5. *Круглов В.В.* Нечеткая логика и искусственные нейронные сети. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2001. – 224 с.
6. Прикладные нечеткие системы / Под ред. Т. Тэрано, К. Асаи, М. Сугэно. – Минск: НТООО "ТетраСистемс", 1997. – 367 с.
7. *Кофман А.* Введение в теорию нечетких множеств: Пер. с франц. – М.: Радио и связь, 1982. – 432 с.
8. *Бандман О.А.* Специализированные процессоры для высокопроизводительной обработки данных. – Новосибирск: Наука, 1988. – 204 с.

УДК 621.301: 681.32

В.В. Сарычев, М.Г. Ткаченко

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ С ПЕРЕСТРАИВАЕМЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Одной из областей применения перестраиваемых цифровых фильтров являются интеллектуальные системы автоматизированного проектирования канальных процессоров систем сбора и обработки информации. Аппаратура сбора данных при испытании объектов должна поддерживать уровень достоверности и в экстремальных ситуациях, когда ценность информации значительно возрастает. В то же время, считается, что необходимым условием повышения эффективности информационно-телеметрического обеспечения является ограничение мощности информационных потоков [1]. Следовательно, первичные преобразователи в измерительных каналах должны уметь адаптивно перестраивать свои параметры. И, если технология управления коэффициентом усиления стала традиционной, то частотные параметры фильтров определяются на этапе проектирования из расчета максимальной интенсивности сигнала и остаются неизменными. Современные приемники потоков информации в достаточной степени интеллектуализированы и способны работать в синхронном и асинхронном режимах. Это дает возможность формировать потоки цифровых отсчетов от датчика с переменной частотой дискретизации. При этом и цифровые фильтры должны перестраиваться, поэтому задача проектирования таких фильтров является актуальной.

Одной из задач при проектировании является выбор типа цифрового фильтра, эффективного в плане вычислительных и временных затрат [2]. Несмотря на наличие высокопроизводительных сигнальных процессоров существует ряд приложений цифровой фильтрации, где актуальна проблема снижения вычислительных затрат (число операций на отсчет сигнала). Сократить их в ряде случаев можно путем применения рекурсивных фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ) вместо нерекурсивных, которые, как и нерекурсивные, могут иметь линейную фазовую характеристику. Рекурсивный КИХ-фильтр общего вида может иметь следующую структуру (рис. 1).

Реализация такого фильтра осуществляется следующим образом. Задается исходная КИХ или ее аппроксимация в виде:

$$g(n)=\sum_{r=1}^{R} g_r(n),\ g_r(n)=\begin{cases} d_{r,p}n^p + d_{r,p-1}n^{p-1} + \ldots + d_{r,1}n + d_{r,0},\ n_r^{left} \le n \le n_r^{right}, \\ 0,\ \text{иначе}, \end{cases}$$

где $g_r(n)$ – отрезки полиномов в общем случае разной степени с разными постоянными коэффициентами $d_{r,p}$; r – номер отрезка; R ≥1 – число отрезков; $n_r^{left} \le n_r^{right}$ – соответственно левые и правые границы отрезков. Обычно выбирается $n_{r-1}^{right} + 1 = n_r^{left}$ (отрезки расположены вплотную).

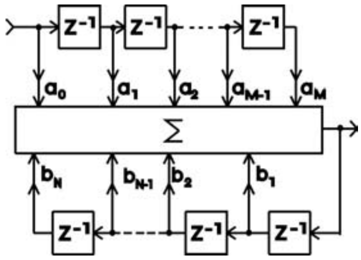

Рис. 1. Структура рекурсивного КИХ-фильтра общего вида

Коэффициенты нерекурсивной части фильтра $a_m = \nabla^{p_{\max}+1} g(m)$, где $\nabla^{p_{\max}+1} g(m)$ – (p_{max}+1)-я обратная конечная разность от КИХ g(m), p_{max} – максимальная степень отрезков $g_r(n)$ для $1 \le r \le R$. Если учесть, что $\nabla^{p_{\max}+1} g(m) = 0$ всюду, кроме $n_r^{left} \le m \le n_r^{left} + p$ или $n_r^{right} \le m \le n_r^{right} + p$, то для отрезков, расположенных вплотную,

$$a_m = \begin{cases} \nabla^{p_{\max}+1} g_1(m), \; n_1^{left} \le m \le n_1^{left} + p_{\max}, \\ \sum\limits_{r=2}^{R} \left[\nabla^{p_{\max}+1} g_{r-1}(m) + \nabla^{p_{\max}+1} g_r(m)\right], \; n_r^{left} \le m \le n_r^{left} + p_{\max}, \\ \nabla^{p_{\max}+1} g_R(m), \; n_R^{right} \le m \le n_R^{right} + p_{\max}, \\ 0, \text{иначе}. \end{cases} \quad (1)$$

Для R = 1 вторая строка формулы игнорируется. Коэффициенты рекурсивной части

$$b_N = \begin{cases} (-1)^{N+1} C_{p_{\max}+1}^{N}, 1 \le N \le p_{\max} + 1, \\ 0, \textit{иначе}, \end{cases},$$

где C^N_{p+1} – биномиальные коэффициенты.

Если отрезки полиномов расположены вплотную, вычислительные затраты составляют (R+2)(p_{max}+1) сложений и столько же умножений на отсчет сигнала. Выигрыш по затратам в сравнении с нерекурсивными фильтрами с исходной КИХ g(m) будет K ≥ M / [(R+2)(p_{max}+1)], где M – длина КИХ g(m). Обычно p_{max} ≤ 4-6, поэтому при больших M выигрыш получается значительным.

По сравнению со структурами общего вида (рис.1) структуры на интеграторах независимо от R требуют на p_{max} умножений меньше (умножение на b_N = 1 в структуре (рис.1) не учитываем). Однако в структурах на интеграторах разрядность чисел больше из-за усиления высокочастотной части спектра входного сигнала дифференциатором (p_{max}+1)-го порядка, входящим в нерекурсивную часть. Для структуры (рис.1) такой эффект отсутствует, так как усиление этой части компенсируется одновременным ослаблением ее интегратором (p_{max}+1)-го порядка (рекурсивная часть). Для снижения разрядности рекомендуется применять полиномы возможно меньшей степени (2-3, максимум 4), что, однако, приводит к росту вычислительных затрат (до 30%).

Коэффициенты a_m в цепях прямых связей одинаковы как для структуры общего вида, так и для структур на интеграторах, что позволяет применять формулу (1) для этих методов, если отрезки КИХ расположены вплотную.

Недостатком предложенного метода является то, что для обеспечения конечности импульсной характеристики и устойчивости фильтров необходимо точное выполнение операций в фильтре.

В случае реализации фильтра в виде каскадного соединения нерекурсивной части (см. рис. 1 для $b_N = 0$) и рекурсивной (см. рис. 1 для $a_0 = 1$, остальные $a_m = 0$) операции в этих частях должны выполняться точно. Умножение на постоянный коэффициент в цепи соединения частей допускается, но также должно выполняться точно.

Для устранения этого недостатка предлагается введение в цепь обратной связи интеграторов умножения на постоянный коэффициент $\alpha < 1$, но $\alpha \approx 1$, обеспечивающий затухание ИХ интегратора, а также устойчивость фильтра в целом даже при неточном выполнении операций. Разностное уравнение интегратора с затуханием $y(n) = x(n) + \alpha y(n-1)$, где $y(n)$ – выходной сигнал, $x(n)$ – входной. ИХ рекурсивного фильтра в этом случае будет являться квазиконечной. Под квазиконечностью ИХ понимается наличие малой остаточной бесконечной ИХ (БИХ).

При введении затухания возникает ряд погрешностей. Одна из них – погрешность округления или усечения из-за дробности α. Поскольку на каждом такте происходит умножение α на содержимое сумматора, а на следующем такте это произведение снова поступает на сумматор, разрядность содержимого сумматора быстро растет (в основном за счет дробной части). Это приводит к округлению или усечению чисел. Другая погрешность проявляется в искажении формы исходной ИХ $h_s(n)$ (рис. 2, ИХ $h_r(n)$ при $0 \le n \le M-1$). Третья погрешность выражается в появлении затухающей остаточной БИХ из-за введения затухания в интеграторы (рис. 2, ИХ $h_r(n)$ при $n \ge M$). Искажения формы ИХ, а также наличие остаточной БИХ приводят к квазилинейности фазовой характеристики, если фазовая характеристика исходного фильтра (до введения затухания) была линейной.

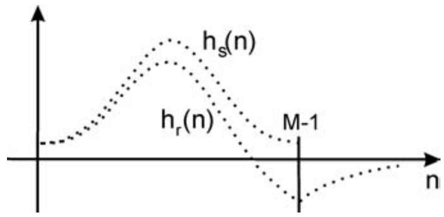

Рис. 2. Исходная импульсная характеристика $h_s(n)$ и импульсная характеристика $h_r(n)$, искаженная после введения затухания

Уровень остаточной БИХ может быть уменьшен до величины, соизмеримой с погрешностью квантования путем компенсации этой БИХ для каждого интегратора. Для этого на вход i-го интегратора подается входной сигнал фильтра, задержанный на M тактов, умноженный на $-h_{r\,i}(M)$, где $h_{r\,i}(n)$ – отклик i-го интегратора на единичный импульс (дискретная δ-функция), поданный на вход фильтра (не интегратора). Если на входе интегратора уже имеется связь с такой задержкой, то для ограничения ИХ достаточно из соответствующего весового коэффициента вычесть $h_{r\,i}(M)$.

Для уменьшения разрядности чисел рекомендуется включать интеграторы после нерекурсивной части, так как входящий в эту часть дифференциатор обеспечит отсутствие постоянных составляющих на входе любого интегратора и предотвратит их накопление.

Таким образом, предлагаемый метод позволяет строить рекурсивные фильтры общего вида с квазиконечной ИХ. В случае квазисимметричной или квазиантисимметричной ИХ фазовая характеристика будет квазилинейной. Эксперименты показали, что при компенсации остаточных БИХ их уровень соизмерим с погрешностями квантования чисел в процессоре (для процессора Intel Pentium – 10^{-6} и 10^{-15} соответственно для 32- и 64-разрядных чисел с плавающей точкой). Для ИХ в виде аппроксимации окна Хэмминга двумя отрезками полинома 3-й степени, $\alpha = 0.99999$, $M = 5000$, фазовая погрешность на частоте среза составила 0,05°, а среднеквадратическое значение этой погрешности в полосе пропускания – 0,02°.

Таким образом, в интеллектуальных системах автоматизированного проектирования при жестких ограничениях, накладываемых на время перестройки параметров, целесообразно использовать рекурсивные фильтры с конечной или квазиконечной импульсной характеристикой.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Воронцов В.Л., Лукин Р.П.* Повышение эффективности информационно-телеметрического обеспечения в условиях риска потерь информации // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2006, №3.
2. *Сарычев В.В., Ткаченко М.Г.* Использование цифровых фильтров в канальных процессорах информационно-измерительных систем. – М.: Естественные и технические науки. 2008, №1.

УДК 681.324

Ю.А. Цветкова

КОМПЛЕКСНЫЙ ПОДХОД К ПОВЫШЕНИЮ ЭФФЕКТИВНОСТИ МНОГОМАШИННЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Введение. Современное развитие средств моделирования требует от компьютеров (ЭВМ) все большей производительности, повышение которой идет по пути создания разнообразных аппаратных ускорителей (акселераторов (АК)) вычислительного процесса и вычислительных систем (ВС) [1-5].

Среди ВС наиболее эффективны по набору показателей (производительность /стоимость; широкий класс приложений; надежность; маштабируемость и др.) многомашинные (кластерные) ВС на базе сетевых Switch-технологий, которые в настоящее время широко применяются при построении разнообразных Grid-систем [2, 6].

Статья посвящена комплексному подходу к повышению эффективности многомашинной ВС путем эволюции ее структуры (объединение кластера ЭВМ и кластера акселераторов на базе сетевой Switch-технологии) и оптимизация обработки соответствующего этой структуре класса задач. Данная структура ВС позволяет эффективно обрабатывать широкий класс практически важных задач.

1. Условия эффективности обработки задач в ВС. Задача с объемом счета (v) в простых операциях (ОП) может быть выполнена одним процессором (узлом)