

Анализ проблем цифровой фильтрации и пути их решения

А.В. Велигоша

ФГАОУ ВПО «Северо-Кавказский федеральный университет» (г. Ставрополь),
aveligosha@mail.ru

Аннотация — Проведено обоснование целесообразности применения в ЦФ модулярных кодов. При обработке данных большой разрядности увеличиваются аппаратные затраты на реализацию ЦФ, функционирующих в СОК. Для снижения аппаратных затрат предложено проводить уменьшение диапазона представления данных за счет проведения операции масштабирования в вычислительных каналах модулярного ЦФ. Это также обеспечивает уменьшение аппаратных затрат, требуемых для ЦФ СОК, за счет упрощения алгоритма обратного преобразования данных из СОК в позиционную систему счисления по сравнению с существующими методами. Показаны принципы выполнения немодулярных процедур в модулярной арифметике и эффективность ее корректирующих кодов.

Ключевые слова — цифровой фильтр, ортогональные базисы, система остаточных классов, модулярные коды, система оснований, рабочие основания, контрольные основания, ранг числа, диапазон представления, выходной отсчет, способ, адаптивный цифровой фильтр.

1. ВВЕДЕНИЕ

Цифровая фильтрация является важной операцией цифровой обработки сигналов, находящей самое широкое применение в различных областях науки и техники. Реализуется она с помощью цифровых фильтров (ЦФ), которые представляют собой системы, предназначенные для преобразования структуры входного сигнала к виду, определяемому характером его дальнейшего использования. ЦФ относятся к классу линейных дискретных систем, взаимосвязь между входным $x(i)$ и выходным $y(i)$ дискретными сигналами в которых определяется следующим разностным уравнением [1]:

$$y(i) = \sum_{l=0}^{N-1} b_l x(i-l) - \sum_{k=1}^{L-1} a_k y(i-k). \quad (1)$$

Здесь пределы суммирования N и L и величины a_k и b_l являются параметрами фильтра, причем коэффициенты a_k и b_l могут быть либо константами, либо отсчетами решетчатых функций, зависящих от дискретного времени i .

Сигналы $x(i)$ и $y(i)$ могут быть как вещественными, так и комплексными. Уравнение (1) можно рассматривать как алгоритм вычисления $y(i)$, т.е. алгоритм работы ЦФ. Его реализация в виде устройства

приведет к аппаратному способу реализации ЦФ, а программирование на выбранном языке – к программному способу реализации ЦФ.

Как правило, решение уравнения (1), т.е. решетчатую функцию $\{y(i)\}$, требуется определить при $i \geq 0$. Если известны коэффициенты a_k и b_l , отсчеты входного сигнала $\{x(i)\}$ при $i \geq -N+1$ и начальные значения, то используя (1) можно рассчитать отсчеты $y(i)$ для любого $i \geq 0$. Уравнение (1) дает аналитическое описание ЦФ во временной области.

Цифровые фильтры принято делить на два класса: рекурсивные (РЦФ) и нерекурсивные (НЦФ) [1]. Если в уравнении (1) хотя бы один коэффициент a_k отличен от нуля, то фильтр называют рекурсивным. Если же в (1) все коэффициенты a_k равны нулю, то фильтр, реализующий такой алгоритм, называют нерекурсивным. Для него разностное уравнение (1) имеет вид:

$$y(i) = \sum_{l=0}^{N-1} b_l x(i-l). \quad (2)$$

Очевидно, что НЦФ представляет собой систему без обратной связи, а РЦФ – систему с обратной связью.

Для рекурсивных фильтров можно выделить четыре основные формы реализации: прямую, каноническую, каскадную (последовательную) и параллельную [1].

Все формы реализации РЦФ при одних и тех же входных данных и бесконечной разрядности представления чисел в ЦФ дают абсолютно одинаковые результаты, так как получены путем эквивалентных математических преобразований одного и того же исходного уравнения (1). Однако при ограниченной разрядной сетке представления чисел, что всегда имеет место в реальных ЦФ, эти формы приведут к различному результату, так как отличаются механизмом преобразования погрешностей округления. Каскадная форма, как правило, обеспечивает наименьший уровень собственных шумов фильтра [2]. Для нерекурсивных ЦФ возможны прямая и каскадная формы реализации.

В зависимости от характера импульсной характеристики (ИХ) цифровые фильтры принято делить на два класса: фильтры с конечной импульсной характе-

ристикой (КИХ-фильтры) и фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтры) [1]. Отметим, что все практически реализуемые НЦФ являются КИХ-фильтрами, а почти все РЦФ являются БИХ-фильтрами.

Преимущества НЦФ по сравнению с рекурсивными ЦФ сводятся к следующему [1, 2]:

- нерекурсивные ЦФ всегда имеют точную линейную фазо-частотную характеристику (ФЧХ);

- нерекурсивные ЦФ всегда устойчивы, учитывая линейность их ФЧХ можно проектировать фильтры с произвольной амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ);

- мощность собственных шумов НЦФ гораздо меньше, чем у РЦФ, т.к. у РЦФ происходит накопление собственных шумов, обусловленных обратными связями;

- для НЦФ при решении аппроксимационной задачи значительно проще определение их коэффициентов, влияние квантования которых на АЧХ можно более точно оценить, чем у РЦФ;

- НЦФ менее чувствительны к ошибкам квантования.

В результате проведенного анализа алгоритмов цифровой фильтрации, способов их реализации, практического применения ЦФ и их структур можно сделать следующие выводы:

- существующие ЦФ не обеспечивают требуемого качества фильтрации сигналов;

- используемые в трактах обработки сигналов ЦФ обладают существенными недостатками: первое – не обеспечивается требуемое быстродействие и точность вычислений; второе – ЦФ обладают частотными характеристиками, не позволяющими достаточно эффективно выделять сигналы на фоне помех, что снижает качество обработки сигналов;

- целесообразно использовать параллельно-конвейерную структуру ЦФ, реализованную на основе звеньев малого порядка.

Исходя из выше сказанного можно сделать вывод о том, что существующие на сегодняшний день средства и методы цифровой фильтрации не обеспечивают требуемого качества обработки сигналов. Это вызывает необходимость разработки теоретических основ принципов организации и функционирования ЦФ с привлечением новых принципов организации вычислений.

Одной из перспективных разновидностей устройств ЦОС являются устройства, функционирующие на основе непозиционных систем счисления, позволяющие обрабатывать данные по принципу распараллеливания алгоритмов выполнения элементарных арифметических операций [3]. Преимущества, получаемые в результате применения непозиционных кодов и недоступные для позиционных кодов, позволяют

создавать устройства ЦОС высокой производительности и надежности [4].

Однако при практической реализации вычислительных систем, например, адаптивных, основой, которых является КИХ-фильтр, разработчики сталкиваются со следующими проблемами [5]:

- требуется большое время на вычисление выходного отсчета, поскольку алгоритм подстройки коэффициентов фильтра требует большого количества итераций при его нахождении в адаптивной системе;

- порядок цифрового фильтра ЦФ составляет десятки-сотни отсчетов его импульсной характеристики, что определяет большие аппаратные и энергетические затраты при его реализации на существующей элементной базе.

Решение выявленных проблем возможно только путем повышения производительности и точности вычисления выходных отсчетов цифровых фильтров. Повышение производительности возможно путем применения параллельных методов обработки данных в ЦФ. Точность вычислений в ЦФ определяется конечной разрядностью вычислительных элементов фильтра [1, 2]. Увеличение длины слова обрабатываемых данных не всегда целесообразно и ограничено существующей элементной базой современных цифровых сигнальных процессоров. Повышение точности вычислений выходных отсчетов в ЦФ возможно за счет максимально точного представления его отсчетов импульсной характеристики.

Исследование вопросов синтеза ЦФ, обрабатывающих данные посредством распараллеливания алгоритмов выполнения элементарных арифметических операций, является важной и актуальной задачей. Распараллеливание на уровне элементарных арифметических операций достигается за счет разбиения числа на отдельные части, допускающие их независимую и параллельную обработку. Многочисленные исследования последних лет убедили в возможности построения систем обработки данных в непозиционной системе счисления – системе остаточных классов (СОК) [3, 4].

II. ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ ВЫЧИСЛЕНИЯ В ЦФ

Сегодня областями применения СОК являются: реализация алгоритмов ЦОС, адаптивные системы обработки данных, системы передачи данных, задачи структурной скрытности данных и другие. Система остаточных классов обладает рядом специфических свойств, не имеющих аналогов в позиционных системах счисления. Основными из них являются: табличная арифметика, неприменимая в позиционных вычислительных устройствах; возможность использовать новые принципы обнаружения и исправления ошибок вычислений [4, 5].

Использование методов табличной арифметики позволяет реализовать устройства и алгоритмы цифровой фильтрации с высоким быстродействием и малыми аппаратными затратами. Например, построение устройства табличного типа в позиционной системе счисления

ления для 16-ти разрядных данных является нереальным. При использовании СОК табличное арифметическое устройство, оперирующее с 16-ти разрядными двоичными числами, потребует 5-6 модулей ПЗУ, каждый емкостью примерно 105 бит, с временем выборки порядка единиц наносекунд.

Коды СОК обладают уникальными корректирующими способностями [5], при этом любые ошибки, независимо от мест их возникновения, обнаруживаются и исправляются при условии, что их количество не превосходит корректирующие возможности СОК. Схемы обнаружения и коррекции ошибок в СОК просты в построении, при этом необходимо отметить тот важный факт, что сложность этих схем практически не зависит от числа контрольных модулей, т.е. от корректирующих возможностей кода СОК. Корректирующие коды в СОК выгодно отличаются не только от любых других корректирующих кодов, но и от резервирования, для которого увеличение корректирующих возможностей связано с сильным усложнением схем контроля. Система остаточных классов с двумя контрольными основаниями позволяет сохранить работоспособность ЦФ при отказах двух его элементов, при этом его производительность и точность вычислений не снижаются. Последующие отказы элементов фильтра позволяют реализовать алгоритм обработки данных при некотором уменьшении точности вычислений.

Таким образом, вопросы практического внедрения СОК приобретают особую актуальность [3-5].

Если фиксированный ряд целых положительных чисел m_1, m_2, \dots, m_k является основаниями (модулями) СОК, то под системой остаточных классов понимается такая позиционная система счисления, в которой любое целое положительное число представляется в виде набора остатков от деления представляемого числа на выбранные основания системы:

$$X(a_1, a_2, \dots, a_k), \quad (3)$$

где a_1, a_2, \dots, a_k – наименьшие неотрицательные вычеты (остатки) числа по модулям m_1, m_2, \dots, m_k .

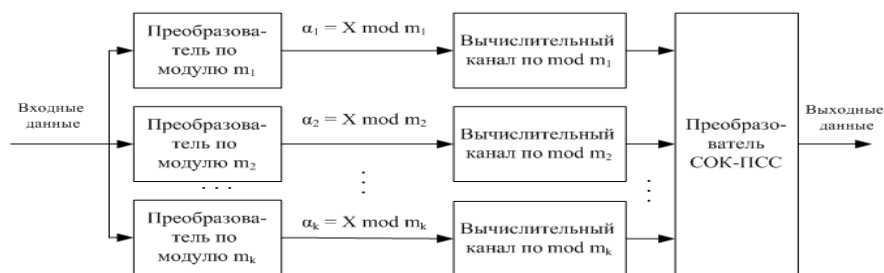


Рис. 1. Обобщенная структура цифрового фильтра СОК

При реализации алгоритмов цифровой фильтрации с использованием СОК возникает необходимость в выполнении немодульных процедур, таких как преобразование данных из позиционной системы счисления

Цифры a_i представления (3) по выбранным модулям образуются:

$$a_i = \text{rest} X \pmod{m_i} = X - \left[\frac{X}{m_i} \right] m_i, (\forall i \in [1, n]), \quad (4)$$

где $\frac{X}{m_i}$ – целочисленное частное, m_i – основания, которые являются взаимно простыми числами. Если $\forall i \neq j, (m_i, m_j) = 1$, то представление (3) является единственным, при условии $0 \leq X \leq M = m_1 \cdot m_2 \cdot \dots \cdot m_k$ – диапазон представимых чисел, т.е. существует число X , для которого $X \equiv a_i \pmod{m_i}$.

В СОК арифметические операции сложения, умножения и вычитания являются модульными и выполняются таблично [3-4]. Так как сравнения по одному и тому же модулю можно почленно складывать, вычитать и перемножать, то для суммы разности и произведения целых чисел A и B , представленных в СОК, справедливы соотношения:

$$|A \pm B| \pmod{M} = (|\alpha_1 \pm \beta_1| \pmod{m_1}, |\alpha_2 \pm \beta_2| \pmod{m_2}, \dots, |\alpha_k \pm \beta_k| \pmod{m_k}),$$

$$|A \cdot B| \pmod{M} = (|\alpha_1 \cdot \beta_1| \pmod{m_1}, |\alpha_2 \cdot \beta_2| \pmod{m_2}, \dots, |\alpha_k \cdot \beta_k| \pmod{m_k}).$$

Проведенные исследования возможности построения ЦФ на основе СОК позволили синтезировать структуру ЦФ, которая показана на рис. 1.

в СОК и обратно, вычисление ранга числа и других [5, 7].

Выполнение немодульных операций требует значительных временных и аппаратурных затрат, что снижает эффективность использования СОК в алго-

ритмах цифровой фильтрации. Проведенные оценки показали, что производительность ЦФ, функционирующих на основе СОК, значительно выше, чем производительность цифровых фильтров, реализованных на современных цифровых сигнальных процессорах. Сравнительная оценка производительности показала, что ЦСП Tms320с64хх (фт) обеспечивает выполнение базовой операции КИХ ЦФ за 0,3 нс на один отвод [3]. С уче-

том того, что КИХ ЦФ будет иметь импульсную характеристику $N = 20$, время вычислений составит 6 нс без учета времени, необходимого для вывода данных из ЦСП. При табличной реализации КИХ ЦФ время вычисления составит порядка 1 нс (с учетом обратного преобразования СОК-ПСС). С учетом того, что при реализации алгоритма в СОК требуется выполнять немодульные операции, структура ЦФ примет вид, показанный на рис. 2.

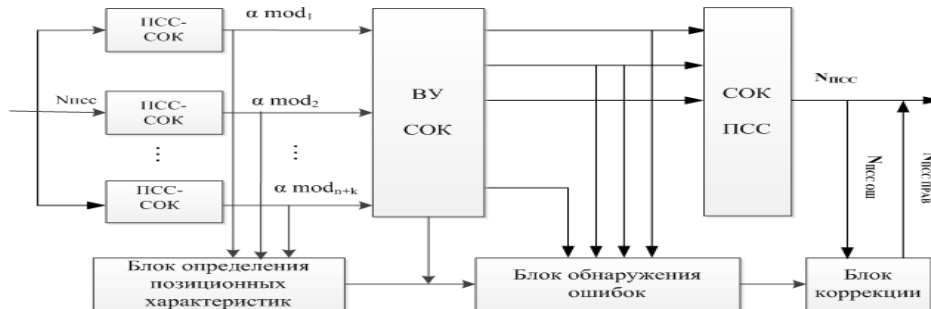


Рис. 2. ЦФ СОК с блоками вычисления позиционных характеристик

III. ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ВЫЧИСЛЕНИЙ ВЫХОДНЫХ ОТСЧЕТОВ В ЦФ

Одним из путей решения проблем цифровой фильтрации является реализация алгоритма цифровой фильтрации в алгебраической системе вычетов. На сегодняшний день имеется большое количество научных публикаций о преимуществах системы остаточных классов перед позиционной системой счисления в плане значительного повышения быстродействия, точности и отказоустойчивости работы ЦФ [6-8].

При организации функционирования модулярного ЦФ необходимо обеспечить, чтобы диапазон представления данных в СОК $D_{\text{СОК}}$ был не меньше диапазона их представления в позиционном представлении $D_{\text{ПСС}}$, т.е. должно выполняться следующее условие:

$$D_{\text{СОК}} \geq D_{\text{ПСС}}, \quad (5)$$

где $D_{\text{ПСС}} = 2^n - n$ – разрядность входных данных ЦФ; $D_{\text{СОК}} = m_1 m_2 \dots m_{n+k}$, $m_i = \overline{1, k}$ – основания СОК, которые должны быть взаимно простыми числами [8, 9]. Применение традиционных позиционных ЦФ в системах цифровой обработки сигналов (ЦОС) связано с недостаточной точностью вычисления выходных отсчетов. Это обусловлено ошибками квантования входных данных, ошибками вычисления отсчетов импульсной характеристики ЦФ и необходимостью проведения операций округления или усечения результатов выполнения базовой операции цифровой фильтрации – умножения с накоплением [7].

Для устранения этого недостатка применяют фильтры большого порядка (более 100) или проводят подстройку его коэффициентов, используя систему адаптации. Таким образом, имеет место следующее

противоречие: повышение точности вычислений снижает быстродействие вычисления выходного отсчета или значительно увеличивает аппаратные затраты, что является неприемлемым для многих практических приложений ЦФ. При работе ЦФ возможно переполнение при вычислении выходного отсчета. Для устранения этого эффекта и уменьшения диапазона обрабатываемых данных в модулярном цифровом фильтре предлагается использовать масштабирование. Необходимо отметить, что точность вычислений в модулярных ЦФ будет выше, чем точность вычислений в позиционных фильтрах за счет того, что СОК – это целочисленная алгебраическая система, и рассчитанные коэффициенты фильтра представляются абсолютно точно.

В докладе проведены оценки для реализации модулярного ЦФ, обрабатывающего 16-ти разрядные входные данные с 16-ти разрядными коэффициентами. Тогда диапазон входных данных составит $D_{\text{ПСС}} = 65536$. Для выполнения условия 5 выбрана следующая система оснований СОК:

$$m_1 = 2, m_2 = 5, m_3 = 7, m_4 = 11, m_5 = 13, m_6 = 19.$$

Для обеспечения, требуемой точности вычисления выходных отсчетов фильтра выбраны 16-ти разрядные коэффициенты. Следовательно, при выполнении операции умножения в вычислительном канале модулярного ЦФ результат должен быть 32-х разрядный, т.к. операцию округления или усечения применять нельзя по причине того, что изменится представление промежуточного результата в СОК в каждом вычислительном канале, и будет получен неправильный результирующий выходной отсчет фильтра. Учет этого обстоятельства потребовал выбора расширенной системы оснований, в которую включены основания:

$$m_{n+1} = 23, m_{m+2} = 29, m_{n+3} = 31, m_{n+4} = m_{n+k} = 37.$$

Следовательно, структура вычислительного устройства ЦФ будет включать 10 вычислительных каналов по модулям $m_1 \dots m_{10}$. Модуль $m_9 = 31$ введен с целью исключения переполнения (выхода за пределы диапазонов представления данных). Так как импульсная характеристика ЦФ имеет отрицательные коэффициенты, то их представление в СОК осуществляется во второй половине диапазона $D_{\text{СОК}}$ (числа 32768 - 65535), в первой половине от 0 до 32767 осуществляется представление входных данных и коэффициентов ЦФ, имеющих положительный знак. Значение модуля $m_1 = 2$ выбрано с точки зрения упрощения операции сравнения полученного результата с величиной $D_{\text{СОК}}/2$, т.е. определения области положительных или отрицательных чисел, в которую попал результат вычислений. Увеличение количества оснований приводит к увеличению аппаратных затрат. С целью их уменьшения предлагается провести масштабирование выходных отсчетов каждого вычислительного канала модулярного ЦФ. Операция масштабирования проводится путем деления полученного результата в каждом вычислительном канале на масштабирующий коэффициент D_M , который определяется как

$$D_M = m_{n+1}m_{m+2}m_{n+3}m_{n+4}. \quad (6)$$

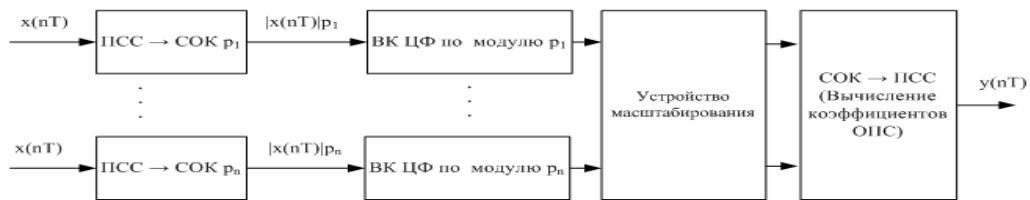


Рис. 3. Структурная схема ЦФ, функционирующего на основе СОК, с учетом предлагаемого метода

Проведенный анализ показывает, что полученные отклики модулярного ЦФ совпадают со значением позиционного цифрового фильтра с коэффициентом масштабирования 10^5 . Данное значение было выбрано с условием целочисленного предоставления коэффициентов КИХ-фильтра 15 порядка.

При этом увеличение динамического диапазона фильтра привело к ситуации, когда для предоставления ортогональных базисов, которые используются для обратного преобразования из модулярного кода в позиционный код, требуется от 32 до 36 двоичных разрядов. Следовательно, перевод из кода СОК в код позиционной системы счисления (ПСС) на основе китайской теоремы об остатках с точки зрения схемных затрат не является оптимальным.

Рассмотрим ситуацию, когда модулярный ЦФ использует разработанный метод масштабирования. В этом случае коэффициент масштабирования будет определяться выражением (6) и для выбранной системы оснований СОК составит $D_M = 765049$.

Проведение масштабирования приводит к значительному уменьшению аппаратных затрат ввиду того, что преобразование выходных отсчетов модулярного ЦФ будет осуществляться не по 10 основаниям, а по 6: $m_1 = 2, m_2 = 5, m_3 = 7, m_4 = 11, m_5 = 13, m_6 = 19$.

Предложенный метод уменьшения диапазона представления данных в модулярных цифровых фильтрах является эффективным с точки зрения снижения аппаратных и временных затрат по причине того, что не требуется проводить вычисление ортогональных базисов и ранга числа, который используется при преобразовании данных из СОК в позиционную систему счисления традиционным способом. Подробно эти процедуры описаны в [9, 10]. При использовании предложенного способа масштабирования в модулярных ЦФ обратное преобразование данных из СОК в позиционную систему счисления будет осуществляться на основе коэффициентов обобщенной полиадической системы счисления (ОПС) [10-12], вычисляемых по основаниям $m_1 = 2, m_2 = 5, m_3 = 7, m_4 = 11, m_5 = 13, m_6 = 19$.

С учетом рис. 1 структурная схема модулярного ЦФ с масштабированием и переводом данных из СОК в ПСС на основе коэффициентов ОПС приведена на рис. 3.

После проведения масштабирования значения отклика ЦФ, представленные в коде СОК по основаниям $m_1 = 2, m_2 = 5, m_3 = 7, m_4 = 11, m_5 = 13, m_6 = 19$ поступают на входы преобразователя из модулярного кода в обобщенную полиадическую систему. Затем вычисленные коэффициенты ОПС умножаются на соответствующие основания ОПС.

Так как в процессе вычисления выходного отсчета в вычислительных каналах модулярного ЦФ проводилась операция масштабирования, то после их преобразования из СОК в позиционную систему счисления необходимо провести умножение полученного результата на константу, определяемую как

$$K = \frac{A_{\text{СОК полн } i}}{A_{\text{СОК мшст } i}}, \quad (7)$$

где $A_{\text{сокполн}i}$ – результат вычислений выходного отсчета до масштабирования; $A_{\text{сокмшп}i}$ – результат вычислений выходного отсчета после масштабирования.

Для обеспечения сходимости отмасштабированных результатов с откликом позиционного цифрового фильтра необходимо полученные результаты умножить на коэффициент коррекции, который для данного КИХ-фильтра составляет $K_{\text{кор}} = 7,652$.

При этом применение разработанного метода масштабирования позволило провести процедуру обратного преобразования из СОК в ПСС, используя 16-разрядные данные. Это сокращает схемные затраты на операцию преобразования в 1,78 раз по сравнению с использованием КТО без проведения масштабирования результатов.

Проведенные исследования позволяют сделать следующие выводы. При обработке данных большой разрядности увеличиваются аппаратные затраты на реализацию ЦФ, функционирующих в СОК. Для уменьшения диапазона представления данных в модулярных ЦФ и упрощения алгоритма обратного преобразования данных из СОК в позиционную систему счисления предложено провести масштабирование данных в вычислительных каналах фильтра. При этом также уменьшаются аппаратные затраты на реализацию преобразователя данных из СОК в позиционную систему счисления.

IV. ВЫВОДЫ

Применение ЦФ сопряжено с рядом проблем на фоне высоких требований к производительности и точности вычислений. Решение проблем цифровой фильтрации возможно на основе использования СОК, позволяющей распараллелить процесс выполнения арифметических операций и обеспечить более высокую точность вычислений, чем позиционные фильтры. Предложен способ масштабирования при вычислении выходных отсчетов в модулярных ЦФ, который обеспечивает повышение эффективности их функционирования.

Преимущества СОК обеспечивают повышение эффективности обработки данных при цифровой обработке сигналов за счет того, что она обладает максимальным уровнем внутреннего параллелизма, а использование свойств кольца позволяет использовать табличную арифметику.

Избыточные модулярные коды позволяют обнаруживать и исправлять ошибки не только в передаче числовой информации, но и при выполнении арифме-

тических операций, при этом возможно построение отказоустойчивых вычислительных устройств.

В настоящее время проводятся исследования по совершенствованию выполнения немодулярных процедур СОК, что позволит в полной мере использовать ее преимущества при реализации алгоритмов цифровой фильтрации. Сегодня разработаны и внедрены в практику модели цифровых фильтров, процессоры вычисления дискретного преобразования Фурье (ДПФ), функционирующие в СОК.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов: Учебн. пособие. – М.: Радио и связь, 1990. – 256 с.
- [2] Голд Б., Рейдер Ч. Цифровая обработка сигналов. – М.: Советское радио, 1973. – 367 с.
- [3] Червяков Н.И., Сахнюк П.А., Шапошников А.В., Ряднов С.А. Модулярные параллельные вычислительные структуры нейропроцессорных систем. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. 288 с.
- [4] Велигоша А.В. Обоснование и выбор эффективного метода реализации адаптивных цифровых фильтров / Велигоша А.В. // Теория и техника радиосвязи. – 2012. – № 1. – С. 66 – 72.
- [5] Велигоша А.В. Новый метод представления данных в модулярных кодах для цифровой обработки сигналов // Теория и техника радиосвязи. 2011. № 2. С. 69–75.
- [6] Червяков Н.И., Калмыков И.А., Велигоша А.В., Иванов П.Е. Цифровые фильтры в системе остаточных классов / Червяков Н.И., Калмыков И.А., Велигоша А.В., Иванов П.Е. // Радиоэлектроника. – 1995. – Т.38. №8. – С.11–20.
- [7] Калмыков И.А., Калмыков М.И. Структурная организация параллельного спецпроцессора цифровой обработки сигналов, использующего модулярные коды / Калмыков И.А., Калмыков М.И. // Теория и техника радиосвязи. – 2014. – № 2. – С. 60 – 66.
- [8] Велигоша А.В. Оптимизация структуры и алгоритмов функционирования непозиционного цифрового фильтра / Велигоша А.В. // Теория и техника радиосвязи. – 2010. – № 4. С. 82 – 88.
- [9] Червяков Н.И., Сахнюк П.А., Шапошников А.В., Ряднов С.А. Модулярные параллельные вычислительные структуры нейропроцессорных систем. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 288 с.
- [10] Червяков Н.И. Применение системы остаточных классов в цифровых системах обработки и передачи информации. – Ставрополь: СВВИУС, 1984. – 84 с.
- [11] Коляда А.А., Пак И.Т. Модулярные структуры конвейерной обработки цифровой информации. – Минск.: Университетское, 1992. – 256 с.
- [12] Калмыков И.А. Математические модели нейросетевых отказоустойчивых вычислительных средств, функционирующих в полиномиальной системе классов вычетов / Под ред. Н.И. Червякова. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2005. – 276 с.

Analysis of problems of digital filtering and way of their solution

A.V. Veligosha

Federal State Educational Institution of Higher Professional Education North-Caucasus Federal University (the city of Stavropol), aveligosha@mail.ru

Keywords — digital filter, orthogonal bases, system of residual classes, modular codes, system of the bases, working bases, control bases, number rank, representation range, output counting, method, the adaptive digital filter.

ABSTRACT

One of the varieties of devices of digital signal processing (DSP) are devices, functioning on the basis of non-radix notations allowing to process data on the principle of multisequencing of algorithms of execution of arithmetical operations. Application of non-positional codes allows providing high performance and reliability of TsOS devices.

Functioning of the digital filters (DF) constructed on the modern element basis is connected to the following contradiction: increase of accuracy of computation reduces high-speed performance of computation of output counting or considerably increases the hardware expenses that is unacceptable.

In this article, estimates for implementation of modular TsF processing 16 bit input data and 16 bit coefficients are made. Therefore, in case of execution of operation of multiplication in the computing channel of modular TsF, result shall be 32nd bit since operation of rounding or truncation can't be applied for the reason that representation of the intermediate result in the system of residual classes (SRC) in each computing channel will change and wrong resulting output counting of the filter will be received. Taking this into consideration, the expanded system of the bases should be chosen.

Increase in quantity of the bases leads to increase in instrumental expenses. For the purpose of their reduction it is offered to carry out scaling of output counting of each computing channel of modular DSP. Scaling operation is performed as the division of the result received in each computing channel by the scaling coefficient.

Carrying out scaling leads to the considerable reduction of instrumental expenses in view of the fact that for conversion of output counting, modular DSP will be carried out by smaller quantity of the bases.

The offered method of reduction of the range of data representation in modular digital filters is effective both from the point of view of reduction of time expenditure for the reason that it isn't required to carry out computation of orthogonal bases, and a rank of number in case of data transformation from SRC to radix notation by a traditional method.

Since in the process of calculating the output sample scaling operation was performed in the computing channels of modular DSP, after their conversion from SRC into

a positional number system it is necessary to carry out multiplication of the result by a constant. To support convergence of the scaled results with the response of the positional digital filter it is necessary to apply correction coefficient to the received results.

Application of the offered scaling technique allows performing procedure of inverse transformation from SRC in PSS using 16-bit data. It allows to reduce circuit costs of operation of conversion by 1,78 times in comparison with the use of the Chinese theorem of residuals (CRT).

The basic principles of execution of non-modular procedures in modular arithmetics, which treat data transformation of radix notation to SRC and back, and diagrams of devices implementing them, are shown. The conclusion is drawn that application of modular codes provides high fail safety of DSP devices, at the expense of their unique adjusting opportunities.

REFERENCES

- [1] Gol'denberg L.M., Matjushkin B.D., Poljak M.N. Digital signal processing: Uchebn. posobie. – Moscow, Radio i svjaz', 1990. 256 p. (in Russian).
- [2] Gold B., Rejder Ch. Digital signal processing. - M.: Sovetskoe radio, 1973. 367 p. (in Russian).
- [3] Chervjakov N.I., Sahnjuk P.A., Shaposhnikov A.V., Rjadnov S.A. Modular parallel computing structures of neuroprocessor systems. Moscow, FIZMATLIT, 2003. 288 p. (in Russian).
- [4] Veligosha A.V. Reasons and choice of an effective implementation method of the adaptive digital filters, *Teorija i tehnika radiosvjazi*. 2012. No. 1. pp. 66–72. (in Russian).
- [5] Veligosha A.V. A new method of data representation in modular codes for digital signal processing, *Teorija i tehnika radiosvjazi*. 2011. No. 2. pp. 69–75. (in Russian).
- [6] Chervjakov N.I., Kalmykov I.A., Veligosha A.V., Ivanov P.E. Digital filters in system of residual classes, *Radioelektronika*. 1995. Vol. 38. No. 8. pp.11-20. (in Russian)
- [7] Kalmykov I.A., Kalmykov M.I. The structural organization of the parallel special processor of digital signal processing using the modular codes, *Teorija i tehnika radiosvjazi*. 2014. No. 2. pp. 60 - 66. (in Russian).
- [8] Veligosha A.V. Optimization of structure and algorithms of functioning of the not positional digital filter, *Teorija i tehnika radiosvjazi*. – 2010. - № 4. S. 82 - 88. (in Russian).
- [9] Chervjakov N.I., Sahnjuk P.A., Shaposhnikov A.V., Rjadnov S.A. Modular parallel computing structures of neuroprocessor systems. - M.: FIZMATLIT, 2003. – 288 s. (in Russian).
- [10] Chervjakov N.I. Use of system of residual classes in digital processing systems and information transfers. – Stavropol': SVVIUS, 1984. – 84 s. (in Russian).
- [11] Koljada A.A., Pak I.T. Modular structures of pipeline processing of digital information.– Minsk.: Universitetskoe, 1992. – 256 s. (in Russian).
- [12] Kalmykov I.A. Mathematical models of the neural network fault-tolerant computing means functioning in polyrated system of residue class, Pod red. N.I. Chervjakova. – M.: FIZMATLIT, 2005. – 276 s. (in Russian).