

Повышение эффективности реализации цифровых фильтров в ПЛИС

П.В. Плотников

Владимирский государственный университет, plotnikov_pv@inbox.ru

Аннотация — В статье проведен анализ сквозных маршрутов проектирования цифровых фильтров, используемых в современных САПР, и приведен ряд недостатков, которыми обладают данные системы. Предложен метод оптимизации коэффициентов цифровых фильтров, предназначенный для получения эффективных аппаратных реализаций фильтров в ПЛИС. Рассмотрено применение данного метода для проектирования квадратурного цифрового фильтра стандарта DECT.

I. ВВЕДЕНИЕ

Программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) становятся в последнее время все более распространенной элементной базой для применения в устройствах цифровой обработки сигналов (ЦОС). Благодаря развитой архитектуре, высокой тактовой частоте и невысокой цене ПЛИС незаменимы при макетировании и мелкосерийном производстве. Цифровые фильтры (ЦФ) являются основными устройствами многих систем ЦОС. Проектирование ЦФ для систем, реализуемых на ПЛИС, связано с решением задачи получения требуемых характеристик при минимальном количестве используемых логических элементов. Удачное решение этой задачи приводит к получению эффективной реализации ЦФ, а неудачное - к бессмысленной трате логических и трассировочных ресурсов микросхемы, к неоправданному увеличению потребляемой мощности, снижению быстродействия и повышению стоимости, что препятствует желанию разработчиков размещать свои системы на одном или малом числе кристаллов.

Цель данной статьи – выявление недостатков существующих маршрутов проектирования ЦФ в ПЛИС и иллюстрация эффективности предлагаемого метода оптимизации коэффициентов ЦФ на примере квадратурного ЦФ стандарта DECT.

II. АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ МАРШРУТОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЦФ В ПЛИС

Под *проектированием ЦФ* понимают процесс, в результате которого предьявляется программная или аппаратная реализация ЦФ, отвечающая заданным требованиям и ограничениям.

На рис. 1 показана схема, поясняющая основные этапы проектирования ЦФ в базе ПЛИС:

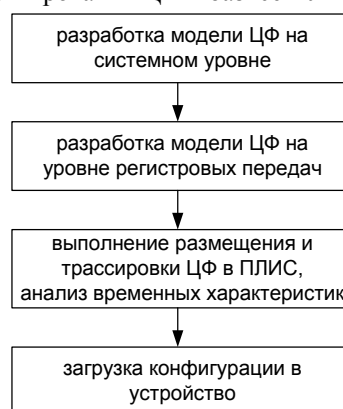


Рис. 1. Основные этапы проектирования ЦФ в ПЛИС

На первом этапе разрабатывается модель ЦФ на системном уровне. Для системного уровня характерно решение таких задач как выбор типа фильтра, расчет порядка и вектора коэффициентов, а также квантование коэффициентов.

На этапе разработки модели ЦФ на уровне регистровых передач формируется описание ЦФ на языке описания аппаратуры, используемое для размещения и трассировки ЦФ в ПЛИС. Результатом проектирования является конфигурация микросхемы ПЛИС, которая загружается в устройство.

Детальная реализация рассмотренных этапов зависит от используемых САПР. Производители САПР предлагают два типовых сквозных маршрута проектирования ЦФ в ПЛИС (рис. 2)..

На основании исходных требований к фильтру проектировщик выбирает тип фильтра (рекурсивный или нерекурсивный), метод синтеза фильтра на системном уровне и определяет требования к амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристикам (АЧХ и ФЧХ).

Например, для нерекурсивных фильтров низкой частоты (ФНЧ) наиболее распространенными требованиями к АЧХ являются:

- граничная частота полосы пропускания;
- неравномерность в полосе пропускания;
- начальная частота полосы заграждения;
- минимальное подавление в полосе заграждения.

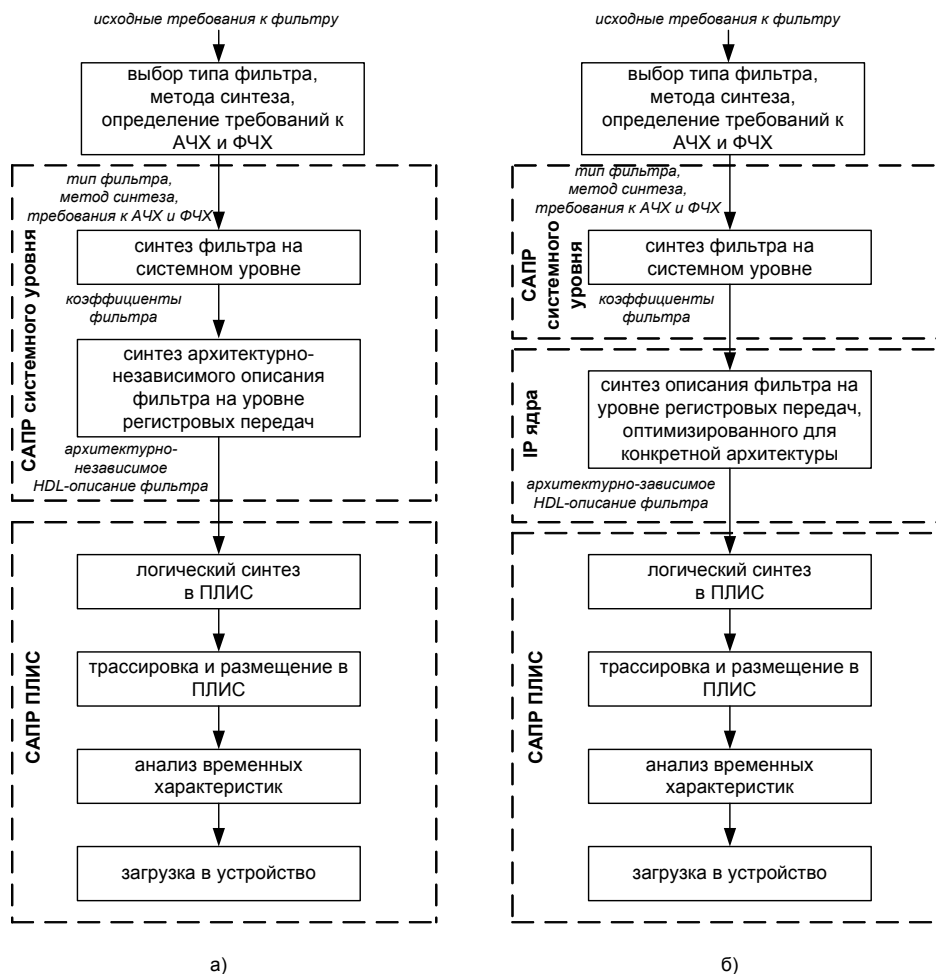


Рис. 2. Маршруты проектирования ЦФ в ПЛИС

При этом ключевым моментом является то, что *удовлетворительным является любое решение, если оно соответствует требованиям в полосах пропускания и задерживания* [1].

Требования к АЧХ фильтра в САПР системного уровня используются для расчета коэффициентов (отчетов импульсной характеристики) ЦФ. Для этого применяются различные алгоритмы синтеза фильтров, особенности реализации которых, как правило, скрыты в программном обеспечении САПР системного уровня. Также в САПР системного уровня имеются возможности для квантования коэффициентов фильтра, т.е. перехода от представления в формате с плавающей точкой к формату с фиксированной точкой.

Следующий этап – синтез описания фильтра на уровне регистровых передач - может решаться различными способами. Разработчики многих современных САПР системного уровня дополняют свои системы модулями генерации HDL описания цифровых фильтров, позволяющими автоматизировать проектирование фильтра на уровне регистровых передач (рис. 2а). В качестве примера можно привести систему Matlab фирмы Mathworks с пакетом Filter Design HDL Coder, SystemView фирмы

Elanix с модулем HDL Design Studio, Advanced Design System с модулем HDL Models and Code Generation и т.д. При этом для всех систем характерна независимость сгенерированного HDL описания цифрового фильтра от конкретной архитектуры ПЛИС, а следовательно невысокая оптимальность полученной реализации. Другим популярным подходом является использование IP ядер (рис. 2б). IP ядра – это готовые компоненты, позволяющие легко включать их в собственный проект для создания более сложной системы. При использовании IP ядер проектировщик задает квантованные коэффициенты фильтра, выбирает структуру и степень параллелизма аппаратной реализации фильтра. Существующие IP ядра ЦФ позволяют генерировать HDL описание фильтра, оптимизированное для конкретной аппаратной архитектуры. Преимуществом использования IP ядер перед модулями генерации HDL описания, встроенными в САПР системного уровня, является существенно более высокая степень оптимальности использования логических и трассировочных ресурсов ПЛИС. IP ядра ЦФ могут включаться в САПР ПЛИС как в виде отдельных подсистем, так и поставляться третьими производителями. В качестве примера IP ядер можно

привести ядро Parallel FIR filter подсистемы CORE Generator фирмы Xilinx и FIR Compiler фирмы ALTERA.

На этапе логического синтеза осуществляется преобразование HDL описания ЦФ в список цепей, а также оптимизация списка цепей для конкретной микросхемы ПЛИС. Для маршрута проектирования на рис. 2а настройки логического синтеза будут сильно влиять на оптимальность реализации, что объясняется архитектурной независимостью входного HDL описания. Для маршрута на рис. 2б – влияние минимально, т.к. основная оптимизация HDL описания фильтра выполняется IP ядром. Многие САПР ПЛИС имеют в своем составе подсистему логического синтеза (например, XST фирмы Xilinx, Quartus фирмы Altera), а также позволяют подключать подсистемы синтеза третьих фирм (Leonardo Spectrum фирмы Mentor Graphics).

Этапы размещения и трассировки цифрового фильтра в микросхеме ПЛИС, как правило, выполняются в САПР ПЛИС в автоматическом режиме. Вмешательство пользователя на данных этапах минимально и сводится к формированию необходимых требований и ограничений.

Основной особенностью маршрутов проектирования цифровых фильтров в ПЛИС является раздельное и независимое использование различных САПР на разных этапах, что снижает оптимальность окончательной реализации цифрового фильтра ПЛИС. Приведем основные недостатки существующих маршрутов проектирования цифровых фильтров в ПЛИС:

- на этапе синтеза фильтра на системном уровне не учитываются особенности архитектуры микросхем ПЛИС, в которых предполагается реализация фильтра;
- на этапе синтеза описания фильтра на уровне регистровых передач не учитываются исходные требования к АЧХ фильтра;
- критерии оптимизации фильтра на системном уровне не привязаны к характеристикам аппаратной реализации фильтра в ПЛИС;

Наличие приведенных недостатков существенно ухудшает такие характеристики аппаратной реализации фильтра в ПЛИС как количество используемых логических ресурсов и значение тактовой частоты. Предлагаемый метод оптимизации коэффициентов ЦФ позволяет избавиться от данных недостатков и значительно улучшить показатели реализации ЦФ в ПЛИС.

III. МЕТОД ОПТИМИЗАЦИИ КОЭФФИЦИЕНТОВ ЦФ

Сложность цифровых фильтров, содержащих умножители, сумматоры, регистры и другие вспомогательные устройства, определяется главным образом умножителями. Максимальная частота дискретизации достигается применением параллельной обработки без мультиплексирования. В практике построения высокоскоростных систем ЦОС нашли широкое применение параллельные цифровые фильтры с постоянными коэффициентами. Умножитель на постоянный коэффициент может быть реализован в ПЛИС несколькими способами: как полный двухвходовый умножитель и как одновходовый умножитель на константу. В качестве полных умножителей чаще всего используются аппаратные умножители, появившиеся в новейших семействах ПЛИС, однако их небольшое количество ограничивает их использование. Поэтому распространенным решением является использование умножителей на константу, построенных на логических элементах ПЛИС [2].

Наиболее распространенным подходом к построению умножителя на константу в ПЛИС является использование метода частичных произведений. При этом количество используемых логических ресурсов и тактовая частота определяются как разрядностью входных данных, так и значением константы. Единицей измерения логических ресурсов в ПЛИС принято считать количество логических ячеек, необходимых для реализации блока. Например, в ПЛИС фирмы Xilinx элементарной логической ячейкой считается slice, состоящий из двух просмотрных таблиц (LUT – look-up table) и двух триггеров [3]. Для умножителя на константу на основе метода частичных произведений главным образом используются LUT, которые в основном определяют количество занимаемых slice. Именно поэтому количество необходимых LUT является основным критерием эффективности реализации умножителя на константу в ПЛИС. На рис. 3 приведен график зависимости количества используемых LUT от некоторых значений константы для 8-битного знакового умножителя.

Количество LUT определяется после логического синтеза и не имеет аналитической связи со значением константы. При небольшом изменении значения константы, количество занимаемых LUT изменяется в несколько раз (например: константа 64 – 6 LUT, константа 63 – 24 LUT).

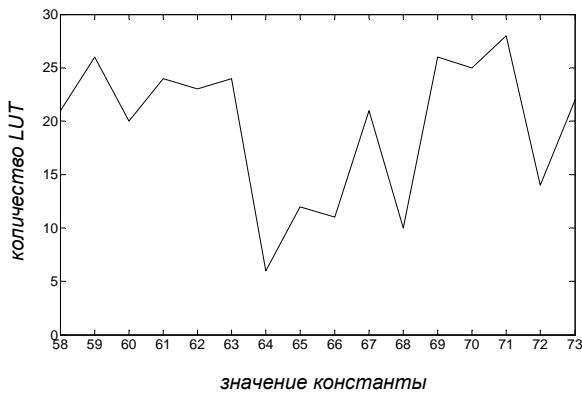


Рис. 3. Зависимость количества LUT, необходимых для реализации умножителя на константу от значения константы

Предлагаемый метод построен на вариации коэффициентов фильтра (отсчетов импульсной характеристики) для минимизации используемых логических ресурсов микросхемы ПЛИС. Изменение коэффициентов фильтра неизбежно приведет к изменению его АЧХ, поэтому в процессе оптимизации учитываются ограничения на значения неравномерности в полосе пропускания и на уровень подавления в полосе заграждения. Это гарантирует, что полученный после оптимизации ЦФ будет удовлетворять исходным требованиям к АЧХ.

Большая размерность задачи оптимизации (количество коэффициентов типового цифрового фильтра составляет несколько десятков) и плохая определенность минимизируемой функции не позволяет использовать традиционные методы оптимизации на основе производных. Поэтому были выбраны эволюционные алгоритмы, которые по сравнению с обычными оптимизационными методами имеют следующие особенности:

- параллельный поиск;
- случайные мутации и рекомбинации уже найденных хороших решений.

Эволюционные алгоритмы хорошо подходят как простой эвристический метод оптимизации многомерных, плохо определенных функций [4]. Наибольшее распространение получил генетический алгоритм, который и используется в предлагаемом методе.

На рис. 4 показана схема предлагаемого метода оптимизации коэффициентов фильтра.

В данном контексте применения генетических алгоритмов каждая особь представляет собой ЦФ и характеризуется своей хромосомой S_k , $k = 1..n$, n – численность популяции. Хромосома есть цепочка символов $S_k = (s_{k1}, s_{k2}, \dots, s_{kN})$, N – длина цепочки. Символы интерпретируются как "гены" особи, расположенные в хромосоме S_k .

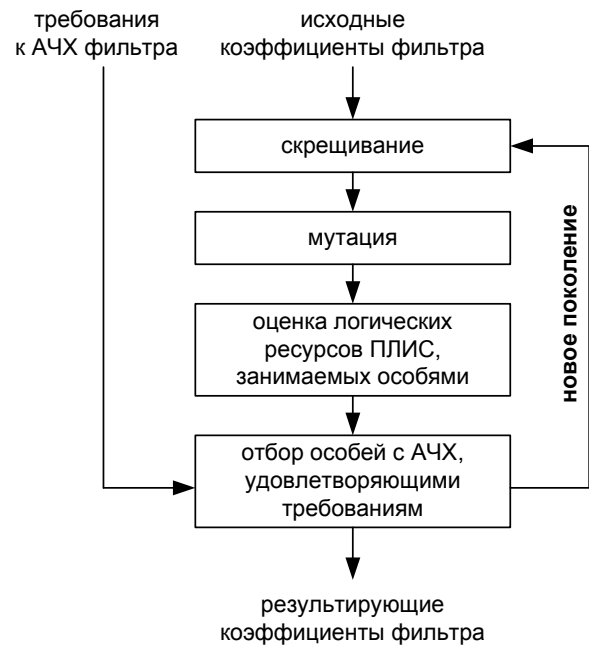


Рис. 4. Схема метода оптимизации коэффициентов ЦФ

Каждый символ s_{ki} хромосомы S_k является коэффициентом ЦФ, т.е. в хромосоме содержится полная информация об импульсной характеристике фильтра. Для каждой особи вводится понятие целевой функции $f(S_k)$, обозначающей количество логических ресурсов ПЛИС, необходимых для реализации ЦФ.

Эволюция состоит из последовательности поколений. Особи первого поколения формируются на основе исходных коэффициентов фильтра. Для каждого поколения выполняются следующие действия:

1) Скрещивание - для формирования каждой особи-потомка используются две особи-родителя, гены которых рекомбинируются для получения хромосомы потомка. При этом порядок генов в хромосоме потомка остается таким же, как у родителей, меняются только значения генов. Для ЦФ это приводит к относительно небольшим отклонениям импульсной характеристики потомка от родительских, и в тоже время обеспечивает необходимое разнообразие в пределах популяции.

2) Мутация – внесение случайных изменений в хромосомы особей популяции. Для ЦФ мутация заключается в небольшом варьировании коэффициентов, т.е. изменения импульсной характеристики на случайную величину. Как правило, величина мутации выбирается относительно небольшой, чтобы особи популяции обладали сходными генами, но в тоже время достаточной для обеспечения сходимости алгоритма.

3) Оценка логических ресурсов ПЛИС – для каждой особи выполняется оценка значения целевой

функции, т.е. количества логических ресурсов ПЛИС, необходимых для реализации данного ЦФ. В качестве единицы измерения логического ресурса используется количество просмотренных таблиц (LUT). Значение целевой функции определяется как

$$F(S_k) = \sum_{i=1}^N f(s_{ki})$$

где $f(s_{ki})$ – количество LUT, необходимое для реализации умножителя на константу для значения константы s_{ki} .

4) Отбор – для каждого поколения отбираются лучшие особи, которые участвуют в формировании потомков. Перед отбором из популяции исключаются особи, АЧХ которых, рассчитанная на основе отсчетов импульсной характеристики, содержащихся в хромосоме, не удовлетворяет исходным требованиям к АЧХ фильтра. Далее из числа оставшихся особей выбираются те, у которых значение целевой функции минимально. Такой подход с одной стороны, позволяет контролировать соответствие АЧХ особей исходным требованиям к АЧХ фильтра, а с другой - уменьшать значение целевой функции от поколения к поколению.

Алгоритм останавливается, если выполняется условие окончания эволюционного поиска (прекращается уменьшение значения целевой функции или количество поколений достигает заданного предела). В последнем поколении выбирается особь с минимальным значением целевой функции, следовательно ЦФ, соответствующий этой особи будет занимать минимальный логический ресурс в ПЛИС.

Основные достоинства предлагаемого метода:

- в процессе оптимизации учитываются как исходные требования к АЧХ фильтра, так и особенности реализации умножителей на константу для конкретной архитектуры ПЛИС, что позволяет существенно улучшить характеристики полученного фильтра;
- критерием оптимизации является количество LUT, что объективно отражает оптимальность полученной реализации цифрового фильтра в ПЛИС.

IV. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОГО КВАДРАТУРНОГО ЦФ СТАНДАРТА DECT

Рассмотрим применение метода оптимизации коэффициентов фильтра для проектирования квадратурного ЦФ стандарта DECT. Данные фильтры необходимы для построения цифровых приемников стандарта DECT, особенности реализации которых рассмотрены в [5]. Для реализации была выбрана нерекурсивная форма, которая обладает такими достоинствами как устойчивость фильтра при любых

значениях коэффициентов, линейность фазо-частотной характеристики и простота программной или аппаратной реализации.

Требования к квадратурному ФНЧ:

- частота входных отсчетов 4,608 МГц;
- конечная частота полосы пропускания 0,55 МГц;
- начальная частота полосы заграждения 0,865 МГц;
- неравномерность в полосе пропускания 0,1 дБ;
- подавление в полосе заграждения 50 дБ;
- разрядность входных данных 12 бит;
- количество каналов 16;

Для синтеза цифрового фильтра на системном уровне использовался пакет Filter Design системы Matlab. Для полученного фильтра количество коэффициентов равнялось 44. Эти коэффициенты, квантованные для 12-битной разрядной сетки, а также исходные требования к АЧХ фильтра являлись входными данными для метода оптимизации коэффициентов фильтра.

В качестве исходного значения целевой функции было взято количество LUT для фильтра с коэффициентами, полученными после синтеза на системном уровне. Из каждого поколения выбиралась особь с минимальным значением целевой функции, и данное значение считалось лучшим для текущего поколения. На рис. 5 показано изменение значения целевой функции лучшей особи в зависимости от номера поколения.

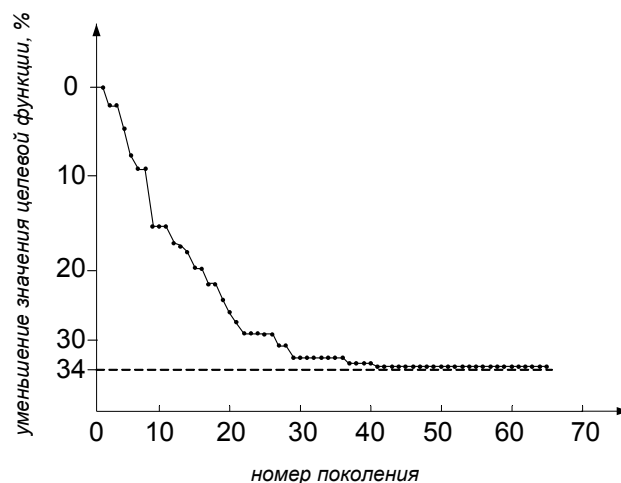


Рис. 5. Зависимость значения целевой функции лучшей особи от номера поколения

Для начального варианта количество LUT равнялось 886, а в результате оптимизации коэффициентов его удалось снизить до 588. Таким образом, для реализации умножителей на константу полученного фильтра, требуется на 34% меньше логических ресурсов ПЛИС, по сравнению с первоначальным вариантом.

Моделирование одного поколения, состоящего из нескольких сотен особей, на компьютере средней производительности (процессор Athlon 64 3200, ОЗУ 1 ГБайт) занимает 1-2 секунды. Таким образом, общее время оптимизации составляет не более 2 минут для 65 поколений.

На рис. 6 показано сравнение импульсной и частотной характеристик исходного и полученного фильтров:

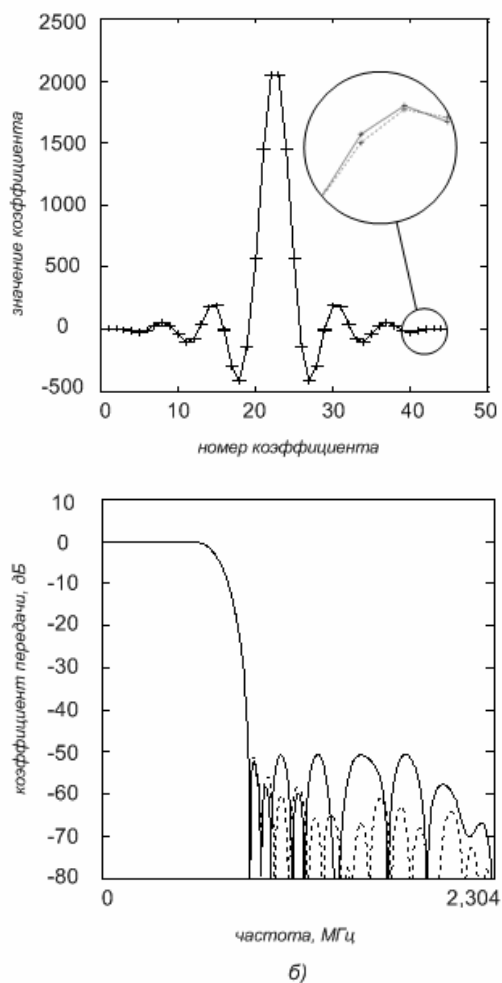


Рис. 6. Импульсные (а) и амплитудно-частотные (б) характеристики ЦФ

Характеристики исходного ЦФ показаны пунктирной линией, а ЦФ после оптимизации – сплошной. Две импульсные характеристики практически сливаются и различие можно увидеть только при увеличении фрагмента. Между тем, такого незначительного отличия оказывается достаточно, чтобы сэкономить более трети логических ресурсов кристалла. Для АЧХ различия более заметны, но стоит обратить внимание, что полученный после оптимизации фильтр, также как и исходный, полностью удовлетворяет заданным требованиям.

ФЧХ полученного фильтра остается линейной, т.к. симметричность импульсной характеристики после оптимизации сохраняется.

Для получения описания квадратурного фильтра на уровне регистровых передач использовалась подсистема САПР цифровых устройств собственной разработки [6]. Входными данными подсистемы являлись параметры квадратурного фильтра на системном уровне (коэффициенты, количество каналов), а выходными – синтезируемое описание на языке VHDL. Для синтеза и размещения фильтров в кристалле ПЛИС использовалась САПР ПЛИС фирмы Xilinx ISE 6.3, а в качестве аппаратного базиса – микросхемы ПЛИС фирмы Xilinx XC2V3000 семейства Virtex-II. При этом возможная тактовая частота составляла более 80 МГц.

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье проведен анализ сквозных маршрутов проектирования ЦФ, используемых в современных САПР и приведен ряд недостатков, которыми обладают данные системы. Предложен метод оптимизации коэффициентов ЦФ, предназначенный для получения эффективных реализаций ЦФ в ПЛИС. Данный метод основан на использовании генетических алгоритмов, хорошо подходящих для оптимизации многомерных, плохо определенных функций. Рассмотрено проектирование квадратурного ЦФ стандарта DECT, для которого применение предложенного метода позволило уменьшить необходимый логический ресурс на 34%. При этом полученный после оптимизации фильтр полностью удовлетворял всем исходным требованиям.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Основы цифровой обработки сигналов: Курс лекций / А.И. Солонина, Д.А. Улахович, С.М. Арбузов, Е.Б. Соловьева / Изд. 2-е испр. и перераб. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 768 с.: ил.
- [2] Transposed Form FIR Filters, XAPP219, <http://www.xilinx.com>.
- [3] Virtex-II Platform FPGA Complete Data Sheet, <http://www.xilinx.com>.
- [4] Батищев Д.И. Генетические алгоритмы решения экстремальных задач. - Воронеж, 1995.
- [5] Меркутов А.С. Автоматизированное проектирование цифровых приемников ЧМ-сигналов // Математические методы, информационные технологии физические эксперименты в науке и производстве, материалы региональной научн.-техн. конф. - Владимир: ВлГУ, 2003. - С. 74 – 75.
- [6] Лобачев Г.А., Плотников П.В.. Подсистема САПР устройств обработки сигналов, Обработка информации: методы и системы / Под ред. С.С. Садыкова. - 2003 – С. 188 –194.