

Способ выделения узкополосных сигналов из цифрового широкополосного сигнала

© С. А. Гренков, Н. Е. Кольцов

ИПА РАН, г. Санкт-Петербург, Россия

В статье рассмотрен новый способ выделения ряда узкополосных сигналов из высокоскоростного цифрового сигнала, полученного в результате аналого-цифрового преобразования широкополосного шумового сигнала. Устройство выделения и форматирования сигналов для последующей корреляционной обработки выполняется в программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС). Система, размещенная в одной ПЛИС 7-го поколения («система на кристалле»), по выполняемым функциям аналогична системе преобразования и регистрации сигналов на радиотелескопах комплекса «Квазар-КВО».

Ключевые слова: РСДБ, цифровое преобразование сигналов, система на кристалле, цифровой видеоконвертор.

<https://doi.org/10.32876/AplAstron.46.37-49>

Введение

В радиоинтерферометрии со сверхдлинными базами (РСДБ) используются многоканальные системы преобразования сигналов (СПС), в которых из широкополосного шумового сигнала промежуточной частоты (ПЧ) выделяются и преобразуются к видеочастотам сигналы с относительно узкими полосами ($\Delta F \lesssim 32$ МГц). Одной из лучших является 16-канальная СПС Р1002М для РСДБ-комплекса «Квазар-КВО» [1, 2]. На новых радиотелескопах с небольшими антеннами применяются широкополосные системы преобразования сигналов (ШСПС), в каналах которых шумовые сигналы ПЧ с полосой $B_{\text{пр}}$ преобразуются в высокоскоростные цифровые сигналы с тактовой частотой дискретизации $F_{\text{д}} = 2B_{\text{пр}}$, которые после квантования амплитуд форматируются по принятым для РСДБ-правилам. В каналах ШСПС радиотелескопов РТ-13, например, сигналы с полосами до 512 МГц форматируются с тактовой частотой работы аналого-цифровых преобразователей (АЦП) $F_{\text{д}} = 1024$ МГц [3]. Высокоскоростные потоки данных, получаемые от каналов ШСПС, обрабатываются программными РСДБ-корреляторами [4]. Чтобы подключить радиотелескопы с ШСПС к РСДБ-сетям, в которых регистрируются узкополосные сигналы, необходимо выделять из высокоскоростного цифрового сигнала узкополосные сигналы на заданных частотах. Эту задачу можно решить с помощью

модулей преобразования цифровых сигналов на ПЛИС. В одной ПЛИС 7-го поколения размещается система преобразования и форматирования сигналов, которая по выполняемым функциям аналогична СПС Р1002М с регистрирующим терминалом зарубежного производства.

Сущность цифрового способа выделения узкополосных сигналов

Чтобы выделять сигналы со сравнительно узкими полосами ΔF на заданных частотах из широкополосного (высокоскоростного) цифрового сигнала, необходимо было разработать цифровой видеоконвертор (ЦВК), который выполнял бы функции традиционного видеоконвертора СПС, и согласовать тактовые частоты и полосы спектров входного сигнала и сигналов на входах ЦВК. Это было решено с помощью модуля цифрового преобразования сигналов [5]. Модуль преобразования (рис. 1) содержит: один или несколько АЦП сигналов ПЧ, принимаемых каналами радиоастрономического приемного устройства (РПУ), преобразователь цифровых сигналов, сформированный в ПЛИС, и трансивер (например, X2 или SFP+) с выходом на волоконно-оптическую линию связи (ВОЛС). Использование трех каналов ШСПС с полосой до 512 МГц [3] обеспечивает одновременную регистрацию сигналов частотного диапазона X в полосе 1 ГГц и сигналов диапазона S — в полосе до 500 МГц, что требуется при РСДБ-наблюдениях по типовым астрометрическим, геодезическим и координатно-временным программам. Модуль управляется компьютером радиотелескопа через сформированный в ПЛИС процессор Microblaze.

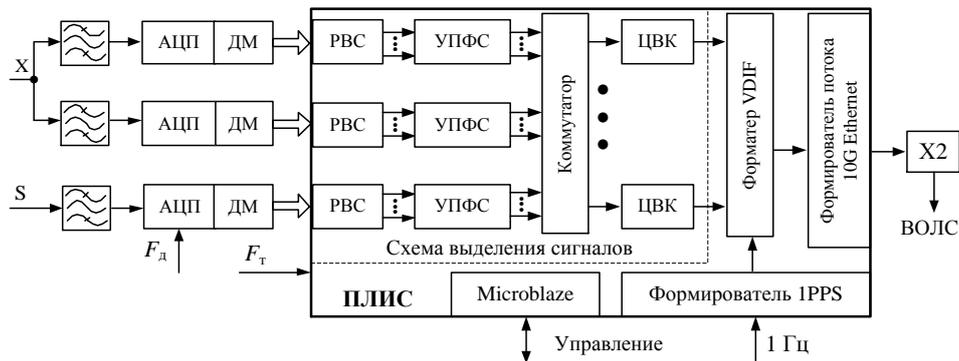


Рис. 1. Модуль цифрового преобразования сигналов

При частоте дискретизации F_d с каждого АЦП снимается цифровой сигнал с полосой $B_0=0.5F_d$. Через демультиплексор (ДМ) сигнал вводится в ПЛИС, работающую с пониженной тактовой частотой F_T , значение которой выбирают из ряда $F_T=2^\xi$ МГц, где ξ — целое положительное число. При частотах дискретизации шумового сигнала ПЧ $F_d = 1024$ или 2048 МГц ширина спектра цифрового сигнала $B_0=512$ или 1024 МГц соответственно. ЦВК на ПЛИС, работающий с тактовой частотой F_T , способен выделять сигналы лишь в заужен-

ной полосе частот $B_c=0.5F_T$. Возможность выделения узкополосных сигналов во всей полосе частот B_0 обеспечивается устройством предварительной фильтрации сигналов (УПФС), разделяющим входной сигнал с полосой спектра $0-B_0$ на N полосовых сигналов со спектром $0-B_c$, где $B_c = B_0/N$. Подача цифровых отсчетов АЦП в УПФС осуществляется через распределитель выборок сигналов (РВС).

Полученные в УПФС полосовые сигналы через коммутатор частотных каналов поступают в ЦВК, которые выделяют сигналы верхней (ВБП) и нижней (НБП) боковых полос с заданными полосами ΔF и квантуют амплитуды выделенных сигналов по 4-м уровням. Из квантованных сигналов формируются данные наблюдений в формате VDIF, после чего формируется поток данных 10G Ethernet. Форматер и формирователь потока данных работают так же, как в каналах ШСПС [3]. Выходной поток данных через трансивер передается по ВОЛС в сервер радиотелескопа, откуда транслируется в центр корреляционной обработки данных. Предусмотрен также выход данных в формате VSI-N для подключения регистрирующего терминала (например, Mark 5B+). В системе на кристалле, содержащей 16 ЦВК, формируется такой же поток данных, какой дает СПС P1002M [2].

Цифровые видеоконверторы и гетеродины на ПЛИС

Структура и параметры системы выделения узкополосных сигналов определяются частотой дискретизации F_d широкополосного сигнала ПЧ, допустимыми для ПЛИС тактовыми частотами F_T и реализуемыми при этих частотах параметрами цифровых гетеродинов видеоконверторов. Чтобы выделять узкополосные сигналы из полосового сигнала, гетеродин ЦВК должен перестраиваться в полосе частот от ΔF_{\min} до $B_c - \Delta F_{\min}$, где ΔF_{\min} — минимальное значение ширины спектра выделяемого сигнала. Гетеродин должен работать с тактовой частотой преобразуемого полосового сигнала F_T , а шаг частотной перестройки μ должен быть таким же, какой установлен для видеоконверторов СПС ($\mu=0.01$ МГц). В этом случае известные генераторы прямого синтеза сигналов [6] не подходят, так как не выполняется обязательное для этих синтезаторов условие равенства отношения $(F_T/\mu)=2^\alpha$, где α — целое число. Для ЦВК на ПЛИС разработан гетеродин [7] с приемлемыми параметрами (рис. 2).

Гетеродин, работающий с тактовой частотой F_T , формирует коды квадратурных (сдвинутых по фазе на 90°) гармонических сигналов $S_{sr}=A\sin(2\pi f_g t_r)$ и $S_{cr}=A\cos(2\pi f_g t_r)$, где f_g — рабочая частота гетеродина, $t_r = r/F_T$ — текущее дискретное время, r — порядковый номер, A — амплитуда. Гетеродин содержит датчик кода g , определяющего рабочую частоту f_g , суммирующий накопитель кодов фаз ψ , компаратор кодов и банки кодов гармонических сигналов $A\cos\psi$ и $A\sin\psi$, записанных для $G = F_T/\mu$ значений фаз в пределах одного периода гармонического колебания. При изменении фаз с шагом $\Delta\psi = 2\pi g/G$ на каждом такте формируются гетеродинные сигналы с частотой $F_g = gF_T/G = g\mu$.

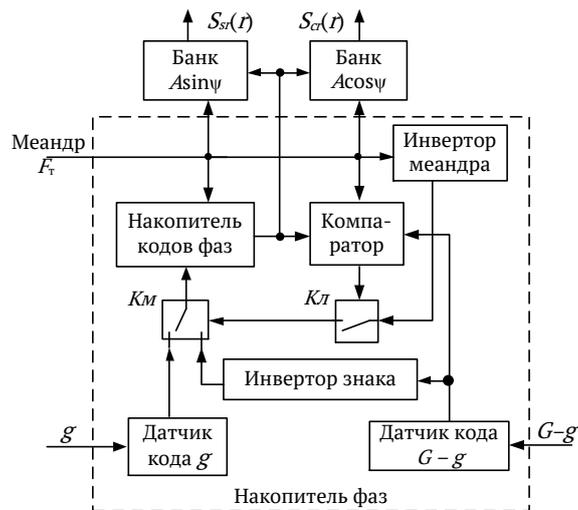


Рис. 2. Цифровой гетеродин

При включении гетеродина через процессор Microblaze в память датчиков вводятся код частоты g и код разности $(G - g)$. В исходном состоянии накопитель кодов фаз обнулен, и через коммутатор $Kм$ на его вход поступает код частоты g . На выходе компаратора кодов формируется нулевой потенциал, при котором ключ $Kл$ разомкнут. Работа всех узлов гетеродина тактируется передними фронтами меандра тактовой частоты F_T . Инвертором меандра формируется меандр этой частоты, смещенный на половину периода.

На каждом такте в суммирующем накопителе кодов фаз к текущему значению кода добавляется число g . Так меняются коды фаз до того такта, на котором накопленный код фазы становится равным или превысит $(G - g)$. На этом такте на выходе компаратора, сравнивающего выходной код фазы ψ со значением $(G - g)$, возникает единичный потенциал, которым ключ $Kл$ переводится в замкнутое состояние. Ближайший после этого момента импульс инверсированного меандра проходит через ключ $Kл$ и переключает коммутатор $Kм$ на второй вход, куда с инвертора знака подается код $(g - G)$. На следующем такте вычислений этот код суммируется в накопителе с ранее набранным кодом. В результате суммарный код фазы уменьшается на G , и в накопителе фиксируется только остаток. Поскольку этот остаток всегда меньше чем $(G - g)$, выход компаратора обнуляется, ключ $Kл$ переводится в исходное (разомкнутое) состояние, возвращая в исходное состояние коммутатор $Kм$. С приходом следующего тактового импульса начинается очередной цикл накопления кодов фаз. В результате значения фаз гетеродинных сигналов меняются с заданным шагом $2\pi g/G$ циклически, оставаясь в пределах 2π , что гарантирует формирование кодов гетеродинных сигналов заданной частоты. Гетеродин может работать в диапазоне частот от минимального значения $f_{g\min} = \mu$ до максимальной частоты $f_{g\max} = 0.5F_T - \mu$.

Тактовая частота F_T входного цифрового сигнала должна быть, по крайней мере, в два раза меньше максимальной для ПЛИС частоты $F_{Tmax}=512$ МГц, так как в рассматриваемом гетеродине при переходе кода фазы через 2π в течение одного периода тактовой частоты $1/F_T$ последовательно выполняются две операции: вычисление фазы и переключение коммутаторов K_m и K_l . Полоса частот, в которой работает ЦВК с рассматриваемым гетеродином, должна быть, по крайней мере, в 2 раза уже максимальной для ПЛИС полосы $B_{cmax} = 0.5F_{Tmax} = 256$ МГц. Для видеоконверторов на ПЛИС класса Kintex-7 приемлемы тактовые частоты $F_T = 128$ или 256 МГц, при которых полосы частот входных сигналов не превышают 64 и 128 МГц соответственно. С той же тактовой частотой F_T , с какой поступают входные сигналы $y(r)$, цифровой гетеродин формирует квадратурные сигналы S_{cr} и S_{sr} .

Для ЦВК на ПЛИС, работающего в полосе частот $B_{cmax} = 256$ МГц, перестройку по частоте обеспечивает гетеродин, содержащий M пар переключаемых блоков памяти кодов гетеродинных сигналов $S_{gs}(r)$ и $S_{gc}(r)$ [8]. В нем формирователь фаз гетеродинного сигнала работает с пониженной тактовой частотой $F_T = F_{Tmax}/M$, а выходы блоков памяти переключаются с частотой F_{Tmax} . В блоках памяти записаны коды гармонического сигнала, взаимно сдвинутые по фазе на $2\pi g/GM$. Текущее значение фаз на адресных входах блоков памяти меняются с пониженной тактовой частотой F_{Tmax}/M , но в результате поочередного опроса (коммутации) выходов блоков памяти с частотой $MF_T = F_{Tmax}$ формируются необходимые для смесителей видеоконвертора сигналы с тактовой частотой F_{Tmax} . В блоках памяти коды записанных гармонических сигналов зависят от кода g заданной рабочей частоты f_g , и их необходимо менять при смене рабочей частоты. Это выполнить несложно, поскольку частоты настройки видеоконверторов устанавливаются перед сеансом РСДБ-наблюдений и не меняются во время сеанса.

Функции ЦВК состоят в выделении из входного сигнала $y(r)$ сигналов верхней $z_v(k)$ и нижней $z_n(k)$ боковых полос с относительно узкими полосами ΔF и двухбитном (4-уровневом) квантовании выделенных сигналов (здесь k — порядковый номер отсчета выходного сигнала). ЦВК (рис. 3.) содержит преселектор, квадратурный смеситель, образованный двумя умножителями с фильтрами низких частот (ФНЧ 1) на выходах и фазовым селектором сигналов ВВП и НВП с ФНЧ 2 на выходах, цифровой гетеродин квадратурных сигналов S_{gs} и S_{gc} , инверторы спектров сигналов, вычислитель среднеквадратического отклонения узкополосных сигналов σ_z и двухбитные квантователи сигналов ВВП и НВП.

Цифровые выборки входного сигнала $y(r)$ с тактовой частотой F_T (например, 128 МГц) поступают через преселектор в умножители квадратурного смесителя. Преселектор, выполненный в виде трех переключаемых фильтров с частично перекрывающимися полосами пропускания, предназначен для ослабления внеполосных сигналов, которые могли бы создавать комбинации

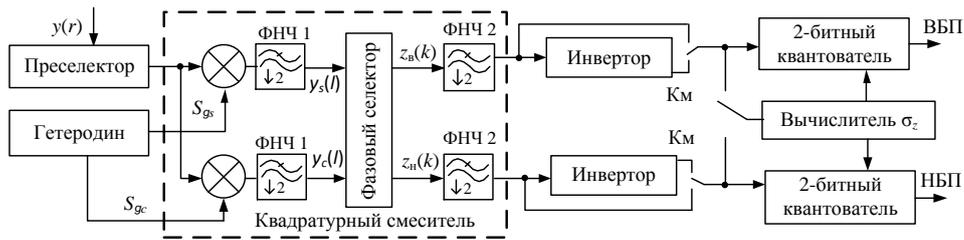


Рис. 3. Цифровой видеоконвертор

онные помехи при преобразовании частоты. Полоса пропускания фильтра преселектора устанавливается по команде устройства управления ПЛИС в соответствии с заданной частотой настройки гетеродина f_g .

Фильтры ФНЧ 1 на выходах умножителей имеют полосу пропускания, в которую попадают сигналы НБП и ВБП с полосами $\Delta F = 16$ МГц. В этих фильтрах снижается тактовая частота сигнала, благодаря чему уменьшаются затраты ресурсов ПЛИС при формировании последующего фазового селектора сигналов боковых полос. При работе видеоконвертора с частотой $F_T = 128$ или 256 МГц тактовая частота уменьшается соответственно в 2 или в 4 раза. На вход фазового селектора поступают сигналы в полосе 32 МГц с тактовой частотой $F_{T1} = 64$ МГц.

На выходах квадратурного преобразователя частоты сигналы $y_c(l)$ и $y_s(l)$, где l – номер отсчета сигнала с тактовой частотой F_{T1} , сдвинуты по фазе на 90° один относительно другого. Чтобы разделить сигналы ВБП и НБП, в фазовом селекторе сигналы $y_c(l)$ и $y_s(l)$ дополнительно смещаются один относительно другого по фазе на 90° , а затем суммируются и вычитаются. Цифровой фазовый селектор выполнен по трехкаскадной схеме [9]. Для такого селектора сигналов с полосой 0.1–32 МГц требуется в 3.5 раза меньше блоков умножения и в 2 раза меньше блоков памяти (по 36 кбит) по сравнению с однокаскадным селектором [10].

ФНЧ 2 на выходах фазового селектора выделяют сигналы с полосами ΔF и дополнительно понижают тактовую частоту в 2 раза, если $\Delta F = 16$ МГц, или в 4 раза, если $\Delta F = 8$ МГц. Для установки необходимой для наблюдений полосы выходных сигналов ΔF устройством управления ПЛИС вводятся соответствующие весовые коэффициенты, формирующие АЧХ фильтров. Полученные сигналы боковых полос $z_n(k)$ и $z_b(k)$, с выходной тактовой частотой $F_{T_{\text{вых}}} = 2\Delta F$, квантуются по 4-м уровням: $z(k) < -\sigma_z$; $-\sigma_z \leq z(k) < 0$; $0 \leq z(k) < \sigma_z$ и $z(k) \geq \sigma_z$, где σ_z – СКО отсчетов. Необходимое для квантования значение СКО σ_z вычисляется по 2^{24} выборкам, что соответствует среднеквадратической погрешности вычислений 0.02 %. При этом практически исключены потери чувствительности радиоинтерферометра из-за неточной установки порогов квантования сигналов. Двухбитные коды квантованных сигналов ВБП и НБП с тактовой частотой $F_{T_{\text{вых}}} = 2\Delta F$ поступают в формater данных.

Выделенные фильтрами фазового селектора сигналы ВБП $z_b(k)$ и НБП $z_n(k)$ имеют разнонаправленные спектры. С помощью инверторов восстанавливается правильная последовательность отсчетов спектра (от меньшей частоты к большей) для обоих сигналов. Инвертирование спектра выходного сигнала необходимо и в том случае, если спектр входного сигнала $y(r)$ был инвертирован на каких-либо предыдущих стадиях преобразования частот в РПУ или в канале УПФС. Спектр цифрового сигнала инвертируется умножением его на $(-1)^k$. Режим инвертирования включается по команде с управляющего компьютера радиотелескопа с помощью коммутаторов K_m .

Устройство предварительной фильтрации широкополосного цифрового сигнала

УПФС (рис. 4) содержит дешифратор, разделяющий входной сигнал на 8 сигналов с тактовой частотой F_T , основной и дополнительный комплексные 8-канальные полифазные фильтры (ПФФ) и фазовые селекторы, которые преобразуют комплексные сигналы в пары вещественных сигналов с полосами $B_c = 64$ МГц. Восемь последовательностей выборок $x_n(r)$ с тактовой частотой $F_T = 128$ МГц поступают в каналы основного и дополнительного ПФФ. В каналы дополнительного ПФФ эти последовательности поступают через квадратурные преобразователи частоты с гетеродином на частоте $B_c/2 = 32$ МГц. Полученные при этом полосовые сигналы сдвинуты на полполосы относительно сигналов, полученных в основном ПФФ. При полифазной фильтрации сильно искажаются сигналы в узких полосах частот на скатах амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) канала ПФФ шириной до 6 МГц в середине между гармониками тактовой частоты. В фазовом селекторе также ослаблены

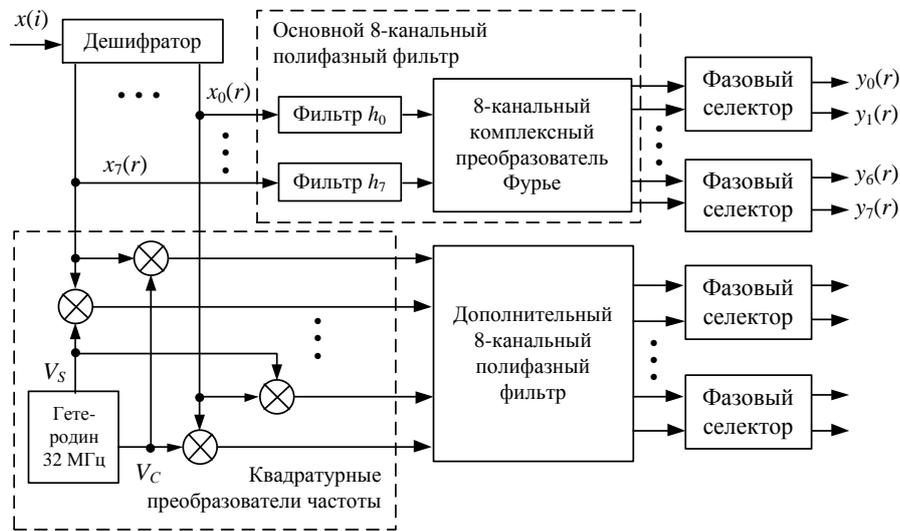


Рис. 4. Устройство предварительной фильтрации сигналов

и искажены сигналы вблизи нулевой частоты ($F < 0.2$ МГц). Все выпадающие участки спектра входного сигнала, возникающие в основном ПФФ и фазовых селекторах, перекрываются полосовыми сигналами, полученными в дополнительном ПФФ. Это обеспечивает возможность выделения узкополосных сигналов во всей полосе частот входного сигнала B_0 .

В канал основного ПФФ с порядковым номером n ($n = 0, 1, 2, \dots, 7$) поступают выборки $x(i)$ с порядковыми номерами $r = \langle i/8 \rangle + n$, где угловые скобки обозначают целую часть дроби. После перемножения полученных последовательностей выборок с 16-разрядными кодами весовых функций $h_n(r)$, формирующих АЧХ каналов, и дискретного комплексного преобразования Фурье основной полифазный фильтр формирует N последовательностей комплексных кодов [11]:

$$y_n(r) = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} x[L(r-l) - (L-1)n] h_n(l) \right\} \exp(j2\pi n/N),$$

где $L = 8$ — порядок фильтров, формирующих весовые функции $h_n(r)$; $N = 8$ — число каналов полифазного фильтра; j — мнимая единица. Частота следования этих кодов равна тактовой частоте F_T . Весовая функция $h_n(r)$, влияющая на распределение энергии между главным и боковыми лепестками спектральной функции выходного сигнала, определена по формуле:

$$h_n(r) = 0,5[1 - \cos(2\pi r/LN) \sin c(r/L - 0,5N)],$$

где $\text{sin } c(x) = \text{sin}(x)/x$ — функция кардинального синуса.

Спектры выходных комплексных сигналов $y_n(r)$ во всех каналах фильтрации занимают полосу частот от $-0.5F_T$ до $0.5F_T$, причем номер канала n определяет, какой именно участок спектра входного сигнала выделяет данный канал. Реальная $\text{Re } y_n(r)$ и мнимая $\text{Im } y_n(r)$ части комплексного сигнала $y_n(r)$ содержат составляющие сигнала с частотами ниже и выше соответствующей гармонике тактовой частоты F_T . Вещественные сигналы с полосой $B_1 = 64$ МГц выделяются из комплексного сигнала фазовым селектором, в котором дополнительно сдвигается фаза между сигналами $\text{Re } y_n(r)$ и $\text{Im } y_n(r)$ на 90° , после чего сигналы суммируются или вычитаются. Сместить фазы на 90° в полосе частот до 64 МГц, в принципе, можно с помощью одной пары фазосдвигающих фильтров, но это потребовало бы увеличения в несколько раз порядка импульсных характеристик фильтров и недопустимо большого расходования ячеек умножения и логических элементов ПЛИС. Поэтому фазовые селекторы сигналов выполняются по трехканальной схеме, аналогичной примененной в ЦВК. Здесь полоса частот $0 \dots 64$ МГц разделена на участки с границами $64 \dots 16$, $16 \dots 4$ и $4 \dots 0.2$ МГц, в которых фильтры, работающие на тактовых частотах $F_T = 128$ МГц, $F_{T1} = 32$ МГц и $F_{T2} = 8$ МГц, имеют соответственно импульсные характеристики порядка 23, 31 и 63. АЧХ канала ПФФ близка к прямоугольной. Неравномерность АЧХ в полосе $1 \dots 61$ МГц не превышает 0.6 дБ, а участки частот на скатах АЧХ ($F < 1$ МГц и $61 < F \leq 64$ МГц) не используются.

Спектры полосовых сигналов на выходах каналов УПФС могут иметь прямое направление (от меньшей частоты к большей) или обратное. Для восстановления правильного направления спектра полосового сигнала на входе фазового селектора предусмотрены инверторы. Спектр инвертируется путем умножения сигнала $y_n(r)$ на $(-1)^r$.

В результате моделирования и разработки модулей полифазной фильтрации установлено, что для одного УПФС достаточно выделить в ПЛИС 20 блоков умножения, 10527 ячеек триггеров и 7764 логических ячеек типа «таблица истинности» и 6 блоков памяти по 36 кбит.

Эффективность и качество модуля цифрового выделения сигналов

Качество и эффективность модуля цифрового выделения сигналов (МЦВС) можно оценить, сравнив аппаратные потери чувствительности интерферометров с СПС и с МЦВС. В интерферометре с МЦВС на обоих радиотелескопах потери, связанные с частотно-фазовыми искажениями в приемно-усилительном канале (до АЦП) и с неидентичностью каналов пары радиотелескопов, на несколько процентов меньше аналогичных потерь интерферометра с СПС. На радиотелескопах с МЦВС исключены потери, которые могут вносить достаточно сложные коаксиальные линии передачи широкополосных сигналов ПЧ и аналоговые распределители сигналов ПЧ по видеоконверторам СПС. Здесь высокоскоростной АЦП установлен непосредственно на выходе РПУ, а широкополосные сигналы распределяются по ЦВК цифровым способом. Потери в ЦВК примерно равны потерям в видеоконверторах СПС Р1002М, поскольку в обоих случаях применено цифровое разделение сигналов боковых полос. При сравнении с системами, в которых используются аналоговые видеоконверторы, имеющие большой технологический разброс параметров, выигрыш по чувствительности может достигать десятков процентов. Потери, связанные с квантованием и с цифровой обработкой сигналов, в интерферометрах с МЦВС и с СПС примерно одинаковые.

В целом интерферометр с МЦВС по чувствительности не уступает интерферометру с традиционной СПС при одинаковых антеннах. В интерферометре с МЦВС обеспечивается равенство групповых задержек выделяемых сигналов, выделяемых ЦВК, что имеет значение для синтеза полосы частот при корреляционной обработке данных. Перспективной представляется установка МЦВС на больших радиотелескопах с целью замены традиционных СПС и коаксиальных линий передачи аналоговых сигналов ПЧ.

Применение МЦВС на небольших радиотелескопах дает возможность работать в РСДБ-сети с традиционными СПС, но необходимо учитывать снижение чувствительности интерферометра из-за уменьшения эффективной площади антенны. В этом случае потери чувствительности не компенсируются за счет расширения полосы регистрируемых сигналов.

Блок преобразования потоков данных

На радиотелескопах с ШСПС (например, на РТ-13), где по ВОЛС передаются высокоскоростные потоки данных, вместо рассмотренного модуля выделения сигналов удобно использовать конструктивно законченный блок преобразования потоков данных (БППД). При установке блока на радиотелескопе (например, около сервера) следует использовать предусмотренный в ШСПС режим трансляции 8-разрядных (не квантованных) выборок сигнала. Цифровое выделение узкополосных сигналов можно реализовать и в корреляционном центре, но туда поступают 2-разрядные коды квантованных выборок широкополосного сигнала, при фильтрации которых увеличиваются искажения сигналов и потери чувствительности. Кроме того, при установке БППД на радиотелескопе можно в разы снизить скорость информационного потока данных, передаваемого в корреляционный центр.

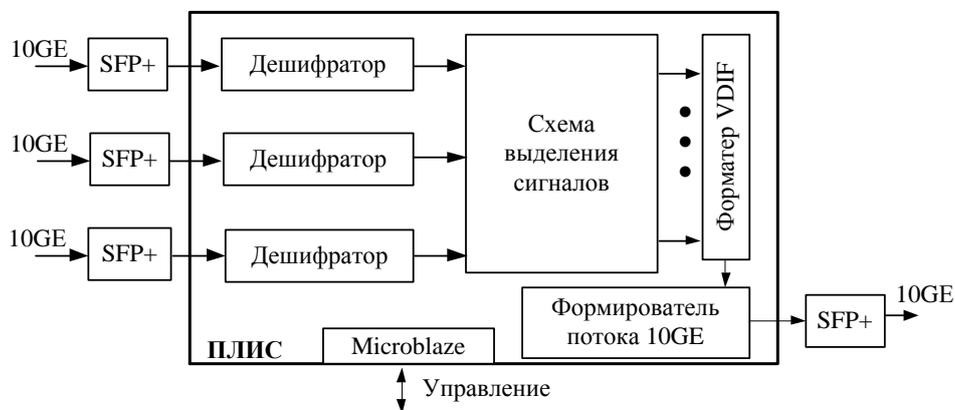


Рис. 5. Блок преобразования потоков данных

БППД (рис. 5) содержит три входных трансивера SFP+, принимающих потоки данных по интерфейсу 10GE, преобразователь потоков данных, выполненный на ПЛИС типа XC7K325T, и выходной трансивер SFP+ с выходом на ВОЛС. В структуре ПЛИС сформированы три дешифратора входных сигналов, схема выделения узкополосных сигналов, содержащая 16 ЦВК, форматер данных VDIF и формирователь выходного потока с интерфейсом 10GE. Структурная схема ПЛИС в данном блоке отличается от представленной на рис. 1 только наличием входных дешифраторов. В дешифратор поток импульсов с приемника SFP+ поступает через порт GTX. После снятия синхронизирующих импульсов потока 10GE восстанавливается поток данных формата VDIF, от которого в дешифраторе отделяются служебные слова (заголовок) формата. Оставшаяся последовательность 8-разрядных выборок широкополосного сигнала поступает в схему выделения узкополосных сигналов, принцип действия которой рассмотрен выше (рис. 1). С выходов 16 ЦВК квантованные сигналы с полосами $\Delta F = 16$ или 8 МГц поступают в форматер VDIF, после чего преоб-

разуются в поток 10GE и через передатчик SFP+ транслируются по ВОЛС в сервер радиотелескопа. Информационная скорость потока данных, полученных при форматировании 16-и сигналов с полосами $\Delta F = 16$ МГц равна 1024 Мбит/с. Данные наблюдений, полученные от ШСПС с блоком преобразования потоков данных, по своей структуре такие же, как данные, получаемые от радиотелескопов с традиционными СПС.

БППД был испытан в конце сентября 2017 г. в сеансах РСДБ-наблюдений R-I-2140, R-I-2141 и R-I-2142. В обсерватории «Светлое» на радиотелескопе РТ-32 работала штатная СПС Р1002М, которая выделяла для регистрации 16 каналов в X и S диапазонах с шириной полосы частот 8 МГц каждого канала. В обсерваториях «Зеленчукская» и «Бадары» одновременно работали радиотелескопы РТ-32, оснащенные СПС Р1002М [1], и радиотелескопы РТ-13, оснащенные ШСПС [3], обеспечившие регистрацию сигналов в полосах 512 МГц. Во время испытаний в обсерватории «Зеленчукская» БППД обеспечивал одновременную регистрацию 10-и сигналов шириной 8 МГц, выделенных из двух широкополосных (512 МГц) каналов диапазона волн X и 6 каналов, выделенных из канала S диапазона. Для регистрации сигналов с выхода СПС Р1002М использовалась штатная аппаратура регистрации Mark 5B+, а для регистрации сигналов с выхода ШСПС — штатная система передачи и буферизации данных радиотелескопа. Синхронизация осуществлялась с помощью штатной системы частотно-временной синхронизации. Радиоприемные системы всех радиотелескопов работали в одних и тех же частотных диапазонах. Обработка данных производилась на программном корреляторе DiFX в Институте прикладной астрономии РАН. Результаты обработки данных подтвердили возможность работы радиотелескопов РТ-13, оснащенных БППД, в составе РСДБ-сети «Квазар-КВО».

Заключение

Рассмотренный способ выделения узкополосных сигналов из высокоскоростных цифровых потоков, получаемых при аналого-цифровом преобразовании широкополосных сигналов ПЧ, реализован на ПЛИС 7-ого поколения. Разработанный цифровой модуль обеспечивает выделение из высокоскоростных цифровых потоков ряда относительно узкополосных (до 16 МГц) сигналов с заданными частотами. По выполняемым функциям цифровой модуль соответствует 16-канальной СПС Р1002М с регистрирующим терминалом Mark 5B+ зарубежного производства и при определенных условиях может заменить их. Это позволит значительно сократить эксплуатационные расходы, повысить надежность радиотелескопа, заменить коаксиальные линии передачи сигналов ПЧ на ВОЛС. Модуль может применяться на малых и больших РСДБ-радиотелескопах. Разработан также блок преобразования потоков данных, с помощью которого можно подключать радиотелескоп РТ-13 к действующим РСДБ-сетям с системами регистрации узкополосных сигналов.

Работа выполнена с использованием оборудования ЦКП/УНУ «Радиоинтерферометрический комплекс «Квазар-КВО».

Литература

1. Гренков С. А., Носов Е. В. и др. Цифровая радиоинтерферометрическая система преобразования сигналов / Гренков С. А., Носов Е. В., Федотов Л. В., Кольцов Н. Е. // Приборы и техника эксперимента. — М.: Наука, 2010. — № 5. — С. 60–66.
2. Система преобразования и регистрации сигналов для радиоастрономического интерферометра: пат. RU 122810 U1 Российская Федерация, МПК H03D 7/00 / Ипатов А. В., Кольцов Н. Е., Федотов Л. В.; патентообладатель ИПА РАН. — № 2011144073; заявл. 31.10.2011; опубл. 10.12.2012, бюл. № 34.
3. Кольцов Н. Е., Маршалов Д. А. и др. Цифровая система преобразования широкополосных сигналов для астрономических радиоинтерферометров / Кольцов Н. Е., Маршалов Д. А., Носов Е. В., Федотов Л. В. // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. — СПб.: СПбГЭТУ, 2014. — Вып. 1. — С. 34–40.
4. Суркис И. Ф., Зимовский В. Ф. и др. Программный коррелятор для обработки наблюдений РСДБ-сети малых антенн. Результаты первых испытаний / Суркис И. Ф., Зимовский В. Ф., Кен В. О., Курдубова Я. Л., Мишин В. Ю., Мишина Н. А., Шантырь В. А. // Труды ИПА РАН. — СПб.: 2016. — Вып. 36. — С. 83–89.
5. Система преобразования и форматирования сигналов для радиоинтерферометра: пат. RU 175721 U1 Российская Федерация, МПК H03D 7/00 / Гренков С. А., Кольцов Н. Е., Федотов Л. В.; патентообладатель ИПА РАН. — № 2017132248; заявл. 14.09.2017; опубл. 15.12.2017, бюл. №35.
6. *Gentile K., Cushing R. A. Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis.* Norwood. Analog Devices, Inc, 1999. — 123 p.
7. Цифровой гетеродин для видеоконвертора: пат. RU 174149 U1 Российская Федерация, МПК H03D 7/00, H03L 7/16 / Гренков С. А., Кольцов Н. Е.; патентообладатель ИПА РАН. — № 2017115688; заявл. 03.05.2017; опубл. 04.10.2017, бюл. № 28.
8. Цифровой гетеродин на программируемой логической интегральной схеме: пат. RU 181253 U1 Российская Федерация, МПК H03D 7/00, H04D 1/16 / Гренков С. А., Кольцов Н. Е.; патентообладатель ИПА РАН. — № 2017139309; заявл. 13.11.2017; опубл. 06.07.2018., бюл. № 19.
9. Носов Е. В. Видеоконвертер с цифровой обработкой сигналов на видеочастотах для системы преобразования сигналов РСДБ-радиотелескопа // Труды ИПА РАН. — СПб.: 2010. — Вып. 21. — С. 99–105.
10. Кольцов Н. Е., Гренков С. А. Цифровые видеоконверторы для радиоастрономических систем преобразования сигналов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. — СПб. Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ»: 2017. — Вып. 5. — С. 19–27.
11. *Vaidyanathan P. P. Multirate Digital Filter Banks, Polyphase Networks, and Applications: a Tutorial* // Proc. of IEEE. — 1990. — Vol. 78, no. 1. — P. 56–93.

A Method to Extract Narrowband Signals from a Digital Broadband Signal

S. A. Grenkov, N. E. Kol'tsov

This article considers a method to extract narrowband signals from a digital high-speed broadband noise signal. The obtained and formatted narrowband signals are transferred to the buffering server for correlation processing. The device for extracting and formatting signals is designed to be placed in a programmable logic integrated circuit (FPGA — Field Programmable Gate Array). The considered system is the “system on a chip” and its firmware is developed to be installed on a FPGA unit of the 7th generation. The function of this system is similar to the function of the Data Acquisition System for the radio telescopes of the “Quasar” VLBI network.

Keywords: VLBI, digital signal conversion, system on a chip, digital down converter.