

- проектировать компилятивные симуляторы для обработки цифровых устройств произвольного уровня описания;
- генерировать тесты для цифровых систем на основе использования КПСН;
- верифицировать результаты моделирования неисправностей и генерации тестов;
- проектировать аппаратурные быстродействующие симуляторы.

Модели и методы реализованы в виде программных приложений для системы проектирования VHDL-Active [9]. Они используются при генерации тестов для проектов на основе FPGA и CPLD. Класс обрабатываемых структур: конечные автоматы, описанные в виде графов переходов, а также булевы уравнения с триггерными схемами. Входной язык описания цифровых систем – VHDL, Verilog.

Время проектирования теста функционально зависит от квадрата суммарного объема кубических покрытий:

$$W(T) = \left[\sum_{i=1}^M (n_i \times q_i) \right]^2$$

Объект диагностирования имеет следующие характеристики: число вентилях – до 20 тыс.; количество эквивалентных линий – до 5 тыс.; время проектирования теста активизации одномерных путей – до 2 часов.

Более полную картину о возможностях системы моделирования даст ее апробация на тест-задачах размерностью порядка миллиона вентилях.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Hayes J. P. A systematic approach to multivalued digital simulation // ICCD-84: Proc. IEEE Int. Conf. Comput. – 1984. – N 4. – P. 177 – 182.
2. Хаханов В. И. Техническая диагностика элементов и узлов персональных компьютеров. – К. : ИЗМН, 1997.
3. Ермилов В. А. Метод отбора существенных неисправностей для диагностики цифровых схем. Общие выражения для неисправностей, возможных при эксперименте // Автоматика и телемеханика. – 1971. – № 1. – С. 159 – 167.
4. Armstrong D. B. A deductive method of simulating faults in logic circuits // IEEE Trans. on Computers. – 1972. – Vol. C-21, N 5. – P. 464 – 471.
5. Биргер А. Г. Многочленное дедуктивное моделирование цифровых устройств // Автоматика и вычислительная техника. – 1982. – № 4. – С. 77 – 82.
6. Levendel Y. H., Menon P. R. Comparison of fault simulation methods – Treatment of unknown signal values // Journal of Digital System. – 1980. – Vol. 4. – P. 443 – 459.
7. Abramovich M., Breuer M. A., Friedman A. D. Digital system testing and testable design. – Computer Science Press, 1998.
8. Автоматизация диагностирования электронных устройств / Ю. В. Малышенко, В. П. Чипулис, С. Г. Шаршунов. – М. : Энергоатомиздат, 1986.
9. Active-VHDL Series. Book 1 – 4. – Reference Guide. ALDEC Inc., 1998.

Д. т. н. В. П. МАЛАХОВ, к. т. н. В. С. СИТНИКОВ,
П. В. СТУПЕНЬ, С. В. УЛЬЯШИН

Украина, Одесский гос. политехнический ун-т
E-mail: sitnv@promel.ospu.odessa.ua

Дата поступления в редакцию
29.11 2000 г.
Оппонент д. т. н. В. А. АРБУЗНИКОВ

ВЫБОР СТРУКТУРЫ ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА ПО УРОВНЮ ВЫХОДНОГО ШУМА ОКРУГЛЕНИЯ

Рассматривается возможность выбора наилучшей структуры цифрового фильтра из семейства широко используемых структур.

При проектировании и реализации цифровых фильтров (ЦФ) возникает проблема выбора его структуры по передаточной функции. Наилучшая структура определяется по критерию качества, который выбирается на основе требований, предъявляемых к фильтрам [1, с. 252]. Например, в локационных системах основными являются критерии быстродействия и минимального выходного шума округления, а в системах обработки биомедицинской информации – критерии минимального выходного шума округления и чувствительности к изменениям коэффициентов.

Следует отметить, что любая структурная реализация ЦФ основана на арифметических операциях с

конечной точностью, поэтому сравнение различных структур целесообразно производить на основе характеристик шумов округления и чувствительности к изменениям коэффициентов.

На сегодня существует ряд подходов к синтезу новых структур ЦФ, однако это длительный процесс, не всегда приводящий к положительному результату [2, 3]. Анализ широко используемых структур упрощает эту задачу. Поэтому целью данной работы является исследование возможности выбора наилучшей структуры ЦФ второго порядка из семейства широко используемых структур на основе критерия минимального уровня выходного шума округления.

Для исследования структур ЦФ взято 17 широко используемых типовых структур (канонических – 8, лестничных – 5, мостовых – 4), приведенных на рис. 1–3. Исходная передаточная функция (ПФ) задана в виде аналогового фильтра – прототипа полиномиального типа [2]:

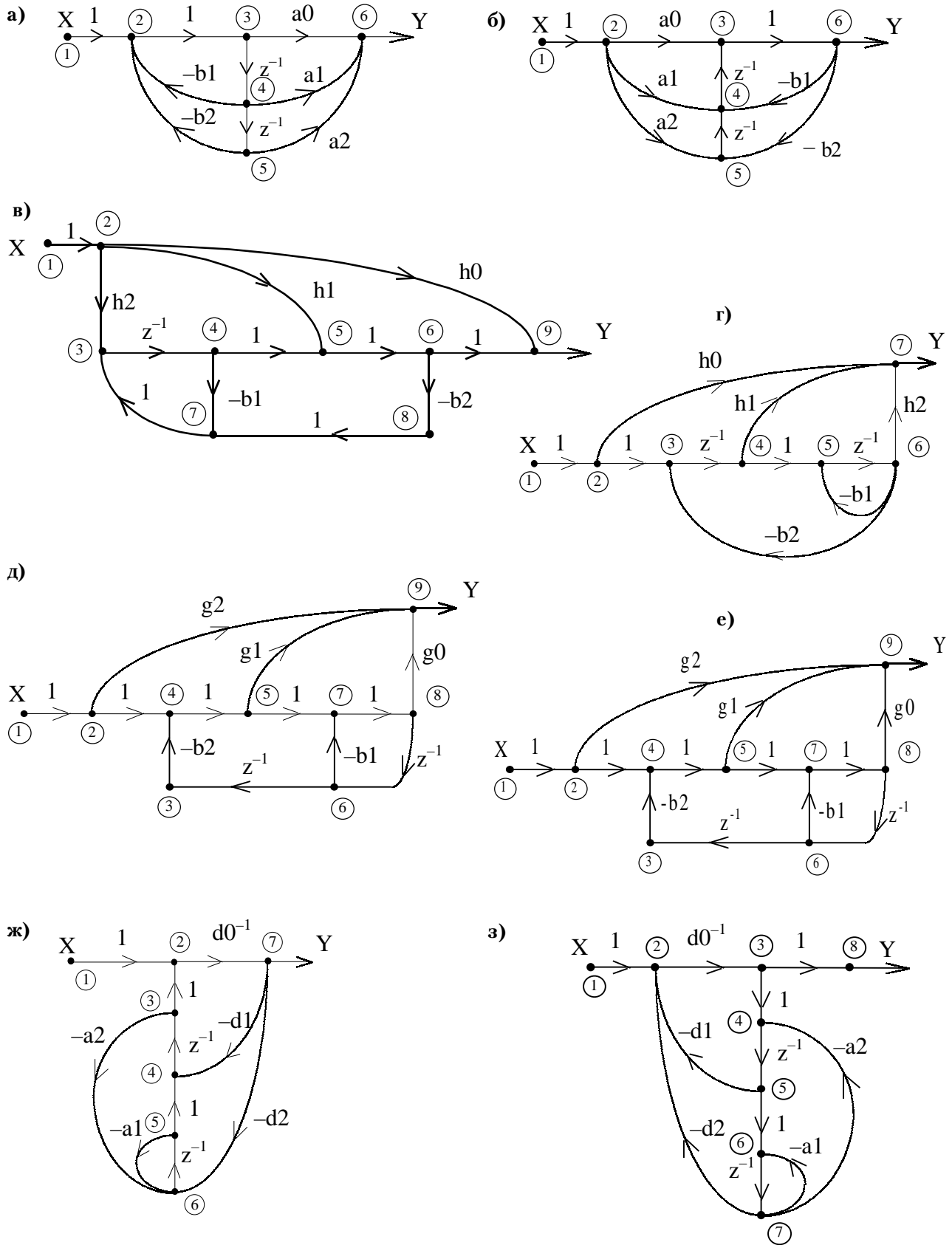


Рис. 1. Графы канонических структур (а – К1; б – К2; в – К3; г – К4; д – К5; е – К6; ж – К7; з – К8): a_i, b_i, d_i, h_i, g_i – коэффициенты передач ветвей соответствующих канонических структур ЦФ; z^{-1} – элемент задержки на один такт; X, Y – соответственно входная и выходная величина ЦФ

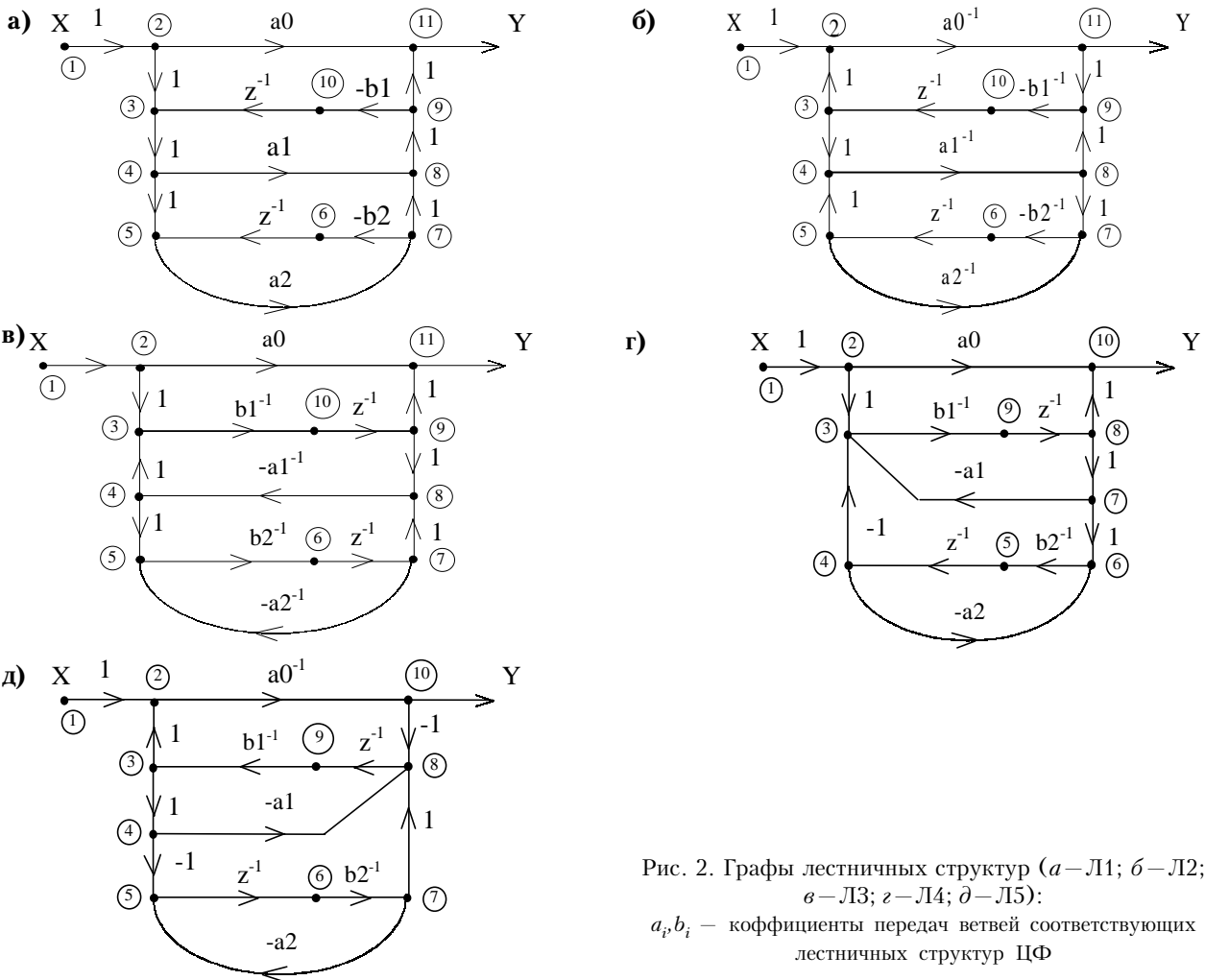


Рис. 2. Графы лестничных структур (a – Л1; b – Л2; \bar{a} – Л3; z – Л4; \bar{d} – Л5):
 a_i, b_i – коэффициенты передач ветвей соответствующих лестничных структур ЦФ

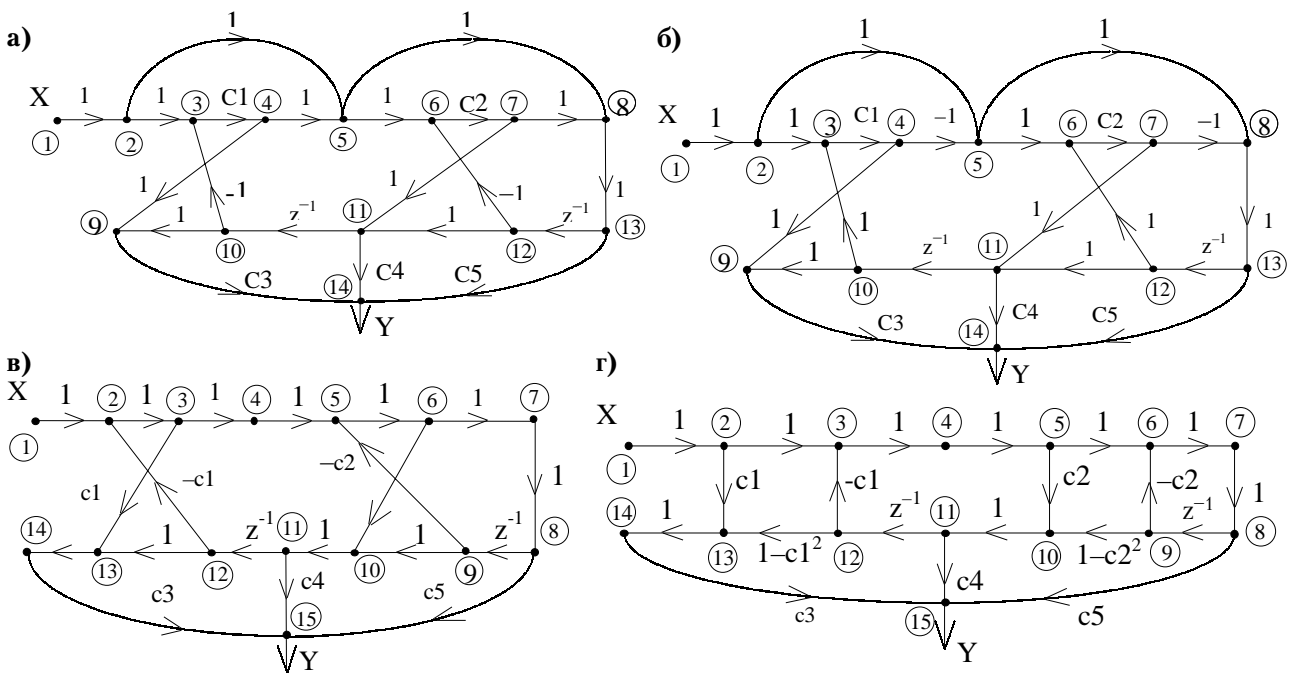


Рис. 3. Графы мостовых структур (a – М1; b – М2; \bar{c} – М3; z – М4):
 c_i – коэффициенты передач ветвей соответствующих мостовых структур ЦФ

$$H(p) = \frac{K_0}{1 + a_1 p + a_2 p^2}, \quad (1)$$

где K_0 — коэффициент усиления;
 a_i — коэффициенты передаточной функции;
 p — комплексная переменная.

Переход от аналогового фильтра-прототипа к ЦФ выполним на основе билинейного преобразования [4, с. 235]:

$$p = \frac{2(1 - z^{-1})}{T(1 + z^{-1})}, \quad (2)$$

где T — период дискретизации;
 z^{-1} — комплексная переменная Z -преобразования.

В результате преобразования ПФ ЦФ нижних частот будет иметь вид

$$H(z) = \frac{a(1 + z^{-1})^2}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}, \quad (3)$$

где a и b_i — коэффициенты соответственно числителя и знаменателя передаточной функции.

Определим области изменения коэффициентов числителя и знаменателя. Область изменения коэффициентов знаменателя b_1 и b_2 определяется устойчивостью ЦФ [5] и находится в диапазоне (рис. 4)

$$\begin{cases} -2 < b_1 < 2; \\ -1 < b_2 < 1. \end{cases}$$

Отметим, что если точка, определяемая коэффициентами b_1 и b_2 , попадает в треугольник, то фильтр устойчив. Если она находится на границе или вне треугольника, то фильтр неустойчив.

Область изменения коэффициента числителя a ограничим в диапазоне $0,1 < a < 0,9$.

Данные ограничения на значения коэффициентов передаточной функции ЦФ снижают объем вычислений, которые необходимы для анализа уровня шума округления структур ЦФ.

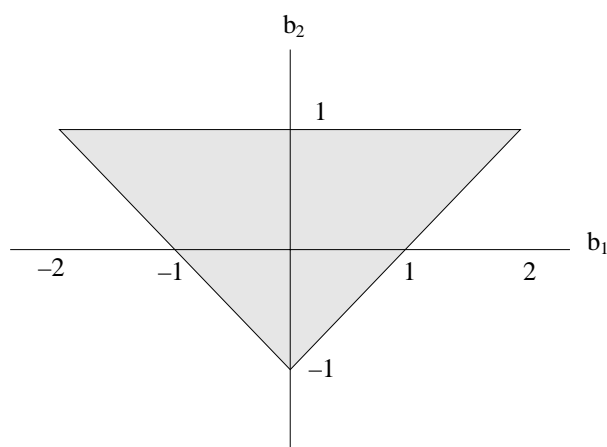


Рис. 4. Треугольник устойчивости для коэффициентов фильтра второго порядка:

b_1, b_2 — коэффициенты знаменателя передаточной функции ЦФ

Так как каждая типовая структура ЦФ определяет свой набор коэффициентов, то анализ будет проводиться в одном базисе. В качестве базисной передаточной функции выберем передаточную функцию (3). В этом случае будем изменять коэффициенты базисной передаточной функции, а шум округления рассчитывать для каждой конкретной типовой структуры.

Анализ выходного шума округления удобно производить на основе шумовой модели Джексона. Например, шумовая модель ЦФ по канонической структурной схеме приведена на рис. 5. Шумы округления моделируются с помощью дополнительных источников белого шума, включенных после умножителей. Модель Джексона базируется на следующих утверждениях: шумы округления от отдельных источников некоррелированы между собой; любые два отсчета шума от одного и того же источника некоррелированы; шум от каждого источника некоррелирован с входной последовательностью [1, с. 261].

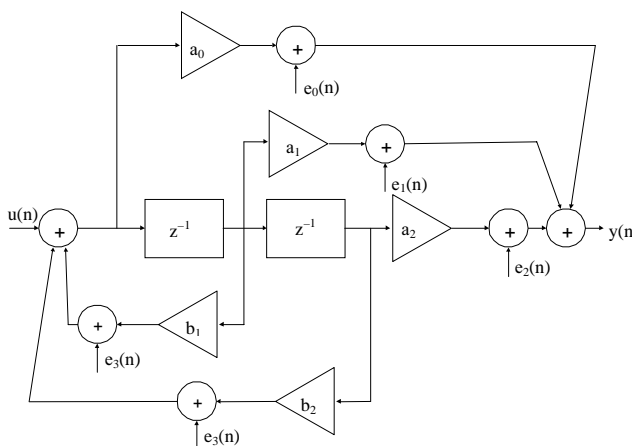


Рис. 5. Шумовая модель цифрового фильтра по канонической структурной схеме:

a_i, b_i — коэффициенты передач ветвей (соответствующие коэффициентам передаточной функции) канонической структуры ЦФ; $u(n), y(n)$ — соответственно входная и выходная последовательность ЦФ; $e_i(n)$ — дополнительные источники белого шума на выходе умножителей

Таким образом, определив ПФ от каждого источника шума, можно оценить выходной шум округления.

Чтобы производить вычисления шума округления структуры ЦФ, изменяя коэффициенты базисной передаточной функции, необходимо найти зависимость между коэффициентами базисной передаточной функции и коэффициентами передаточной функции исследуемой структуры. Для этого решается система алгебраических уравнений. После получения формул перехода значения коэффициентов передаточных функций исследуемых структур ЦФ пересчитываются через значения коэффициентов базисной передаточной функции. Обобщенный алгоритм исследований показан на рис. 6.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ. КОНСТРУИРОВАНИЕ

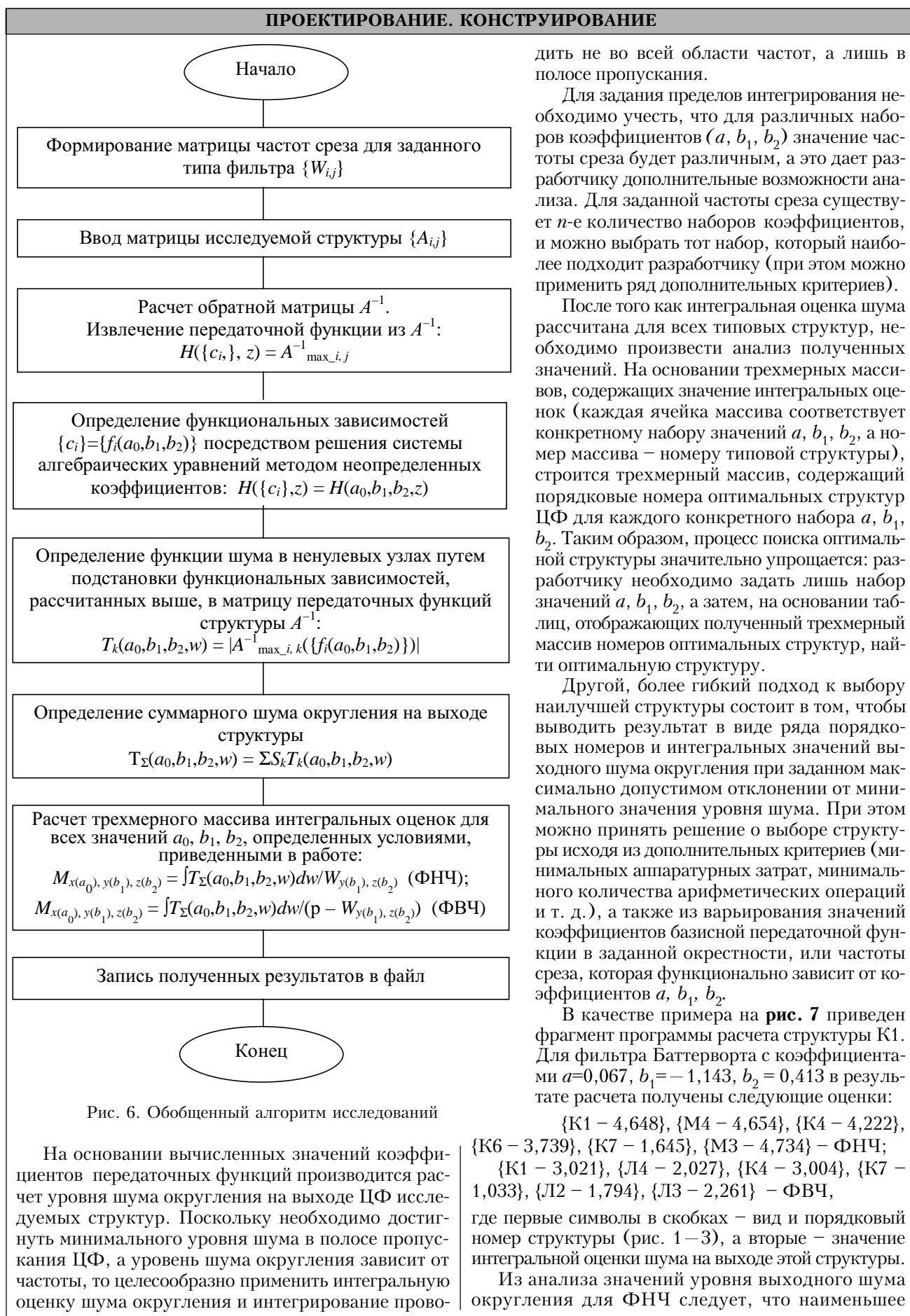


Рис. 6. Обобщенный алгоритм исследований

На основании вычисленных значений коэффициентов передаточных функций производится расчет уровня шума округления на выходе ЦФ исследуемых структур. Поскольку необходимо достигнуть минимального уровня шума в полосе пропускания ЦФ, а уровень шума округления зависит от частоты, то целесообразно применить интегральную оценку шума округления и интегрирование прово-

дить не во всей области частот, а лишь в полосе пропускания.

Для задания пределов интегрирования необходимо учесть, что для различных наборов коэффициентов (a, b_1, b_2) значение частоты среза будет различным, а это дает разработчику дополнительные возможности анализа. Для заданной частоты среза существует n -е количество наборов коэффициентов, и можно выбрать тот набор, который наиболее подходит разработчику (при этом можно применить ряд дополнительных критериев).

После того как интегральная оценка шума рассчитана для всех типовых структур, необходимо произвести анализ полученных значений. На основании трехмерных массивов, содержащих значение интегральных оценок (каждая ячейка массива соответствует конкретному набору значений a, b_1, b_2 , а номер массива – номеру типовой структуры), строится трехмерный массив, содержащий порядковые номера оптимальных структур ЦФ для каждого конкретного набора a, b_1, b_2 . Таким образом, процесс поиска оптимальной структуры значительно упрощается: разработчику необходимо задать лишь набор значений a, b_1, b_2 , а затем, на основании таблиц, отображающих полученный трехмерный массив номеров оптимальных структур, найти оптимальную структуру.

Другой, более гибкий подход к выбору наилучшей структуры состоит в том, чтобы выводить результат в виде ряда порядковых номеров и интегральных значений выходного шума округления при заданном максимально допустимом отклонении от минимального значения уровня шума. При этом можно принять решение о выборе структуры исходя из дополнительных критериев (минимальных аппаратных затрат, минимального количества арифметических операций и т. д.), а также из варьирования значений коэффициентов базисной передаточной функции в заданной окрестности, или частоты среза, которая функционально зависит от коэффициентов a, b_1, b_2 .

В качестве примера на рис. 7 приведен фрагмент программы расчета структуры К1. Для фильтра Баттерворта с коэффициентом $a=0,067, b_1=-1,143, b_2=0,413$ в результате расчета получены следующие оценки:

{K1 – 4,648}, {M4 – 4,654}, {K4 – 4,222}, {K6 – 3,739}, {K7 – 1,645}, {M3 – 4,734} – ФНЧ; {K1 – 3,021}, {L4 – 2,027}, {K4 – 3,004}, {K7 – 1,033}, {L2 – 1,794}, {L3 – 2,261} – ФВЧ,

где первые символы в скобках – вид и порядковый номер структуры (рис. 1–3), а вторые – значение интегральной оценки шума на выходе этой структуры.

Из анализа значений уровня выходного шума округления для ФНЧ следует, что наименьшее

$$A = (a_0, a_1, a_2, b_1, b_2, z) := \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & b_1 & b_2 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -z^{-1} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -z^{-1} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -a_0 & -a_1 & -a_2 & 1 \end{bmatrix} \quad B := \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 3 \end{bmatrix}$$

$A_INV(a_0, a_1, a_2, b_1, b_2, z) := A(a_0, a_1, a_2, b_1, b_2, z)^{-1}$
 $H_1(a_0, a_1, a_2, b_1, b_2, z) := A_INV(a_0, a_1, a_2, b_1, b_2, z)_{5,0} \rightarrow H_2(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}, z) := \frac{a_{0_{1f}} + 2a_{0_{1f}} z + a_{0_{1f}} z^2}{b_{2_{1f}} + b_{1_{1f}} z + z^2}$
 Given $a_0 = a_{0_{1f}} \quad a_1 = 2a_{0_{1f}} \quad a_2 = a_{0_{1f}} \quad b_1 = b_{1_{1f}} \quad b_2 = b_{2_{1f}}$
 $F(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}) := \text{Find}(a_0, a_1, a_2, b_1, b_2) \rightarrow$
 $a_{0_1}(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}) := F(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}})_{0 \rightarrow}$
 $a_{1_1}(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}) := F(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}})_{1 \rightarrow}$
 $a_{2_1}(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}) := F(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}})_{2 \rightarrow}$
 $b_{1_1}(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}) := F(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}})_{3 \rightarrow}$
 $b_{2_1}(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}) := F(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}})_{4 \rightarrow}$
 $w, a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}} = \text{real}$
 $K_Im(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}, w) := \text{Im}((T(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}, z)))$ substitute, $z = \cos(w) + i \sin(w)$
 complex \rightarrow
 simplify
 $K_Re(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}, w) := \text{Re}((T(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}, z)))$ substitute, $z = \cos(w) + i \sin(w)$
 complex \rightarrow
 simplify
 $K_Mod(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}, w) := K_Im(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}, w)^2 + K_Re(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}, w)^2$
 $T1_{26}(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}, w) := K_Mod(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}, w) \text{ simplify } \rightarrow$
 $T1(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}, w) := T1_{26}(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}, w) \cdot 2 + 3$
 $S1(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}, wcp) := \frac{1}{wcp} \int_{0,01}^{wcp} T1(a_{0_{1f}}, b_{1_{1f}}, b_{2_{1f}}, w) dw$
 $i := 1..9 \quad j := 1..39 \quad k := 1..19 \quad x_i := \frac{i}{10} \quad y_j := -2 + \frac{j}{10} \quad z_k := -1 + \frac{k}{10}$
 $M1_{j-1, k-1} := \text{if}(((j \geq 20)(k \geq j - 20) + (j < 20)(k > 20 - j)), S1(x_i, y_j, z_k, W_{j,k}), 10000)$
 $M9_{j-1, k-1} := \text{if}(((j \geq 20)(k \geq j - 20) + (j < 20)(k > 20 - j)), S1(x_9, y_j, z_k, W_{j,k}), 10000)$

Рис. 7. Фрагмент программы в пакете Mathcad 7 Pro для расчета структуры K1, приведенной на рис. 1, а

его значение имеет структура K7, а для ФВЧ — структуры K7 и L2. Из соображений простоты реализации, например, приоритет можно отдать структуре K7.

В заключение следует отметить, что проведенные исследования позволяют обоснованно подойти к выбору структуры цифрового фильтра по значениям коэффициентов передаточной функции, а предложенный подход является перспективным в условиях дефицита времени.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Справочник по устройствам цифровой обработки информации / Н. А. Виноградов, В. Н. Яковлев, В. В. Воскресенский и др. — К.: Техника, 1988.

2. Mullis C. T., Roberts R. A. Synthesis of minimum round-off noise fixed point digital filters // IEEE Trans. Circuits Syst. — Sept. 1976. — Vol. CAS-23. — P. 551–562.

3. Ситников В. С., Ступень П. В., Надоленко В. В. Применение метода пространства состояний к преобразованию структур цифровых фильтров // Тр. Одес. политехн. ун-та. — Одесса, 2000. — Вып. 2. — С. 138–141.

4. Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. — Л.: Энергоатомиздат, 1988.

5. Ситников В. С., Ступень П. В. Проверка устойчивости цифровых фильтров по передаточной функции // Тр. Одес. политехн. ун-та. — Одесса, 1999. — Вып. 1. — С. 160–162.