

УДК 621.391

Методы проектирования и аппаратной реализации цифровых фильтров для высокоскоростной радиолинии в системах ДЗЗ

А. Н. Ершов, В. В. Березкин¹, С. В. Петров, А. В. Петров, Д. А. Почивалин

¹к. т. н., АО «Российские космические системы»

e-mail: nkpor@spacecorp.ru

Аннотация. В статье анализируются особенности характеристик, методы расчета и сквозного проектирования цифровых фильтров (ЦФ), предназначенных для формирования и приема сигналов в проектируемых в настоящее время радиосистемах дистанционного зондирования земли (ДЗЗ) с информативностью от нескольких сотен Мбит/с до единиц Гбит/с.

С помощью приведенных «глазковых диаграмм» показана необходимость учета изменения величины пик-фактора выходного сигнала ЦФ на эффективность использования выходной мощности передатчика (величина ОВО — Outback Back Of — запас по линейности от точки насыщения усилителя мощности (УМ)) и требований к системе символьной синхронизации при изменении коэффициента скругления.

Обоснован выбор структуры не рекурсивных цифровых фильтров относительно рекурсивной структуры для построения формирующих и фильтрующих элементов высокоскоростной радиолинии. Приведены виды кривых зависимостей $P_{\text{ош}} = f(E_{\text{бит}}/N_0)$ с учетом погрешностей, возникающих из-за различного рода неидеальностей реализации характеристик звеньев радиолинии (в том числе и из-за неидеальностей частотных характеристик ЦФ).

Практически эти кривые получены с помощью оценки уровня величин Error Vector Modulation (EVM) или Modulation Error (MER) методами моделирования и исследования на аппаратных средствах X- и Ka-диапазонов с помощью приборов векторного анализа.

Ключевые слова: радиолиния, канал связи, частотно-энергетические ресурсы, дистанционное зондирование Земли, цифровые фильтры, не рекурсивные цифровые фильтры, модуляция, сигнальное созвездие, информационная скорость

Methods of Design and Hardware Implementation of Digital Filters for High-Speed Radio Link in Earth Remote Sensing Systems

A. N. Ershov, V. V. Berezkin¹, S. V. Petrov, A. V. Petrov, D. A. Pochivalin

¹candidate of engineering science, Joint Stock Company “Russian Space Systems”

e-mail: nkpor@spacecorp.ru

Abstract. This article discusses the characteristic features, methods of calculation and end-to-end design of digital filters (DF) designed to generate and receive signals as a part of the currently developed radio systems of Earth remote sensing (ERS) with data rates from a few hundred Mbit/s up to several Gbit/s.

The provided eye diagrams illustrate the need to consider the changes in the value of the peak factor of the output signal of a DF on the efficiency of the transmitter output power (the OBO (Outback Back Of)) value, the linearity margin from the power amplifier (PA) saturation point), and the requirements to the character synchronization system when changing the “roll of factor”.

The choice of the structure of non-recursive digital filters with respect to the recursive structure for building the forming and filtering elements for a high-speed radio link is demonstrated. Dependency graphs of the curve $P_{\text{er}} = f(E_{\text{bit}}/N_0)$ are presented, taking into account the errors that arise due to the different kinds of imperfect realization of the characteristics of the radio links (including those due to non-ideal frequency characteristics of the DF).

In practice, these curves are obtained by assessing the level of values Error Vector Modulation (EVM) or Modulation Error (MER) with methods of modeling and research on the hardware working in X- and Ka-bands using vector analysis instruments.

Keywords: radio link, communication channel, frequency and energy resources, remote sensing, digital filters, non-recursive digital filter, modulation, signal constellation, information rate

Назначение и системные требования к цифровым фильтрам

В общем виде цифровые фильтры (ЦФ) предназначены для реализации заданных частотно-энергетических ресурсов радиолинии с целью обеспечения формирования заданного спектра сигнала на борту и его согласованного приема на Земле.

В соответствии с этим расположение фильтров в системе передачи информации соответствует рис. 1.

В идеальном случае необходимым условиям удовлетворяет фильтр с прямоугольной (нереализуемой) амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ). На практике в настоящее время для этих целей в подавляющем числе случаев используются т.н. фильтры Найквиста, которые аппроксимируют фронты идеальной АЧХ функцией поднятого косинуса (см. рис. 2 [1]).

АЧХ фильтра аппроксимируется кусочной функцией и описывается выражением:

$$|H(f)| = \begin{cases} 1, & \text{если } |f| < \frac{1-\beta}{2 \cdot T}, \\ \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \cos \left(\frac{\pi \cdot T}{\beta} \cdot \left[|f| - \frac{1-\beta}{2 \cdot T} \right] \right) \right), & \text{если } \frac{1-\beta}{2 \cdot T} < |f| < \frac{1+\beta}{2 \cdot T}, \\ 0, & \text{если } |f| > \frac{1+\beta}{2 \cdot T}. \end{cases}$$

Параметр $0 < \beta < 1$ (коэффициент скругления, или roll of factor — r.o.f.) задает интервал, на котором происходит аппроксимация, и определяет полосу сигнала в эфире. Семейство характеристик АЧХ фильтра в зависимости от параметра β представлено на рис. 3.

При этом полоса фильтра Найквиста по уровню 0,5 (–3 дБ) остается постоянной и равна обратной величине длительности символа $1/T$.

На практике фильтр разделяется на два фильтра с характеристиками, соответствующими корню квадратному из характеристик фильтра Найквиста на передающей и приемной стороне, так что их результирующий отклик равен отклику целого фильтра Найквиста.

Эти положения используются разработчиками реальных радиосистем и приборов. Но далеко

не всегда учитывается тот факт, что при изменении параметра β изменяется так называемый пик-фактор сигнала PARP (pick/average ratio power):

$$\text{PARP} = P_{\text{пик}}/P_{\text{ср}} = (U_{\text{пик}}/U_{\text{скв}})^2.$$

На рис. 4, а, б, в представлены три варианта глазковых диаграмм для фильтра Найквиста: при $\beta = 0,1$, $\beta = 0,5$ и $\beta = 1$.

По диаграммам рис. 4 можно качественно представить различие в части величины пик-фактора в зависимости от коэффициента скругления.

К величине пик-фактора сигнала еще добавляется пик-фактор вида модуляции QAM или APSK, которые в основном используются в высокоинформативных системах передачи информации.

Результирующий пик-фактор определяет так называемую величину OBO (Outback Back Of) — запас по линейности от точки насыщения усилителя мощности (УМ) и соответствующее этому параметру изменение выходной средней мощности передатчика.

Этот факт необходимо учитывать при наличии нелинейности в тракте передачи (в нашем случае это ограничение пиковой мощности передатчика или наличие системы АРУ в тракте формирования и передачи модулированного сигнала на борту).

Таким образом, при определении исходных данных на проектирование ЦФ в первую очередь необходимо исходя из системных требований определиться с величиной коэффициента скругления β .

Второй вывод, который необходимо сделать из диаграмм на рис. 4, — более повышенные требования к системе символьной синхронизации при уменьшении коэффициента скругления.

Свойства фильтра Найквиста, которые собственно определяют его использование в качестве согласованного фильтра, поясняются диаграммами рис. 5, а, б.

Как видно из диаграмм рис. 4 и рис. 5, а, в принятой последовательности для каждого символа существует точка отсчета (точки d_i), где отсутствует влияние соседних символов на текущий символ (нулевая реакция соседних символов), что исключает влияние так называемой межсимвольной интерференции и реализует свойство интерполяции фильтра Найквиста, поясняемое рис. 5, б.



Рис. 1. Расположение фильтров в системе передачи

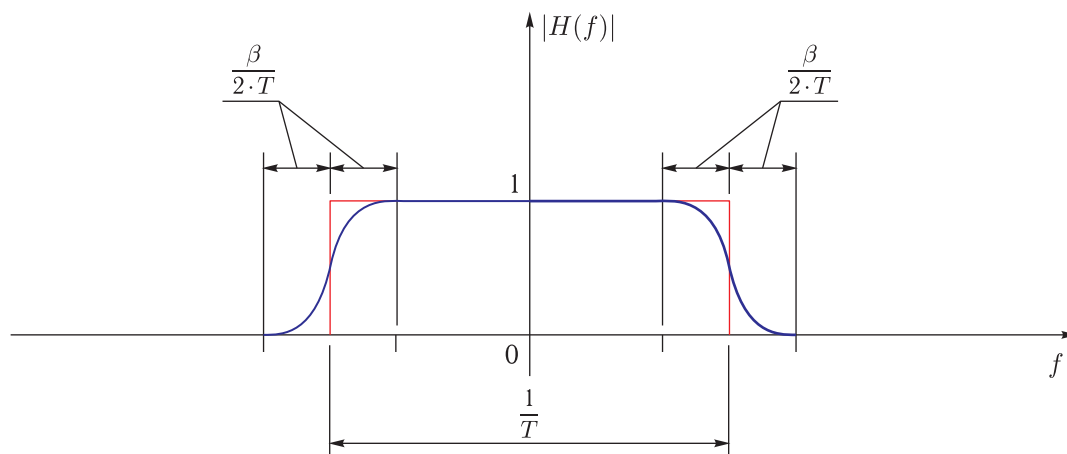


Рис. 2. АЧХ фильтра с функцией приподнятого косинуса

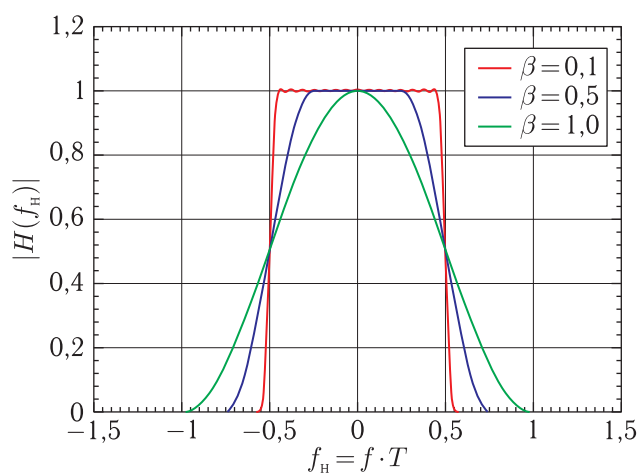


Рис. 3. Семейство характеристик АЧХ фильтра в зависимости от β

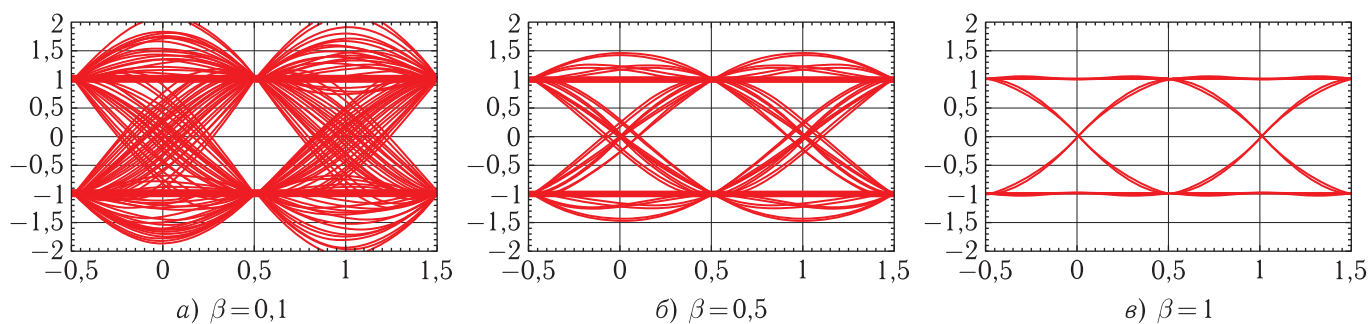


Рис. 4. Глазковые диаграммы фильтра Найквиста

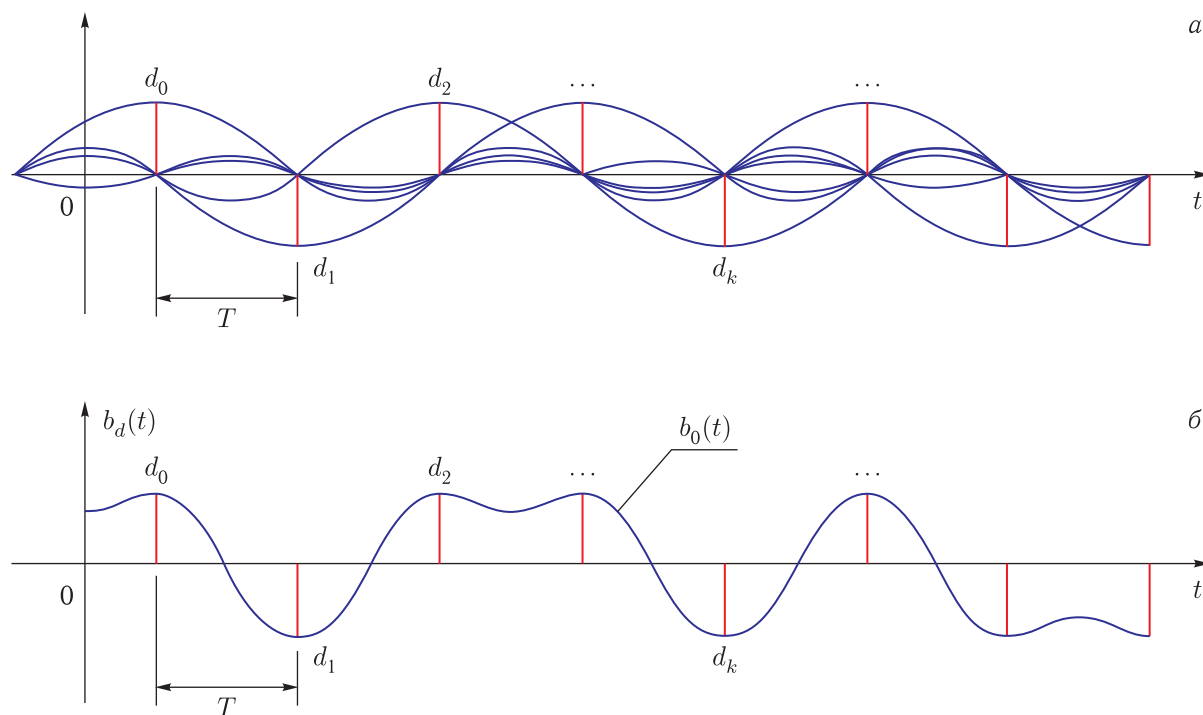


Рис. 5. Формирующие свойства фильтра Найквиста

Выбор структуры и параметров ЦФ

Как правило, в рассматриваемом случае используются нерекursивные цифровые фильтры (НЦФ), поскольку, хотя они требуют больших аппаратно-вычислительных ресурсов, чем рекурсивные (РЦФ), решающими оказываются их следующие свойства [2, 3]:

1. НЦФ всегда имеют точно линейную фазо-частотную характеристику (ФЧХ).
2. НЦФ всегда устойчивы; учитывая линейность их ФЧХ, можно проектировать фильтры с произвольной АЧХ.
3. Мощность собственных шумов НЦФ гораздо меньше, чем у РЦФ, ввиду свойства РЦФ накапливать собственные шумы.
4. Для НЦФ при решении аппроксимационной задачи значительно проще определение их коэффициентов, влияние квантования которых на АЧХ можно оценить более точно, чем у РЦФ.
5. Наибольшим быстродействием обладают структуры ЦФ с параллельно-конвейерной обработкой информации, к которым следует относить различные формы НЦФ.

Недостатком КИХ-фильтров можно считать быстрый рост порядка фильтра с ростом отношения частоты дискретизации к частоте среза (и соответственно потребляемых фильтром ресурсов FPGA), а также рост потребляемых ресурсов с понижением степени распараллеливания вычислений (при повышении частоты дискретизации). Этот факт является существенным при необходимости проектирования цифровых фильтров с высокими частотами дискретизации и крутизной АЧХ, с большим отношением частоты дискретизации к частоте среза.

Наиболее распространенными требованиями к АЧХ ЦФ являются:

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

Эти исходные данные применяются для расчета коэффициентов фильтра в используемой среде программирования, выходным продуктом которой является частотная характеристика и результаты расчета коэффициентов ЦФ.

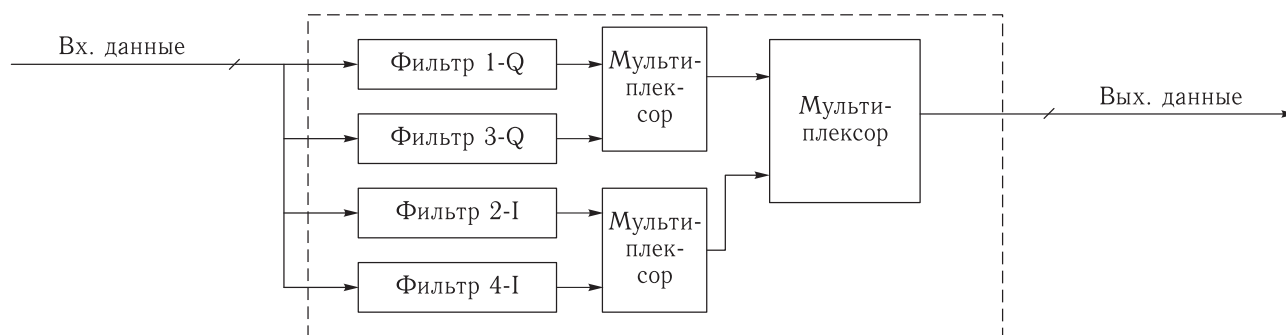


Рис. 6. «Многофазная» (параллельная) структура цифровой фильтрации

Поскольку в данной статье речь идет о высокоскоростной системе передаче информации с информативностью до 1200 Мбит/с (тактовые скорости до 300 Мбит/с), то при реализации применялась параллельная, так называемая «многофазная» структура цифровой фильтрации, позволяющая снизить частоту обработки сигнала в фильтре.

Она приведена на рис. 6.

Максимальная тактовая частота в реализованном проекте составляет 300 МГц, что при использовании модуляции типа 16APSK или 16 QAM позволяет реализовать рекордную на текущий момент информативность радиолиний ДЗЗ до 1200 Мбит/с [5, 6].

Число коэффициентов (длина регистров ПЛИС, программируемой логической интегральной схемы) определяется допустимой погрешностью представления требуемых характеристик ЦФ, которая в свою очередь, вместе с другими системными погрешностями трактов радиолинии, определяет так называемую величину суммарной погрешности Error Vector Modulation (EVM) или Modulation Error (MER) и в конечном счете минимально достижимую вероятность ошибки в системе.

Изложенные соображения демонстрируются на рис. 7, где показано, что при некоторой величине EVM кривая зависимости вероятности ошибки $P_{\text{ош}} = f(E_{\text{бит}}/N_0)$ «уплощается»; при этом величина $P_{\text{ош}}$ не может достигнуть меньшей величины при любом дальнейшем увеличении энергетики в радиолинии [4].

Практически учет уровня EVM (MER) может быть проведен методами моделирования или исследованиями на аппаратных средствах с помощью приборов векторного анализа.

Согласование с аппаратными возможностями ПЛИС

Применение особенностей архитектуры данной ПЛИС позволяет проектировать компактные и высокоскоростные КИХ-фильтры, способные обрабатывать сигнал в реальном времени с использованием так называемой распределенной арифметики [2]. Широкое применение ПЛИС в задачах цифровой обработки сигналов, в том числе и фильтрации, привело к тому, что производители ПЛИС формируют внутри кристалла специализированные блоки ЦСП (цифровой сигнальный процессор). Например, в случае ПЛИС, используемой в данном проекте, разработчику были предоставлены блоки ЦСП, позволяющие проектировать скоростные цифровые схемы арифметических операций, в том числе умножение 25×18 , что позволяет реализовать схемы фильтрации с тактовой частотой до 550 МГц.

Все режимы работы блоков DSP автоматически реализуются с помощью стандартных САПР. Однако, помимо средств описания схемы языка программирования, в распоряжении разработчика имеются программные IP-ядра генерации, ориентированные и оптимизированные под конкретную архитектуру модулей в пакете генератора ядра.

Таким образом, аппаратная реализация синтезированного в среде программирования фильтра сводится к переносу коэффициентов и генерации IP-ядра, что делает использование таких фильтров очень простым. Большой выбор настраиваемых параметров в генераторе ядра позволяет с минимальными временными затратами сгенерировать фильтр с оптимальными для данного приложения характе-

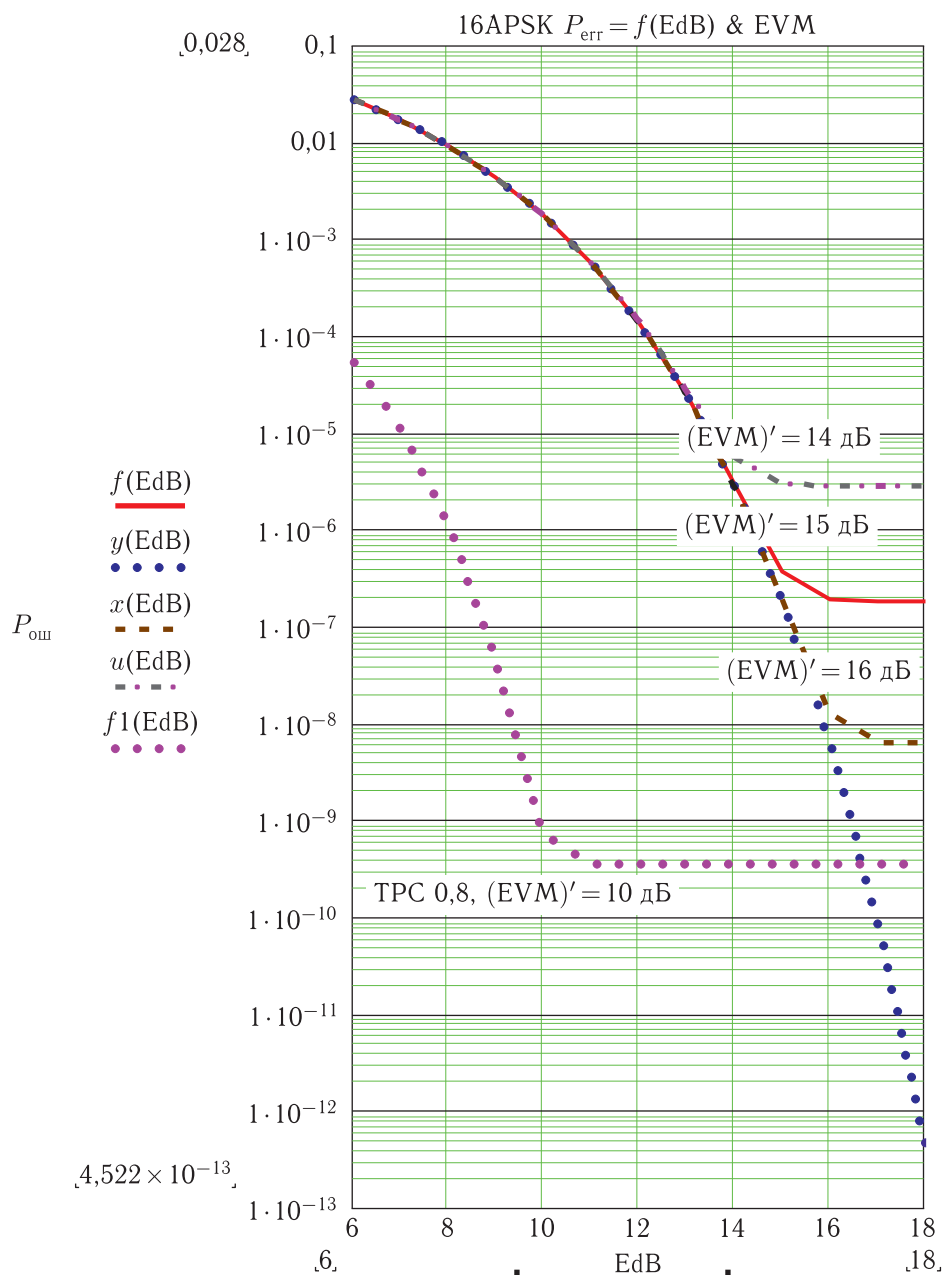


Рис. 7. Кривые зависимости $P_{\text{ош}} = f(E_{\text{бит}}/N_0)$ при наличии погрешностей формирования сигналов и нелинейности канала

ристикami (такими как плотность упаковки, степень параллелизма вычислений и др.).

Фильтр, спроектированный с помощью компилятора НЦФ, обладает следующим важным преимуществом: в процессе создания, помимо описания его поведения на языке программирования (VHDL или Verilog), генерируются дополнительные проектные ограничения, формирующие относительное расположение компонентов фильтра на

кристалле. Известно, что при разработке сложных проектов на ПЛИС большого объема важную роль играет относительное размещение отдельных компонентов. Ввиду большого количества логических ячеек ПЛИС один и тот же проект может быть реализован огромным количеством вариантов, большинство из которых не являются оптимальными. Для того чтобы минимизировать задержки распространения сигнала и добиться наи-

более эффективного использования аппаратных ресурсов ПЛИС, часто требуется создавать файл проектных ограничений. Содержание таких файлов, как правило, сводится к описанию места расположения элементов и узлов спроектированного фильтра. Таким образом, применение синтезируемых IP-ядер позволяет сократить время разработки фильтра и добиться высокой, а главное гарантированной производительности.

Заключение

В статье изложены основные принципы выбора системных и структурных характеристик, а также параметров быстродействия ЦФ, используемых при разработке высокоинформативной радиолинии со скоростью передачи до 1200 Мбит/с.

Изложены основные принципы согласования расчета и проектирования ЦФ с аппаратными возможностями ПЛИС.

Список литературы

1. *Васильев К.* Теория и практика цифровой обработки сигналов. Передача цифрового сигнала по уз-

копосным каналам. Межсимвольная интерференция и формирующие фильтры Найквиста. Dsplib.ru, <http://www.dsplib.ru/content/isi/isi.html>

2. *Плотников П.В.* Повышение эффективности реализации цифровых фильтров в ПЛИС. Владимирский государственный университет. <http://masters.donntu.org/2012/fknt/tkachenko/library/st6.pdf>
3. *Макаренко А.А., Плотников М.Ю.* Расчет цифровых фильтров методом автоматизированного проектирования. Учебное пособие. Санкт-Петербург, 2014. <http://books.ifmo.ru/file/pdf/1618.pdf>
4. *Ершов А.Н., Березкин В.В., Петров С.В., Петров А.В., Почивалин Д.А., Смирнов Д.А., Ковалев С.В.* Экспериментальная отработка высокоскоростных комплексов передачи информации для объектов ДЗЗ типа Метеор 3. Доклад на XI Конференции «Системы наблюдения, мониторинга и дистанционного зондирования Земли», Сочи, сентябрь 2014 г.
5. WorldView-3 (WV-3). <https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/v-w-x-y-z/worldview-3>
6. *Лавров В.Н.* ГИА «Иннотер» / Многоцелевой суперспектральный спутник сверхвысокого разрешения WorldView-3. Геопроф № 5, 2014 г. <https://innoter.com/scintific-articlec/1068>