

## ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ФОРМИРОВАНИЯ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В РСА КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ

**Храмов Константин Константинович**

кандидат технических наук, доцент, декан факультета информационных технологий и радиоэлектроники Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых».

E-mail: [hramovkk@gmail.com](mailto:hramovkk@gmail.com)

**Смирнов Михаил Станиславович**

старший преподаватель кафедры радиотехники Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых».

E-mail: [smirnov.murom@gmail.com](mailto:smirnov.murom@gmail.com)

**Жиганова Елена Александровна**

кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехники Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых».

E-mail: [zhiganova.el@gmail.com](mailto:zhiganova.el@gmail.com)

**Жиганов Сергей Николаевич**

кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры радиотехники Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых».

E-mail: [s\\_zh\\_72@mail.ru](mailto:s_zh_72@mail.ru)

Адрес: 602264, Российская Федерация, Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д. 23.

**Аннотация:** Одним из направлений цифровой обработки сигналов (ЦОС) является построение многоскоростных систем, у которых частота дискретизации сигналов на входе и выходе отличается в большую или меньшую сторону. Подобные системы активно применяются при формировании широкополосных зондирующих сигналов в современных системах дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). Для построения подобных систем можно использовать разные подходы. Сначала был использован классический подход к построению системы интерполяции. Разработана однокаскадная система интерполяции сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), в которой порядок фильтра низких частот (ФНЧ), обеспечивающего требуемые частотные характеристики, составил 320. Показано, что при таком подходе квадратурные составляющие интерполированного сигнала практически не отличаются от эталонного, коэффициенты корреляции между квадратурными составляющими сигналов приближаются к единице. Для уменьшения вычислительной сложности системы интерполяции были рассмотрены двух каскадные структуры Крошье — Рабинера и трёхкаскадная структура Белланже. Показано, что при высоком качестве сформированных квадратурных составляющих количество операций сократилось более чем в два раза. Четвёртая рассматриваемая в работе структура интерполяции основана на подходе Хогенауэра. Она обеспечивает минимальные вычислительные затраты из всех рассмотренных структур, но качество формируемых квадратурных составляющих наихудшее из всех. Проведена оценка пригодности различных фильтров-интерполяторов для реализации на современных вычислительных системах.

**Ключевые слова:** интерполяция, СС-фильтры, структура Белланже, структура Крошье — Рабинера.

### Введение

Востребованность систем дистанционного зондирования Земли из года в год возрастает в силу того, что они обеспечивают оперативной информацией, практически в режиме реально-

го времени, различные заинтересованные службы. К ним относятся: различные военные ведомства и специальные службы; в сельском хозяйстве информация от систем ДЗЗ незаменима практически круглогодично и ежедневно

для контроля водности почвы и качества всходов; службы управления морскими перевозками; различного рода природоохранные и экологические организации; службы геодезии и картографии и многие другие организации активно используют информацию от подобных систем [1–3]. Распространённости, доступности и оперативности подобной информации способствуют, с одной стороны, повышенный интерес к космическим системам в разных странах мира (уже Арабские Эмираты стали космической державой, имеющей несколько своих спутников), с другой стороны, совершенствование методов зондирования от оптических до радиолокационных, аппаратуры зондирования и методов обработки, а также средств вычислительной техники [3–5].

За последние десять лет активно развиваются методы ДЗЗ при помощи радиолокаторов с синтезированной апертурой, обладающие рядом преимуществ по сравнению с оптическими методами зондирования [3, 6, 7]. Такие системы работают от метрового до сантиметрового диапазона длин волн и в них используется широкополосный сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) или фазокодированные (ФКМ) сигналы.

Хотя за последние десять лет компоненты цифровой техники достигли потрясающих успехов, процессоры ЦОС и серверные решения демонстрируют потрясающие скорости обработки и обмена данными, но в космическом пространстве в силу объективных причин (ограничение массо-габаритных показателей, работа устройства в условиях радиации и большого разброса температур, и ряда других факторов) использовать высокоскоростные процессоры, контроллеры и цифровые устройства пока не представляется возможным. Поэтому при построении таких систем стараются использовать методы обработки и формирования сигналов, ориентированные на элементную базу, обеспечивающую более скромные характеристики.

Одним из ключевых требований в задачах построения радиолокаторов с синтезированной

апертурой (РСА) является способность точно формировать колебания различной частоты и формы с возможностью параметризации, то есть, достаточно остро стоит вопрос разработки стабильных источников радиосигнала с регулируемой фазой и частотой сигнала. Наиболее полно эти требования можно реализовать с использованием технологии прямого цифрового синтеза частот [8]. Для реализации этой технологии можно использовать как готовые устройства, так и выполненные самостоятельно, используя стандартные вычислительные системы, сигнальные процессоры или микросхемы ПЛИС.

Одним из наиболее привлекательных цифровых методов формирования широкополосного сигнала в системе ДЗЗ космического базирования является метод, основанный на увеличении частоты дискретизации в целое число раз у сигнала, имеющего низкую частоту дискретизации, отсчёты которого хранятся в памяти системы [9–11] либо формируются по мере необходимости. При этом отпадает необходимость использовать высокоскоростные устройства памяти большого объёма на борту спутника.

Целью работы является сравнение качества четырёх алгоритмов интерполяции ЛЧМ сигналов, а также вычислительные затраты на их реализацию.

### Постановка проблемы

На рис. 1 приведена структурная схема цифровой части устройства формирования ЛЧМ сигнала в передающем устройстве радиолокатора. Генератор ЛЧМ-сигнала служит для формирования отсчётов квадратурных составляющих зондирующего сигнала заданной длительности и девиации частоты. Частота дискретизации сигнала в этом случае  $F_{д1}$ . При реализации генератора ЛЧМ сигнала можно использовать разные подходы: при каждом зондировании рассчитывать отсчёты квадратурных составляющих по аналитическим соотношениям; использовать рекуррентные алгоритмы расчёта, обеспечивающие высокую точность формиру-

емых сигналов; отсчёты составляющих сигнала хранить в памяти. Далее квадратурные составляющие поступают на свой фильтр-интерполятор, который повышает частоту дискретизации в  $R$  раз и частота дискретизации сигнала составляет  $F_{д2} = R \cdot F_{д1}$ . На выходе каждого фильтра увеличивается количество отсчётов в  $R$  раз. Интерполированные квадратурные отсчёты передаются в цифроаналоговый преобразователь (ЦАП), на выходе которого формируется аналоговый сигнал.

Предметом нашего дальнейшего интереса являются методы построения фильтров-интерполяторов, реализованные следующим образом:

1. классическая структура фильтра интерполятора;
2. структура Крошье — Рабинера;
3. структура Белланже;
4. каскадное соединение фильтра Хогенауэра и корректирующего фильтра.

Для определённости будем интерполировать ЛЧМ сигнал длительностью 3 мс со значением девиации частоты 10 МГц с частотой дискретизации  $F_{д1} = 12$  МГц до частоты  $F_{д2} = 96$  МГц, коэффициент интерполяции при этом равен  $R = 8$ .

### Классическая структура фильтра-интерполятора

Исследование алгоритмов интерполяции начнем с классической структуры, описанной практически во всех учебниках по алгоритмам

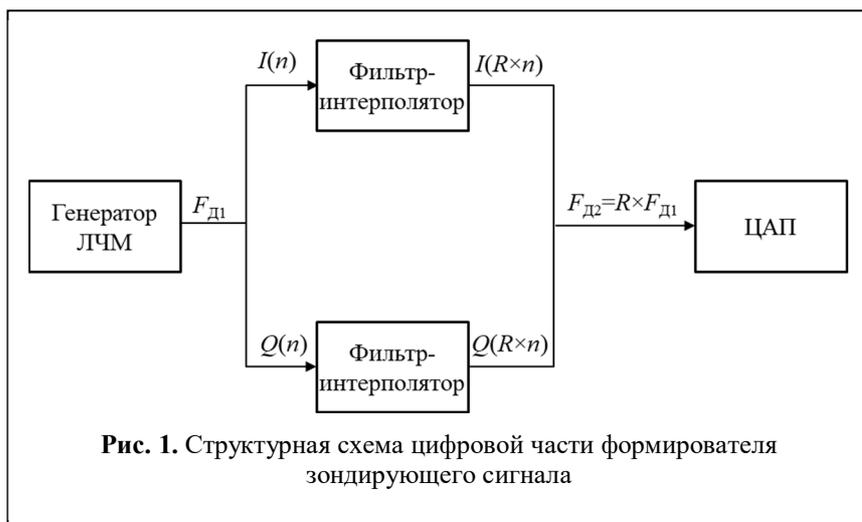


Рис. 1. Структурная схема цифровой части формирователя зондирующего сигнала

ЦОС (см., например, [9–11]). Для повышения частоты дискретизации сигнала в целое число раз  $R$  необходимо два блока: это экспандер — устройство, увеличивающее частоту дискретизации сигнала в заданное число раз, и фильтр нижних частот, выделяющий необходимый частотный диапазон сигнала. Структурная схема фильтра-интерполятора приведена на рис. 2.

Экспандер представляет собой блок, преобразующий входной дискретный сигнал в сигнал с повышенной частотой дискретизации. Для этого между двумя соседними отсчётами входного сигнала добавляются  $(R - 1)$  нулей. То есть, из квадратурных составляющих  $I(n)$  и  $Q(n)$  формируются последовательности в  $R$  раз большей длины  $I^*(Rn)$  и  $Q^*(Rn)$ , состоящие большей частью из нулей.

За счёт добавления нулевых отсчётов во входную последовательность частота дискретизации возрастает в  $R$  раз. При этом в одном периоде спектра сигнала  $I^*(Rn)$  и  $Q^*(Rn)$  укладывается ровно  $R$  периодов спектра сигнала на входе экспандера  $I(n)$  или  $Q(n)$  и для получения сигнала с увеличенной в  $R$  раз частотой

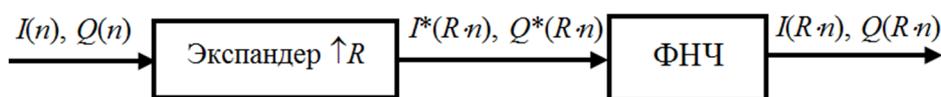


Рис. 2. Структурная схема оптимального фильтра-интерполятора

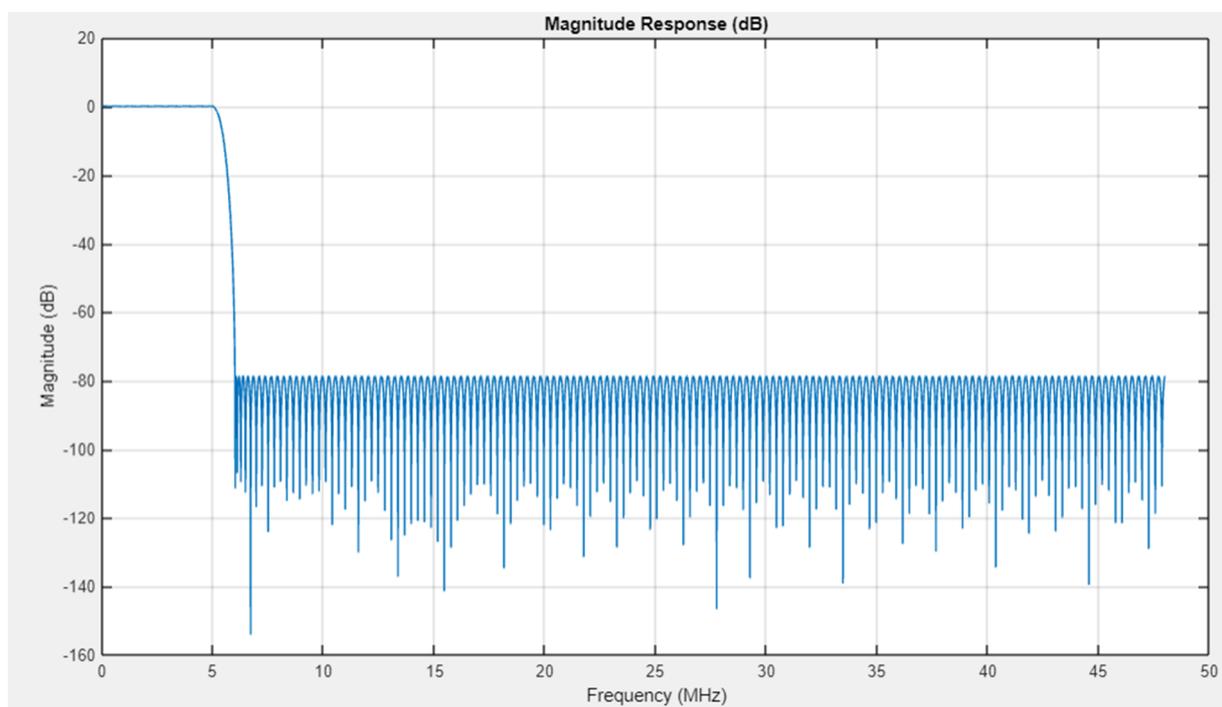


Рис. 3. АЧХ синтезированного ФНЧ

дискретизации необходимо удалить из спектра «лишнюю»  $R - 1$  частотную составляющую при помощи ФНЧ.

Зададимся параметрами синтезируемого ФНЧ: неравномерность в полосе пропускания  $R_p = 0,1$  дБ; требуемое подавление в полосе задержания  $R_s = -80$  дБ; граничная частота полосы пропускания —  $f_p = 5$  МГц; граничная частота полосы задержания —  $f_z = 6$  МГц.

В качестве ФНЧ, удовлетворяющего заданным характеристикам, можно использовать разные типы фильтров: БИХ или КИХ фильтры, синтезированные известными методами. Остановимся на синтезе оптимального КИХ-фильтра в смысле равномерной (чебышевской) аппроксимации [9, 11]. Результатом синтеза фильтра при помощи встроенных средств Matlab является амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра, при-

ведённая на рис. 3. Получившийся фильтр имеет характеристики, полностью удовлетворяющие заданным и его порядок составляет 320.

На рис. 4 приведены спектры эталонного сигнала (сформированного с частотой дискретизации 96 МГц) и сигнала на выходе ФНЧ. Из сравнения кривых рис. 4 видно, что спектры сигналов незначительно отличаются друг от друга, что говорит о высоком качестве фильтрации квадратурных составляющих сигнала и, как следствие, высокой точности интерполи-

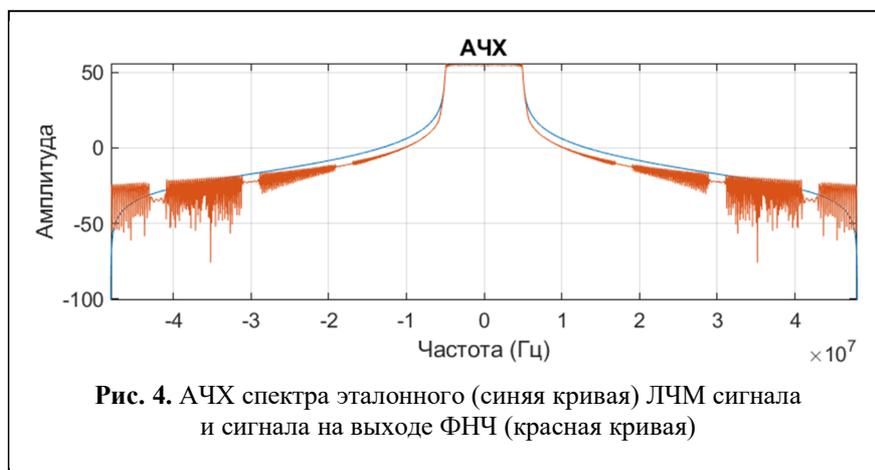


Рис. 4. АЧХ спектра эталонного (синяя кривая) ЛЧМ сигнала и сигнала на выходе ФНЧ (красная кривая)

рованного сигнала.

Для расчёта степени схожести между эталонным и интерполированным сигналом были рассчитаны коэффициенты корреляции между квадратурными составляющими сигналов. В результате расчётов получили, что коэффициент корреляции между синфазными составляющими составил 0,9999, а между квадратурными 1. Таким образом, интерполяция сигнала с частоты дискретизации от 12 МГц до 96 МГц при помощи оптимального фильтра произошла практически безошибочно.

**Алгоритм интерполяции на основе структуры Крошье — Рабинера**

Выше показано, что реализация алгоритма интерполяции, приведённого на рис. 2 при помощи одного ФНЧ приводит к синтезу фильтра высокого порядка, причём, порядок синтезируемого фильтра растёт при увеличении коэффициента интерполяции  $R$ . Большой порядок фильтра требует больших вычислительных затрат и большого количества обращений к памяти. Поэтому в настоящее время существует несколько подходов к уменьшению объёмов вычислений при реализации алгоритмов интерполяции.

Первый из этих подходов состоит в том, что коэффициент интерполяции  $R$  разбивается на множители, т.е.  $R = R_1 \cdot R_2 \cdot \dots \cdot R_k$ , где  $R_i$  — целые числа, и в схеме используются  $k$  фильтров интерполяторов со своими коэффициентами интерполяции  $R_i$ . Получается многокаскадная структура интерполятора. При определённом сочетании коэффициентов интерполяции можно получить минимальное значение суммар-

ных порядков используемых фильтров и, как следствие, минимальные вычислительные затраты. Подобный подход получил название Крошье — Рабинера и его структура представлена на рис. 5.

Каждый  $i$ -й фильтр интерполятор (ФИ $i$ ) повышает частоту дискретизации  $R_i$  раз. В рассматриваемом случае коэффициент интерполяции  $R = 8$ . Его можно разложить на множители тремя разными способами:

- 1)  $8 = 2 \cdot 4, R_1 = 2, R_2 = 4;$
- 2)  $8 = 4 \cdot 2, R_1 = 4, R_2 = 2;$
- 3)  $8 = 2 \cdot 2 \cdot 2, R_1 = 2, R_2 = 2, R_3 = 2.$

В первых двух случаях нам потребуется два фильтра-интерполятора, а в третьем случае — три.

Средствами программы Matlab были синтезированы фильтры интерполяторы для первого и второго случая. Для  $R_1 = 2$  и  $R_2 = 4$  порядок первого ФНЧ получился равным 80, а второго ФНЧ — 26. В случае, если  $R_1 = 4$ , а  $R_2 = 2$  порядок первого ФНЧ составил 160, а второго ФНЧ — 5. При этом коэффициенты корреляции для первой структуры между синфазными составляющими составил 0,9934, между квадратурными — 0,9904, а для второй структуры — 0,9942 между синфазными составляющими и 0,9902 между квадратурными. На рис. 6 приведены АЧХ спектров эталонного и интерполированного по структуре Крошье — Рабинера для  $R_1 = 2$  и  $R_2 = 4$  сигналов. Из рис. 6 видно, что спектры сигналов похожи друг на друга.

Таким образом, разбиение фильтра-интерполятора на несколько каскадов позволяет существенно снизить вычислительную сложность алгоритма интерполяции при его

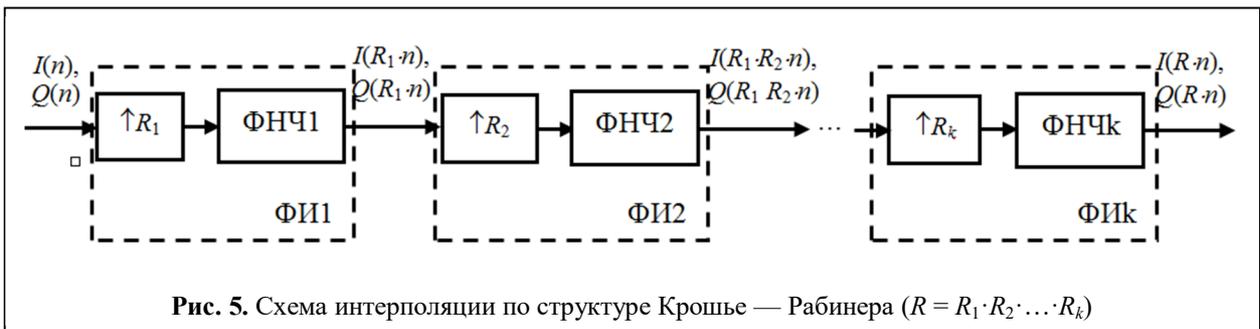
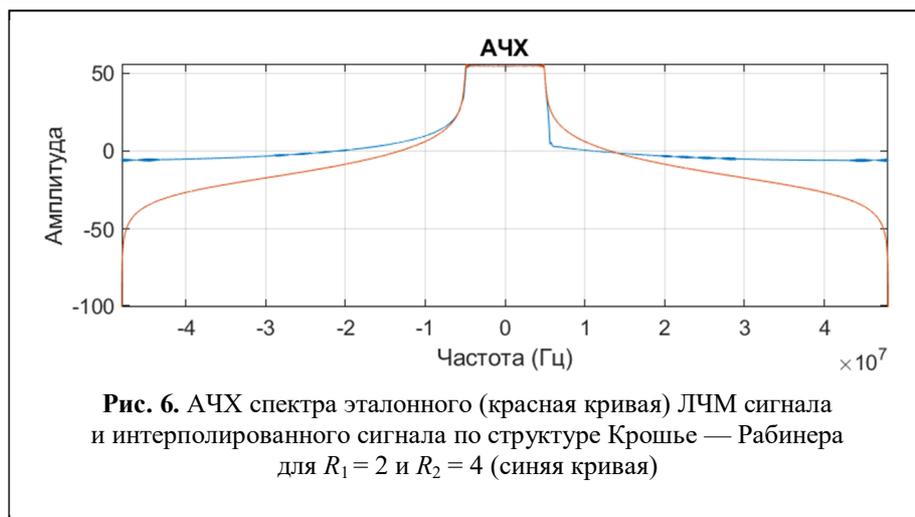


Рис. 5. Схема интерполяции по структуре Крошье — Рабинера ( $R = R_1 \cdot R_2 \cdot \dots \cdot R_k$ )



реализации. В нашем случае количество коэффициентов фильтра уменьшилось с 320 в случае однокаскадной реализации до 106 в случае первой структуры или 165 в случае второй структуры. Причём, если используется структура Крошье — Рабинера, то первый каскад нужно делать с самым минимально возможным коэффициентом интерполяции, в лучшем случае  $R_1 = 2$ , что видно из сравнения первой и второй рассматриваемых структур. Во втором случае суммарное количество коэффициентов фильтра возросло почти в полтора раза. При использовании структуры интерполяции Крошье — Рабинера позволяет получить достаточно качественный сигнал, что показывают значения коэффициентов корреляции между синфазными и квадратурными составляющими ЛЧМ-сигнала, а также сравнение спектров интерполированного и эталонного сигналов.

### Алгоритм интерполяции на основе структуры Белланже

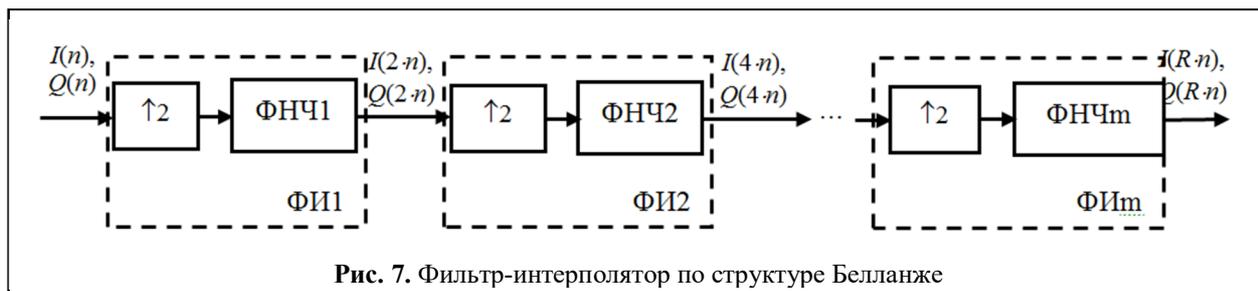
Подход к построению многокаскадной структуры интерполяции Белланже можно исполь-

зовать, если коэффициент интерполяции можно представить в виде  $R = 2^m$ , где  $m$  — количество каскадов интерполяции. И все коэффициенты интерполяции равны двум, т.е.  $R_i = 2$ . Структура Белланже является частным случаем структуры Крошье — Рабинера. Схема интерполяции в этом случае будет иметь вид,

представленный на рис. 7.

В нашем рассматриваемом случае имеем три фильтра-интерполятора, на выходе каждого из них частота дискретизации сигнала возрастает в два раза. Моделирование структуры интерполяции Белланже в программе Matlab показало, что порядок первого ФНЧ составил 80, как и в первой структуре Крошье — Рабинера, у второго ФНЧ порядок равен 22, а у третьего ФНЧ — 15. АЧХ спектров эталонного и интерполированного сигналов для рассматриваемого случая приведены на рис. 8. Из рис. 8 видно, что, как и в предыдущем случае, спектры сигналов похожи, что показывают и расчёты коэффициентов корреляции: между синфазными составляющими он составил 0,9821, а между квадратурными — 0,9801.

Структура интерполяции Белланже позволяет снизить суммарное количество коэффициентов фильтра — интерполятора, в нашем случае количество коэффициентов уменьшилось до 117 по сравнению с 320 у однокаскадной структуры, но получилось выше, чем у первой структуры Крошье — Рабинера (106



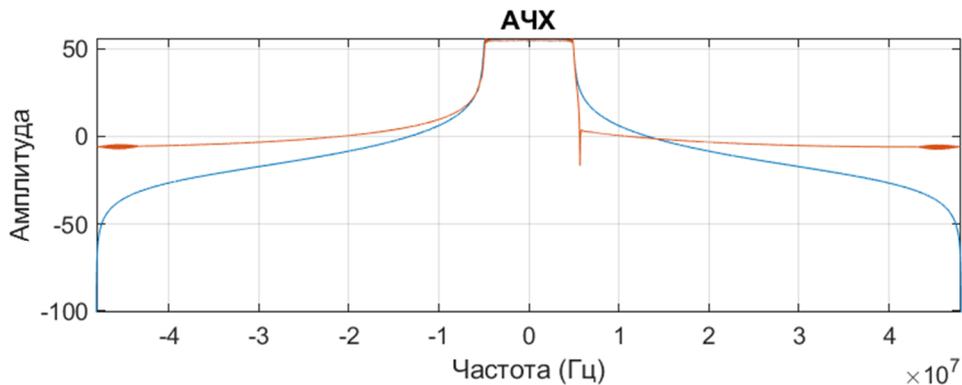


Рис. 8. АЧХ спектра эталонного (синяя кривая) ЛЧМ сигнала и интерполированного по структуре Белланже сигнала (красная кривая)

коэффициентов). Качество интерполированного сигнала практически такое же хорошее, как и у однокаскадной структуры и структуры интерполяции Крошье — Рабинера. К недостаткам подобного подхода можно отнести следующие: не всегда возможно общий коэффициент интерполяции разбить на коэффициенты степени двойки; в силу максимально большого числа каскадов интерполятора растёт величина неравномерности частотной характеристики в полосе пропускания фильтров.

#### Алгоритм интерполяции на основе структуры Хогенауэра

Рассмотренные выше подходы для упрощения схемной реализации алгоритмов интерполяции сигнала основаны на комбинировании различного количества каскадов фильтров-интерполяторов. Структура Хогенауэра строится на том, что выбираются самые простые из существующих фильтров — интегральный и гребенчатый — различного порядка, которые используют лишь устройства задержки на  $D$  тактов ( $D$  — целое положительное число) и сумматоры. Структурная схема интегрального фильтра первого порядка приведена на рис. 9, а), а гребенчатого фильтра, называемого в [11] од-

нородным, на рис. 9, б). Последовательное соединение интегрирующего и гребенчатого фильтров первого порядка формирует ФНЧ с частотой среза равной  $1/D$  и величиной затухания в полосе задержания около минус 11 дБ. В литературе по ЦОС [12–14] такие фильтры называют СИС (cascaded integral-combfilters) фильтрами. Они активно используются в устройствах ЦОС в качестве ФНЧ, а также их применяют в устройствах интерполяции и децимации. Объединение СИС фильтров в каскады позволяет увеличить подавление в полосе задержания. Увеличение количества каскадов фильтра на один приводит к увеличению затухания на 11–13 дБ. Подробное описание СИС-фильтров и их применение в устройствах интерполяции можно найти в работах [15, 16].

В нашем случае для обеспечения полосы пропускания фильтра 5 МГц при частоте дискретизации 96 МГц значение параметра  $D = 8$ , а количество каскадов СИС фильтров для обеспечения величины затухания более 80 дБ равно

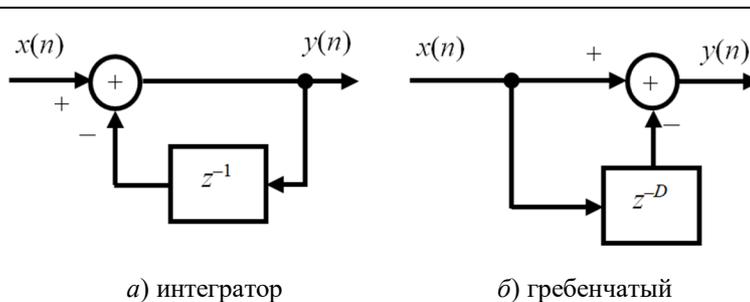
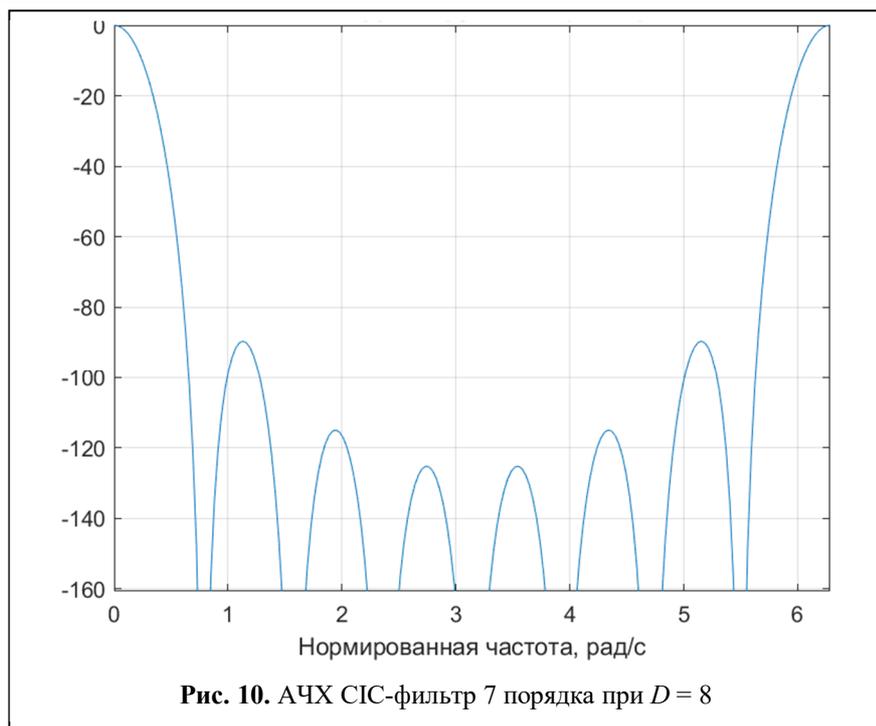
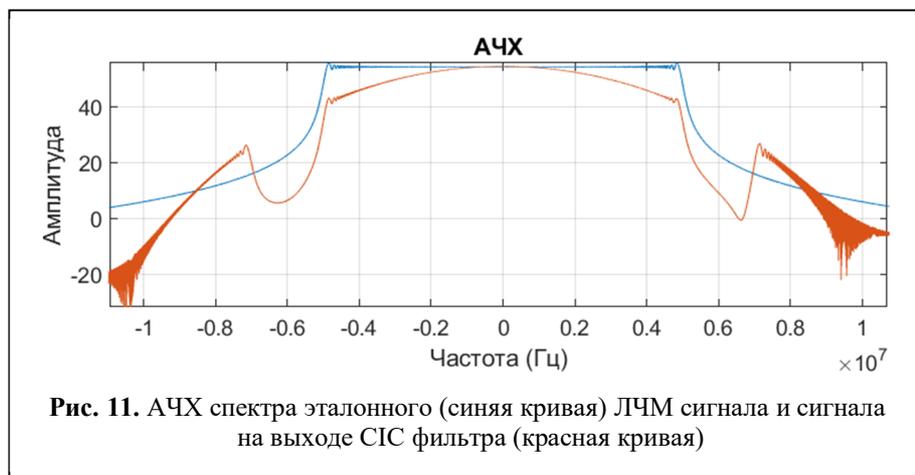


Рис. 9. Структурные схемы фильтров первого порядка



7. На рис. 10 приведена АЧХ получившегося семикаскадного СИС-фильтра. Из рис. 10 видно, что затухание фильтра в полосе задержания составляет более 80 дБ, однако в полосе пропускания частотная характеристика фильтра существенно отличается от прямоугольной, её неравномерность существенно больше заданной 0,1 дБ. На рис. 11 показаны АЧХ спектра эталонного сигнала и сигнала на выходе СИС-фильтра. Из рис. 11 видно, что высокочастотные составляющие сигнала существенно подавлены, что приводит к существенному искажению интерполированных квадратурных составляющих. Для устранения этого недо-



статка в схеме интерполяции необходимо использовать корректирующий фильтр, частотная характеристика которого позволяет приподнять высокочастотные составляющие сигнала. АЧХ такого фильтра приведена на рис. 12. Для уменьшения вычислительных затрат корректирующий фильтр используют на входе схемы интерполяции, где частота дискретизации мала, общая структурная схема алгоритма интерполяции Хогенауэра приведена на рис. 13.

Методом частотной выборки [9, 10] с использованием окна Блекмана был синтезирован корректирующий фильтр 80 порядка. На рис. 14 показана АЧХ спектра интерполированного сигнала. Видно, что АЧХ спектра интерполированного сигнала с корректирующим фильтром ближе к АЧХ спектра эталонного сигнала, нежели чем сигнал на выходе СИС-фильтра. Коэффициенты корреляции синфазной составляющей составляет 0,68, а квадратурной — 0,662 на выходе СИС-фильтра, а с использованием корректирующего фильтра возросли, соответственно: между синфазными до 0,7031, а между квадратурными до 0,7002. Это показывает, что при самой низкой вычислительной сложности структура Хогенауэра обеспечивает достаточно хорошее качество формирования ЛЧМ сигнала с повышенной частотой дискретизации и может быть использована в системах ДЗЗ.

**Реализация структур**

**интерполяции ЛЧМ-сигнала**

Предполагается, что формирование зондирующего сигнала (ЗС) проводится в цифровом виде с последующим преобразованием в аналоговый вид с использованием цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). Сгенерировать подобный цифровой ЗС можно двумя различными способами:

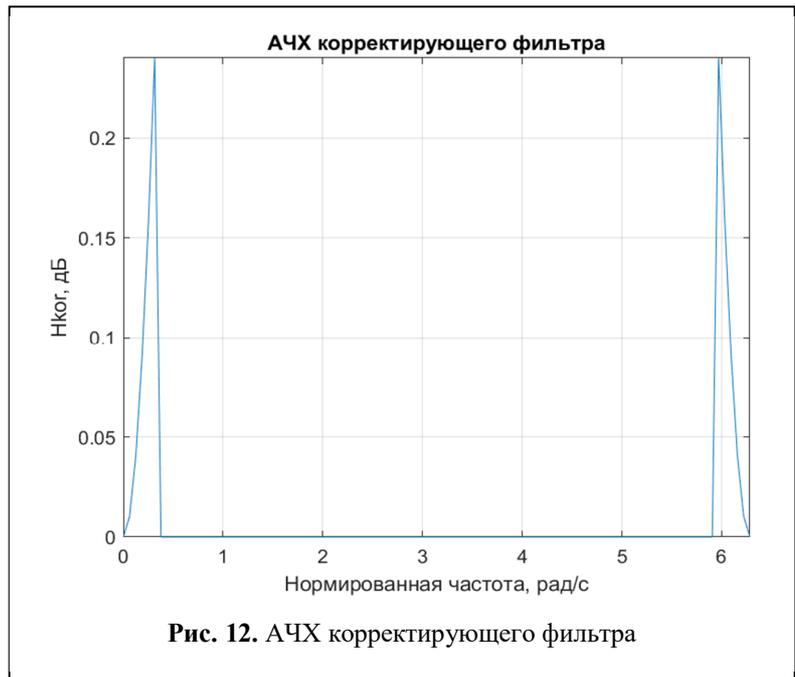
1) Программным способом. Стандартный вычислитель (например, микроконтроллер), используя соответствующий программный модуль, заполняет массивы данных на основе заданных параметров сигнала.

2) Аппаратно-программным способом. Для этого используется модуль прямого цифрового синтеза (DDS) реализованный в микросхеме ПЛИС цифрового приёмо-передающего устройства.

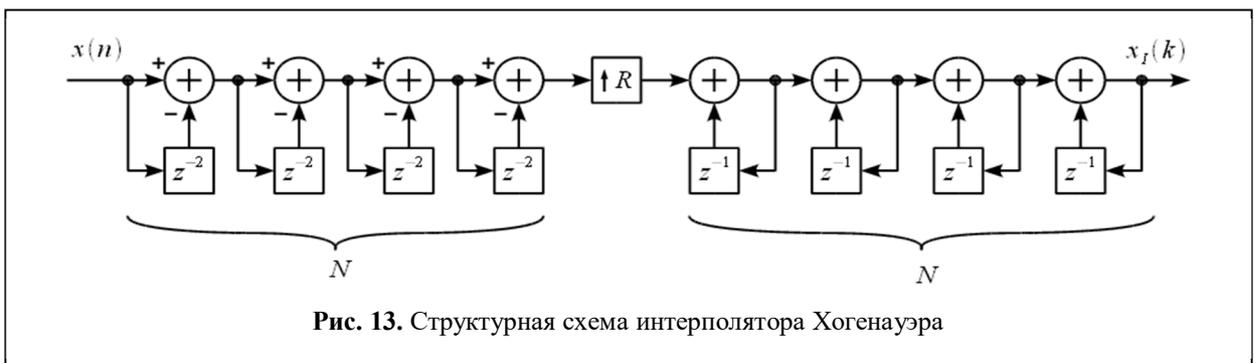
При аппаратной реализации формирования цифрового сигнала наиболее дорогостоящим ресурсом является память для хранения отсчётов. Соответственно первым требованием является оптимизация алгоритма DDS таким образом, чтобы при заданном отношении сигнала к шуму для аппаратной реализации памяти требовалось как можно меньше. Вторым требованием к алгоритму формирования цифрового ЗС является максимальное быстродействие при формировании отсчётов сигнала.

Исходя из требования к быстродействию модуль формирования ЗС может иметь воз-

можность хранения заранее предрасчитанных массивов базовых цифровых выборок ЗС. В этом случае цифровая выборка сигнальных отсчётов не синтезируется, а берётся из базы данных базовых сигналов по совпадению заданных параметров: длительности и вида модуляции. Однако ограничение по памяти не даёт сформировать большое количество подобных массивов с достаточным количеством отсчётов. Решением данных проблем может служить следующий подход: формирование массивов цифровых сигналов с пониженной частотой дискретизации, с последующей интерполяцией сигнала до нужной тактовой частоты, что даст экономию ресурсов вычислительной системы вкуче с нужным быстродействием.



**Рис. 12.** АЧХ корректирующего фильтра



**Рис. 13.** Структурная схема интерполятора Хогенауэра

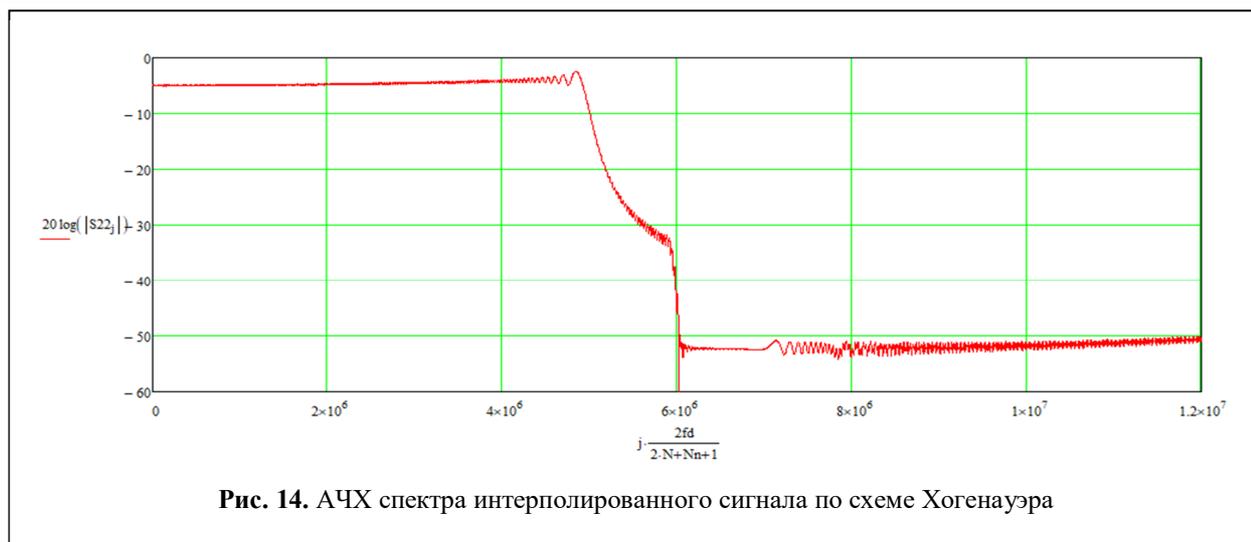


Рис. 14. АЧХ спектра интерполированного сигнала по схеме Хогенауэра

Синтезированный оптимальный КИХ-фильтр имеет линейную ФЧХ и относится к фильтру типа 1 (чётный порядок фильтра и симметричная импульсная характеристика). Его импульсная характеристика получилась симметричной, т.е. фильтр характеризуется 160 коэффициентами. Если входные и выходные отсчёты фильтра, а так же его коэффициенты определяются 12-ти разрядными числами, то для получения одного квадратурного выходного отсчёта необходимо использовать 160 операций умножения над 12-ти разрядными числами и 320 операций сложения, из которых 160 сумм входных отсчётов, которые умножаются на один и тот же коэффициент фильтра, и 160 сумм — результатов умножений. Для получения выходных отсчётов ЛЧМ сигнала с частотой дискретизации 96 МГц полученные суммы и произведения необходимо умножить на 2 (по количеству квадратурных каналов) и на количество отсчётов выходного сигнала — 28800.

#### Анализ быстродействия алгоритмов интерполяции

При выборе алгоритма интерполяции помимо коэффициента подавления и неравномерности в полосе пропускания необходимо уделять пристальное внимание быстродействию данных алгоритмов или количеству затрачиваемых аппаратных ресурсов. Нет смысла рас-

смаивать вычислительную сложность фильтра-интерполятора, построенного по структуре Хогенауэра, т.к. было показано, что параметры данного фильтра не удовлетворяют заданным требованиям, несмотря на возможные преимущества с точки зрения быстродействия.

Несмотря на высокое качество интерполяции классической схемы интерполяции, данная структура предъявляет высокие требованиями по аппаратным ресурсам микросхем ПЛИС или вычислительным мощностям микропроцессоров. В частности, для реализации требуемого КИХ-фильтра 320 порядка в микросхеме ПЛИС, в зависимости от разрядности требуется более 100 аппаратных умножителей. Вычислительная сложность алгоритма будет зависеть от выбора принципа реализации. При использовании временной свёртки алгоритмическая сложность будет составлять  $O(n \times m)$ , где  $n$  — длина выборки сигнала,  $m$  — порядок фильтра. Например, для требуемого порядка фильтра и при выборке сигнала в 1000 отсчётов потребуется 320000 умножений действительных чисел. На рис. 15 представлена зависимость времени фильтрации от количества отсчётов сигнала.

Как видно из графика, при увеличении количества отсчётов линейно растёт время фильтрации. Ускорить процесс вычисления можно используя алгоритм быстрой свёртки, на основе быстрого преобразования Фурье. Алгоритм

БПФ имеет алгоритмическую сложность  $\Theta(n \cdot \log n)$ , что для сигнала размерностью в 1000 отсчетов даст примерно 25000 умножений. Однако, с учетом расходов на выполнение прямого и обратного БПФ, а также выполнения перемножения отсчетов спектров, уменьшение времени исполнения будет незначительным.

Схемы Крошье — Рабинера и Белланже значительно снижают вычислительные затраты на выполнение фильтрации (рис. 16). Поскольку количество коэффициентов снижается более чем вдвое, можно видеть, что пропорционально снижется время вычисления.

### Заключение

Рассмотренные подходы к построению интерполяторов могут быть использованы для повышения частоты дискретизации сигнала в системах ДЗЗ. Однокаскадная структура фильтра-интерполятора формирует практически идеальные квадратурные составляющие ЛЧМ-сигнала, но имеет большой порядок фильтра. Многокаскадные структуры реализации фильтра интерполятора Крошье — Рабинера и Белланже при высоком качестве сформированных квадратурных составляющих имеют суммарное количество коэффициентов фильтра более чем в два раза меньше, чем у однокаскадной реализации. Фильтр, построенный по структуре Хогэнауера, из-за отсутствия операции умножения наиболее пригоден для реализации

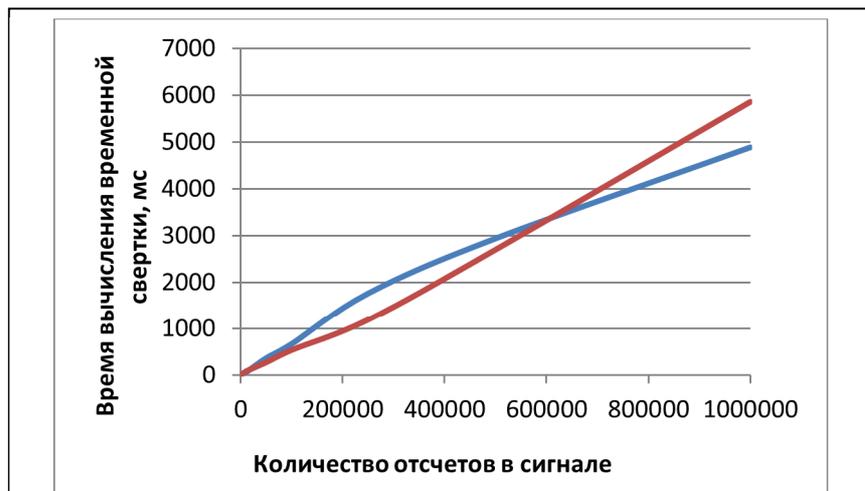


Рис. 15. Зависимость времени выполнения временной (синий) и быстрой (красный) свертки сигнала с импульсной характеристикой КИХ-фильтра 320 порядка



Рис. 16. Зависимость времени выполнения временной свертки сигнала для фильтров интерполяторов, собранных по схемам Крошье — Рабинера (синий) и Белланже (красный)

на микросхемах ПЛИС, при этом фильтры, собранные на основе других структур, позволяют получить достаточно качественные частотные и временные характеристики. При этом, наличие в современных микросхемах ПЛИС встроенных аппаратных умножителей позволяет реализовать их аппаратно-программным методом.

*Исследование выполнено при поддержке гранта Российского научного фонда №23-29-10114 (<https://rscf.ru/project/23-29-10114/>)*

### Литература

1. Черногор Л.Ф. Дистанционное радиозондирование атмосферы и космоса. Учебное пособие. Х.: ХНУ имени В.Н. Каразина, 2009. 500 с.
2. Skolnik M.I. Radar handbook, Third Edition. The McGraw-Hill Companies, 2008. 1352 p.
3. Груздов В.В., Колковский Ю.В., Криштопов А.В., Кудря А.И. Новые технологии дистанционного зондирования Земли из космоса. М.: Техносфера, 2019. 482 с.
4. В.А. Васин, И.Б. Власов, Ю.М. Егоров и др. Информационные технологии в радиотехнических системах: Учебное пособие. 2-е изд., перераб. и доп.: Под ред. И.Б. Федорова. М.: Изд-во МГТУ им. И.Э.Баумана, 2004. 768 с.
5. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.
6. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турок В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. Под ред. В.С. Вербы. М.: Радиотехника, 2010. 675 с.
7. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие для вузов. Под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: Радиотехника, 2005. 368 с.
8. В. Н. Антипов, В. Т. Горяинов и др. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны. М.: Радио и связь, 1988. 304 с.
9. Солонина А.И., Улахович Д.А., Арбузов С.М., Соловьева Е.Б. Основы цифровой обработки сигналов. Курс лекций / Изд. 2-е испр. и перераб. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 768 с.
10. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. М.: Техносфера, 2006. 856 с.
11. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1990. 256 с.
12. Ifeachor E., Jervis B. *Digital Signal Processing: A Practical Approach* (2nd Edition), 2004. 989 p.
13. Hogenauer E. An economical class of digital filters for decimation and interpolation // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1981. Vol. 29. Iss. 2. Pp. 155–162.
14. Жиганов С.Н., Смирнов М.С., Романов Д.Н. Разработка стенда по оценке качества децимированного сигнала цифрового приемника на основе микросхемы 1288ХК1Т // XIII международная научно-практическая конференция «Инженерные приложения на базе технологий NI - NIDays 2014»: сб. тез. докл. Москва, 19–20 ноября. 2014 г.
15. СИС фильтры Хогенауэра и их характеристики [Электронный ресурс]. URL: <http://www.dsplib.ru/content/cic/cic.html?ysclid=lm7dzlff88m233419159> (дата обращения 05.09.2023).
16. Цифровая фильтрация на ПЛИС – Часть 1 [Электронный ресурс] URL: <https://habr.com/ru/articles/274845/> (дата обращения 05.09.2023).

Поступила 5 сентября 2023 г.

English

## METHOD INVESTIGATION FOR AGGREGATE SIGNAL GENERATION USED IN SPACE-BASED SAR

**Konstantin Konstantinovich Khramov** — PhD, the Head of Department of information technology and radio electronics, Murom Institute (branch) “Vladimir State University named after Alexander and Nickolay Stoletovs”.

E-mail: [hramovkk@gmail.com](mailto:hramovkk@gmail.com)

**Mikhail Stanislavovich Smirnov** — Senior Lecturer, the Radio Engineering Department, Murom Institute (branch) “Vladimir State University named after Alexander and Nickolay Stoletovs”.

E-mail: [smirnov.murom@gmail.com](mailto:smirnov.murom@gmail.com)

**Elena Alexandrovna Zhiganova** — PhD, Associate Professor, the Radio Engineering Department, Murom Institute (branch) “Vladimir State University named after Alexander and Nickolay Stoletovs”.

E-mail: [zhiganova.el@gmail.com](mailto:zhiganova.el@gmail.com)

**Sergey Nikolayevich Zhiganov** — PhD, Associate Professor, the Radio Engineering Department, Murom Institute (branch) “Vladimir State University named after Alexander and Nickolay Stoletovs”.

E-mail: [s\\_zh\\_72@mail.ru](mailto:s_zh_72@mail.ru)

Address: 602264, Russian Federation, Vladimir region, Murom, Orlovskaya st., 23.

*Abstract:* One of the tendencies in digital signal processing (DSP) is the development of multi-speed systems where frequency sampling of input and output signals differs upward or downward. Such systems are extensively used for broadband probing signals in current ERP (Earth Remote Probing) systems. Various approaches can be used for such system development. First, a standard approach was employed to integrate interpolation system. A single-stage signal interpolation system with Linear Frequency Modulation (LFM) was developed where LFF (Low Frequency Filter) order providing the required frequency response was 320. This approach reveals that quadrature components of the interpolated signal barely differ from the reference one and correlation coefficients between quadrature components of signals come close to figure one. Crochiere-Rabiner two-stage structures and Bellanger three-stage structures were examined to reduce computing complexity of the interpolation system. It is demonstrated that the number of operations decreased by more than double with high-quality generated quadrature components. Hogenauer approach-based interpolation structure is the fourth one reviewed in the paper. It ensures minimal computational costs of all examined structures, but the quality of generated quadrature components is the worst of all. Applicability assessment of various interpolation filters was made for their implementation in today's computing systems.

*Keywords:* interpolation, CIC filters, Bellanger structure, Crochiere — Rabiner structure.

### References

1. *Chernogor L.F.* Distant radiosounding of the atmosphere and space. Study guide. Kharkov: KhNU named after V.N. Karazin, 2009. 500 p.
2. *Skolnik M.I.* Radar handbook, Third Edition. The McGraw-Hill Companies, 2008. 1352 p.
3. *Gruzlov V.V., Kolkovskij Ju.V., Krishtopov A.V., Kudrja A.I.* New technologies for remote sensing of the Earth from space. Moscow: Tehnosfera, 2019. 482 p.
4. *V.A. Vasin, I.B. Vlasov, Ju.M. Egorov et al.* Information technologies in radio engineering systems: Study guide. 2nd Edition., reworked and supp.: Ed. by I.B. Fedorov. Moscow: Publ. MSTU named after I.Je. Bauman, 2004. 768 p.
5. Radio electronic systems: Fundamentals of construction and theory. Guide. 2nd Edition, reworked and supp. Ed. by Ja.D. Shirman. Moscow: Radiotekhnika, 2007. 512 p.
6. *Verba V.S., Neronskij L.B., Osipov I.G., Turok V.Je.* Space-based Earth survey radar systems. Ed. by. *Verba V.S.* Moscow: Radiotekhnika, 2010. 675 p.
7. *Kondratenkov G.S., Frolov A.Ju.* Radio vision. Radar systems for remote sensing of the Earth. Study guide for universities. Ed. by. *Kondratenkov G.S.* Moscow: Radiotekhnika, 2005. 368 p.
8. *V. N. Antipov, V. T. Gorjainov et al.* Radar stations with digital synthesis of the antenna aperture. Moscow: Radio i svyaz', 1988. 304 p.
9. *Solonina A.I., Ulahovich D.A., Arbuзов S.M., Solov'eva E.B.* Fundamentals of digital signal processing. Course of lectures. 2nd Edition, reworked and supp. Saint Petersburg: BHV-Peterburg, 2005. 768 p.
10. *Oppenheim A., Schaffer R.* Digital signal processing. Moscow: Tehnosfera, 2006. 856 p.
11. *Goldenberg L.M., Matjushkin B.D., Poljak M.N.* Digital signal processing: Study guide for universities. Moscow.: Radio i svyaz', 1990. 256 p.
12. *Ifeachor E., Jervis B.* *Digital I SignProcessing: A Practical Approach* (2nd Edition), 2004. 989 p.
13. *Hogenauer E.* An economical class of digital filters for decimation and interpolation. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1981. Vol. 29. Iss. 2. Pp. 155–162.
14. *Zhiganov S.N., Smirnov M.S., Romanov D.N.* Development of a stand for assessing the quality of a decimated digital receiver signal based on the 1288XK1T chip. XIII International Scientific and Practical Conference "Engineering applications based on NI - NIDays technologies 2014»: coll. of abs. Moscow, November 19–20. 2014 year.
15. CIC of the Hogenauer filter and their characteristics [Electronic source]. URL: <http://www.dsplib.ru/content/cic/cic.html?ysclid=lm7dzlf88m233419159> (access date 05.09.2023).
16. Digital filtering on FPGA – Part 1 [Electronic source] URL: <https://habr.com/ru/articles/274845/> (access date 05.09.2023).