

МЕТОДЫ РАЗДЕЛЕНИЯ БОКОВЫХ ПОЛОС СИГНАЛА В ЦИФРОВОМ ВИДЕОКОНВЕРТОРЕ

*Гренков С.А., к.т.н., с.н.с., Институт прикладной астрономии Российской академии наук,
e-mail: grenkov@iaaras.ru*

*Федотов Л.В., д.т.н., в.н.с., Институт прикладной астрономии Российской академии наук,
e-mail: fedotov@iaaras.ru*

SIGNAL SIDEBAND SEPARATION METHODS IN DIGITAL DOWN CONVERTER

Grenkov S.A., Fedotov L.V.

Two digital methods for sideband separation are considered for extracting narrow-band signals from a broadband radio astronomical signal. The disadvantages of the traditional phase method have been noted. To overcome these problems, a method based on quadrature processing of complex signals with transition to the real domain after sideband separation is proposed. It has been shown that the implementation of this method in an FPGA allows for up to 80 dB suppression of the opposite sideband with minimal computational resources.

Key words: radio astronomy signals, digital down converter, quadrature signal processing, Field Programmable Gate Array.

Ключевые слова: радиоастрономические сигналы, цифровой видеоконвертор, разделение боковых полос, квадратурная обработка сигналов, программируемые логические интегральные схемы.

Введение

Радиоастрономические сигналы, как правило, имеют шумовой характер и отличаются широкой полосой частот, ограниченной только свойствами приемной системы радиотелескопа. Поэтому обычно используется перенос спектра принимаемого сигнала в область видеочастот с помощью видеоконверторов как важный этап преобразования радиоастрономических сигналов на радиотелескопе. Он необходим для сокращения информационного потока и производится, как правило, путем цифровой обработки сигналов. При этом всегда осуществляется разделение боковых полос сигнала – верхней (ВБП) и нижней (НБП), что необходимо для точного анализа и интерпретации данных, передаваемых при радиоастрономических наблюдениях в центр обработки сигналов. Цифровым методам формирования однополосных сигналов посвящена довольно обширная литература, однако методы выделения узкополосных сигналов из широкополосного сигнала совместно с разделением боковых полос еще не нашли достаточного отражения в публикациях. Это призвана восполнить данная статья. Традиционно для разделения боковых полос, в частности в радиоприемной технике, использовался фазовый метод [1, 2], который хотя и не требует сложных фильтров с крутым спадом амплитудно-частотной характеристики, но имеет ряд ограничений. Например, достижение точного сдвига фаз на 90° в широком диапазоне частот является технически сложной задачей, а неточность этого сдвига ведет к искажениям и недостаточному подавлению противопо-

Рассмотрены два цифровых метода разделения боковых полос при выделении узкополосных сигналов из широкополосного радиоастрономического сигнала. Отмечены недостатки традиционно использовавшегося фазового метода. Для их преодоления предложен метод, основанный на квадратурной обработке комплексных сигналов с переходом в действительную область после разделения боковых полос. Показано, что реализация этого метода в ПЛИС позволяет достичь подавления противоположной боковой полосы до 80 дБ при минимальном расходе вычислительных ресурсов.

ложной боковой полосы. Эти ограничения особенно критичны в радиоастрономической аппаратуре, где требования к точности обработки сигналов крайне высоки.

В последние годы развитие цифровых технологий, таких как программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС), открыло новые возможности для реализации более эффективных методов разделения боковых полос сигнала. Одним из таких методов является использование квадратурной обработки комплексных сигналов, что позволяет избежать многих недостатков фазового метода и значительно сократить вычислительные ресурсы. Этот метод был успешно реализован в многофункциональной цифровой системе преобразования сигналов (МСПС) для радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО», что подтвердило его практическую применимость и преимущества [6].

Цель статьи – подробно рассмотреть цифровые методы разделения боковых полос сигнала, используемые в радиоастрономической аппаратуре: фазовый метод и его альтернативу на основе квадратурной обработки цифровых сигналов. Описывается реализация этих методов в прошивках ПЛИС и их применение в реальных радиоастрономических наблюдениях. Особое внимание уделено алгоритму разделения боковых полос в прошивке для выделения сигналов с полосой 16 МГц, который наглядно показывает высокую эффективность метода квадратурной обработки и минимальные затраты ресурсов.

Фазовый метод разделения боковых полос

Цифровой видеоконвертор (ЦВК) с фазовым разделением боковых полос (рис. 1), реализованный в ПЛИС, состоит из пары умножителей, на которые поступает входной цифровой сигнал после фильтров преселектора, цифрового гетеродина, фазового селектора и пары фильтров нижних частот (ФНЧ) с децимацией на выходе [3].

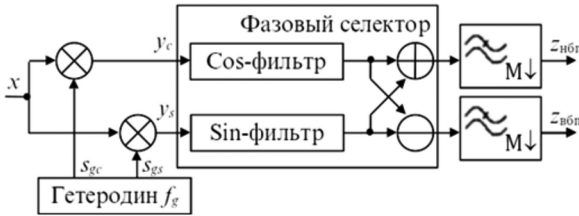


Рисунок 1 – Цифровой видеоконвертор с фазовым разделением боковых полос

Для выделения боковых полос шумового сигнала, непрерывный спектр которого занимает полосу частот от $f_0 - \Delta F$ до $f_0 + \Delta F$ цифровой гетеродин формирует сдвинутые по фазе на 90° гармонические сигналы $s_{gc} = \cos(2\pi f_g t_i)$ и $s_{gs} = \sin(2\pi f_g t_i)$, где $f_g = f_0$ – рабочая частота гетеродина, $t_i = i / f_{T1} = iT_1$ – дискретное текущее время, $f_{T1} = 1/T_1$ – тактовая частота входного цифрового сигнала. В результате преобразования частот с перемножителей на фазовый селектор поступает пара сигналов, сдвинутых по фазе один относительно другого на 90° , причем каждый из этих сигналов содержит составляющие нижней и верхней (относительно нулевой частоты) боковых полос. Фазовый селектор в простейшем случае состоит из пары фазосдвигающих фильтров нижних частот, сумматора и вычитателя выходных сигналов фильтров. Фазосдвигающие фильтры формируются путем перемножения весовой функции, определяющей амплитудно-частотную характеристику фильтров с полосой пропускания $2\Delta F$, на функцию косинуса (в одном фильтре) или синуса (в другом фильтре). В результате работы фазового селектора на одном его выходе выделяется сигнал нижней боковой полосы, а на другом – сигнал верхней боковой полосы. Полосы пропускания ΔF выходных сигналов цифрового видеоконвертора формируются ФНЧ, которые работают с понижением тактовой частоты до значения $f_{T2} = 2\Delta F$.

Получить с помощью реальных фазосдвигающих

фильтров сдвиг фаз в точности на 90° в широком диапазоне частот практически не возможно. Из-за возникающих искажений простейший фазовый селектор, к сожалению, не обеспечивает требуемого в радиоастрономических системах подавления противоположной боковой полосы не менее 40 дБ в достаточно широком диапазоне видеочастот (обычно 0,01 – 32 МГц). Фазосдвигающие фильтры в этом случае должны иметь порядок импульсной характеристики более 6000, и для их реализации в ПЛИС потребовалось бы более 800 блоков умножения. Фазосдвигающие фильтры, в отличие от ФНЧ, являются полосовыми и их порядок связан с крутизной спада амплитудно-частотной характеристики не только в области верхних частот, но и в низкочастотной области. Необходимое для реализации фильтра число блоков умножения зависит от рабочей полосы частот фильтра, тактовой частоты и порядка импульсной характеристики p , который должен соответствовать условию $p \geq f_T / f_{min}$, где f_T – тактовая частота, с которой работает фильтр, а f_{min} – нижняя граничная частота его полосы пропускания. Поэтому приходится увеличивать f_{min} и строить фазовый селектор по многозвенной схеме [4]. Например, диапазон видеочастот 0,15 – 32 МГц с помощью двух пар ФНЧ с четырехкратным понижением тактовой частоты разбивается на три поддиапазона: 32...8, 8...2 и 2...0,15 МГц (рис. 2).

В каждом поддиапазоне сигналы сдвигаются на 90° с помощью пары полосовых фазосдвигающих фильтров (cos-фильтр и sin-фильтр), которые обладают разной (четной и нечетной) симметрией импульсных характеристик. Суммированием и вычитанием выходных сигналов фильтров получают сигналы верхней и нижней боковых полос соответственно в каждом поддиапазоне. Сложением сигналов трех поддиапазонов формируются сигналы верхней и нижней боковых полос в диапазоне 0,15...32 МГц. Линии задержки компенсируют запаздывание сигналов второго и третьего поддиапазонов. Перед операцией суммирования сигналы с меньшей тактовой частотой дискретизации проходят интерполяцию для согласования этой частоты с частотой других суммируемых сигналов. Во втором и третьем поддиапазонах, где сигналы формируются с пониженными тактовыми частотами (16 и 4 МГц соответственно), блоки умножения используются многократно в течение одного периода тактовой частоты. Такое построение фазового селектора позволяет сократить порядок импульсной характеристики фильтров, отвечающих за высокочастотную часть

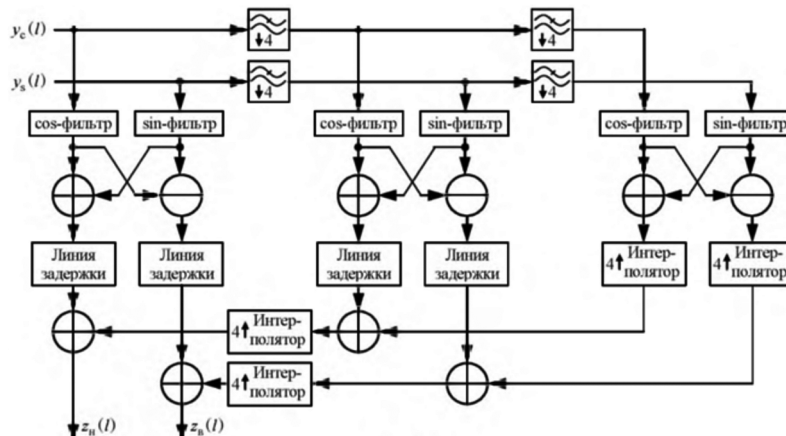
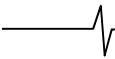


Рисунок 2 – Трехзвенный фазовый селектор



сигнала, до 27, а число задействованных в ПЛИС блоков умножения для их реализации до 24. Сокращение используемых ресурсов ПЛИС имеет особенно важное значение при создании радиоастрономических устройств с большим числом функциональных узлов: 16 видеоконверторов, наборов полифазных фильтров, дешифраторов, форматов и других.

Не смотря на существенное сокращение используемых ресурсов ПЛИС в многозвенном фазовом селекторе имеют место искажения сигналов на частотах вблизи границ поддиапазонов из-за перекрытия спектров сигналов соседних поддиапазонов. Кроме того, во втором и, особенно, в третьем (самом низкочастотном) поддиапазоне требуется более высокий порядок импульсной характеристики фильтров и наибольший расход логических ячеек ПЛИС, необходимый для сокращения числа блоков умножения и их многократного использования (один и тот же блок умножения может использоваться до 256 раз в фильтре, отвечающем за обработку НЧ части сигнала).

Метод разделения боковых полос с помощью только квадратурных цифровых преобразований

Следует отметить, что в описанном выше способе все преобразования осуществляются над сигналами x , y , z в действительной форме. Однако многих недостатков этого способа можно избежать, если использовать комплексную форму представления сигнала, только квадратурные преобразования и ФНЧ, а преобразование сигнала в действительную форму проводить в конце – уже после того, как сигнал смежной видеополосы окажется отфильтрованным. Это позволяет не только упростить схему ЦВК (рис. 3), но и сократить требуемые для ее реализации ресурсы. В отличие от фазосдвигающих фильтров, ФНЧ проще в реализации. Для него требуется меньший порядок фильтра, определяемый в данному случае только крутизной спада амплитудно-частотной характеристики в области верхних частот. Используемый в таком способе разделения боковых полос принцип в целом аналогичен тому, который применяется при формировании цифрового сигнала с одной боковой полосой [5]. Входная часть ЦВК (рис. 3), основанного на указанном принципе, не отличается от рассмотренной выше. Однако, для выделения, например, верхней боковой полосы от f_0 до $f_0 + \Delta F$ цифровой гетеродин настраивается на частоту $f_g = f_0 + \Delta F / 2$.

При этом входной действительный сигнал $x(t_i)$ преобразуется в комплексный $y_c(t_i) - jy_s(t_i)$ со спектром

$$Y[\exp(j2\pi fT_1)] = X\{\exp[j2\pi(f - f_0 - \Delta F/2)]\},$$

сдвинутым по оси частот влево на величину $f_0 + \Delta F/2$.

Здесь j – мнимая единица, а $X(j2\pi fT_1)$ – спектр входного сигнала. После комплексного фильтра в виде двух одинаковых ФНЧ с частотной характеристикой $H[\exp(j2\pi fT_1)]$ имеем спектр комплексного сигнала $\Delta F z_c(t_i) + jz_s(t_i)$:

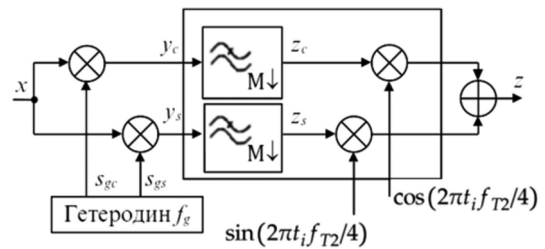
$$Z[\exp(j2\pi fT_1)] = X\{\exp[j2\pi(f - f_0 - \Delta F/2)]\} \cdot H[\exp(j2\pi fT_1)].$$


Рисунок 3 – Цифровой видеоконвертор с квадратурной обработкой сигналов

После децимации в $M = f_{T1} / \Delta F$ раз надо T_1 заменить в последнем выражении на $T_2 = 1 / \Delta F$. При этом, в отличие от способа фазового разделения боковых полос, тактовая частота f_{T2} становится равной не $2\Delta F$, а ΔF . Если надо выделить не верхнюю, а нижнюю боковую полосу, то гетеродин настраивается на частоту $f_g = f_0 - \Delta F / 2$, а в остальном алгоритм преобразований не меняется. Для перехода в действительную область выходной комплексный сигнал $z_c(t_i) + jz_s(t_i)$ домножается на комплексную экспоненту $\exp(j2\pi t_i f_{T2} / 4)$, что дает сдвиг вправо на половину выходной полосы частот ΔF .

Алгоритм цифровой обработки сигнала при реализации данного способа разделения боковых полос заключается в преобразовании входного действительного сигнала в комплексный с последующей многостадийной фильтрацией и сдвигом спектра сигнала. Обработка сигнала происходит в три этапа: предварительная фильтрация, квадратурные преобразования с фильтрацией и переход в действительную область на завершающем этапе. На таком алгоритме основана работа широкополосных каналов МСПС при выделении сигналов с одной боковой полосой 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128 МГц и подавлением зеркального канала [6]. Предварительная фильтрация позволяет не только подавить комбинационные помехи, неизбежно возникающие при преобразовании частот сигнала, но и путем децимации понизить тактовую частоту. На всех ступенях предварительной фильтрации реализуется тот же алгоритм, что и в самом ЦВК: спектр сигнала переносится в заданную область частот с помощью гетеродина, квадратурного смесителя и комплексного полуполосного ФНЧ с децимацией. При этом на первой ступени предварительной фильтрации диапазон входных частот сигнала 0...2048 МГц разделяется на 5 одинаковых взаимно перекрывающихся на 32 МГц поддиапазонов. При этом за счет децимации тактовая частота понижается до 256 МГц. В зависимости от частоты настройки каждый из 16 ЦВК подключается к тому или иному поддиапазону. На входе ЦВК сигнал еще раз фильтруется с помощью двух последовательно соединенных квадратурных преобразователей частоты, каждый из которых включает в себя пару умножителей, с квадратурным гетеродином и комплексный полуполосный фильтр с децимацией. В результате тактовая частота понижается до 64 МГц, что позволяет выделять в ЦВК сигналы ВБП или НБП с полосой до 32 МГц. Это не связано с большими затратами ресурсов при реализации на ПЛИС, так как квадратурный сигнал гетеродина с частотой $f_T / 4$ определяется всего 4 точками и при фазе, равной нулю, имеет значения: (1; 0), (0; j), (-1; 0), (0; -j). Комплексный сигнал после переноса спектра в область видеочастот в цифро-

Таблица 1 – Расход ресурсов на их реализацию в ПЛИС 16-канальных систем выделения узкополосных сигналов

Диапазон входных рабочих частот сигнала, МГц	Система, основанная на фазовом методе разделения боковых полос			МСПС, основанная на методе квадратурных преобразований		
	0 – 1024			0 - 2048		
	Предварительная фильтрация	16 ЦВК	Всего	Предварительная фильтрация	16 ЦВК	Всего
Триггеров	50622	90160	140782	40760	91808	132568
Таблиц истинности	41244	46448	87692	45490	58968	104458
Ячеек переноса	8082	6272	14354	4720	5024	9744
Блоков умножения	48	608	656	0	192	192
Ячеек распределенной памяти	4212	19280	23492	2880	9472	12352
Блоков памяти по 36 кбит	0	48	48	80	16	96

вом видеоконвертере сдвигается на половину полосы пропускания для перехода из комплексной области в действительную. Такая операция очень просто выполняется с помощью инверторов знаков и коммутатора, управляемого двухразрядным счётчиком.

Сравнительный анализ затрат ресурсов ПЛИС в МСПС и в более ранних разработках подобных систем, использующих фазовый метод разделения боковых полос сигнала, проведенный в среде Vivado Web Pack, показал, что использование только квадратурных цифровых преобразований позволяет существенно сократить затраты ресурсов (табл. 1).

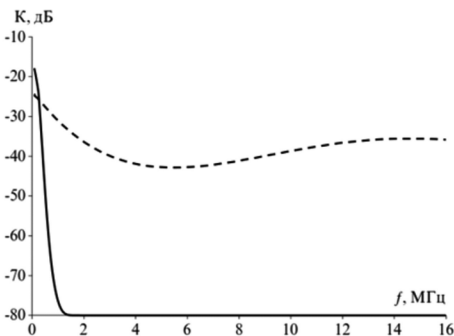


Рисунок 4 – Графики зависимости коэффициента подавления противоположной боковой полосы K от частоты сигнала: фазовым методом (пунктир) и методом квадратурных преобразований (сплошная линия)

При этом весьма эффективно сокращается расход аппаратных умножителей, делая реализацию сложной многоканальной системы даже при увеличении входного диапазона частот более простой и энергоэффективной. Причем разделение на поддиапазоны в области видеочастот при использовании этого метода уже не требуется. Метод квадратурных преобразований позволяет достичь требуемых в радиоастрономических системах параметров разделения боковых полос сигнала с минимальными затратами ресурсов ПЛИС даже при использовании довольно высоких порядков полуполосных ФНЧ: в каналах МСПС применяются 14-звенные, 18-звенные и 126-звенные КИХ-фильтры. Для сравнения эффективности разделения боковых полос двумя описанными выше методами на рис. 4 приведена обобщенная* характеристика подавления противоположной боковой полосы для систем, использующих фазовый метод и метод квадратурных преобразований для разделения боковых полос на примере выделения боковой полосы шириной 16 МГц. *Примечание: обобщенная характеристика получена экспериментальным путем. Измерения проводились при последовательной перестройке частоты генератора входного сигнала для нескольких вариантов настройки частоты гетеродина. Аналогичные точки по частоте отстройки генератора входного сигнала от частоты гетеродина были усреднены между собой для построения графиков, представленных на рис. 4.

Как видно из графиков, метод выделения боковых полос с помощью квадратурных преобразований позволяет достичь в

основной части рабочей полосы частот подавления «зеркальной помехи» на 80 дБ, в то время как подавление фазовым методом в той же полосе составляет 35 – 40 дБ. Метод квадратурных преобразований обеспечивает более эффективное разделение боковых полос, так как использует подавление в полосе заграждения нескольких ФНЧ высокого порядка при сохранении минимальных затрат ресурсов ПЛИС.

Заключение

Разработан цифровой метод эффективного разделения боковых полос узкополосного сигнала, выделяемого из широкополосного. Метод основан на квадратурной обработке комплексных сигналов без перехода в действительную форму и отличается минимальными затратами вычислительных ресурсов. Используемый ранее фазовый метод, несмотря на свою распространённость, уступает по эффективности методу квадратурной обработки, который обеспечивает более высокую точность при минимальном использовании вычислительных ресурсов ПЛИС. Это особенно важно для современных систем радиоастрономической аппаратуры, таких как МСПС, где необходимо обрабатывать множество узкополосных каналов в реальное время. Практические результаты, полученные на радиотелескопах комплекса «Квазар-КВО», подтвердили преимущества метода, основанного на квадратурной обработке сигналов. Достигнутое подавление противоположной боковой полосы на 80 дБ позволяет существенно улучшить качество данных при радиоинтерферометрических наблюдениях. Внедрение этого метода в МСПС открывает новые возможности для замены устаревших аналоговых систем и повышения эффективности наблюдений. Кроме того, универсальность метода делает его применимым не только в радиоастрономии, но и в других областях, где требуется точное разделение частотных полос.

Литература

1. Поляков В.Т. Трансиверы прямого преобразования. М.: ДОСААФ СССР. 1984. 144 с.
2. Побережский Е.С. Цифровые радиоприемные устройства. М.: Радио и связь. 1987. 184 с.
3. Гренков С.А., Кольцов Н.Е., Федотов Л.В. Система преобразования и форматирования сигналов для радиоинтерферометра. Патент РФ на полезную модель № 175721. МПК H03D 7/00. 2017. Бюл. № 35.
4. Носов Е.В. Видеоконвертер с цифровой обработкой сигналов на видеочастотах для системы преобразования сигналов РСДБ-радиотелескопа. Труды ИПА РАН. 2010. Вып. 21. С. 99-105.
5. Солонина А.И. и др. Основы цифровой обработки сигналов. Изд. 2-е, испр. и перераб. СПб.: БХВ-Петербург. 2005. 768 с.
6. Гренков С.А., Мельников А.Е., Федотов Л.В. Узкополосный режим работы многофункциональной цифровой системы преобразования сигналов. Труды ИПА РАН. 2025. Вып. 72. С. 16-28. <https://doi.org/10.32876/ApplyAstron.72.16-28>