

**ФИЗИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ ДЛЯ ЭКОЛОГИИ,
МЕДИЦИНЫ, БИОЛОГИИ**

УДК 521.8

**СИСТЕМА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ S/X-ДИАПАЗОНА
ВОЛН ДЛЯ РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТРА ОПЕРАТИВНОГО
МОНИТОРИНГА ВСЕМИРНОГО ВРЕМЕНИ**

© 2013 г. Л. В. Федотов, Н. Е. Кольцов*, Д. А. Маршалов, Е. В. Носов

Институт прикладной астрономии РАН

Россия, 191187, С.-Петербург, наб. Кутузова, 10

**ЗАО “Радиоэлектронная технологическая аппаратура”*

Россия, 197110, С.-Петербург, ул. Ждановская, 8

Поступила в редакцию 11.07.2012 г.

Система предназначена для оснащения радиотелескопов с антеннами небольшого (12–13 м) диаметра, используемых в радиоинтерферометрах со сверхдлинными базами, в том числе радиоинтерферометрах оперативного мониторинга Всемирного времени. Система работает в диапазонах волн S и X и обеспечивает выделение до 8 сигналов с шириной спектра до 512 МГц, преобразование их в цифровые последовательности с тактовой частотой 1024 МГц и формирование потоков данных в формате VDIF со скоростью 2048 Мбит/с на канал. Данные с каждого канала системы по интерфейсу 10G Ethernet передаются в устройство буферизации данных для отправки в центр корреляционной обработки.

DOI: 10.7868/S003281621303004X

ВВЕДЕНИЕ

В комплексах радиоинтерферометрии со сверхдлинными базами принимаемые радиосигналы сверхвысоких частот сначала переносятся в полосу видеочастот, а затем преобразуются в цифровые потоки данных для регистрации и последующей корреляционной обработки [1, 2]. При этом ширина спектра регистрируемого сигнала ограничена полосой пропускания видеоконвертора ($\Delta f \leq 16$ МГц). При таких полосах радиоинтерферометры с большими антеннами, например комплекс “Квazar-КВО”, имеют чувствительность, вполне достаточную для высокоточных координатно-временных и эфемеридных измерений [3–5]. Однако для оперативного мониторинга Всемирного времени, требующего проведения по 3–4 часовых сеанса радиоинтерферометрических наблюдений каждые сутки, применять уникальные радиоинтерферометрические комплексы с большими антеннами нецелесообразно. В этом случае следует использовать радиотелескопы с малыми (12–13 м) быстроповоротными антеннами [6].

Одна из основных проблем использования небольших антенн – обеспечение необходимой чувствительности радиоинтерферометра, поскольку принимаемые от опорных источников космического излучения радиосигналы весьма слабы: спектральная плотность мощности потока S обычно составляет десятые доли – единицы янских. При эффективной площади антенны $A \approx 100$ м² и $S = 0.5$ Ян шумовая температура наведенного в

антенне сигнала $T_s = 0.5SA/k \approx 0.018$ К где k – постоянная Больцмана. Температура же собственных шумов радиотелескопа, даже при криогенном охлаждении малошумящих усилителей, составляет $T_n \approx 40–60$ К, что на четыре порядка выше уровня принимаемого сигнала.

Для радиоинтерферометра с небольшими антеннами необходима система, в каналах которой преобразуются шумовые сигналы с полосами спектра $\Delta f > 400$ МГц. Возможность создания канала цифрового преобразования широкополосных сигналов на основе современных высокочастотных аналого-цифровых преобразователей (АЦП), демультимплексоров и программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) была проверена на лабораторном макете, в котором использовалась плата Neptune V5 фирмы Tekmicro [7]. На макете были отработаны алгоритмы и программы цифрового преобразования широкополосных сигналов, положенные в основу разработки опытного образца системы преобразования сигналов для радиоинтерферометра оперативного мониторинга Всемирного времени. Для разработки образца системы, пригодного для установки на радиотелескоп, пришлось использовать другую элементную базу, поскольку в многофункциональной плате Neptune V5 скорость вывода формируемых в ПЛИС информационных потоков данных недостаточна для двухбитного квантования сигналов с полосой $\Delta f > 400$ МГц.

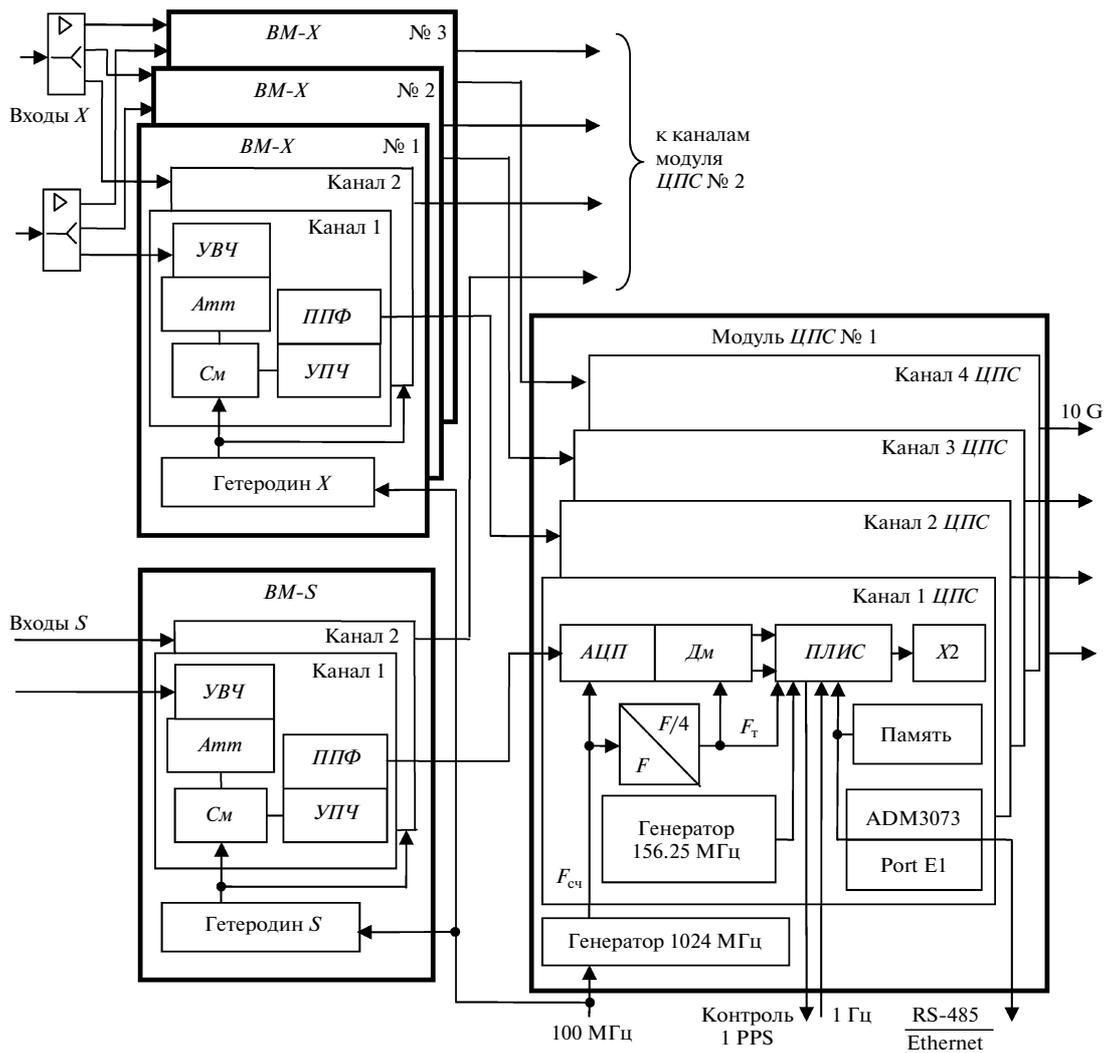


Рис. 1. Функциональная схема системы преобразования сигналов. *Атт* – attenuator; *См* – смеситель; *Дм* – демультиплексор; *ВМ* – высокочастотный модуль; *УВЧ* – усилитель высокой частоты; *ППФ* – полосно-пропускающий фильтр; *УПЧ* – усилитель промежуточной частоты; *АЦП* – аналого-цифровой преобразователь; *ПЛИС* – программируемая логическая интегральная схема; *ЦПС* – цифровое преобразование сигналов.

Образец системы разработан Институтом прикладной астрономии РАН и ЗАО “Радиоэлектронная технологическая аппаратура” (г. С.-Петербург).

СТРУКТУРА СИСТЕМЫ

Рассматриваемая система предназначена для усиления, фильтрации и двухбитного квантования принимаемых антенной шумовых сигналов в заданных полосах частот, формирования выходных цифровых информационных потоков в формате VDIF (VLBI Data Interchange Format), рекомендованном для перспективных радиоинтерферометров [8], и трансляции полученных потоков данных в устройство буферизации данных для последующей передачи их в центр корреляционной обработки.

Система (рис. 1) содержит двухканальные высокочастотные модули *ВМ-Х* и *ВМ-С*, которые обеспечивают усиление и преобразование частот сигналов диапазонов длин волн *Х* (7.0–9.5 ГГц) и *С* (2.2–2.6 ГГц), а также один или два четырехканальных модуля цифрового преобразования сигналов (*ЦПС*). При использовании одного модуля *ЦПС* можно одновременно принимать сигналы одной поляризации в трех каналах *Х*-диапазона и одном канале *С*-диапазона. Если необходимо принимать сигналы обеих поляризаций, то подключается второй модуль *ЦПС*.

Модуль *ВМ-С* непосредственно, а модули *ВМ-Х* через дополнительный неохлаждаемый усилитель с делителем мощности подключаются к охлаждаемым малошумящим усилителям соответствующих диапазонов волн, которые конструктивно совме-

щены с облучающей системой антенны. Рабочие диапазоны частот высокочастотных модулей соответствуют частотным диапазонам облучателей, разрабатываемых для небольших антенн радиотелескопов [6], и диапазонам двухволнового S/X-облучателя антенн комплекса “Квазар-КВО” [3].

Каждый канал высокочастотного модуля содержит усилитель высокой частоты УВЧ с аттенюатором $A_{\text{атт}}$, регулирующим ослабление уровня сигнала в пределах 0–30 дБ с шагом 0.25 дБ, смеситель $S_{\text{м}}$ и усилитель промежуточной частоты УПЧ с полосно-пропускающим фильтром ППФ, ограничивающим полосу пропускания Δf канала. Принимаемые сигналы в смеси с собственными шумами радиотелескопа преобразуются к базовой полосе промежуточных частот, в которой работают АЦП, считывающие выборки шумового сигнала с частотой $F_{\text{сч}} = 2\Delta f$. Полоса промежуточных частот согласована с рабочим диапазоном частот АЦП и соответствует одной из зон Найквиста с границами $(i - 1)\Delta f$ и $i\Delta f$, где i – порядковый номер зоны.

Тактовая частота считывания выборок сигнала при работе системы в формате VDIF должна быть равна степени 2, например $F_{\text{сч}} = 1024$ МГц. При такой частоте удобно преобразовывать сигналы с шириной спектра до 512 МГц, совмещая полосу промежуточных частот либо со второй зоной Найквиста (512–1024 МГц), либо с третьей (1024–1536 МГц). При полосе 1024–1536 МГц конструкция высокочастотных модулей проще и обеспечивается эффективное (>40 дБ) подавление комбинационных составляющих на выходе смесителя. Инверсия спектра при аналого-цифровом преобразовании сигналов в этой полосе частот компенсируется при цифровой обработке выборок сигнала в канале ЦПС.

Сигнал с частотой $F_{\text{сч}} = 1024$ МГц, управляющий работой АЦП типа ADC081500, вырабатывается генератором, который синхронизован опорной частотой 100 МГц от водородного стандарта частоты, установленного на радиотелескопе. Генератор выполнен на высокооборотном автогенераторе UMХ-153-D16 фирмы Universal Microwave Corporation и микросхеме фазовой автоподстройки частоты ADF4106BCP.

Выборки шумового сигнала через встроенный в АЦП демультимплексор $D_{\text{м}}$ поступают в ПЛИС, где выполняются все операции по измерению энергетического уровня сигнала, двухбитному цифровому квантованию и формированию информационного потока данных в формате VDIF. Полученный поток данных через оптический трансивер X2 фирмы Finisar Corporation передается в устройство буферизации данных по интерфейсу 10GE. Тактовая частота 3.125 ГГц, используемая для передачи данных из ПЛИС в оптический трансивер, формируется в ПЛИС путем умноже-

ния частоты кварцевого генератора 156.25 МГц. Конфигурация ПЛИС хранится в микросхеме памяти XCF32PFS48С и загружается в ПЛИС при включении питания.

Система управляется центральным компьютером радиотелескопа по интерфейсу Ethernet или RS-485. Для связи с компьютером используются Port E1 в ПЛИС и микросхема преобразователя уровней ADM3073. Процессор управления модулем ЦПС реализован в конфигурации ПЛИС. Для управления высокочастотными модулями в них установлены микроконтроллеры типа Atmega 8 фирмы Atmel, которые подключаются к центральному компьютеру.

Устройство управления системой сформировано в ПЛИС каждого модуля ЦПС в виде процессора Microblaze, который через преобразователи уровней сигналов связан с центральным компьютером радиотелескопа по интерфейсу RS-485 или 10/100 Ethernet. По команде компьютера задается рабочий режим ПЛИС, устанавливается ослабление аттенюатора на входе АЦП и проводится начальная калибровка АЦП. В компьютер по его запросу передается информация о мощности сигнала и состоянии основных функциональных узлов канала.

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ МОДУЛИ

Высокочастотный модуль каждого диапазона волн собран из двух одинаковых интегрально-гибридных микросборок приемных каналов и микросборки гетеродина. Важнейшей задачей при разработке модулей $ВМ-X$ и $ВМ-S$ было сведение к минимуму аппаратных потерь чувствительности радиointерферометра, причинами которых могут быть: потери при аналого-цифровом преобразовании шумового сигнала, потери из-за искажений частотных характеристик сигнальных трактов от облучателя антенны до модуля ЦПС, потери из-за шумов гетеродинов, потери из-за конечной крутизны скатов амплитудно-частотной характеристики (а.ч.х.) ППФ и перекрытия спектров сигналов в соседних зонах Найквиста.

Чтобы минимизировать потери при считывании выборок воздействующего на АЦП шумового сигнала, его среднеквадратическое отклонение (с.к.о.) $\sigma_{\text{ш}}$ должно быть равно или немного меньше чем $U_{\text{АЦП}}/3$, где $U_{\text{АЦП}}$ – максимальное для АЦП значение измеряемого напряжения. Для АЦП ADC081500 с симметрирующим трансформатором ADTL2-18 на входе это условие выполняется, если мощность шумового сигнала $P_{\text{вх}} \approx 1$ мВт. Следовательно, коэффициент передачи высокочастотного модуля должен быть

$$K_{\text{вм}} = P_{\text{вх}}/k\Delta f K_{\text{мш}}(T_n + T_s) \approx P_{\text{вх}}/k\Delta f K_{\text{мш}},$$

где $K_{\text{мш}} \sim 30$ дБ – коэффициент усиления мощности охлаждаемого маломощного усилителя на радиотелескопе. При $\Delta f = 512$ МГц коэффициент усиле-

ния высокочастотного модуля должен быть ≥ 60 дБ. Уровень сигнала на входе АЦП, близкий к номинальному ($\sigma_u \approx U_{\text{АЦП}}/3$), устанавливается аттенуатором высокочастотного модуля *ВМ-Х* или *ВМ-С*.

Чувствительность радиоинтерферометра и точность определения групповых задержек сигнала на его базе, согласно [9], характеризуются отношением R математического ожидания пика корреляционного отклика к с.к.о. остаточного шума на выходе коррелятора:

$$R = \prod_j a_j \sqrt{(T_{s1}T_{s2}/T_{n1}T_{n2})\Delta f t_n},$$

где t_n — время накопления пары коррелируемых сигналов; a_j — коэффициенты, учитывающие потери от факторов технического характера; подстрочные индексы 1 и 2 обозначают номера радиотелескопов интерферометра.

При правильном распределении усиления каскадов приемно-усилительного канала исключаются влияние собственных шумов высокочастотного модуля на шумовую температуру радиотелескопа и нелинейные искажения в канале при изменениях уровня шумового сигнала в процессе наблюдений. Но в полосе пропускания 512 МГц осцилляции сквозной а.ч.х. тракта от облучателя антенны до модуля ЦПС удается уменьшить лишь до 1–1.2 дБ. С учетом неидентичности а.ч.х. двух радиотелескопов суммарный размах осцилляций может возрасти до 2–2.4 дБ, что соответствует снижению отношения R менее чем на 2.5%, т.е. $a_1 \approx 0.975$ [10]. Среднеквадратические отклонения фазочастотной характеристики от линейной дают примерно такое же снижение отношения сигнал/шум ($a_2 \approx 0.975$). Наклон а.ч.х. сводится к минимуму при настройке высокочастотного модуля и может не учитываться ($a_3 \approx 1$).

Поскольку крутизна скатов а.ч.х. у ППФ, ограничивающих полосу пропускания канала, конечно, при аналого-цифровом преобразовании сигналов появляются дополнительные шумы из-за перекрытия спектров сигналов соседних зон Найквиста. Для уменьшения этого эффекта, по возможности, увеличивают крутизну скатов а.ч.х. и немного сужают полосу пропускания по сравнению с шириной зоны Найквиста 512 МГц. При исследовании разных вариантов построения ППФ было установлено, что потери минимальны ($a_4 \approx 0.96$), если использовать в качестве ППФ последовательное соединение керамического фильтра верхних частот HFCN-1100 и фильтра нижних частот LFCN-1200 фирмы Mini-Circuits, при котором $\Delta f = 430$ МГц. Влияние современных гетеродинов в микросхемном исполнении невелико ($a_5 \approx 0.99$), так как они имеют достаточно качественные спектральные характеристики.

К аппаратным потерям можно отнести и снижение R при цифровой корреляции двухбитных потоков данных ($a_6 \approx 0.88$) по сравнению с корреляцией аналоговых сигналов [10]. Однако этот вид потерь не имеет непосредственного отношения к системе преобразования сигналов и обусловлен принципом построения коррелятора. С учетом всех факторов множитель потерь чувствительности составляет 0.795. В том числе потери, зависящие от системы преобразования сигналов, могут достигать 0.9.

Микросборка приемного канала диапазона длин волн S (2.2–2.6 ГГц) по схеме и конструкции почти не отличается от микросборки ПК-13 [10]. В каскадах усиления и преобразования частоты сигнала применена та же элементная база, но вместо модулятора установлен переключаемый аттенуатор типа HMC542ALP4 фирмы Hittite, а выходной УПЧ собран на более мощных микросхемах SBB5089. Фильтр промежуточной частоты выполнен в виде фильтра верхних частот типа HFCN-1100 и фильтра нижних частот типа LFTC-1200. Граничные частоты полосы пропускания по уровню –3 дБ составляют 1058 и 1485 МГц. Внеполосные помехи ослаблены более чем на 70 дБ. Коэффициент шума микросборки не превышает 1.5, коэффициент усиления ≥ 60 дБ, а динамический диапазон, определенный по компрессии переходной амплитудной характеристики на 1 дБ, не менее 33 дБ. Рабочая частота гетеродина 3724 МГц. Габариты микросборки приемного канала S-диапазона длин волн не превышают $16 \times 80 \times 150$ мм.

Входной малошумящий усилитель диапазона X (7.0–9.5 ГГц) собран на микросхеме типа AMF-4F-06001200-12-10P, на выходе которой установлен делитель мощности PD04-02001240 для подключения трех модулей *ВМ-Х*.

Микросборка приемного канала в модуле *ВМ-Х* функционально подобна микросборке ПК-3.5 [10], но существенно отличается по структуре (рис. 2). Для регулировки коэффициента усиления между каскадами УВЧ, выполненными на микросхемах малошумящих усилителей HMC902LP3 фирмы Hittite, установлены аттенуаторы типа HMC424LP3. Введен фильтр-преселектор с переключаемыми полосами пропускания 6.5–8 ГГц и 7.4–9 ГГц, что обеспечивает ослабление комбинационных помех не менее чем на 40 дБ. Используемый в микросборке смеситель на микросхеме HMC220AMS8 работает в диапазоне частот гетеродинного сигнала 5.976–7.964 ГГц. Выходной усилитель с фильтром промежуточной частоты такой же, как в микросборке диапазона длин волн S. Коэффициент шума приемного тракта диапазона X, измеренный по входу малошумящего усилителя, не превышает 2, коэффициент усиления — не менее 60 дБ, динамический диапазон — не менее 30 дБ. Габариты микросборки приемного канала X-диапазона волн $25 \times 80 \times 150$ мм.

Микросборки гетеродинов модулей *BM-X* и *BM-S* имеют по два выхода для подключения пары микросборок приемных каналов. Перестраиваемый гетеродин диапазона X (5.976–7.964 ГГц) построен по двухкольцевой схеме фазовой автоподстройки частоты, что дало возможность получить хорошие спектральные характеристики при шаге перестройки 200 кГц, необходимым для совместимости с разрабатываемыми зарубежными системами. В диапазоне S предусмотрена возможность сдвига частоты гетеродинного сигнала 3724 МГц в пределах ± 1 МГц с шагом 200 кГц для исключения искажений в смесителе при приеме сигнала фазовой калибровки и обеспечения совместимости с аналогичными зарубежными системами. Гетеродин построен по схеме кольца фазовой автоподстройки частоты с дробно-переменным коэффициентом деления и обеспечивает уменьшение фазовых шумов до $\leq 2^\circ$.

КАНАЛЫ ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ

На вход канала модуля *ЦПС* поступает аналоговый шумовой сигнал с выхода одного из каналов высокочастотных модулей. В каждом канале *АЦП* ADC081500 с тактовой частотой $F_{сч} = 1024$ МГц преобразует шумовой сигнал в 8-разрядный код, старший разряд которого несет информацию о знаке соответствующей выборки напряжения входного сигнала. Каждый 8-разрядный код выборки сигнала дополняется битом, сигнализирующим о переполнении *АЦП*. Эти коды распределяются встроенным в *АЦП* демультиплексором на две последовательности и передаются в *ПЛИС* в сопровождении меандра тактовой частоты $F_T = F_{сч}/4 = 256$ МГц. Ввод в *ПЛИС* 18-разрядных кодов, соответствующих парам выборок сигнала, происходит синхронно с фронтами меандра тактовой частоты F_T .

ПЛИС работает с тактовой частотой $F_T = 256$ МГц. В ней сформированы входной преобразователь кодов, блок анализа сигналов, блок квантования, блок синхронизации, блок формирования выходного потока данных и процессор управления Microblaze (рис. 3).

Во входном преобразователе из каждой пары 18-разрядных кодов формируется один 36-разрядный код, который содержит информацию об уровнях сигнала в четырех последовательных выборках (32 разряда) и о переполнениях *АЦП* (4 разряда).

В блоке анализа сигналов с периодом 64 мкс подсчитывается число переполнений *АЦП* в последовательных группах по 2^{16} выборок сигнала. Данные о переполнениях используются для корректировки уровня сигнала на входе *АЦП*. Если число переполнений *АЦП* в группе превышает 0.27%, что при нормальном законе распределения

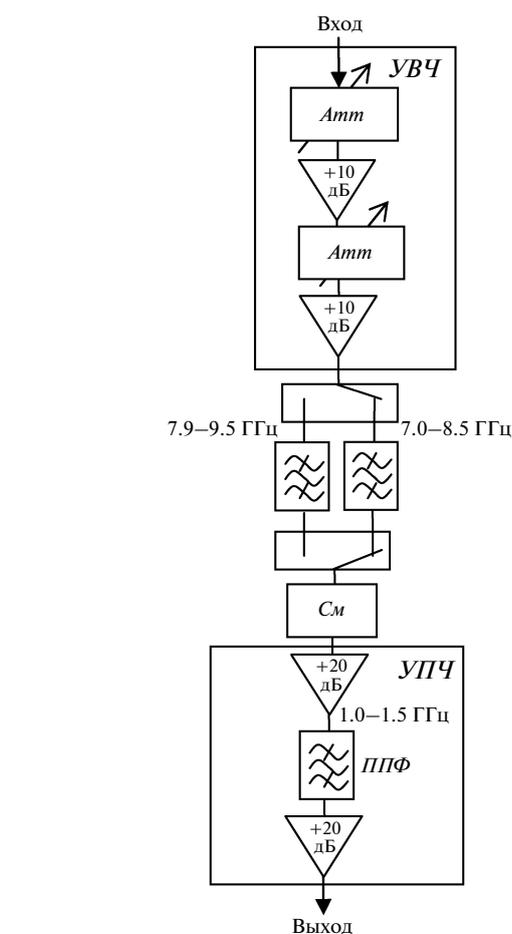


Рис. 2. Функциональная схема микросборки приемного канала X-диапазона волн. *Атт* – аттенюатор; *См* – смеситель; *УВЧ* – усилитель высокой частоты; *УПЧ* – усилитель промежуточной частоты; *ППФ* – полосно-пропускающий фильтр.

сигнала соответствует условию $\sigma_u > U_{АЦП}/3$, через процессор Microblaze выдается команда на увеличение затухания аттенюатора в высокочастотном модуле. Если доля переполнений меньше 0.05%, что соответствует условию $\sigma_u < U_{АЦП}/3.5$, подается команда на уменьшение затухания аттенюатора. Таким образом поддерживается оптимальный уровень сигнала на входе *АЦП* ($\sigma_u \approx U_{АЦП}/3$).

В этом же блоке вычисляется среднее значение $u_{ср}$ выборок сигнала для компенсации смещения нулевого уровня в *АЦП* из-за воздействия дестабилизирующих факторов. Значение $u_{ср}$ вычисляется по достаточно представительной группе из 2^{26} выборок, что соответствует усреднению сигнала на интервале ~ 65 мс. Если $u_{ср} \neq 0$, на соответствующие входы микросхемы *АЦП* ADC081500 подается цифровой сигнал, компенсирующий погрешность смещения нуля.

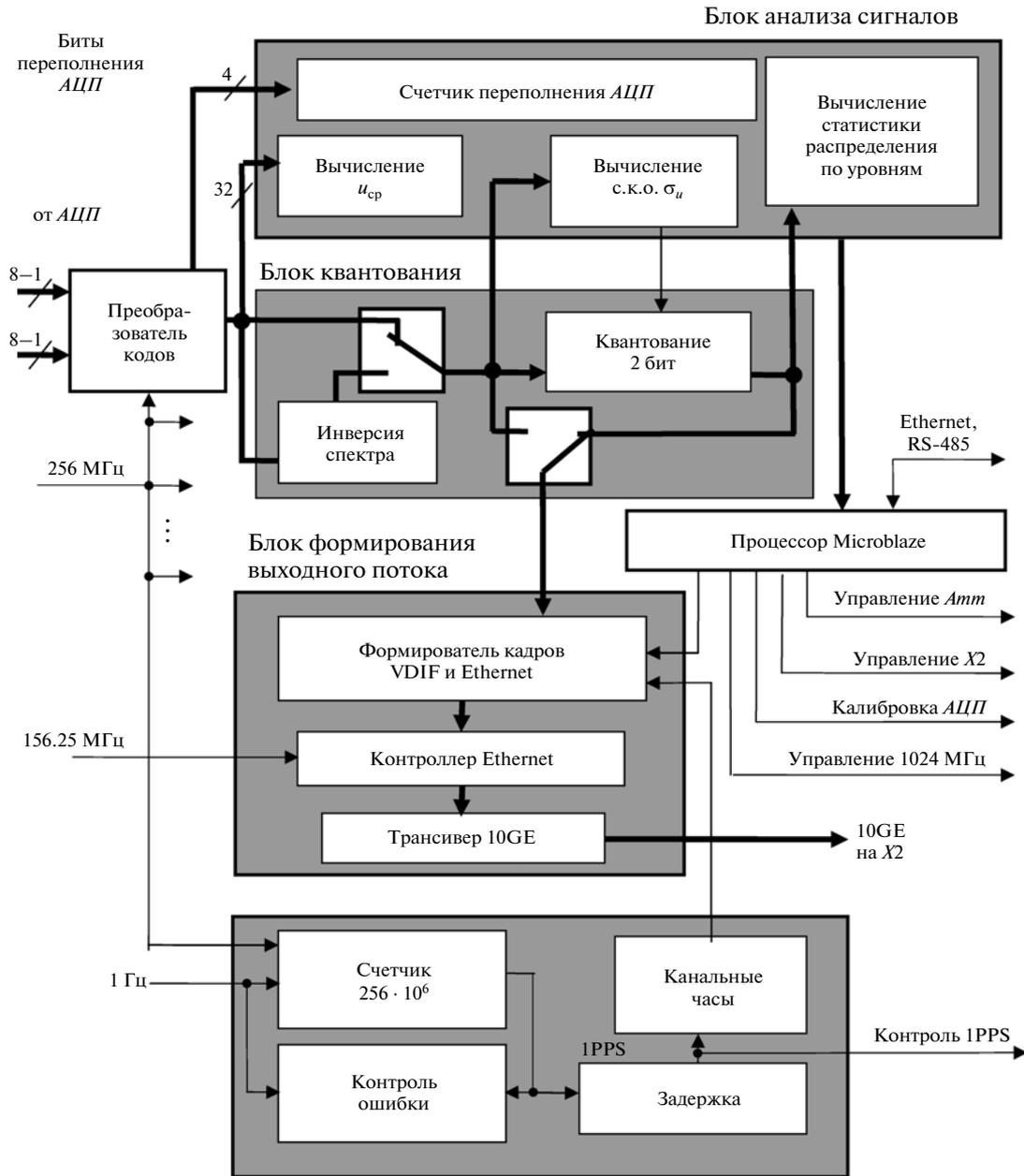


Рис. 3. Функциональная схема ПЛИС в канале цифрового преобразования сигналов.

С целью контроля качества квантования шумового сигнала в блоке анализа также вычисляются вероятности распределения сигнала по уровням 2-битного квантования. Для этого с периодом 262 мс в последовательности из 2^{28} выборок подсчитываются проценты выборок, в которых значения u попадают в интервалы: $u < -\sigma_u$; $-\sigma_u \leq u < 0$; $0 \leq u < \sigma_u$; $u \geq \sigma_u$. Вычисленные результаты передаются в компьютер для сравнения с ожидаемыми статистическими нормами (16, 34, 34 и 16% соответственно) для шумового сигнала с нормальным распределением. Функция вычисле-

ния статистики распределения квантованных сигналов по уровням квантования включается и отключается по команде от центрального компьютера радиотелескопа.

Важнейшей функцией блока анализа является вычисление с.к.о. шумового сигнала:

$$\sigma_u = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m u_i^2},$$

которое проводится по группам из $m = 2^{28}$ выборок u_i с периодом $T_\sigma \approx 0.26$ с. По вычисленным

значениям σ_u и $u_{cp} = 0$ устанавливаются пороги в блоке 2-битного квантования. Кроме того, значения с.к.о. передаются через процессор управления в центральный компьютер радиотелескопа для определения мощности сигнала в канале, а также для радиометрических измерений энергетических параметров принимаемого радиосигнала.

Согласно [11], относительная среднеквадратическая погрешность оценки значения с.к.о. сигнала

$$\delta_{\sigma} \approx 1/(2\sqrt{\Delta f T_{\sigma}}) = 1/(2\sqrt{m})$$

зависит только от числа m выборок сигнала, считаваемых в течение периода вычислений T_{σ} . При увеличении периода T_{σ} погрешность уменьшается, но только до тех пор, пока ее абсолютное значение $\delta_{\sigma}\sigma_u$ не станет соизмеримым со среднеквадратической ошибкой $\sigma_{\text{выч}}$ вычислений и округления полученного результата, которая зависит от разрядности вычислений. Это определяет и эффективный период усреднения $T_{\sigma \text{эф}}$, при котором погрешность δ_{σ} становится равной $\sigma_{\text{выч}}/\sigma_u$.

В каналах системы рассматриваемые вычисленные значения с.к.о. усредняются и передаются в центральный компьютер управления радиотелескопом 16-разрядным кодом, при котором относительная среднеквадратическая погрешность регистрируемого уровня сигнала не превышает 0.0016%. Такая точность вполне достаточна не только для управления аттенюаторами высокочастотного модуля, но и для проведения высокоточных радиометрических измерений, например при юстировке антенны. Для установки порогов 2-битного квантования сигналов $+\sigma_u$, 0 и $-\sigma_u$ используются только 8 старших разрядов кода с.к.о., что упрощает алгоритм цифрового квантования. При этом относительная погрешность оценки уровня сигнала не превышает 0.25%, что в 40 раз меньше допустимого для радиоинтерферометрических систем значения 10%, соответствующего снижению чувствительности радиоинтерферометра на 1% [9]. В рассматриваемой системе этот вид аппаратных потерь чувствительности практически отсутствует.

В блоке преобразования сигналов выборки сигнала квантуются по пороговым уровням $+\sigma_u$, 0 и $-\sigma_u$. При этом предусмотрена возможность восстановления исходного спектра сигнала, если он был инвертирован в приемном канале высокочастотного модуля или при считывании выборок в АЦП. Это позволяет использовать модули ЦПС на радиотелескопах, оснащенных разнотипными приемными устройствами.

В результате 2-битного квантования каждые 16 выборок в выходном буфере формируются 32-разрядные слова, которые в блоке формирования выходных потоков преобразуются в поток данных наблюдений в формате VDIF. Суммарное время

обработки сигнала в ПЛИС составляет 25 периодов тактовой частоты F_T или приблизительно 98 нс. Для контроля работы канала и проведения спектральных наблюдений предусмотрена возможность отключения 2-битного квантования и формирования выходного потока 8-разрядных выборок сигнала.

При $F_{\text{сч}} = 1024$ МГц с каждого канала системы снимается поток данных с информационной скоростью 2048 Мбит/с, к которому добавляется служебная информация о параметрах проводимых наблюдений: наблюдаемом источнике, времени начала наблюдений, коде радиотелескопа, частоте выделяемого сигнала, метеорологических данных, задержках сигнала в каналах аппаратуры и т.п. Эти данные поступают с центрального управляющего компьютера радиотелескопа и вводятся в заголовки кадров формата VDIF. Данные наблюдений вместе со служебной информацией через интерфейс 10GE передаются в трансивер X2 и, далее, в устройство буферизации данных на радиотелескопе.

В формате VDIF данные наблюдений представляются последовательностью кадров, составленных из определенного числа 32-битных слов, содержащих результат двухбитного квантования 16 последовательных выборок шумового сигнала. При этом два первых бита начального слова (слово № 0 в кадре № 0) должны относиться к выборке сигнала, которую АЦП считывает при появлении фронта импульса начала очередной секунды текущего времени — так называемого сигнала 1PPS (one pulse per second), определяющего начало заданной секунды на шкале времени радиотелескопа. Для этого в блоке синхронизации ПЛИС формируются импульсы 1PPS, фронты которых синхронизированы с меандром тактовой частоты F_T . Для запуска формирователя сигнала 1PPS с первичного датчика Всемирного времени, например с приемника глобальных навигационных спутниковых систем GPS/ГЛОНАСС, поступают импульсы времени с частотой 1 Гц. Принцип действия формирователя импульсов 1PPS изложен в [12].

Сформированный сигнал 1PPS задерживается на 115.77 нс для компенсации задержки сигнала в АЦП и ПЛИС и поступает на каналные часы, формирующие код времени для заголовков кадров VDIF. При этом 2-битный код выборки сигнала, считанного АЦП при появлении импульса времени от первичного датчика, соответствует началу сопровождения конкретного источника космического излучения и становится двумя первыми битами начального слова начального кадра VDIF.

В ПЛИС имеется контрольный выход сигнала 1PPS, необходимый для измерения задержки момента появления фронта импульса 1PPS относительно момента появления импульса секунды в первичном датчике времени, который может

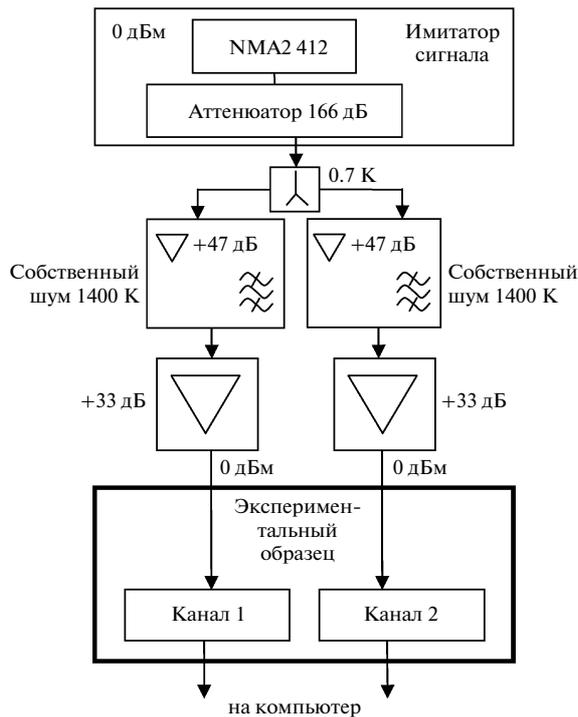


Рис. 4. Блок-схема аппаратуры, использованной при испытаниях экспериментального образца модуля ЦПС.

быть удален от рассматриваемой системы. Эта задержка учитывается при корреляционной обработке данных наблюдений.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Для проверки принятых технических решений в близких к реальным условиям и отработки программного обеспечения работы системы был изготовлен экспериментальный образец модуля ЦПС с двумя каналами.

На входы каналов подавались шумовые сигналы от разных приемных устройств, в качестве имитаторов которых использовались многокаскадные широкополосные усилители на микросхемах НМС478МР86 с одинаковыми полосовыми фильтрами из последовательно соединенных микросхем JCBP-290+ и RHP-92+ фирмы Mini-Circuits. К этим сигналам с шумовой температурой $T_n \approx 1400$ К добавлялся один и тот же слабый шум ($T_s \approx 0.7$ К) от генератора шума NMA2412 фирмы Micronetics через аттенюатор 116 дБ, имитировавший сигнал от космического источника излучения (рис. 4). Таким образом, на входах исследуемого образца обеспечивалось такое же отношение сигнал/шум ($5 \cdot 10^{-4}$), что и при наблюдении источника 3С371 ($S = 0.5$ Ян) на радиотелескопах

с существующими узкополосными ($\Delta f \leq 16$ МГц) системами преобразования сигналов.

Выходные данные с каналов экспериментального образца модуля ЦПС по оптическим линиям 10GE передавались в память компьютера. В компьютере вычислялась взаимно корреляционная функция записей продолжительностью 60 с, что соответствует обычному времени наблюдения одного источника. По результатам вычислений определялось отношение пикового значения взаимно корреляционной функции к среднеквадратическому значению остаточного шума на выходе коррелятора. Экспериментальные исследования показали, что выигрыш в амплитуде корреляционного отклика по сравнению с существующими системами приблизительно соответствует теоретическому и достигает 5 раз.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследования экспериментального образца основного модуля разработанной системы – модуля ЦПС – подтвердили возможность использования такой системы на радиотелескопах с малыми антеннами.

Образцы планируется изготовить и ввести в эксплуатацию в обсерваториях “Зеленчукская” и “Бадары” комплекса “Квазар-КВО” в 2014 г.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ипатов А.В., Кольцов Н.Е., Федотов Л.В. // ПТЭ. 2009. № 1. С. 52.
2. Гренков С.А., Носов Е.В., Федотов Л.В., Кольцов Н.Е. // ПТЭ. 2010. № 5. С. 60.
3. Финкельштейн А.М., Ипатов А.В., Кайдановский М.Н. и др. // Труды ИПА РАН. 2005. Вып. 13. С. 104.
4. Суркис И.Ф., Зимовский В.А., Шантырь В.А., Мельников А.Е. // ПТЭ. 2011. № 1. С. 91.
5. Лаверов Н.П., Крутиков В.Н., Финкельштейн А.М. // Труды ИПА РАН. 2009. Вып. 20. С. 41.
6. Finkelstein A., Ipatov A., Smolentsev S. et al. // IVS 2010 General Meeting Proc. Hobart, Australia. 2010. P. 106.
7. Федотов Л.В., Кольцов Н.Е., Носов Е.В., Гренков С.А. // ПТЭ. 2011. № 6. С. 21.
8. Whitney A., Kettenis M., Phillips C. et al. // Proc. of the 8th International e-VLBI Workshop. Madrid. Spain, 22–26 June 2009. P. 42.
9. Томпсон А.Р., Моран Д.М., Свенсон Д.У. Интерферометрия и синтез в радиоастрономии / Пер. с англ. Под ред. Л.И. Матвеевко. М.: Физматлит, 2003.
10. Кольцов Н.Е., Маршалов Д.А., Мардышкин В.В., Федотов Л.В. // ПТЭ. 2011. № 6. С. 41.
11. Бендат Д., Пирсон А. Прикладной анализ случайных данных / Пер. с англ. Под ред. И.Н. Коваленко. М.: Мир, 1989.
12. Кольцов Н.Е., Федотов Л.В. Патент РФ на полезную модель № 59310. Класс МПК H04B 1/16, H03D 7/18 // БИ. 2005. № 4. С. 554.