

16-канальный модуль цифровых видеоконверторов для радиотелескопов РТ-13

© С. А. Гренков, Д. А. Маршалов, Е. В. Носов,
Л. В. Федотов, Н. Е. Кольцов

ИПА РАН, г. Санкт-Петербург, Россия

В ИПА РАН разработан 16-канальный модуль цифровых видеоконверторов для радиоинтерферометра нового поколения, основанного на радиотелескопах диаметром 13 м (РТ-13). Разработанный модуль обеспечивает возможность подключения радиотелескопа с широкополосными (512 МГц) каналами регистрации сигналов к действующим радиоинтерферометрическим сетям, в которых применяются многоканальные системы регистрации сигналов на видеочастотах (16 или 8 МГц). В модуле три выполненных в ПЛИС преобразователя сигналов, являющихся цифровыми аналогами радиоинтерферометрической системы с 16-ю двухполосными видеоконверторами. Преобразователь из трёх цифровых сигналов с полосами 512 МГц позволяет выделить и отформатировать до 32-х сигналов с полосами 16 или 8 МГц. Даны описание и параметры модуля, а также оценки необходимых ресурсов ПЛИС для реализации преобразователя.

Ключевые слова: радиоинтерферометр, цифровой преобразователь сигналов, полифазный фильтр, преобразование частот, выделение узкополосного сигнала из широкополосного.

Введение

Высокоскоростные (2.048 Гбит на канал) потоки данных в формате VDIF, поступающие с каналов систем преобразования широкополосных сигналов (ШСПС) радиотелескопа РТ-13 [1], обрабатываются программным РСДБ-коррелятором [2]. Но эти потоки не воспринимаются РСДБ-коррелятором узкополосных (до 32 МГц) сигналов, которые используются при регулярных РСДБ-наблюдениях, проводимых комплексом «Квазар-КВО» автономно и в составе международных РСДБ-сетей. Поэтому актуальна задача выделения из сигнала с широкой (до 1 ГГц) полосой сигналов с узкими (16 МГц или 8 МГц) полосами регистрации и формирования потоков данных, аналогичных тем, которые дают традиционные системы преобразования сиг-

налов (СПС) с видеоконверторами, например, P1002M [3] или VLBA 4 [4]. Эту задачу решает разработанный на базе ПЛИС типа XC7K325T модуль преобразования потоков данных с цифровыми видеоконверторами.

Структура модуля

Модуль (рис. 1) содержит три трансивера SFP+, принимающих по волоконно-оптической линиям (ВОЛ) 10GE потоки данных с каналов ШСПС, преобразователь потоков данных на ПЛИС XC7K325T и выходной передающий трансивер SFP+. При работе с данным модулем цифровые преобразователи каналов ШСПС переводятся в режим трансляции по интерфейсу 10GE 8-разрядных цифровых выборок широкополосного (512 МГц) шумового сигнала без 2-битного квантования их амплитуд. Используя два приёмных канала диапазона длин волн X [5], можно выделять узкополосные сигналы во всей полосе промежуточных частот (ПЧ) 1–2 ГГц. Третий вход модуля можно использовать для приёма данных, полученных в диапазоне S, и одновременно регистрировать сигналы двух диапазонов длин волн.

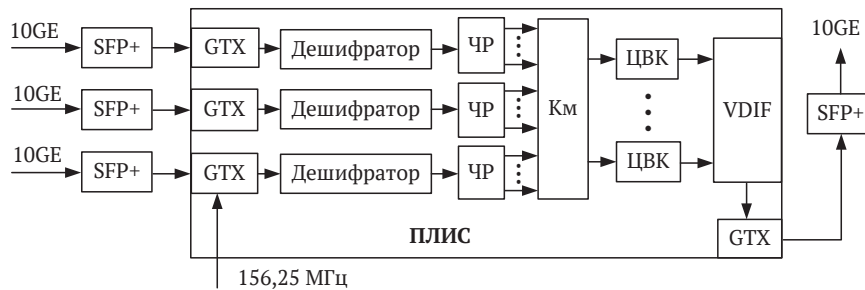


Рис. 1. Структура модуля

От приемника SFP+ на вход ПЛИС через порт GTX поступают импульсные последовательности, которые после снятия скремблеров и синхронизирующих импульсов интерфейса 10GE преобразуются в 64-разрядные слова, содержащие 8-разрядные коды восьми последовательных выборок сигнала или коды служебной информации. Эти 64-разрядные слова далее поступают на дешифратор (см. рис. 1). Для работы портов GTX в ПЛИС сформирован синтезатор импульсов опорных частот, который управляется внешним кварцевым генератором 156.25 МГц. После отделения служебной информации кадров Ethernet и VDIF дешифратор формирует 8 последовательностей 8-разрядных выборок $x(i)$ широкополосного шумового сигнала с тактовой частотой $f_T = 128$ МГц, и далее происходит параллельная обработка 8 выборок сигнала. Эти выборки поступают в 8-канальный частотный разветвитель (ЧР), где сигнал с полосой частот $B_s = F_D/2 = 512$ МГц разделяется на 8 поддиапазонов с полосами $B_1 = f_T/2 = 64$ МГц. ЧР построен на основе 8-канальных полифазных фильтров и фазовых селекторов. Через коммутатор Км к выходам ЧР подклю-

чаются 16 цифровых видеоконверторов (ЦВК) с фазовым разделением сигналов нижней (НБП) и верхней (ВБП) боковых полос. Таким образом, каждый ЦВК может быть подключен к любому поддиапазону любого из трех входов модуля. Выделенные сигналы с полосами частот $\Delta F = 16$ МГц или 8 МГц, которые обычно устанавливаются при РСДБ-наблюдениях, поступают в форматер VDIF [6]. Через формирователь выходного потока данных по интерфейсу 10GE и выходной порт GTX данные поступают в трансивер SFP+ и передаются далее по ВОЛ на сервер радиотелескопа для буферизации и последующей передачи в центр корреляционной обработки.

Разработанный модуль по своим функциям соответствует 16-канальной СПС [3] с регистрирующим терминалом и управляется компьютером радиотелескопа через сформированный в конфигурации ПЛИС процессор Microblaze.

Частотный разветвитель полосовых сигналов

ЧР (рис. 2) включает в себя основной и дополнительный комплексные полифазные фильтры и фазовые селекторы, которые преобразуют комплексные сигналы с выходов фильтров в пары действительных сигналов с полосами $B_1 = 64$ МГц (рис. 2). Дополнительный полифазный фильтр введен для того, чтобы исключить потери сигналов в узких (до 2 МГц) полосах около частот, кратных тактовой частоте f_T . В дополнительный фильтр выборки $x_i(r)$ поступают через квадратурные преобразователи частоты, работающие с гетеродинными сигналами на частоте $0.5B_1 = 32$ МГц. При этом выделяются полосовые сигналы, сдвинутые на 32 МГц относительно сигналов, выделяемых основным полифазным фильтром.

С выхода дешифратора 8 последовательностей выборок сигнала с тактовой частотой $f_T = 128$ МГц поступают в 8 каналов полифазного фильтра. В канал фильтра с порядковым номером n , где $n = 0, 1, 2, \dots, 7$, поступают выборки x_i с порядковыми номерами $r = \langle i/8 \rangle + n$, где угловые скобки обозначают

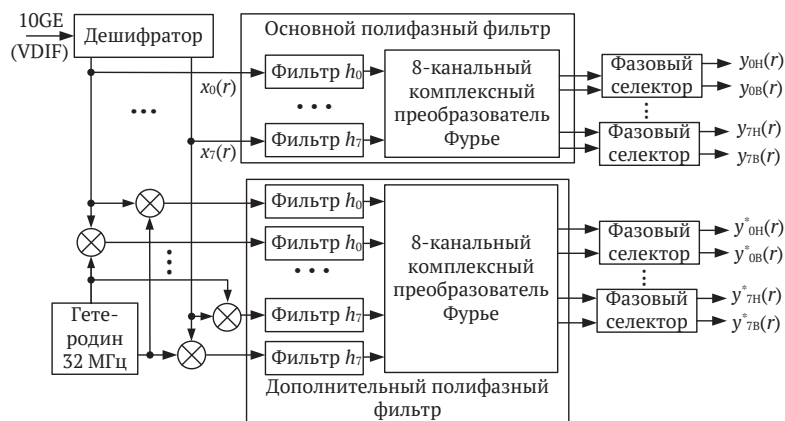


Рис. 2. Структура цифрового ЧР

целую часть дроби. После перемножения полученных последовательностей выборок с 16-разрядными кодами весовой функции $h_n(r)$, формирующей амплитудно-частотную характеристику канального фильтра, и дискретного комплексного преобразования Фурье формируются 8 комплексных сигналов со спектрами в полосе частот от $-0.5f_T$ до $0.5f_T$ [7]. Действительные сигналы в верхней и нижней боковых полосах каждого поддиапазона с полосой частот $B_1 = 64$ МГц выделяются фазовым селектором, построенным по предложенной в [8] схеме.

В полосе пропускания фазового селектора выделяемые действительные сигналы развязаны не менее чем на 30–35 дБ, что практически исключает их взаимное влияние. Коммутатором Км с выходов фазовых селекторов из набора $[y_{OH}(r)...y_{TH}(r); y_{OB}(r)...y_{TB}(r); y_{OH}^*(r)...y_{TH}^*(r); y_{OB}^*(r)...y_{TB}^*(r)]$ для каждого канала выбирается необходимый полосовой сигнал $z(r)$, из которого с помощью ЦВК затем будет выделен узкополосный сигнал. Число ЦВК в ПЛИС — 16, что равно максимальному числу входных квантованных сигналов для формatera VDIF.

Цифровой видеоконвертор

Цифровой видеоконвертор выделяет сигналы с полосами 16 или 8 МГц из цифрового сигнала с полосой B_1 . Он содержит пару перемножителей (смесителей), фильтры нижних частот с полосой 16 МГц, фазовый селектор сигналов НБП и ВБП, переключаемые выходные фильтры-формирователи полосы, 2-битные квантователи сигналов и цифровой гетеродин, перестраиваемый с шагом $\mu = 10$ кГц (рис. 3).

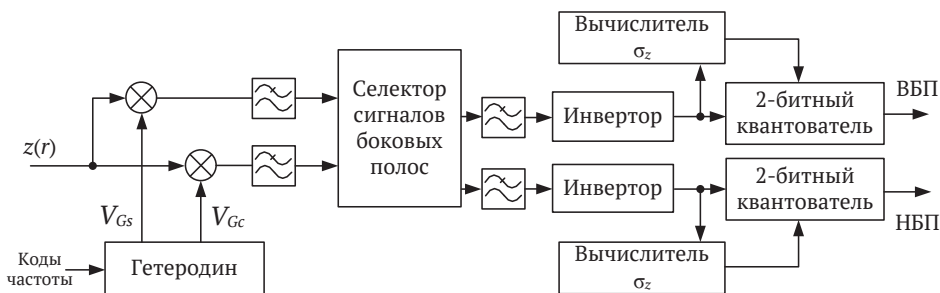


Рис. 3. Структурная схема цифрового видеоконвертора

Канал цифровой обработки сигналов видеочастот, поступающих с выходов квадратурного преобразователя частоты, был разработан ранее [8]. Но для рассматриваемого ЦВК разработан оригинальный цифровой гетеродин, который с тактовой частотой f_T формирует коды гетеродинных сигналов $V_C(r) = A \cos(2\pi f_g t)$ и $V_S(r) = A \sin(2\pi f_g t)$, где f_g — рабочая частота гетеродина, t — текущее время, задаваемое тактовой частотой f_T , A — амплитуда сигнала. Известные цифровые генераторы прямого синтеза частот, например [9], в данном случае не подходят, так как у них шаг перестройки μ и тактовая частота f_T

всегда связаны соотношением $f_T / \mu = 2^m$, где m — целое положительное число, а в данном случае это условие не выполняется.

Гетеродин (рис. 4) содержит датчик кода g , определяющего рабочую частоту f_g генерируемого сигнала, суммирующий накопитель кодов фаз, компаратор кодов и банки кодов гармонических сигналов $A\cos\Psi$ и $A\sin\Psi$, записанных для G значений фаз Ψ в пределах одного периода гармонического колебания. При изменении фаз Ψ с шагом g банки формируют гетеродинные сигналы с частотой $f_g = g f_T / G = g\mu$. Необходимое число отсчётов фаз в банках кодов гетеродинных сигналов $G = f_T / g$.

При включении гетеродина через процессор Microblaze в память датчика кода частоты вводится значение g , а в память второго датчика — код разности $(G - g)$. В исходном состоянии накопитель кодов обнулён, и через коммутатор Кл1 на его вход поступает код частоты g . На выходе компаратора кодов нулевой потенциал, при котором ключ Кл2 разомкнут. Передними фронтами меандра частоты f_T тактируется работа всех узлов гетеродина. На выходе инвертора формируется меандр той же частоты, но смещённый на полпериода.

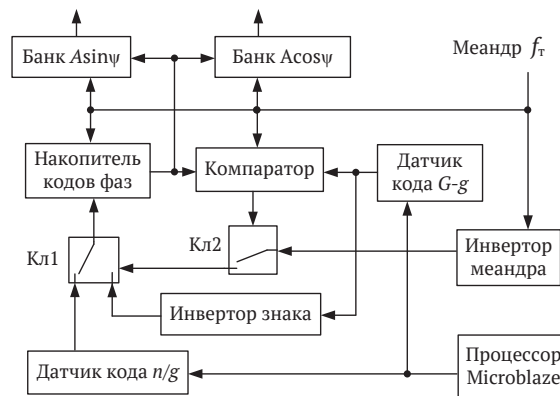


Рис. 4. Структура цифрового гетеродина

На каждом такте код в суммирующем накопителе, который определяет текущие значения фаз Ψ гетеродинных сигналов, увеличивается на значение g . Соответственно меняются фазы Ψ и коды гетеродинных сигналов до того такта, на котором набранный накопителем код станет равным значению $(G - g)$ или превысит его. В результате на выходе компаратора, сравнивающего выходные коды накопителя со значением $(G - g)$, появляется потенциал, которым ключ Кл2 переводится в замкнутое состояние. Ближайший после этого момента импульс инвертированного меандра проходит через ключ Кл2 и переключает Кл1, в результате чего на накопитель фаз с инвертора знака подаётся код $(g - G)$. На следующем такте этот код суммируется в накопителе с ранее набранным кодом и суммарный код уменьшается на G . В накопителе фиксируется только остаток, который может находиться в пре-

делах от 0 до $g - 1$ включительно. Поскольку этот остаток всегда меньше чем $(G - g)$, выходной потенциал компаратора обнуляется и ключ Кл2 переводится в исходное (разомкнутое) состояние, возвращая в исходное состояние Кл1, при котором через него транслируется код частоты g . С приходом следующего тактового импульса начинается очередной аналогичный цикл накопления кодов. Значения фаз гетеродинных сигналов меняются с заданным постоянным шагом циклически, оставаясь в пределах 2π , что и гарантирует формирование кодов гетеродинных сигналов заданной частоты.

Анализ разработанного проекта в среде Vivado показал, что для одного ЦВК требуются ресурсы ПЛИС (для ПЛИС фирмы Xilinx 7-го поколения) в объеме: $Q_X = 25$ блоков умножения, $Q_M = 10$ блоков памяти по 36 Кбит каждый, $Q_{FF} = 4009$ ячеек-триггеров и $Q_L = 1571$ логических ячеек типа «таблица истинности». Для преобразователя потоков в целом необходимо: $Q_X = 616$, $Q_M = 276$, $Q_{FF} = 143102$ и $Q_L = 75609$.

Заключение

Качество разработанного модуля оценивалось по возможным потерям чувствительности радиоинтерферометра (снижению отношения сигнал/шум) при его использовании. Предварительный анализ указанных потерь показал, что при цифровой обработке сигналов в ЦВК отношение сигнал/шум в среднем может сократиться не более чем на 6 %. Это соизмеримо с потерями в традиционных СПС и может повлиять на точность позиционирования пика кросскорреляционной функции лишь при наблюдениях наиболее слабых источников радиоизлучения. На точность вычисления интерферометрических задержек сигналов это практически не повлияет. Рассматриваемый модуль фактически является цифровым аналогом 16-канальной СПС P1002M, и имеет преимущества по габаритам и эксплуатационным характеристикам.

По предложенным техническим решениям был изготовлен макет модуля, который обеспечивал выделение из потоков данных, получаемых по интерфейсу 10GE, до 16-ти сигналов с полосами 16 МГц, форматирование их и передачу по ВОЛ. Лабораторные испытания макета подтвердили состоятельность предложенных решений и возможности согласования радиотелескопа РТ-13 с ШСПС и радиотелескопов с традиционными многоканальными СПС. Небольшие габариты модуля позволяют размещать его как в лабораторном корпусе (рядом с устройством буферизации данных), так и в антенной кабине радиотелескопа рядом с радиоприемной системой. С учётом результатов лабораторных испытаний макета ведётся конструирование модулей, которыми предполагается оснастить радиотелескопы РТ-13.

Литература

1. Кольцов Н. Е., Маршалов Д. А., Носов Е. В., Федотов Л. В. Цифровая система преобразования широкополосных сигналов для астрономических радиоинтерферометров // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. — 2014. — Вып. 1. — С. 34–40.

2. Суркис И. Ф., Шантырь В. А., Зимовский В. Ф., Кен В. О., Курдубова Я. Л., Мишин В. Ю., Мишина Н. А. Программный РСДБ-коррелятор на гибридном процессорном кластере // Труды ИПА РАН. — СПб.: ИПА РАН, 2015. — Вып. 33. — С. 64–71.

3. Гренков С. А., Носов Е. В., Федотов Л. В., Кольцов Н. Е. Цифровая радиоинтерферометрическая система преобразования сигналов // Приборы и техника эксперимента. — 2010. — № 5. — С. 60–66.

4. Napier P. J., Bagri D. S. et al. The Very Long Baseline Array / P. J. Napier; D. S. Bagri; B. G. Clark; A. E. Rogers; J. D. Romney; A. R. Thompson; R. C. Walker // Proceedings of the IEEE. — USA.: IEEE, 1994. — Vol. 82, № 5. — P. 658–671

5. Евстигнеев А. А., Евстигнеева О. Г., Лавров А. С., Мардышкин В. В., Поздняков И. А., Хвостов Е. Ю. Результаты разработки сверхширокополосной приемной системы радиотелескопа RT-13 // Труды ИПА РАН. — СПб.: ИПА РАН, 2015. — Вып. 35. — С. 98–103.

6. Носов Е. В., Федотов Л. В., Маршалов Д. А. Системы преобразования радиоинтерферометрического комплекса «Квазар-КВО» // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. Академика М. Ф. Решетнева. — 2014. — № 4(56). — С. 81–87.

7. Vaidyanathan P. P. Multirate digital filter banks, polyphase networks, and applications: a tutorial, Proc. of IEEE. 1990. — Vol. 78, № 1. — P. 56–93.

8. Носов Е. В. Видеоконвертор с цифровой обработкой сигналов на видеочастотах для системы преобразования сигналов РСДБ-радиотелескопа // Труды ИПА РАН. — СПб.: Наука, 2010. — Вып. 21. — С. 99–105.

9. Gentile K., Cushing R. A technical tutorial on Digital Signal Synthesis. AnalogDevices, Inc. — 1999. — P. 122.

A 16-Channel Module of Digital Down Converters for the RT-13 Radio Telescopes

**S. A. Grenkov, D. A. Marshalov, E. V. Nosov,
L. V. Fedotov, N. E. Koltsov**

The developed 16-channel module of digital down converters provides the possibility of connecting a radio telescope with broadband (512 MHz) channels for recording signals to working radio interferometric networks which use multichannel systems for recording signals at video frequencies (16 MHz or 8 MHz). The module is based on the FPGA technology and contains three converters for signals, which are the digital analogues of a radio interferometric system with 16 two-band down converters. The converter from three or less digital signals with 512 MHz bands allows for 32 or less signals with 16 MHz or 8 MHz bands to be allocated and formatted. The article contains a description and parameters of the module, as well as the estimation of the necessary FPGA resources for the implementation of the module.

Keywords: radio interferometer, digital down converter, polyphase filter, frequency conversion, split of broadband signal to narrowband signals.