходы отличаются однородностью рассмотрения функций и аргументов функций, несущественной для нынешнего этапа развития вычислительной техники. В данной работе преддагается структурный подход к синтезу операционного автомата и иллюстрируются результаты синтеза структуры при калькуляторных функциях.

Идея структурного метода при программировании, разработанная Э. Дейкстром [3], заключается в определении принципов расчленения программы на модули, каждый из которых в свою очередь разбивается на меньшие модули и т.д. вплоть до известных вычислительной машине операторов (команд). В модулях используются операторы только трех типов: оператор обработки, условный оператор, оператор цикла. При таком строении программ исключены произвольные передачи управления, программи становятся обозримним и легче поддаются наладке. В некотором смысле в аппаратуре ЭВМ можно выделить иерархии модулей (соответствуют подпрограммам при программировании), выполняющих вполне определенные составные преобразования. Например, схема для сложения двух восьмиразрядных двоичных чисел содержит в себе схему сложения одного разряда, последняя в свою очередь схему сложения двух битов по модулю два и т.д.

В практике нужны вычислительные устройства различной производительности, выполняющие однотипные преобразования данных. Для эффективной разработки гаммы таких устройств большое значение принимает определение функций устройства независимо от дальнейшего способа их выполнения — либо программным, либо структурным (аппаратурным) образом. Постоянный рост возможностей аппаратуры сопровождается широким применением программных методов. Намечается [4], что наша задача при проектировании ЭВМ "... не расширить диапазона специальных триков вместо интегрирования структур типов операндов, самих операндов, структур данных и механизмов доступа к ним".

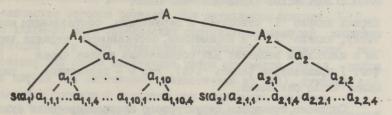
Сущность структурного подхода излагаем на примере синтеза операционного устройства, выполняющего функции из класса вычислительных функций. Рассмотрим следующие калькуляторные функции:

І, СЛОЖЕНИЕ	6.	cos	II.	EXPe
2. ВЫЧИТАНИЕ	7.	ARCSIN	I2.	EXP ₁₀
3. УМНОЖЕНИЕ	8.	ARCCOS	I3.	LN
4. ДЕЛЕНИЕ	9.	TAN	I4.	LOG
5. SIN	IO.	ARCTAN	I5.	V
			16.	XY.

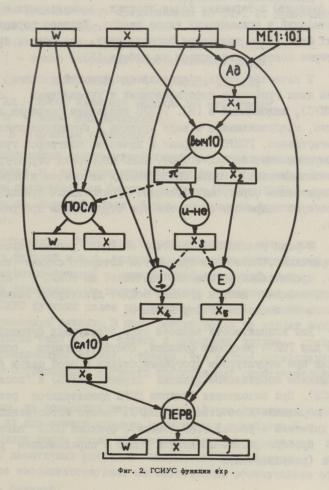
Аргументами данных функций принимаем числа с плавающей запятой, имеющие структуру, представленную на фиг. I. Различным уровням соответствуют следующие типы данных:

- . число с плавающей запятой,
- . целое число со знаком,

В данной работе имеется в виду преобразование данных комбинационными схемами, а не преобразованиями на регистрах.



Фиг. 1. Структура данных.



IZI

- . целое число без знака,
 - . десятичная цифра,
 - . логическое (двоичное) значение.

Первий индекс "I" относится к переменным, составляющим мантиссу, индекс "2" - к переменным, составляющим порядок числа с плавающей запятой. Для обозначения знаков чисел на фиг. І применяется запись s(a), где а - переменное типа целое число без знака.

Согласно принципам структурного программирования будем определять требуемые к выполнению функции (в нашем примере 16 функций) в терминах более простых, элементарных в смысле вычислений и применяемых типов данных. Процесс порождения этих функций не поддается формализации, предложены лишь некоторые советы, касающиеся их выбора [3].

В качестве языка представления функций в общем принимаем язык граф-схем информационных и управляющих связей (ГСИУС), изложенный в [5]. ГСИУС различаем операции и операнды, изображающиеся в виде кружков и прямоугольников соответственно. ГСИУС содержат в качестве подграфов граф-схемы информационных связей (ГСИС). ГСИС изоморфны структурным (комбинационным) схемам операционных автоматов и определяют суперпозицию образующих функций. Суперпозиция функций соответствует оператору обработки при структурном программировании.

В роли условного оператора на ГСИУС рассматривается любая функция, косвенным аргументом которого служит переменное, принимающее догическое значение. На ГСИУС в кружочек представления данной функции войдет пунктирная линия от какого-то догического переменного.

Для компактности записей схем образующих функций введем для ГСИУС рекурсию функций, соответствующую оператору цикла при структурном программировании. С этой целью на ГСИУС применяем специальные функции "первый" (ПЕРВ) и "последний" (ПОСЛ). При выполнении функции ПЕРВ производится рекурсивное обращение к собственной ГСИУС. Вместо естественного конца действий в рамках ГСИС (снизу), функция ПОСЛ заканчивает преобразование по данной ГСИУС с определением результата (результатов). Рассмотрим некоторые примеры ГСИУС. Для калькуляторных функций, подобных рассматриваемым, разработано весьма большое количество методов решений. При вичислении функции $\mathsf{E} \times \mathsf{P}_{\{0\}}$ на каком—то шаге определения составляющих модулей выбираем функции $\mathsf{e} \times \mathsf{p}$ для вычисления промежуточного значения экспонента для одной десятичной цифры аргумента (метод цифра за цифрой для экспонента заимствован из [6]). Функция $\mathsf{e} \times \mathsf{p}$ является составной функцией при вычислении значения $\mathsf{E} \times \mathsf{p} = \mathsf{e} \times \mathsf{e}^{\infty}$ со значением $\mathsf{w} = \mathsf{f}$. Переменные w и x относятся к типу целов число без знака. Рекурсивно определенная ГСИУС для функции $\mathsf{e} \times \mathsf{p}$ представлена на фиг. 2. Применяются следующие обозначения:

- . M[I:I0] массив десяти констант логарифмов,
- . ј номер очередной обрабативаемой цифри,
- . _ сдвиг числа на ј позиций вправо,
- . Ад выбор элемента массива по его номеру,
- . п заем при вычитании,
- . Е функция тождества.

Целью уменьшения количества функций для отрицания логического значения т на схеме применяется функция "и-не". Вторым примером представления функции в языке ГСИУС (ГСИС) служит сложение по модулю 2 двуж битов на основе функции "и-не" (фиг. 3).

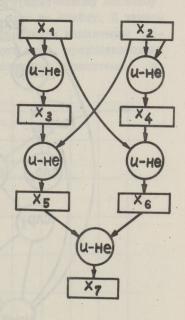
Составлением ГСИУС для заданных функций, затем для образумных функций и т.д. вплоть до базы всех функций, получается семейство функций с определенной иерархией между отдельными функциями. От всего множества применяемых в определении ГСИУС функций далее рассмотрим функции, связанные с преобразованием данных. В наше рассмотрение не входят, например, функции типа Е, Ад, сдвиги и некоторые другие, связанные с организацией данных. Отметим, что вопрос организации данных в операционном автомате представляет самостоятельную задачу.

Одим из возможных вариантов семейства функции и расслоения их для нашего примера представлен в таблице I. В
этой таблице цифра после обозначения функций определяет количество десятичных разрядов операндов. Применяются еще
следующие несоответствующие математическим обозначениям обозначения функций:

Таблица I Семейство функций вичислительного устройства

Слоя	Функции	Тип операндов	
IO	ARCÇOS, TAN, SIN, COS	числа с плавающей	
9	EXP _e , ARCSIN, LN, X ^Y	йоткивс	
8	CJO, EXP ₁₀ , YMH, LOG, JEJ, ARCTAN, KO(V), BHY, U — II		
7	Log, Дел, Умн, Ехр, Сл2, Выч2, Сл10, Выч10, НКо, Ко, Arctan, Кат, Нтриг, П — Ц,Д,, Н , Н	число со знаком	
6	log. дел, ежр, ко, arctan кат, умн (методы цифра за цифрой)	число без знака	
5	слі, сл2, вич2, слі0, вичі0	BENDE BRIDGERSEL BETTER	
4	слр ₁₀ , вычр ₁₀ , р ₁₀ ≠0, р ₁₀ < 0	десятичный разряд	
3	слр ₆ , вычр ₆ , слр ₁₆ , вычр ₁₆	Іб-ичный разряд	
2	слр ₂ , вычр ₂	логическое (двоичное) значение	
I	mod 2, и, или	ADOUT COOK ACCES	
0	и-не	LER SURGES COOK BANKS	

- . КАТ вычисление катетов по углу;
- . Ц-П перевед целего числа в форму с плаванией запятой:
 - . НКо перевод числа с плавающей запятой в число с плавающей запятой с четным перядком;
- Нтриг перевод значения аргумента тригонометрической функции в первый квадрант;
- . П-Ц, Д числе с плавающей запятой переводится в целее и дребное числа;
 - . <u>Н</u>, <u>Н</u> нормализация числа с плавающей запятой в обе стороны.

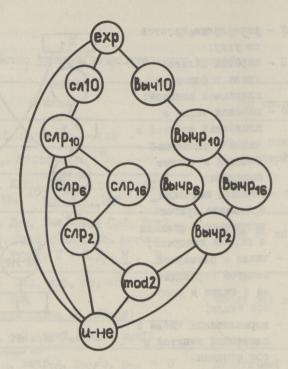


Фиг. 3. ГСИУС сложения по модулю два.

Представленные в таблице функции определяются через функции нижних слоев или рекурсивно через собственную функцию. Например, структура всех функций, применяемых при вычислении ехр, представлена на фиг. 4. Функции слр₆ и вычр₆ предназначены для коррекции результата функции на "6".

Количество образующих функций ни одной функции представленного семейства не превышает десяти. По идеологии данное семейство функций рассматривается как система команд вычислительного устройства.

Выбор границы между любыми двумя слоями семейства функций может быть основой для разделения функций между операционным и управляющим автоматом. Нижние слои определяют функции операционного, верхние — управляющего автоматов. Самый нижний слой содержит базовые функции, на основе которых строятся в конечном счете все преобразующие функции. В случае дискретной системы базовые функции определяются подмножеством функционально полной системы логических функций (в нашем примере одна функция "и-не").



Фиг. 4. Структура функций вычисления ехр.

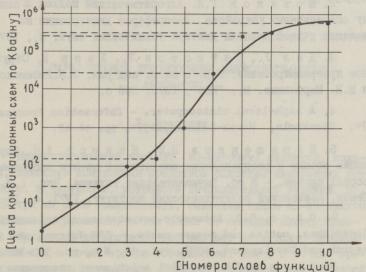
На основе семейства функций для операционного автомата можно предложить:

- минимальную структуру все преобразования выполняются на базе функций элемента нулевого слоя;
- максимальную структуру любые преобразования осуществляются структурно за один такт работы управляющего автомата;
- . промежуточную структуру.

При определнии функции для структурного воплощения требуется перевод рекурсивно определенных ГСИУС к нерекурсивному виду. Структура операционного автомата способна выполнять функции, не содержащие рекурсивных определений. Возможности такого перевода и методы их осуществления рассмотрены, например, в [7].

Характер изменения затрат оборудования на структурные (комбинационные) схемы согласно номерам слоев представлен на

фиг. 5. На вертикальной оси по логарифмическому масштабу отображается цена комбинационных схем по Квайну. В данном изложении оценивается стоимость структуры выполнения чисто преобразующих функций. Стоимость схем, предназначенных для коммутации данных между структурными элементами, не учитывается.



Фиг. 5. Затраты оборудования операционных автоматов.

Согласно фиг. 5 изменение затрат, особенно на начальном участке представленного графика, соответствует экспоненциальному закону. Представленное расслоение обладает минимальным количеством слоев при выбранной совокупности функции. Данный график может быть раздвинут введением дополнительных слоев и путем перестановок функций.

В итоге определяем следующие основные этапы синтеза схем преобразователей операционных автоматов согласно структурному подходу.

- I. Последовательное порождение семейства функций для заданных функций вычислительного устройства.
 - 2. Расслоение функций.
 - 3. Выбор функций для структурного воплощения.
- 4. Разработка структуры для совместного выполнения функций в операционном автомате.

Литература

- I. Глушков В.М., О полноте систем операций в электронных вычислительных машинах. "Кибернетика", 1968, № 2.
- 2. Новиков Г.И. Алгоритмический подход к синтезу операционных устройств. Автореферат диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук. Л., 1975.
- 3. Дал У., Дейкстра Э., Хоор К. Структурное программирование. Пер. с англ. под ред. Э.З.Любимского и В.В. Мартынюка. М., "Мир", 1975, 248 с.
- 4. A high-level minicomputer. Information Processing 74, Stockholm, North-Holland, 1974, pp. 44-48.
- 5. Барашенков В.В., Якимов А.Я. Определение объема и распределение оперативной памяти многопроцессорных систем. В сб. Вычислительная техника. Вып. I,2, Пенза, Пензенский политехнический институт, 1973, с. 19-25.
- 6. Chen, T.C. Automatic computation of exponentials, logarithms, ratios and square roots. IBM Journal of Research and Development, 1972, vol. 16, N 4, pp. 380-388.
- 7. K o g g e, P.M. Parallel solution of recurrence problems. IBM Journal of Research and Development, 1974, vol. 18, N 3, pp. 138-148.

M. Jänes

Structural Approach to the Design of Operational Automata

Summary

Design method on the basis of analysis and synthesis of data and function structures is presented and illustrated with an example. To describe the functions of computing device the graphic-schemes of information and control connections are introduced. Possibilities to devide the functions between control and operational part are given, corresponding apparatus expenses are estimated.

УДК 62-507

П. Лейс. Г. Якобсон

О ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ДЕКОМПОЗИЦИИ МИКРОПРОГРАММНЫХ АВТОМАТОВ

І. Введение

Микропрограмменй автомат (МП-автомат) является, пожалуй, наиболее популярным средством описания дискретных устройств, в частности, устройств вычислительной техники. Но, несмотря на свою компактность, описание одним МП-автоматом большого по размерам, а тем более со сложной многоуровневой структурой дискретного устройства, является неэффективным как с точки зрения обозримости, так и с точки зрения реализации устройства. Поэтому целесообразным является описание дискретного устройства в виде совокупности определенным образом взаимодействующих МП-автоматов, т.е. сети МП-автоматов. Такая идея, собственно, не нова, и легла она в свое время в основу структурной теории конечных автоматов [I]. В настоящей статье результаты этой теории используются для построения декомпозиции заданного МП-автомата в виде сети из двух параллельно работающих МП-автоматов.

2. Основные понятия

Мы будем пользоваться моделью МП-автомата, предложенного в [2], хотя и дадим ей немного иную форму, более подходящую для наших конструкций.

Определение I. МП-автомат есть система $M=(I,S,0,\delta,\lambda),$ где $I=\{x_1,\dots,x_K\}$ - множество двоичных входов, $S=\{s_1,\dots,s_m\}$ - множество состояний,

 $0 = \{ y_1, \dots, y_n \}$ — множество двоичных выходов; $\delta: S \times (x_1 \times \dots \times x_k)$ — S — функция переходов; $\lambda: S - (y_1 \times \dots \times y_n)$ — функция выходов (модель Мура).

MII—автомат без выходов состоит только из трех объектов: $\mathsf{M} = (\mathsf{I},\mathsf{S},\delta).$

Каждый элементарный переход в МПА из состояния 5 в состояние t совершается при истинности некоторой коньюнкции $\widetilde{x}_4\,\widetilde{x}_2\,\cdots\,\widetilde{x}_\kappa\,$ Булевую функцию, равную сумме всех таких конъюнкций, обозначим через $f_{s,t}\,$ Из однозначности функции переходов следует ортогональность этих функций относительно операции коньюнкции, т.е. t^0 $f_{s,t}\,\cdot\,f_{s,t'}=0$, если $t\neq t'$, что

влечет за собой $\prod_{t} f_{4,t} = 0$ (ортогональность).

Для полностью определенного МП-автомата справедливо

 $2^{0} \sum_{t} f_{s,t} = 1$ (полнота) [2]. Использование функции $f_{s,t}$

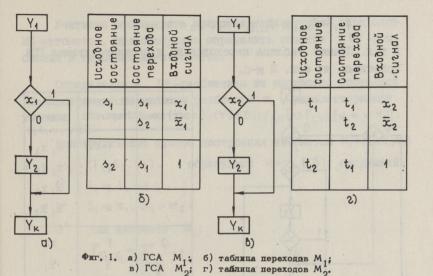
дает нам возможность представить информацию, заданную функцией переходов δ в виде совокупности функций $\{f_{\diamond},t\}$, $\diamond \in S$, $t \in S$. Совокупность функций, определяющих переходы от состояния \diamond , обозначаем $f_{\diamond} = \bigcup_t f_{\diamond,t}$. Для представле—

ния ММ-автомата используется т.н. прямая таблица переходов [2], первоначальная же запись условий работы МП-автомата происходит при помощи граф-схемы алгоритма (ICA). Конструктивный метод построения по ICA прямой таблицы переходов и, маоборот, по таблице граф-схемы приведен в [2]. На фиг. I изображены ICA и соответствующая ей прямая таблица переходов автомата М_Т.

Определение 2. Две булевые функции f и f' называются совместимыми и обозначаются f ins f', если $f \cdot f' \neq 0$. Мы будем представлять булевые функции их кубическими покрытиями [3]. Операцию пересечения двух булевых кубов c^i и c^j обозначим через $c^i \odot c^j$. Если $\{c_1^4, c_2^2, \dots, c_1^n\}$ и $\{c_2^4, \dots, c_2^n\}$

- кубические покрытия функции соответственно f_1 и f_2 , то $f_1 \odot f_2 = \bigcup_{i,j} c_i^j \odot c_2^j$, $i=1,\ldots,n$; $j=1,\ldots,m$.

Отметим, что условие $f_1 \circ f_2 \neq \Phi$ равносильно f_1 in f_2 .



3. Парадлельная композиция автоматов

Определение З. Парадлельной композицией автоматов

 $\begin{aligned} &\mathsf{M}_4 = (\mathsf{I}_4,\mathsf{S}_4,\mathsf{O}_4,\delta_1,\lambda_4) \quad \mathbf{M} \quad \mathsf{M}_2 = (\mathsf{I}_2,\mathsf{S}_2,\mathsf{O}_2,\delta_2,\lambda_2) \quad \mathbf{\textbf{называется}} \quad \mathbf{\textbf{ав-}} \\ &\mathbf{\textbf{томат}} \quad \mathsf{M} = \mathsf{M}_4 + \mathsf{M}_2 = (\mathsf{I},\mathsf{S},0,\delta,\lambda), \quad \mathbf{\textbf{где}} \quad \mathsf{I}^0 \quad \mathsf{I} = \mathsf{I}_4 \cup \mathsf{I}_2; \, \mathsf{S} = \mathsf{S}_4 \times \mathsf{S}_2; \, \mathsf{0} = \mathsf{O}_4 \cup \mathsf{O}_2 \cdot \mathsf{O}_2 \\ &2^0 \quad \mathsf{\Pi} \mathbf{\textbf{yctb}} \quad \mathsf{g}(\mathsf{S}_1,\mathsf{t}_4) \quad \mathbf{\textbf{m}} \quad \mathsf{h} = (\mathsf{S}_2,\mathsf{t}_2); \, \mathsf{S}_4,\mathsf{S}_2 \in \mathsf{S}_4; \, \mathsf{t}_4,\mathsf{t}_2 \in \mathsf{S}_2; \, \mathsf{g},\mathsf{h} \in \mathsf{S}_4. \end{aligned}$

Torma
$$f_{g,h} = f_{\lambda_1,\lambda_2} \odot f_{t_1,t_2}$$

 $3^0 \lambda(q) = \lambda_1(\lambda_1) * \lambda_2(t_1)$.

Здесь * — операция поразрядного логического сложения значений соответствующих одноименных выходных букв, принадлежащих векторам $\lambda_1(s_1)$ и $\lambda_2(s_2)$.

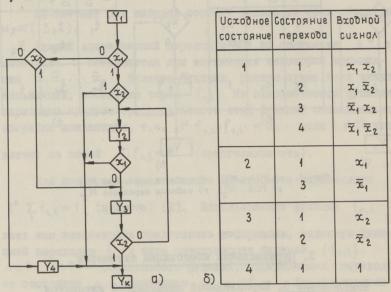
<u>Пример I.</u> Построим парадлельную композицию $M_3 = (I, S, \delta)$ из автоматов M_4 и M_2 (фиг. I)

$$I = \{x_1\} \cup \{x_2\} = \{x_1, x_2\}$$

$$S = \{(s_1, t_1), (s_1, t_2), (s_2, t_1), (s_2, t_2)\} = \{1, 2, 3, 4\}$$

$$f_{1,1} = f_{5_1,5_1} \odot f_{t_1,t_1} = x_1 \odot x_2 = x_1 x_2$$

и т.д. Прямая таблица переходов М₃ и соответствующая ГСА приведены на фиг. 2 а∺б.



Фиг. 2. а) ГСА M_3 ; б) таблица переходов M_3 .

Приведенная операция парадлельной композиции соответствует парадлельному соединению двух дискретных устройств с общим входом. Нетрудно определить парадлельную композицию для двух парадлельно работающих, но не соединенных по входу дискретных устройств (в этом случае $I_4 \cap I_2 = \Phi$), а также для случая, когда парадлельно работают более двух дискретных устройств .

4. Задача декомпозиции

Как известно [I], необходимим и достаточным условием для параллельной декомпозиции автомата является существование на множестве состояний двух SP-разбиений π_1 и π_2 , таких, что $\pi_4 \cdot \pi_2 = 0$ (здесь 0 — поэлементное разбиение). Запомиим, что под параллельной декомпозицией заданного автомата М понимается автомат $\mathbf{M}^{\mathbf{I}} = \mathbf{M}_{\mathbf{I}} + \mathbf{M}_{\mathbf{Z}}$ такой, чтоби $\mathbf{M}^{\mathbf{I}}$ содержал подавтомат $\mathbf{M}^{\mathbf{I}}$, изоморфный автомату М.

Учитывая особенность представления функций переходов МП-автоматов, пелесообразно определить понятие SP-разбиения в терминах МП-автоматов.

Определение 4. SP-разбиением на множестве состояний S МП-автомата называется разбиение π , удовлетворяющее условию $\phi \equiv f(\pi) \Rightarrow (\forall u \in S)(\forall v \in S)(f_{\phi,u} \mid n \circ f_{t,v}) [u \equiv v(\pi)]; \phi, t, u, v \in S.$

Конструктивный способ построения автоматов $M_4 = (I_4, S_4, \delta_4)$

$$M_2 = (I_2, S_2, S_2),$$
 образующих $M = (I, S, S),$ следующий:

$$1^{0}$$
 $I_{4} = I_{2} = I;$

$$2^{\circ}$$
 $S_4 = \pi_4, S_2 = \pi_2$.

$$3^{\circ}$$
 Для автомата $M_{\underline{I}}$:
$$f_{B_{\hat{i}},B_{\hat{j}}} = \sum_{\substack{s \in B_{\hat{i}} \\ t \in B_{\hat{j}}}} f_{s,t} \cdot$$

Здесь B_i и B_i - блоки разбиения π_4 .

Аналогично функция переходов строится для автомата М2.

Пример 2. Построим параллельную декомпозицию $M_5 + M_6$ для МП-автомата M_4 , приведенного на фиг. 3. На множестве состояний этого автомата есть два SP-разбиения:

$$\pi_{1} = \left\{ \overline{1,2,3}; \ \overline{4,5,6}; \ \overline{7,8,9} \right\} \quad \text{m} \quad \pi_{2} = \left\{ \overline{1,4,7}; \ \overline{2,5,8}; \ \overline{3,6,9} \right\},$$

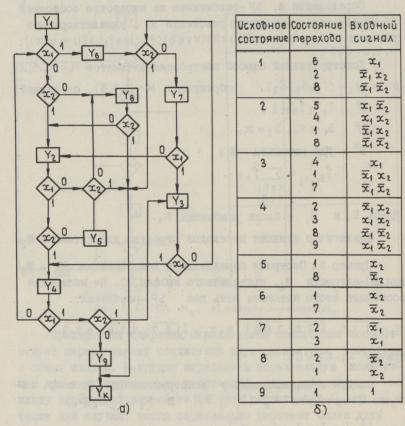
$$\pi_{2} = \left\{ \overline{1,4,7}; \ \overline{2,5,8}; \ \overline{3,6,9} \right\},$$

Следуя вышеприведенному конструктивному способу, на-ходим МІ-автоматн $M_5 = (I_5, S_5, \delta_5)$ и $M_6 = (I_6, S_6, \delta_6)$.

$$\begin{split} \mathbf{I}^{0} \quad \mathbf{I}_{5} &= \mathbf{I}_{6} = \mathbf{I} = \left\{ x_{4}, x_{2} \right\} \cdot \\ & 2^{0} \quad \mathbf{S}_{5} = \left\{ \mathbf{S}_{1}, \ \mathbf{S}_{2}, \mathbf{S}_{3} \right\}; \ \mathbf{S}_{4} = \overline{\mathbf{I}_{1}, \mathbf{Z}, \mathbf{S}}; \ \mathbf{S}_{2} = \overline{\mathbf{4}, \mathbf{5}, \mathbf{6}}; \ \mathbf{S}_{3} = \overline{\mathbf{7}, \mathbf{8}, \mathbf{9}}; \\ & \mathbf{S}_{6} = \left\{ \mathbf{t}_{1}, \ \mathbf{t}_{2}, \mathbf{t}_{3} \right\}; \ \mathbf{t}_{4} = \overline{\mathbf{I}_{1}, \mathbf{4}, \mathbf{7}}; \ \mathbf{t}_{2} = \overline{\mathbf{2}, \mathbf{5}, \mathbf{8}}; \ \mathbf{t}_{3} = \overline{\mathbf{3}, \mathbf{6}, \mathbf{9}}. \\ & 3^{0} \quad \mathbf{f}_{\mathbf{5}_{4}} = \left\{ \mathbf{f}_{\mathbf{5}_{4}, \mathbf{5}_{4}}, \mathbf{f}_{\mathbf{5}_{4}, \mathbf{5}_{2}}, \mathbf{f}_{\mathbf{5}_{4}, \mathbf{5}_{3}} \right\}; \end{split}$$

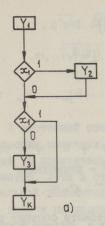
Анадогично вичисляются болов, болова, бол и т.д.

 $f_{34,32} = f_{4,6} + f_{2,4} + f_{2,5} + f_{3,4} = x_4 + x_4 \overline{x}_2 + x_4 x_2 + x_4 = x_4$.

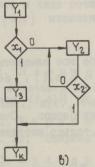


Фиг. 3. а) ГСА M_4 ; б) таблица переходов M_4 .

Результаты построений приведены на фиг. 4,а и 4,6 в виде прямых таблиц переходов МП-автоматов M_5 и M_6 . На этой же фигуре изображены соответствующие этим автоматам граф-схемы алгоритмов ICA_5 и ICA_6 .



THE RESERVE AND ADDRESS OF THE PARTY OF THE	•	
90нбохо состояние	Состояние	рходной Входной
54	32	. \$\pi_{\psi}
PER PER PE	31.	$\bar{x}_1 x_2$
	53	\overline{x}_1 \overline{x}_2
32	51	x1 .
TOTAL STREET	53	x₁ ₹2
53	01	1
ut ration	6)	DESCRIPTION OF



Псходное	Состояние	Входной
состояние	nepexoda	CASHOV
t ₄	t ₂	₹,
(FEGULEO	t ₃	x 4
t ₂	t2	\overline{x}_2
o astoofs	t,	\overline{x}_2 x_2
t ₃	t,	1
	0)	

Фиг. 4. а) ГСА M_6 ; б) таблица переходов M_5 ; в) ГСА M_6 ; г) таблица переходов M_6 .

5. Вичисление SP-разбиений МІ-автомата

Ниже мы покажем, как SP-разбиения могут быть найдены для МП-автомата, учитывая особенность представления его функции перехода. В основе этого способа лежит известный алгоритм Хартманиса [I].

Пусть задан МП-автомат $M=(I,S,0,\delta,\lambda)$. Определим на множестве 2^S два оператора φ и ψ :

$$\begin{split} \textbf{Y}^0 & \phi(\textbf{B}_i) = \underset{\delta, t \in \textbf{B}_i}{\textbf{U}} \phi(\delta, t) \,, \quad \phi(\delta, t) = & \left\{ \delta, t \right\} \textbf{U} \left\{ \textbf{U}, \textbf{V} \, \middle| \, f_{\delta, \textbf{U}} insf_{t, \textbf{V}} \right\}, \\ \phi(\textbf{B}_1, \dots, \textbf{B}_K) & = \underset{i=1}{\overset{K}{\textbf{U}}} \phi(\textbf{B}_i^*) \,, \quad \textbf{B}_i \subseteq \textbf{S} \,. \end{split}$$

$$\begin{split} 2^0 \quad \psi\left(B_1,\ldots,B_{\kappa}\right) &= \left\{C_1,\ldots,C_j,\ldots,C_m\right\}, \quad C \subseteq S \;, \\ C_j &= \bigcup_{\omega=1}^{j_n} B_{j\omega} \;, \quad B_{j\omega} \in \left\{B_1,\ldots,B_{\kappa}\right\}, \quad j=1,\ldots,m \,. \end{split}$$

Элементы $B_{j\omega}$ образуют цепочку $B_{j_4},\dots,B_{j_{\omega}},\dots,B_{j_n}$ такую, что $B_{j\omega}\cap B_{j\omega+1}\neq \Phi$.

Пусть К композиции операторов ϕ и ψ , то есть $K = \phi \circ \psi$. Обозначим $\overline{K} = K^N$, где N — наименьшее число, удовлетворяющее условию $K^{N+1} = K^N$, $K^{i+1} = K^i \circ K$.

Вычисление SP-разбиений МП-автомата состоит теперы из следующих шагов:

- I^0 Для всех двухэлементных подмножеств $\{s,t\}\subseteq S$ внчисляем $\overline{K}(s,t)$.
- 2. Если $\overline{K}(s,t)$ содержит в себе все элементы множества S, то получаем разбиение $\pi_{s,t}=\overline{K}(s,t)$, если же нет, то для получения $\pi_{s,t}$ добавляем в $\overline{K}(s,t)$ все недоставляе элементы S в качестве отдельных блоков. Очевидно, для для нас будут представлять интерес только нетривиальные разбиения $\pi_{s,t}$.
- 3. Из такого стартового множества SP-разбиений все остальные SP-разбиения МП-автомата получаются путем по-парного суммирования.

Различие приведенного алгоритма от алгоритма Хартманиса, в наших терминах, состоит в том, что если у алгоритма Хартманиса тривиальность разбиения $\pi_{s,t}$ выясняется в конце построения $\overline{K}(s,t)$, то в нашем случае сравнение двух состояний s,t кончается сразу же при первом применении оператора φ , если нет таких $f \in f_s$ и $f' \in f_t$, что f' in sf'.

В качестве примера найдем \overline{K} (I,2) для автомата M_4 (фиг. 3).

 $\overline{1,3}$, $\overline{8,9}$, $\overline{7,8}$, $\overline{7,9}$ \mathcal{Y} $\{\overline{1,2,3}, \overline{4,5,6}, \overline{7,8,9}\}$.

6. Заключение

В настоящей статье показано, как результати структурной теории конечных автоматов могут быть распространены на
важный с практической точки зрения класс автоматов — МПавтоматов. Хотя в статье и рассматривается только задача параллельной декомпозиции, принципиально не затруднено решение задачи последовательной декомпозиции и декомпозиции с
обратной связью, и как их обобщение — реализация заданного
автомата в виде сети автоматов.

Литература

- I. Hartmanis, I., Stearns, R.E. Algebraic structure theory of sequential machines. Prentice Hall Inc., N.Y., 1966.
- 2. Баранов С.И. Синтез микропрограммных автоматов. Л., "Энергия", 1974.
- 3. Миллер Р. Теория переключательных систем, т. I. М., "Наука", 1970.
 - 4. 0 р е 0. Теория графов. М., "Наука", 1968.

P. Leis, G. Jakobson

About Parallel Decomposition of Microprogram

Automata

Summary

The abstract model for a parallel composition of a microprogram automata (MP-automata) has been introduced. The constructive method based on the concept of the SP-partitions for the decomposition of MP-automata has been presented.

Asserte D. ofpayengerene B. . . B. . . . By By

D secretary cross someone, and precises offered to the composition of the composition of

I has been approximate the property of the S

EFFECTIVE RESIDENCE FOR THE PARTY OF THE PAR

corners and control of the control o

Asympton Total Management Engagement of the Colonial Colo

Apadential register, outside a via an exact antiques a respective are present and an exact and an exact and an exact an exact and exact an exact an exact and exact an exact and exact an exact and exact an exact an

I mention manage or the fill are executed (fill are executed (fill)).

The ebstrace automata (Miramonata) has been lacrondeed.
The constructive setting beautiful construction of the Electrone of the Electrone for the decompositation of Miramonata has been previously as the construction of Miramonata has been presented.

УЛК 621.382.233.002.2:62-52

А. Аннус, А. Бахверк

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИФФУЗИОННЫХ ПРОЦЕССОВ ПРОИЗВОДСТВА СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОЛНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

В данной статье рассматривается технологический цесс (ТП) производства силовых полупроводниковых приборов (СШТ), который обладает рядом особенностей, влияющих вноор методов моделирования. ТП состоит из множества OTдельных операций, которые в процессе моделирования MOXHO рассматривать как самостоятельные звенья и молелировать в отдельности [I] с перспективой соединения отдельных молелей пля получения модели ТП. Из множества операций виделить основные, формирующие полупроводниковую структуру операции. Известно, что TII производства полупроводниковых приборов имеет островнраженный вероятностно-нестационарный характер; следовательно, в АСУ ТП надо применять стстистические методы контроля и управления, а для описания ТП необходима статистическая модель [2, 3, 4, 5].

Задача построения математических моделей диффузионных процессов часто решается на основе экспериментально-статистических методов. Попытки построения моделей в виде полиномиальной регрессии [6, 7, 8] не всегда приводят к удовлетворительному результату. Так, приходится отказываться от пассивного эксперимента и от применения линейных моделей при использовании активного эксперимента [7].

Обработка результатов экспериментальных исследований бороалиминиевой диффузии ТП изготовления СПП показала, что нарушается основная гипотеза регрессионного анализа, так как на выходе отсутствует нормальное распределение и разброс результатов эксперимента (выборочная дисперсия) зависит от режима [9]. Из этого следует, что для полиого описания процесса недостаточно иметь только регрессионные урав-

нения. Полиномиальные регрессионные модели связывают с входными параметрами только выходные параметры типа поверхностного сопротивления, глубины диффузии и т.п. Но подобными моделями нельзя описывать закон распределения примесей в образце, а это необходимо, так как электрические свойства полупроводниковых приборов сильно зависят от распределения примесей в образце и часть задач АСУ ТП нельзя решать без математического описания законов распределения примесей.

Как отмечено в [IO], для трактовки процессов диффузии примесей в кремнии легко приспособить теории разбавленных растворов, но часто возникают трудности, обусловленные нещеальным карактером подобных растворов. Эти трудности обично обходят введением так называемого "эффективного ко-эффициента диффузии", определяемого таким образом, чтобы сохранилось сходство с законами Фика в тех случаях, когда это возможно.

При производстве СШ применяется диффузия бора и алюминия в п-кремний и диффузия фосфора в р-базу, легированную бором. Закон распределения алюминия в кремнии можно в первом приближении описать экспоненциальной функцией, так как диффузия происходит из ограниченного источника, а закон распределения бора и фосфора — дополнительной функцией ошибок (егfc — функцией), получаемой при диффузии с постоянной концентрацией [II, I2].

Результати исследований профилей концентрации примесей, полученных после диффузии в данном ТП, показали, что законы распределения фосфора и алюминия хорошо согласуются с теоретическими, а закон распределения бора отличается от егfс — функции в прилежащем к поверхности слое (~ 5 + 10 мкм): профиль концентрации у поверхности получается более пологим, что указывает на то, что следует учитывать некоторые так называемые "аномальные" явления диффузии [10, 12].

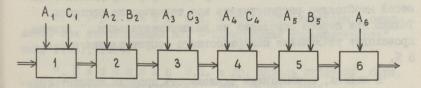
Хотя распределение фосфора и совпадает с erfc — функцией, все же и в данном случае необходимо учитывать "аномальное" явление — зависимость коэффициента диффузии от кондентрации фоновой примеси, так как концентрация фоновой примеси при диффузии фосфора более 10^{18} атом/см 3 (10^{19} атом/см 3), что соответствует области значительного влияния концентрации на коэффициент диффузии [10].

Так как за операцией бороалюминиевой диффузии (в ТП производства СПП) следует еще несколько термических операций, то профиль распределения бора и алюминия в готовом приборе будет отличаться от профиля, созданного на бороалюминиевой диффузии. Это происходит в основном по двум причинам:

- І. При последующих термических обработках происходит дальнейшая диффузия примесей внутрь кремния, причем дальнейшая диффузия бора в кремнии при термических обработ-ках, следующих за бороалюминиевой диффузией, является диффузией из органического источника, так как после В + Al диффузии стравливается с поверхности кремния боросиликатное стекло, явившееся источником диффузанта, и при дальнейшей диффузии участвуют только атомы, уже продиффундировавшие в кремний.
- 2. Так как при всех термических процессах происходит окисление поверхности, то происходит и перераспределение примесей в поверхностном слое кремния [I3].

Далее будет рассматриваться вопрос моделирования на примере тиристоров типа ТД. При моделировании диффузионных процессов создания многослойной полупроводниковой структуры в производстве СШ следует рассматривать последовательность всех термических операций (фиг. I) — I) бороалиминиевую диффузию, 2) первое окисление, 3) первую диффузию фосфора (загонка), 4) вторую диффузию фосфора (разгонка) и долегирование, 5) второе окисление, 6) отжиг.

На фиг. I режимы сгруппированы в три группы: А; — температура и время на i-ой операции,



Фиг. 1. Последовательность термоопераций при производстве тиристоров ТД.

- В; скорость потока кислорода и температура водяной "бани" на і-ой операции,
- Сі количество нанесенного диффузанта на і-ой опера-

В общем случае, исходя из вышеприведенных замечаний, зависимость функции распределения примесей от режимов для бора и алюминия будет иметь вид:

$$N(x) = f(A_1, ..., A_6; B_2, B_5; C_1),$$
 (I)

и для фосфора:

$$N(x) = f(A_3, ..., A_6; B_5 C_3).$$
 (2)

До начала создания таких моделей их можно упростить. Так, для профиля концентрации атомов алиминия выражение(I) можно записать в виде

$$N(x) = f(A_1, A_2, A_4),$$

поскольку поверхностная концентрация бора после проводимой бороалюминиевой диффузии намного выше поверхностной концентрации алюминия и можно не рассматривать эффект перераспределения атомов алюминия в окислительных процессах. Не оказывают также значительного влияния на дальнейщую диффузию операции загонки фосфора, второго окисления и отжига. Так, по расчетам по модели [9] операции первого окисления и разгонки фосфора вызывают суммарное увеличение глубины залегания $\rho-n$ —перехода на $\sim 2.7~\%$, а операции загонки фосфора, второго окисления и отжига только на 0,1 % (для тиристоров типа ТД).

При моделировании профиля концентрации атомов бора с точки зрения дальнейшей диффузии атомов в кремний можно исключить из рассмотрения те же режимы, что при моделировании профилей алюминия, но с точки зрения перераспределения примесей необходимо рассматривать все термические процессы. Только при первом окислении по экспериментальным данным происходит увеличение поверхностного сопротивления на 4 - 5 %.

В модель, описывающую зависимость профиля концентрации фосфора от режимов термообработок, следует включит как входной параметр концентрацию бора в поверхностном слое, влияющую на величину коэффициента диффузии фосфора.

Оценивание неизвестных параметров модели необходимо провести экспериментально-статистическими методами. Коэффициенты диффузии ("эффективные коэффициенты диффузии") определяются из измеренных распределений примесей методом измерения глубины залегания р по перехода и последовательного измерения проводимостей. Остальные неизвестные параметры можно определить с помощью специально спланированных экспериментов.

Литература

- I. Аннус А., Кийтам А. Вероятностная модель технологического процесса производства силовых полупроводниковых приборов.— "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1975, № 387, с. 177-186.
- 2. И в а н о в Е.Е. Статистическая динамика технологических процессов полупроводникового производства.— Изв. ЛЭТИ, вып. 151, 1974, с. 55-61.
- 3. У чайкин И.Т. и др. Некоторые вопросы оптимизации и управляемости технологии изготовления силовых полупроводниковых приборов. — "Электротехническая промышленность. Сер. Преобразовательная техника", вып. 8 (55), 1974, с. 5-7.
- 4. Червяковский В.С., Шершевский А.С. Классификация методов статистического управления технологическими процессами. "Электронная промышленность;" вып. 1(25), 1974.
- 5. К л ю ж и н Б.А. и др. Построение комплексных интегрированных АСУТП. - "Электронная промышленность", вып. I(25), I974.
- 6. В оробьев А.И. и др. АСУТП диффузии и окисления при изготовлении ИС. - "Электронная промышленность", вып. I(25), I974.
- 7. Калошкин Э.П. и др. Модель диффузии бора. "Электронная промышленность", вып. 5(29), 1974.
- 8. Беленов В.К. и др. Количественный анализ технологического процесса.— "Электронная промышленность", вып. 8(44), 1975.

- 9. Аннус А. и др. Моделирование технологических операций на участке бороалиминиевой диййузии технологического процесса производства силовых полупроводниковых приборов. "Тр. Таллинск. политехн. ин—та", 1975, № 387, с. 187—192.
- Атомная диффузия в полупроводниках. Под ред.Д.Шоу.
 М., "Наука", 1975.
- II. Ш у м а н В.Б. Диссертация. Разработка и исследование силовых кремниевых управляемых вентилей с диффузионными р-п -переходами. Л. 1964.
- I2. Основы технологии кремниевых интегральных схем. Окисление, диффузия, эпитаксия, под ред. Р.Бургера и Р.Донована. М., "Мир", 1969.
- ІЗ. Колосовский А.В. Перераспределение при месей в процессе термического окисления кремния. Обзоры по электронной технике. Сер. Полупроводниковые приборы, вып. 6(288), М., ЦНИИ "Электроника", 1971.

A. Annus, A. Bachverk

Modeling of Diffusion Processes of the Production of Power Semiconductor Devices

Summary

Survey of works dedicated to diffusion processes modeling is given and approach to solving this problem of modeling for the technological process producing power semiconductor devices is proposed.

УЛК 621.382.233.002.2:62-52

AHHVC A.. Воронина Е. Кивистик А. Плескунин В. HOCT P.

МЕТОЛИКА АНАЛИЗА ВОСПРОИЗВОЛИМОСТИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ ИЗГОТОВЛЕНИЯ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОЛНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Тенденции к увеличению выпуска СПП и к повышению требований их качеству обуславливают проблему повышения воспроизводимости технологических процессов. Комплексность этой задачи предполагает как можно более полный учет причин и факторов, определяющих и обуславливающих воспроизводимость карактеристик и качественных показателей продукции на всех этапах подготовки и функционирования производства от стадии технологического проектирования прибора массового выпуска. Представляет практический интерес работать и довести до инженерного пользования методику, позволяющую с единой точки зрения оценить воспроизводимость технологических процессов и определить основные источники неоднородностей для последующего анализа возможностей устранения дибо компенсации их влияния.

Предлагаемая ниже методика, направленная на поставленной задачи, базируется на общих положениях и терминологии соответствующей методики в производстве тов электронной техники [1,2], развитые с учетом специфики групповых методов технологической обработки СПП.

Постановка задачи

Основными групнами источников неоднородностей, опредедятиих разброс карактеристик продукции на выходе

догических операций, являются: неоднородность исходных материалов и полуфабрикатов и неоднородность технологической среды при формировании характеристик продукции.

В условиях операционной технологии с групповыми методами обработки, принятой в производстве СПП, выход технологической операции можно описывать следующей моделью

$$y_{ije} = \mu + a_i + b_{j(i)} + \epsilon_{ije}$$

где $i = 1, ..., \kappa$ - количество партий;

ј = 1,..., т - количество структур (пластин);

 $e = 1, \dots, m$ - количество измерений на структуре (пластине);

— среднее N = к·m·n измерений, описывающих общий уровень технологического процесса;

сеивание выхода;

 $b_{j(i)}$ — эффект, описнвающий влияние j —ой пластины в i —ой партии на рассеивание выхода;

 ϵ_{ije} - рассеивание измерений на ij -ой пластине.

Используя математический аппарат двухфакторного иерархического дисперсионного анализа [3], можно определить несмещенные оценки дисперсий, обусловленных вариациями:

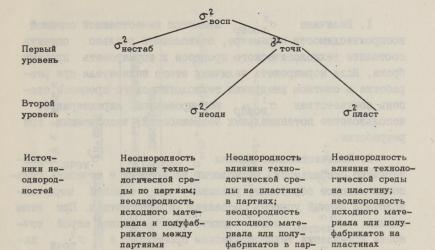
- между единицами групповой обработки (партии, запуски) во времени (явление нестабильности технологии) - σ^2 нестаб;

— между пластинами в единицах групповой обработки (явление неоднородности групповой обработки)— $\sigma^2_{\text{неолн}}$;

— на самих пластинах между отдельными измерениями (явление неоднородности единиц продукции) — $\sigma_{\text{пласт.}}^2$

Для количественной оценки неоднородностей требуется разложить суммарную дисперсию характеристик на составляющие в соответствии со структурой источников неоднородностей, обусловленной организационным порядком формирования единиц групповой обработки.

Наиболее общей формой такого разложения является двухуровневое представление суммарной дисперсии воспроизводимости исследуемой характеристики ${}^{2}_{\text{воспр.}}$, состоящей из валичий между партиями ${}^{2}_{\text{нестаб}}$ и внутри партии ${}^{2}_{\text{точн}}$,
причем последнее включает в себя вариацию как между средними
измерениями на пластинах ${}^{2}_{\text{неодн}}$, так и между измерения-



Фиг. 1. Структура суммарной дисперсии воспроизводимости.

хиях

о пласт (фиг. I). В случае отсутстми на одной пластине вия либо возможности, либо целесообразности введения вторных измерений на пластинах, либо иной формы организации производства (разбиение партий на запуски, распределение потока по нескольким видам оборудования и т.д.) ная общая схема может быть преобразована либо в одноуровневую, либо трех- (и более)-уровневую с соответствующим измерением состава компонентов. При этом указываем на обстоятельство, что введение уровня характеристик, рассеяние которых по пластине не оказывает существенного влияния с точки зрения исследуемой проблемы, малоинформативно, однако в случае значительного ведет к изменению остальных соотношений. Поэтому включение ее в схему разложения должно решаться конкретно в мости от целей исследований. В данном случае, в целях общности изложения, придерживается двухуровневое возложение как общий случай.

Количественные оценки составляющих суммарной дисперсии воспроизводимости позволяют получать общую картину точности технологического процесса в конкретных условиях производства.

- I. Величина $\sigma_{\text{ВОСПР}}^2$ является качественной оценкой воспроизводимости параметра, позволяющей реально оценить состояние технологического процесса и нормировать процент брака. Если нормировать величину этого показателя при разработке и опытном внедрении технологического процесса, степень соответствия $\sigma_{\text{ВОСПР}}^2$ нормированной характеризует использование потенциальных возможностей, заполненных при разработке.
- 2. Количественные оценки $\sigma_{\text{нестаб}}^2$ и $\sigma_{\text{точн}}^2$ характеризуют стабильность технологии во времени и точность групцовых методов обработки, указывая, чем в большей мере обусловлен данный уровень рассеяния характеристики. При этом оценка $\sigma_{\text{нестаб}}^2$ может служить количественной мерой точности управления технологическим процессом, а $\sigma_{\text{точн}}^2$ характеризует параметрическую работоспособность процесса.
- 3. Факторы, обуславливающие рассеяние характеристики внутри партий, раскрывает соотношение $\sigma_{\text{неодн}}^2 \sigma_{\text{пласт}}^2$ (либо неоднородность пластин, либо неоднородность на самих пластинах).

Расчетный аппарат

Количественная оценка составляющих суммарной дисперсии воспроизводимости при различной ее структуре осуществляется методом дисперсионного анализа при многоступенчатой иерархической классификации признаков группировок [3]. Проидлюстрируем алгоритм, вичисленный по общей структуре составляющих суммарной дисперсии воспроизводимости.

Математический аппарат разработан в предположении нормального распределения измерений.

В качестве начальных данных служит расслоенная выборка, включающая к партий (i=1... к), m пластин в партии (j=1... m) и n параллельных измерений на пластине (e=1... n). Предлагаемый алгоритм ориентирован на общий случай, когда n=n(i,j) и m=m(i). Проведение дисперсионного анализа указано в таблице I. Использованы следующие вспомогательные величины:

I) общее число измерений в i-ой партии

$$Q_{i} = \sum_{j=1}^{m_{i}} n_{ij} ;$$

MATEMATUTECKUM AIIIAPAT MEPAPXMTECKOTO JINCIIEPCMOHHOTO AHAJINSA

Рассеяние	Сумма квадратов	Число степеней свободи	Дис - персия	Число степеней Дис- Компоненти суммарной свободи персия дисперсии
Mexity dependent $\sum_{i=1}^{K} G_i(\overline{y}_i - \overline{\overline{y}}_i)^2$	$\sum_{i=4}^{K} Q_i (\overline{y}_i - \overline{\overline{y}}_i)^2$	ст - ж - т	2.5	S, mno ² _{cra8} +no ² _{eogн} +o ² _{nhag}
В партии между пластинами	В партии между $\sum_{i=1}^{K} \sum_{j=1}^{m_i} n_{i,j} (y_{i,j} - \overline{y}_i)^2$ $f_2 = \sum_{i=1}^{K} m_i - K$	$f_2 = \sum_{i} \pi_i - \kappa$	22	52 П С ² неодн + С ² лласт
Между измере- ниями по плас- тине	Между измере— $\frac{k}{1-1} \sum_{j=1}^{m_i} \sum_{b=1}^{n_{ij}} \left(y_{i,j} e^{-\overline{y}_{i,j}} \right)^2 \beta_3 = N - \sum_{i=1}^{K} m_i, S_3^2 \sigma_{n \wedge a \in T}^2$ тине	$P_3 = N - \sum_{i=1}^{K} P_i$	2.6	O ² naget

TOI

2) общее число измерений в расслоенной выборке

$$N = \sum_{i=1}^{K} Q_{i};$$

3) общее среднее расслоенной выборки

$$\overline{\overline{y}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{K} \sum_{j=1}^{m_i} \sum_{e=1}^{n_{ij}} y_{ije};$$

4) среднее значение і -ой партии

$$\overline{y}_i = \frac{1}{Q_i} \sum_{j=1}^{m_i} \sum_{\theta=1}^{n_{ij}} y_{ije};$$

5) среднее значение ј-ой пластины в і-ой партии

$$\overline{y}_{ij} = \frac{1}{n_{ij}} \sum_{e=1}^{n_{ij}} y_{ije}$$
;

6) среднее число измерений в партии

$$\overline{mn} = \frac{N^2 - \sum_{i=1}^{K} Q_i^2}{N(K-1)};$$

7) среднее число измерений на пластине

$$\bar{n} = \frac{N(1 - \sum_{i=1}^{K} m_i^2 / \sum_{i=1}^{K} m_i^2)}{N - \sum_{i=1}^{K} m_i}.$$

Дисперсионные отношения $F_1 = \frac{\frac{1}{5}\frac{1}{2}}{\frac{5}{4}}$ и $F_2 = \frac{\frac{5}{3}}{\frac{5}{2}}$

составляются и проверяются на статистическую значимость в соответствии с числами степеней свободы с помощью F-критерия.

В зависимости от полученных результатов оценка составляющих суммарной дисперсии воспроизводимости проводится согласно таблице 2. В целях большей наглядности полученные оценки удобно представить в процентном отношении к $\sigma_{\text{воспр}}^2$.

Апробация методики

Расчетный аппарат методики был реализован в виде универсальной программы на алгоритмическом языке ФОРТРАН, что позволило провести массовую обработку технологических данных.

При этом, применительно к технологическим процессам изготовления тиристоров типа ТД и ТЧ, оказалось, что нет

определение оценок составляющих суммарной дисперсии воспроизводимости

13. 19H.		4		52 F3	800	
Дисперсия не- Дисперсия однородности пластичн.	58.	52f2 + 53f3 f2 + f3	S. 8.	S, 8+ 52 f2+ 52 f3 f4+ f2+ f3	Greed IOO % Grace IOO % Obserp	
- 1		o l	- 83)	20	86	
Дисперсия не- однородности одности	1 8 8 8 8 8 8 8 8 8 8 8 8 8 8 8 8 8 8 8	геоди ⁺ С ² вст		duoa ocub		
Диспе		egobie	1 (Sif			
Hh(r.2	E C	or mac	H	% 00I	
Дисперсия точности оточн	°снеодн ^{+ °с} пласт	onager of	+ ндое	o nascr	OT DOUND IOO %	
	or He		OH OH	RESEATERS	DTSL SE	
IR IPHOCT	22	F3+ 82 F2+ F3		HOUSEDO	Gerde 100%	
Суммарная дисперсия Дисперсия воспроизводимости нестабильности овоспр.	S ₁ - S ₂ mm	$\frac{1}{mn}(s_{t}^{2} - \frac{s_{2}^{2}f_{3} + s_{3}^{2}f_{3}}{f_{2} + f_{3}})$	0	0	0 cta6	
MA III		-16				
Суммарная дисперси воспроизводимости Своспр.	TOTH	LIBCT		e	RESERVED	
ная д оброд обро	Grecrad + Groun	OHecra6 + OLuser	of TOTH	olnasor	2001	
Суммај	OHECT.	O'Hecr	a seas	ogoz. Ma	PRODUCTION AND	
	MO		TIMO	TEMO	eab- la htob	
Ситувция	F, SHATIMO	F, значимо F ₂ незначимо	F, незначимо F, значимо	F, незначимо F ₂ незначимо	Относитель- ная доля компонентов	
0	7 7	IL IL	ודוב	п п	OHX	

возможности характеризовать отдельные операции в целом, поскольку распределение составляющих суммарной дисперсии воспроизводимости сильно различается по отдельным параметрам. Удалось выявить три группы параметров с типичным характером удельного влияния составляющих (табл. 3). Перед анализом из выборок были исключены все грубые ошибки измерения и регистрации данных, а также била проведена проверка на нормальность распределения начальных выборок. Дисперсионные отношения проверялись на уровне значимости $\alpha = 5\%$.

Полученные оценки позволяют жарактеризовать общий технический уровень исследуемых операций, то есть служат в первую очередь средством технической диагностики, но они мотут быть полезными и при выборе методов управления технологическим процессом. Из приведенного можно сделать следующие выводы:

- І. Преобладающие дисперсии точности по большинству контролируемых характеристик технологического процесса указывают в качестве основных источников неоднородностей малую точность методов групповой обработки. Указанное выдвигает в качестве первостепенной задачи повышения воспроизводимости технологических процессов повышение однородности формируемых при запуске партий и режимов групповой обработки. Применение методов статистического управления до решения таких задач следует признать односительно малоэффективным.
- 2. Следует обратить внимание на характеристики, при которых основной вклад в дисперсию точности дает разброс по пластине. Такое явление требует совместного рассмотрения формирования этих характеристик и достоверности контроля.

Методика иерархического дисперсионного анализа может быть применена для решения различных задач при исследовании технологического процесса изготовления силовых полупроводниковых приборов. Исходя из конкретных условий, модет быть применена как одно-, так и двух- или трехуровневая схема разложения.

Практика и результаты применения предлагаемой методики позволяют рекомендовать ее для широкого применения инженерными службами предприятий при выявлении наиболее эффективных путей повышения воспроизводимости технологических процессов, а также при оценке результатов установочных партий

Результати анадиза технологического процесса производства тиристоров ТД и ТЧ

Характеристи- тики групп параметров		Параметры		инине сун производи Сточн		B %
I. Преобладание дис- персии стабильнос- ти	I.I.	Поверхностное со- противление р-ба- зы после боровлю- миниевой дифпузии (ТИ, ТЧ)	70-80	20–30	2 9 –20	5–10
2. Преобладание дис- персии точности	2.1.	Глубина залегания р-и перехода после бороалиминиевой дифузии (ТЧ)	35–55	45-65	30-55	10–15
	2.2.	Поверхностные со- противления р-базы после I диффузии фосфора (ТД) и п п-вышттера после П				
	2.3.	приментора после (ТЧ) Толенна пластин после механической		65–75	40-50	20-25
	2.4.	обработки (ТД, ТЧ) Глубина залегания п-эмиттера (ТЧ)	20–30	70–80 75–85	50–60 30–40	20–30
11. 11. 11.		Глубина залегания р-и перехода после бороалиминиевой диффузии (ТД)	10–15	85–90	25-35	50 –75
	2.6.	Поверхностное со- противление п-эмиттера после I лифитами фосфора (ТД, ТЧ)	5–20	80–95	15–30	40-80
3. Неустойчивое рас- пределение состав- ляющих суммерной дисперсии воспро- изводимости	3.1.	Поверхностное со- противление р-эмиттера после боровлюминиевой диффузии (ТЧ)	40-75	25–60	20-50	5-10
	3.2.	Поверхностное со- противдение р-эмиттера после боровлиминиевой диффузии (ТД)	0-50	50-100	10-90	10–40

при наладке либо вновь разработанных, либо усовершенствованных технологических процессов.

Литература

- І. Плескунин В.И., Боровский А.Н. Обобщенная методика статистического исследования и оптимизации технологических процессов в производстве транзисторов и интегральных микросхем. Известия ЛЭТИ, вып. 127, 1972.
- 2. Плескунин В.И. и др. Оценка точности и стабильности процессов групповой технологии в АСУТП. Электронная техника, серия 9 (АСУ), выпуск I(9), I974, с. I2I-I28.
- 3. Х ь ю д с о н А. Дисперсионный анализ. М., "Статистика", 1971, 88 с.

A. Annus, J. Voronina, A. Kivistik, V. Pleskunin, R. Post

Technique of Reproducibility Analysis for Technological Process Producing Power Semiconductor

Devices

Summary

Technique of reproducibility analysis for technological process producing power semiconductor devices is developed. The technique is based on hierarchical analysis of variance components and connected with peculiarities of batch treatment method. Computational scheme is presented and results of analysis are outlined.

Содержание

I.	Г. Пифф, В. Кукк. Влияние неидеальностей КОС	
	на качество преобразования импеданса	3
2.	А. Ронк. Алгоритм частичного решения уравне-	
	ний больших цепей	II
3.	М. Курм, В. Кукк. Расчет чувствительностей с	
	помощью последовательнестей Лагерра	2I
4.	D. Ребане. Алгоритм расчета производных	3I
5.	м. мин. Переходние процесси в системе ФАПЧ с	
	апериодическим фильтром низких частот	41
6.	Б. Гурьянов, А. Ярвальт. Разность напряже-	
	ний база-эмиттер дифференциальных пар бипо-	
	лярных транзисторов	45
7.	В. Корсен. Сравнение способов усреднения	49
8.	Р. Инерс. О точности измерения параметров	
	жгутового трансформатора	55
9.	Я. Петерсон. Точность деления среднего зна-	
	чения импульсного напряжения	63
10.	Р. Убар. Об общей постановке задач тестовой	
	диагностики цифровых схем	69
II.	Р. Убар. Генерирование тестов для цифровых	
	схем при помощи модели альтернативных графов	75
12.	А. Вийлуп. Компилятор иерархической модели	
	ЦВМ	83
I3.	П. Китсник. Реализация системы моделирования	
	диагностических программ для мини-ЦЕМ	93
I4.	М. Маран. Некоторые экстремальные задачи на	
	MHOXECTBAX	IOI
15.	Т. Плакс. Принципы синтеза параллельных	700
	программ	107
I6.	М. Янес. Структурный подход к синтезу опе-	TTO
	рационных автоматов	II9
I7.	П. Лейс, Г. Якобсон. О параллельной декомпо-	700
TO	зиции микропрограммных автоматов	129
18.	А. Аннус, А. Бахверк. Моделирование диффузи-	
	онных процессов производства силовых полу-	TOO
	проводниковых приборов	139

19. А. Аннус, Е. Воронина, А. Кивистик, В. Плескунин, Р. Пост. Методика анализа воспро- изводимости технологических процессов изго- товления силовых подупроводниковых приборов

T45

С ТПИ, Таллин, 1976

Таллинский политехнический институт. Труды ТПИ № 409. ТРУДЫ ПО ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ И АВТОМАТИКЕ. Сб. статей X1У. Редактор В.Кукк. Техн. редактор Л. Лоопер. Сборник утвержден коллегией Трудов ТПИ 18 июня 1976 г. Подписано к печати 3 ноября 1976 г. Бумага 60х90/16. Печ. л. 9,75+0,5 прилож. Уч.-иэд. л. 8,0. Тираж 300. МВ-07352. Ротапринт ТПИ, Таллин, ул. Коскла, 2/9. Зак. № 1234. Цена 80 коп.

ТРУДЫ ПО ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ И АВТОМАТИКЕ СБОРНИК СТАТЕЙ ХІУ

УДК 621.372.5

Влияние неидеальностей КОС на качество преобразования импеданса. Шифф Г., Кукк В. "Труды Таллинского политехнического института", 1976, №409, с. 3-10.

В статье рассматривается влияние частотной зависимости параметров реального конвертора отрицательного сопротивления и некоторых других неидеальностей преобразователя на качество преобразования импеданса. Качество преобразователя оценивается диапазоном значений преобразуемого импеданса при заданной погрешности преобразования и верхней граничной частотой результирующего отрицательного импеданса.

Даются некоторые рекомендации для улучшения качества преобразования импеданса и приводится пример.

Фигур 5, библ. наименований 5.

УДК 518.5:621.372.061

Алгоритм частичного решения уравнений больших цепей. Ронк А. "Труды Таллинского политехнического института", 1976, № 409, с.II—20.

В статье описывается алгоритм частичного анализа больших цепей, требующий минимального объема оперативной памяти ЭВМ. Для решения уравнений цепей методом Гаусса предлагаются новые критерии выбора главных элементов. Приводятся экспериментальные результаты, позволяющие оценить применимость предложенного алгоритма.

Фигур 2, таблиц I, библ. наименований 9.

УДК 518.5:621.372.061

Расчет чувствительностей с помощью последователь ностей Лагерра. Курм М., Кукк В. "Труды Таллин ского политехнического института", 1976, № 409, с. 2I—30.

Рассматривается метод расчета чувствительностей передачи по напряжению цепи в виде произведения двух передач. Функции чувствительности вычисляются в виде последовательностей Лагерра, которые преобразуются в традиционные формы представления (передаточные функции, частотные характеристики, импульсные и переходные характеристики).

Приведены алгоритм программы и пример расчета. Фигур 4, таблиц I, библ. наименований I2.

УДК 681.06:517.29

Алгоритм расчета производных. Ребане Ю. "Труды Таллинского политехнического института", 1976, № 409, с. 31—39.

Предлагается алгоритм расчета производных от функции многих переменных. По программе расчета функции генерируется программа расчета производных. По полученной программе производные вычисляются за минимально возможное количество операций. Время расчета всех производных в среднем равняется времени расчета функции, в наихудшем случае оно будет в два раза больше.

Фигур I, таблиц I, библ. наименований 3.

УДК 621.316.726.078

Переходные процессы в системе ФАПЧ с апериодическим фильтром низких частот. Мин. М. "Труды Таллинско-го политехнического института", 1976, № 409,с.41—44.

В статье приведены результаты исследования переходных процессов в нелинейной системе ФАПЧ второго порядка с апериодическим фильтром низких частот, проведенного при помощи моделирования системы на аналоговой вычислительной машине. Приведены графики зависимости времени установления синхронизма от начальной расстройки по частоте при разных значениях коэффициента затухания линеаризованной системы. Коротко рассмотрено и влияние разных начальных фаз колебаний на длительность переходных процессов.

Фигур 2, библ. наименований 4.

УДК 621.382.3

Разность напряжений база-эмиттер дийференциальных пар биполярных транзисторов. Гурьянов Б., Ярвальт А. "Труды Таллинского политехнического института", 1976, № 409, с. 45–48.

Найдено аналитическое выражение для определения разности напряжений база-эмиттер транзисторов в дифференциальной паре в зависимости от тока и температурн.

Фигур I, библ. наименований 3.

УДК 621.317.346

Сравнение способов усреднения. Корсен В. "Труды Таллинского политехнического института", 1976, № 409, с. 49-54.

Исследуется взаимосвязь точности и времени измерения среднего значения случайного процесса. Показано, что интегратор имеет перед фильтром нижних частот (ФНЧ) преимуще-

ства при точности измерения выше I %. При точности 0,0I - 0,I % время измерения интегратором в 3-5 раз короче.

Таблиц I, библ. наименований 4,

УЛК 621.317.727.1

О точности измерения параметров жгутового

трансформатора. Инерс Р. "Труды Таллинского
политехнического института", 1976, № 409, с.55–61.

В статье рассматривается схема замещения жгутового трансформатора, параметрами которого являются вектор импедансов обмоток трансформатора, матрицы импедансов и проводимостей жгута как многопроводной линии. Получены формулы для расчета погрешностей, возникающих при измерении величин указанных параметров.

Фигур I, таблиц I, библ. наименований 2.

УЛК 621.317.727.1

Точность деления среднего значения импульсного напряжения. Петерсон Я. "Труды Таллинского по-литехнического института", 1976, № 409, с. 63-68.

Рассматриваются погрешности индуктивных делителей напряжения при делении среднего значения амплитуды импульсного напряжения прямоугольной формы. Приведены формулы для описания переходных процессов и получены выражения для определения систематических и сдучайных погрешностей.

Указывается, что главным источником погрешностей являются неоднородность активных сопротивлений секций и разброс параметров коммутационных элементов.

Фигур 3, библ. наименований І.

УДК 681.32

Об общей постановке задач тестовой диагностики цифровых схем. Убар Р. "Труды Таллинского политехнического института", 1976, № 409, с.69—73.

Рассматриваются задачи тестовой диагностики цифровых схем. Предлагается общая формулировка проблемы тестовой диагностики, используя аппарат булевого дифференциального исчисления. Приводится уравнение, решением которого можно интерпретировать как задачи генерирования тестов, так и задачи диагноза состояния объекта.

Библ. наименований 3.

УДК 681.32

Тенерирование тестов для цифровых схем при помощи модели альтернативных графов. Убар Р. "Труды Таллинского политехнического института", 1976, № 409, с. 75—81.

Предлагается модель системы альтернативных графов с целью описания и анализа функций цифровых схем. Приводится описание модели и алгоритм конструирования ее из структурного описания заданной схемы. Сформулирована задача генерирования тестов как задача активизации определенных путей в системе альтернативных графов.

Библ. наименований 3.

УДК 681.32

Компилятор иерархической модели ЦВМ. Вийлуп А. "Труды Таллинского политехнического института", 1976, № 409, с. 83-91.

В статье описывается алгоритм компиляции трехуровневой модели ЦВМ. Для компиляции микропрограммной, функциональной и структурной медели к описанию схемы предъявляются дополнительные требования. Приведен алгоритм компиляции функциональной части модели.

Фигур 3, таблиц 2, библ. наименований 2.

УДК 681.32

Реализация системы моделирования диагностических программ для МИНИ—ЦВМ. Китсник П. "Труды Таллин-ского политехнического института", 1976, № 409, с. 93—99.

В статье приводится описание программной системы, позволяющей моделировать поведение мини-ЦВМ при различных неисправностях для получения диагностической информации. При этом данными являются: 1) модель рассматриваемой ЦВМ, 2) диагностические микропрограммы и программы. Управление процессом моделирования осуществляется программой-диспетчером, организующей диалог с оператором. Система разработана на ЭВМ "Минск-32".

Фигур 2, библ. наименований 3.

УДК 681.142

Некоторые экстремальные задачи на множествах. Маран М., "Труды Таллинского политехнического института", 1976, № 409, с. IOI-IO6.

В статье описывается применение теоретико-множественного решателя (ТМР) для решения некоторых экстремальных комбинаторных задач на множествах. Приводится формализация для описания постановок таких задач, а также методы их решения. Показано, что эти задачи сводятся к нахождению покрытия булевской матрицы. В качестве примеров приведены задачи из теории графов.

Библ. наименований 3.

УДК 68I.3.06

Принципы синтеза параллельных программ. Плакс Т. "Труды Таллинского политехнического института", 1976, № 409, с. 107-118.

Рассматриваются принципы синтеза параллельных программ на основе вычислительных моделей с использованием сетей Петри для представления управляющей структуры. Предлагаются методы синтеза и упрощения сетей Петри, принципы синтеза последовательных взаимодействующих процессов и трансляция сетей Петри в язык системы.

Фигур 10, библ. наименований 3.

УДК 681.3.06

Структурный подход к синтезу операционных автоматов. М.Янес. "Труды Таллинского политехнического института", 1976, № 409, с.119-128.

Предлагается методика синтеза операционных автоматов, основывающаяся на анализе (синтезе) структур данных и структур функций. Для описания функционирования вычислительного устройства применяется язык граф-схем информационных и управляющих связей. Указываются возможности разделения функций между операционным и управляющим автоматом, оцениваются аппаратурные затраты при соответствующих разделениях.

Фигур 5, табл. І, библ. наименований 7.

УДК 62-507

О параллельной декомпозиции микропрограммных автоматов. Лейс П., Якобсон Г. "Труды Таллинского политехнического института", 1976, № 409, с. 129—137.

Рассматриваются параллельная композиция и декомпозиция микропрограммных автоматов, основанная на абстрактной модели микропрограммного автомата. Изложен конструктивный метод параллельной декомпозиции, базирующийся на введенной модели.

Фигур 4, библ. наименований 4.

УДК 621.382.233.002.2:62-52

Моделирование диффузионных процессов производства силовых полупроводниковых приборов. Аннус А., Бахверк А. "Труды Таллинского политехнического института", 1976, № 409, с. 139—144.

В статье дан обзор работ по моделированию диффузионных процессов и предложен подход к решению такой задачи при моделировании технологического процесса производства силовых полупроводниковых приборов.

Фигур I, библ. наименований I3. УДК 62I.382.233.002.2:62-52.

Методика анализа воспроизводимости технологических процессов изготовления силовых полупроводниковых приборов. Аннус А., Воронина Е., Кивистик А., Плескунин В., Пост Р. "Труды Таллинского политехнического института",1976, № 409, с.145—154.

Приводится методика анализа воспроизводимости технологического процесса производства силовых полупроводниковых приборов. Методика базируется на иерархическом дисперсионном анализе и связана с особенностями метода групповой обработки. Приводится схема вычислений и намечаются результаты анализа.

Фигур I, таблиц 3, библ. наименований 3.



Цена 80 коп.