

УДК 621.396

## ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ФИЛЬТРОВ НА ПЛИС

*Спазхакин М.И., аспирант кафедры радиотехники Воронежского государственного технического университета, e-mail: spazhakinmi@rambler.ru.*

### FPGA BASED ENERGY-EFFICIENT IMPLEMENTATION OF HIGH-SPEED FIR FILTERS

*Spazhakin M.I.*

*A comparative analysis of technical solutions based on the using of hardware multipliers, logic elements, as well as on the combined using of different type resources is carried out in the article. It is shown that application of the combined method of digital filters realization in accordance with the proposed optimization technique allows to reduce the power consumption by 4-15 % compared to the implementation on logical elements and by more than 50% in relation to the implementation only on hardware multipliers.*

**Key words:** FIR filter, FPGA, ACO algorithm, CSD structure.

**Ключевые слова:** КИХ фильтры, ПЛИС, алгоритм АСО, структура CSD.

#### Введение

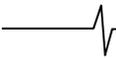
Цифровые фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ) широко применяются при обработке сигналов на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) в режиме реального времени. Фильтры могут быть построены на логических элементах (сумматорах, сдвигателях, линиях задержек и т.д.), либо использовать имеющиеся в большинстве современных ПЛИС аппаратные умножители. В случае высокоскоростной обработки одним из важных факторов, характеризующим качество реализации, оказывается потребляемая мощность. Эффективное проектирование фильтров требует снижения как его ресурсоемкости, так и энергоемкости.

Проектирование фильтров на базе современных ПЛИС опирается, как правило, на каноническую форму представления чисел со знаком (Canonical signed digit representation – CSD) [1]. Ресурсоемкость разработанного фильтра определяется общим числом сумматоров или общим числом ненулевых битов в коэффициентах фильтра. Задача снижения общего числа сумматоров в коэффициентах фильтра может быть отнесена к классу комбинаторных задач [2], для решения которых применяются методы линейного программирования [6]. Прямое решение данной комбинаторной задачи дает метод ветвлений и границ (Branch and Bound Method) [2], однако он требует значительных затрат времени. Значительно снизить время поиска оптимального набора коэффициентов можно за счет использования метаэвристических алгоритмов. К таким алгоритмам относятся генетические алгоритмы (Genetic Algorithm – GA) [3], оптимизация по алгоритму симуляции отжига (Simulated Annealing – SA) [4], метод оптимизации по алгоритму муравьиной колонии (Ant Colony Optimization – ACO) [5] и др. Последний подход и был взят за основу

*Проведен сравнительный анализ технических решений, базирующихся на использовании аппаратных умножителей, логических элементов, а также на комбинированном использовании ресурсов разного типа. Показано, что применение комбинированного способа реализации цифровых фильтров в соответствии с предлагаемой методикой оптимизации позволяет снизить потребляемую мощность на 4-15 % по сравнению с реализацией на логических элементах и более чем на 50 % по отношению к реализации фильтров лишь на аппаратных умножителях.*

настоящей работы, поскольку, согласно работе [6], применение АСО для решения задачи оптимизации набора коэффициентов фильтра позволяет получать более точные решения при сравнимых затратах машинного времени.

Отметим, что традиционная оценка эффективности алгоритмов оптимизации базируется на сравнении общего количества логических элементов, необходимых для реализации сумматоров, осуществляющих умножение обрабатываемых потоков сигналов на коэффициенты фильтра. Такой подход является достаточно объективной оценкой сложности, осуществляемой математической процедуры. Вместе с тем, подобная оценка не учитывает, что современные ПЛИС содержат определенное количество аппаратных умножителей, которые могут быть задействованы в реализации быстродействующих структур обработки. Не учитывает она также и тот факт, что наряду с минимизацией расхода ресурсов крайне важным параметром, определяющим практическую эффективность работы фильтра, является потребляемая для обработки сигналов мощность. Обеспечить одновременное снижение и затрат ресурсов ПЛИС, и потребляемой ПЛИС при обработке сигналов мощности можно за счет оптимизированного совместного использования для реализации фильтров как логических элементов, так и аппаратных умножителей. Целью проведенных исследований являлось получение совокупности правил, определяющих способы эффективного комбинирования в структуре фильтра блоков,



реализуемых на логических элементах, с блоками, базирующимися на аппаратных умножителях.

Эффективность технического решения оценивалась с позиций минимизации потребляемой мощности при ограничении затрат аппаратных ресурсов ПЛИС. Исследования проводились в условиях загрузки кристалла ПЛИС не менее чем на 60 %. Ориентация на подобную загрузку ПЛИС позволила, с одной стороны, снизить погрешности измерений, оказывающиеся значительными при малой её загрузке. С другой стороны, в указанных условиях ещё маловероятны аномальные временные ошибки, порождаемые особенностями трассировки при значительно загруженном кристалле; ПЛИС остаётся вполне работоспособной в широком диапазоне тактовых частот. Таким образом, осуществление тестирования при обозначенной загрузке кристалла позволило обеспечить компромисс между уверенным функционированием ПЛИС при максимально возможном быстродействии и минимизацией погрешностей, сопровождающих оценивание потребляемой мощности. Предполагалось, что для реализации фильтров на ПЛИС будет использована типовая в своем модельном ряду по обеспеченности ресурсами микросхема, такая, например, как Xilinx Zynq 7030.

Для корректного сравнения известных и предлагаемых технических решений ниже в статье проанализированы фильтры, реализованные с использованием:

- 1) умножителей;
- 2) CSD структур без оптимизации;
- 3) CSD структур, оптимизированных с использованием алгоритма АСО;
- 4) комбинации CSD структур и аппаратных умножителей.

Для каждого случая проведена оценка мощности, потребляемой ПЛИС при реализации быстродействующих проектов. На основе сопоставления затрачиваемых ресурсов и потребляемой мощности определены технические рекомендации по повышению энергоэффективности реализации КИХ фильтров на ПЛИС.

### Основы разработки КИХ фильтров

Практический интерес к КИХ фильтрам при цифровой обработке сигналов связан с их гарантированной устойчивостью и возможностью обеспечения строго линейной фазо-частотной характеристики (ФЧХ) за счет использования симметричных наборов коэффициентов фильтра [7]

$$a_n = \begin{cases} h(n), & n \leq \frac{N-1}{2}, \\ h(N-n), & n \geq \frac{N+1}{2}, \end{cases} \quad \text{при } N - \text{нечетном;} \quad (1)$$

$$a_n = \begin{cases} h(n), & n \leq \frac{N}{2}, \\ h(N-n), & n \geq \frac{N}{2} + 1, \end{cases} \quad \text{при } N - \text{четном.}$$

При подобных ограничениях остается лишь наложить требования на амплитудно-частотную характеристику (АЧХ), причем в частотной области также наблюдается симметрия – уже относительно нулевой

частоты, и потому рассматривать поведение АЧХ имеет смысл лишь на положительном интервале нормированной частоты  $[0, 0.5]$ . Для фильтра нижних частот (ФНЧ) с нормированной границей полосы пропускания  $f_p$  и нормированной границей полосы подавления  $f_s$  требования к идеальной АЧХ можно записать как

$$H(f) = 1 \quad \text{при } 0 \leq f \leq f_p, \quad (2)$$

$$H(f) = 0 \quad \text{при } f_s \leq f \leq 0.5.$$

Комплексный коэффициент передачи реализуемого КИХ фильтра может быть записан как

$$D(f) = \sum_{n=0}^N h(n) e^{-j2\pi f n} \quad (3)$$

где  $N$  – порядок цифрового КИХ фильтра,  $h(n)$  –  $n$ -й отсчет импульсной характеристики фильтра,  $f$  – нормированная частота ( $0 \leq f \leq 0.5$ ).

Реальная АЧХ всегда отличается от идеальной характеристики (2), однако при выполнении условия

$$|D(f) - H(f)| \leq \delta, \quad (4)$$

где  $\delta$  – допустимо малая погрешность, требования к точности реализации АЧХ фильтра считаются соблюденными. Для расчета коэффициентов фильтра может применяться обширный ряд алгоритмов, таких как алгоритм Паркса-Макклеллана или метод наименьших квадратов (МНК), результатами применения которых является набор коэффициентов фильтра в формате с плавающей точкой. Вместе с тем, для реализации фильтра посредством логических элементов ПЛИС набор коэффициентов должен быть представлен в квантованной форме

$$a_n = \sum_{k=0}^K b_{n,k} 2^{-k}, \quad b_{n,k} = \{\bar{1} = -1, 0, 1\} \quad (5)$$

где  $n$  – порядковый номер отсчета импульсной характеристики фильтра,  $k$  – порядковый номер битового разряда в представлении  $n$ -го коэффициента фильтра.

Представление в формате CSD требует дополнительно соблюдения правил

$$B_{n,k} = |b_{n,k}| + |b_{n,k+1}| \leq 1, \quad (6)$$

т.е. соседние разряды не должны быть отличны от 0 одновременно, и

$$\sum_{n=0}^N \sum_{k=0}^K |b_{n,k}| \leq \lambda, \quad (7)$$

что ограничивает число ненулевых разрядов в коэффициентах фильтра.

Классическая задача оптимизации заключается в минимизации погрешности  $\delta$  реализации АЧХ фильтра при соблюдении граничных условий (6) и (7).

Для сравнительного анализа известных и предлагаемых технических решений в рамках исследования каждым из перечисленных во введении способом были синтезированы 3 фильтра, отличающиеся требованиями к АЧХ и имеющие импульсную характеристику длиной 24, 68 и 128 отсчетов. Оценка энергоэффективности каждой реализации проводилась путем оценки и сопоставления ожидаемых мощностей потребления ПЛИС семейства Zynq Z30 с помощью встроенного в систему проектирования «vivado» модуля оценки мощности.

**Сравнительный анализ различных структур реализации КИХ фильтров Энергоэффективность КИХ фильтров, построенных на аппаратных умножителях**

Требование загрузки ПЛИС по меньшей мере на 60 % означает необходимость размещения на кристалле довольно большого количества фильтров. Вместе с тем, первый из тестируемых подходов предполагает использование лишь аппаратных умножителей. Их количество в ПЛИС ограничено, и при подобном подходе они будут заканчиваться быстрее всего. С учетом этого вариант реализации фильтров на умножителях рассматривается первым (автоматически определяя общее число реализуемых на кристалле фильтров с тестируемой длиной импульсной характеристики), а все прочие технические решения сопоставляются друг с другом и с этим базовым вариантом с целью оценки достигаемых качественных показателей для аналогичных по возможностям КИХ фильтров.

Мощность, потребляемая фильтром, зависит не только от длины его импульсной характеристики, но и от тактовой частоты его работы, причем линейному росту этой частоты соответствует прямо пропорциональный рост потребляемой мощности. Применительно к ПЛИС Zynq Z30 для максимальной тактовой частоты, равной 600 МГц, при реализации фильтров лишь на аппаратных умножителях были получены оценки мощности для 24-отводных фильтров – 10,64 Вт, для 68-отводных – 9,75 Вт, для 128-отводных – 9,20 Вт.

Примечание: Получение максимального значения потребляемой мощности при наименьшем порядке фильтра объясняется просто; для обеспечения 60 %-й загрузки ПЛИС количество фильтров малого порядка, размещенных на кристалле, оказывается заметно большим, чем число размещенных в той же ПЛИС фильтров с более протяженной импульсной характеристикой.

**Особенности КИХ фильтров, построенных на CSD структурах без оптимизации**

Для реализации аналогов синтезированных в п. 2.1 фильтров на логических элементах их коэффициенты были перекодированы в форму CSD (-1, 0, 1) в соответствии с представленным в [9] алгоритмом. Оценка мощности, которую на частоте 600 МГц будет потреблять совокупность фильтров, реализованных исключительно на сумматорах, сдвигателях и элементах памяти, оказалась равной для 24-отводных фильтров – 8,43 Вт, для 68-отводных – 7,23 Вт, для 128-отводных – 5,77 Вт.

**Преимущества КИХ фильтров на CSD структурах, оптимизированных по алгоритму АСО**

Полученная в предыдущем пункте структура фильтра на данном этапе выступала в качестве стартового приближения. Оптимизация вектора поразрядного представления коэффициентов фильтров

$$b = [b_{0,0}, b_{0,1}, \dots, b_{0,K}, \dots, b_{N/2,K}] \quad (8)$$

производилась итерационно в соответствии с алгоритмом АСО («муравьиной колонии»), описанным в [6]. Выбор перспективных вариантов CSD-представления ко-

эффициентов фильтров осуществлялся на основе минимизации целевой функции

$$F(\mathbf{b}) = \delta + \varphi_1(\mathbf{b}) + \varphi_2(\mathbf{b}), \quad (9)$$

где  $\varphi_1(\mathbf{b})$  – штрафная функция за превышение заданного суммарного числа ненулевых коэффициентов  $c1$ , в случае превышения ее значение равно разности фактического количества ненулевых коэффициентов и заданного:

$$\varphi_1(\mathbf{b}) = \begin{cases} 0, & \lambda \leq c1, \\ \lambda - c1, & \lambda > c1, \end{cases} \quad (10)$$

$\varphi_2(\mathbf{b})$  – штрафная функция за появление стоящих в соседних разрядах ненулевых коэффициентов, ее значение определяется общим количеством ненулевых соседних бит в векторе коэффициентов

$$\varphi_2(b) = \begin{cases} 0, & B_{n,k} < 1, \\ \sum_{n=0}^N \sum_{k=0}^K B_{n,k}, & B_{n,k} \geq 1. \end{cases} \quad (11)$$

Подробный механизм работы АСО представлен в [8], работа АСО при минимизации КИХ фильтров в [5], а для её визуализации полезно представить совокупность коэффициентов фильтра в виде вектора, где возможные поразрядные состояния величин  $b_{n,k}$  соединяются друг с другом траекториями, выбор оптимальной среди которых и является задачей оптимизации (рис. 1).

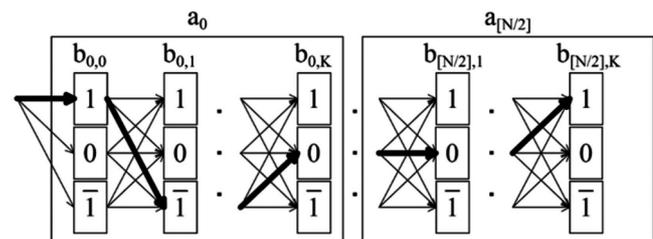
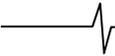


Рис. 1. Вектор  $\mathbf{b}$  при осуществлении оптимизации целесообразно представлять как совокупность путей, соединяющих возможные поразрядные представления коэффициентов фильтра

Классический механизм функционирования АСО можно кратко изложить следующим образом: на каждой итерации алгоритма из колонии муравьев с числом агентов  $N_a$  отбираются наиболее элитные ( $\sigma$ ), значение весовой функции для которых минимально. С учетом накопленной статистики на текущей и предыдущих итерациях производится корректировка пути. При оптимизации коэффициентов фильтра эта идея трансформируется в выбор на рис. 1 оптимального пути, представляющего вектор коэффициентов фильтра  $\mathbf{b}$  (8).

Оптимизация вектора коэффициентов фильтра включает следующие этапы:

1. На этапе инициализации прокладывается первоначальный путь (рис. 1) в соответствии с ранее рассчитанным набором коэффициентов фильтра. Путь, соответствующий начальному значению, задается некоторой начальной константой  $\tau$ , остальным переходам ставится в соответствие вес  $((1-\tau)/3)$ . Как правило, значение веса перехода  $\tau$  задается в диапазоне от 0,5 до 0,95 [10]. Физический смысл этой константы очень прост – чем ближе она к 1, тем в большей степени ко-



начная реализация фильтра будет похожа на первоначально заданную.

2. На этапе прокладки нового пути на каждой  $t$ -й итерации для всей популяции муравьиной колонии объемом  $N_a$  проводится расчет вероятности переходов между узлами  $b_{n,k}$  в  $b_{n,k+1}$  внутри коэффициента  $a_k$  и между коэффициентами  $a_k$  и  $a_{k+1}$ :

$$P_{n,k}^{lm}(t) = \frac{\tau_{n,k}^{lm}(t)}{\tau_{n,k}^{l\bar{1}}(t) + \tau_{n,k}^{l0}(t) + \tau_{n,k}^{l1}(t)} \quad (12)$$

Траектория движения каждого агента из популяции на  $t$ -й итерации от текущего узла  $I$  к следующему  $m = \{\bar{1}, 0, 1\}$  определяется на основании сравнения специально сгенерированного случайного числа  $r$  с равномерным законом распределения в диапазоне  $(0 \dots 1)$  с рассчитанными значениями вероятностей переходов для текущей итерации

$$b_{n,k} = \begin{cases} 0, & r < P_{n,k}^{l0}(t), \\ 1, & P_{n,k}^{l0}(t) < r < P_{n,k}^{l0}(t) + P_{n,k}^{l1}(t), \\ \bar{1}, & r > P_{n,k}^{l0}(t) + P_{n,k}^{l1}(t). \end{cases} \quad (13)$$

По окончании пути на текущей итерации для каждого агента находится значение весовой функции для данного пути.

3. На этапе обновления значений веса переходов проводятся следующие операции: из популяции объемом  $N_a$  отбираются  $\sigma - 1$  агентов, для которых значение весовой функции меньше оставшихся, а также лучший агент с наименьшим значением весовой функции. Обновление веса перехода на следующей  $(t+1)$  итерации проводится согласно выражению

$$\tau_{n,k}^{lm}(t+1) = \rho \cdot \tau_{n,k}^{lm}(t) + \sum_{\sigma=1}^{\sigma-1} \Delta \tau_{n,k}^{lm,u}(t) + \Delta \tau_{n,k}^{lm,bs}(t) \quad (14)$$

Значение параметра  $\rho = 0,9$  – степень влияния предыдущего значения пути,

$$\Delta \tau_{n,k}^{lm,u}(t) = \begin{cases} (\sigma - u) \cdot \frac{Q \cdot \delta_0}{L^u(t)}, & \text{условие 1} \\ 0, & \text{условие 2} \end{cases} \quad (15)$$

$$\Delta \tau_{n,k}^{lm,bs}(t) = \begin{cases} \sigma \cdot \frac{Q \cdot \delta_0}{L^{bs}(t)}, & \text{условие 3,} \\ 0, & \text{условие 4,} \end{cases} \quad (16)$$

где условие 1 – путь  $u$ -го агента проходит через узел  $I, m$ , условие 2 – не проходит; условие 3 – путь лучшего агента проходит через узел  $I, m$ , условие 4 – не проходит.

Набор коэффициентов, соответствующий достигнутому после заранее выбранного числа итераций минимальному значению целевой функции, рассматривается как результат оптимизации [10]. В ходе проведенных экспериментов было установлено, что начальное значения параметра веса перехода  $t$  целесообразно задавать в диапазоне от 0,7 до 0,9, более узком по сравнению с рекомендациями [10]; по-видимому, сужение интервала обусловлено ужесточением требований к АЧХ фильтров в текущей реализации по сравнению с требованиями из [10].

После оптимизации реализованные в ПЛИС филь-

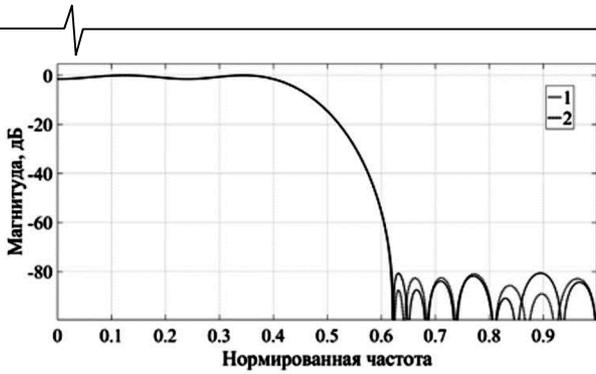
тры на максимальной тактовой частоте 600 МГц будут в совокупности потреблять: 24-отводные – 8,17 Вт, 68-отводные – 6,44 Вт, 128-отводные – 5,04 Вт. АЧХ полученных в результате оптимизации фильтров показаны на рис. 2-4.

### **Оптимизация структуры цифровых КИХ фильтров за счет комбинирования фильтров на логических элементах и фильтров на аппаратных умножителях**

Приведенные выше примеры показывают, что реализация фильтров на логических элементах позволяет повысить энергоэффективность по отношению к фильтрам на аппаратных умножителях, однако на практике ситуация не столь однозначная. Во-первых, строгое следование лишь последней стратегии явно нецелесообразно, т.к. ведет к значительному расходу логических элементов на фоне остающихся без использования умножителей. Во-вторых, наибольший выигрыш по расходу мощности возникает для тех фильтров, коэффициенты которых при оптимизации удается представить лишь одним-двумя значащими разрядами. Если же снижение числа значащих разрядов, представляющих коэффициенты фильтра, приводит к избыточной погрешности воспроизведения требуемой АЧХ фильтра и потому число ненулевых разрядов фильтра велико, то потребляемая мощность при CSD-реализации подобных структур не экономится, а возрастает. Это означает, что рациональное комбинирование двух вариантов реализации позволит не только экономнее тратить ресурсы ПЛИС (умножители и логику), но и дополнительно снизить потребляемую мощность. В пользу подобного предположения говорит и тот факт, что типовая гистограмма распределения числа ненулевых коэффициентов (табл. 1 – символом  $\rho$  обозначено распределение ненулевых разрядов, а символом  $\Sigma$  – функция распределения), требуемых для обеспечения высокого качества фильтрации при CSD представлении данных, содержит обычно не более 35 % коэффициентов, для представления которых необходимо более 4 ненулевых разрядов. Это позволяет высказать следующее предположение: «при количестве слагаемых не превышающем определенного числа ненулевых коэффициентов (как правило, не более 4) следует использовать реализацию умножителя на *csd*, в противном случае – использовать аппаратный умножитель».

С другой стороны, CSD умножитель, имеющей в своем составе не более 4 ненулевых разрядов и построенный на 3 сумматорах, имеет хорошую конвейерную дихотомическую структуру, что позволяет достигнуть максимального быстродействия схемы при реализации на ПЛИС.

Итак, для разработки энергоэффективной реализации КИХ фильтров классическую оптимизацию рекомендуется дополнить завершающей фазой, в ходе которой коэффициенты  $a_n$  согласно изложенному выше правилу разделяются на два подмножества: подмножество ACSD коэффициентов, реализуемых на логических элементах, и подмножество AAU коэффициентов, реализуемых на аппаратных умножителях. Применение

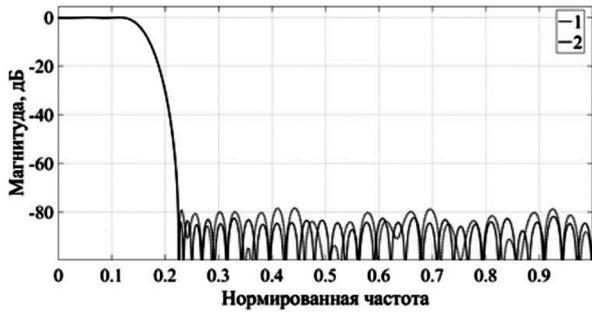


1 – исходная АЧХ с ограничением разрядности

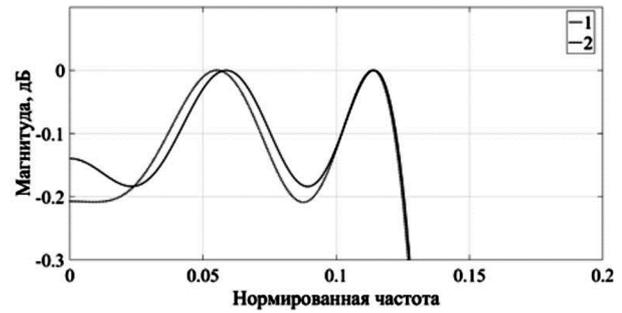


2 – АЧХ оптимизированного фильтра

Рис. 2. АЧХ 24-отводного фильтра

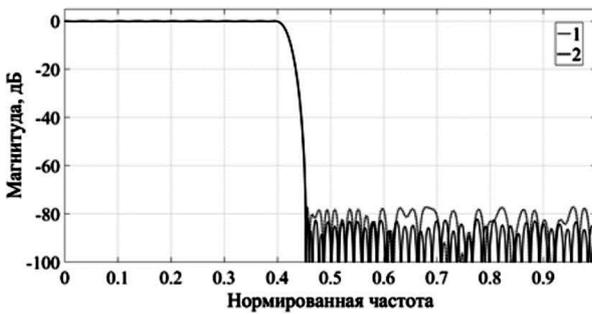


1 – исходная АЧХ с ограничением разрядности

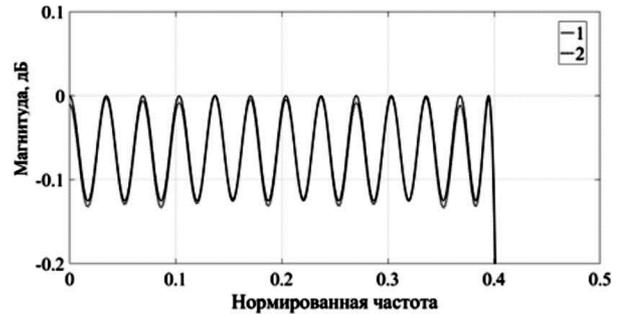


2 – АЧХ оптимизированного фильтра

Рис. 3. АЧХ 68-отводного фильтра



1 – исходная АЧХ с ограничением разрядности



2 – АЧХ оптимизированного фильтра

Рис. 4. АЧХ 128-отводного фильтра

Таблица 1. Распределение ненулевых разрядов в фильтрах с заданной длиной

Число ненулевых разрядов	Число отводов фильтра					
	24		68		128	
	$\rho$	$\Sigma$	$\rho$	$\Sigma$	$\rho$	$\Sigma$
0	0	0	0	0	0,016	0,016
1	0,083	0,083	0,029	0,029	0,063	0,079
2	0	0,083	0,147	0,176	0,234	0,313
3	0,167	0,250	0,206	0,382	0,313	0,626
4	0,417	0,667	0,383	0,765	0,266	0,892
5	0,250	0,917	0,088	0,853	0,078	0,970
6	0,083	1,000	0,118	0,971	0,030	1,000
7	0	1,000	0,029	1,000	0	1,000

подобной завершающей фазы энергоэффективной оптимизации позволило для набора ранее проанализированных фильтров снизить потребляемую мощность до величины 7,1 Вт для 24-отводных фильтров, 5,86 Вт – для 68-отводных и 4,86 Вт – для 128-отводных фильтров.

**Результаты исследований и сравнительный анализ показателей фильтров, реализуемых на основе разных методик оптимизации**

При проведении экспериментов по сопоставлению

ресурсоёмкости и энергоёмкости различных технических решений на кристалле ПЛИС семейства Zynq Z30 размещались 16 однотипных фильтров, имеющих 24 отвода, 8 фильтров с 68 отводами и 4 фильтра с 128 отводами. Сравнительный анализ расходов ресурсов ПЛИС при разных вариантах реализации приведен в табл. 2. Аббревиатура «Mult» в этой таблице отмечает столбец, содержащий сведения о фильтрах, построенных лишь на аппаратных умножителях. Аббревиатура «CSD» отмечает данные о структурах без оптимизации,

Таблица 2. Ресурсоёмкость протестированных технических решений

Расход ресурсов ПЛИС «логические элементы»/«умножители», %				
Длина фильтра	Способ реализации			
	CSD	CSDopt	CSDmult	Mult
24	143 / 0	138 / 0	100 / 100	25 / 300
68	137 / 0	126 / 0	100 / 100	32 / 430
128	126 / 0	111 / 0	100 / 100	52 / 910

Таблица 3. Энергоёмкость протестированных технических решений

Мощность, потребляемая на обработку сигналов, нормированная по отношению к минимальному значению, %				
Длина фильтра	Способ реализации			
	CSD	CSDopt	CSDmult	Mult
24	119	115	100	150
68	123	110	100	166
128	119	104	100	189

аббревиатура «CSDopt» – сведения о структурах, оптимизированных по алгоритму АСО, но не использующих аппаратные умножители. Рекомендуемые к использованию комбинированные решения представлены в столбце «CSDmult». При формировании табл. 2 ресурсоёмкость комбинированного решения была принята за эталонную, а расходы ресурсов при иных подходах представлены как нормированные относительно эталона значения. Как следует из представленных в табл. 2 сведений, комбинированная структура позволяет достаточно экономно использовать логические элементы ПЛИС (по сравнению с CSD-реализацией без оптимизации) и требует существенно меньшего числа умножителей по сравнению с «Mult» реализацией.

В табл. 3 представлены значения мощности, потребляемой фильтром при обработке сигналов, пронормированной к значению, соответствующему комбинированному варианту реализации. Сопоставление значений нормированной мощности показывает:

1) во всех случаях вариант комбинированной реализации фильтров, использующий как логические элементы ПЛИС, так и аппаратные умножители, оказывается наиболее энергоэффективным;

2) по отношению к фильтрам, реализуемым на умножителях, рекомендуемая методика проектирования высокоскоростных цифровых фильтров наиболее эффективна для многотводовых фильтров (с длиной импульсной характеристики в 100 отсчетов и более) и несколько менее эффективна для фильтров с короткой импульсной характеристикой;

3) по сравнению с оптимизированным вариантом реализации с использованием *csd* предлагаемая методика даёт наибольший выигрыш по потребляемой мощности для фильтров малого порядка и менее эффективна для фильтров большой длины;

4) имеет место определенная корреляция между табл. 2 и табл.3, хотя она не так однозначна, т.к. табл. 2 учитывает перераспределение ресурсов, а табл. 3 – полную потребляемую мощность (оценка по мощности интегральна, следовательно, учитывает суммарный вклад как умножителей, так и логических элементов).

## Заключение

При выборе способов аппаратной реализации высокоскоростных цифровых фильтров на ПЛИС известные методы оптимизации КИХ фильтров, как правило, позволяют лишь уменьшить число затрачиваемых логических элементов, но не в полной мере подходят для минимизации потребляемой ПЛИС мощности и не позволяют эффективно использовать такие аппаратные ресурсы, как расположенные на кристалле умножители. Целью проведенного исследования являлся по-

иск методики, позволяющей получать одновременно ресурсоэффективные и энергоэффективные решения, на основе сбалансированного использования как логических элементов ПЛИС, так и аппаратных умножителей. Предлагаемая в работе методика проектирования конкретизирует критерии оптимизации использования в проектах фильтров аппаратных ресурсов разного вида. Перераспределение ресурсов ПЛИС позволило одновременно снизить энергоёмкость обработки сигналов на 4...15 %, что делает предложенную в работе методику интересной для всех специалистов, заинтересованных в получении энергоэффективных решений.

## Литература

- Samueli H. «An improved search algorithm for the design of multiplierless FIR filters with powers-of-two coefficients», IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. 36, No. 7, pp. 1044-1047, 1989. DOI: 10.1109/31.31347.
- Takahashi N. and Suyama K. Design of CSD coefficient FIR filters based on branch and bound method, Proc. of ISCIT2010, pp. 575-578, 2010. DOI: 10.1109/ISCIT.2010.5665055.
- Arie Y. and Suyama K. Evolutionary stagnation avoidance for design of CSD coefficient FIR filters using GA, Proc. of ITC-CSCC 2016, 2016.
- Baudin R. and Lesthievant G. Design of FIR Filters with Sum of Power-of-Two Representation Using Simulated Annealing, 2014 7<sup>th</sup> Advanced Satellite Multimedia Systems Conference and the 13<sup>th</sup> Signal Processing for Space Communications Workshop (ASMS/SPSC). DOI: 10.1109/ASMS-SPSC.2014.6934565.
- Sasahara T. and Suyama K. An ACO approach for design of CSD coefficient FIR filters, Proc. of APSIPA ASC 2015, pp. 463-468, 2015. DOI: 10.1109/APSIPA.2015.7415314.
- Sasahara T. and Suyama K. Verification of search process in CSD coefficient FIR filter design, 2016 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS). DOI: 10.1109/ISPACS.2016.7824710.
- Алан В. Опленгейм, Рональд В. Шафер Цифровая обработка сигналов 3-е издание Техносфера 2012.
- Dorigo M. and Caro G.D., Ant colony optimization: a new meta-heuristic, Proc. of Congress on Evolutionary Computation 99, Vol.2, 1999, pp.1470-1477. DOI: 10.1109/CEC.1999.782657.
- Rui G. and DeBrunner L.S. A novel fast canonical-signed-digit conversion technique for multiplication. Proc. Of IEEE Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP-2011, pp. 1637-1640, 2011. DOI: 10.1109/ICASSP.2011.5946812.
- Sasahara T. and Suyama K. An Effectiveness of ACO Approach in Design of CSD Coefficient FIR Filters. Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS), 2015 International Symposium on. DOI: 10.1109/ISPACS.2015.7432839.