

ПРИКЛАДНЫЕ АСПЕКТЫ РАДИОАСТРОНОМИИ, РАДИОФИЗИКИ И ЭЛЕКТРОНИКИ

УДК 520.272.5

А. Ю. ВАСИЛЬЕВ, А. И. КУЗИН, А. А. КРАВЦОВ, Е. В. БУЛАХ,
В. В. ВИНОГРАДОВ, Д. М. ВАВРИВ

Радиоастрономический институт НАН Украины,
ул. Краснознаменная, 4, г. Харьков, 61002, Украина
E-mail: vasilyev.a@rian.kharkov.ua

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ЦИФРОВОЙ ПРИЕМНИК-СПЕКТРОМЕТР

Описан новый двухканальный цифровой приемник-спектрометр, параметры и функциональные возможности которого оптимизированы для его эффективного применения на декаметровых радиотелескопах, а также в других системах, где требуется высокая точность и синхронизация измерений. Приемник характеризуется низким уровнем собственных шумов и паразитных сигналов, высоким динамическим диапазоном и чувствительностью. В приемнике реализованы непрерывная запись сырых данных (waveform-режим) одновременно в двух каналах при частоте дискретизации АЦП до 160 МГц, регулируемая относительная задержка оцифровки между двумя входными каналами с шагом 8 пс и максимальной задержкой до 8 мкс, а также маркирование данных метками абсолютного времени. В приемнике возможны гибкий выбор размера сегмента преобразования Фурье ($N_{FFT} = 2^{10+k}$, $k = 1, \dots, 5$) и выходного частотного диапазона (в режиме спектрометра) с шагом 1024 спектральных отсчета, а также вычисление кросс-спектрограмм между каналами в реальном времени.

Ключевые слова: низкочастотная радиоастрономия, радиотелескоп, цифровые приемные устройства, цифровая обработка сигналов, цифровое формирование луча

1. Введение

Основная проблема при проведении радиоастрономических наблюдений в декаметровом диапазоне длин волн [1] состоит в обнаружении слабых сигналов от стационарных и спорадических радиисточников в условиях сильных электромагнитных помех [2, 3]. Задача устранения влияния помех становится особенно актуальной в случае применения широкополосных радиоприемных устройств, которые, как правило, используются в низкочастотной радиоастрономии. В силу этого данной проблеме уделяется особое внимание, и для ее решения предложен целый ряд программно-аппаратных решений, доведенных до практической реализации [4–6]. В рамках работ по оснащению декаметровых радиотелескопов Радиоастрономического института НАН Украины [7–10] совре-

менной цифровой радиоприемной аппаратурой в отделе СВЧ приборов института [11] недавно создан новый многофункциональный цифровой приемник-спектрометр (МЦПС).

При создании МЦПС использовался опыт разработки и эксплуатации предыдущего поколения цифровых приемников для таких телескопов [12], а также последние достижения в области вычислительной техники и обработки сигналов. Как и в предыдущей разработке, ставилась задача достижения максимально большого мгновенного линейного динамического диапазона при высокой чувствительности приемного устройства, что является одним из основных решающих факторов для обеспечения высокой эффективности радиоастрономических наблюдений [12, 13]. В целом, по сравнению с предыдущим приемником [12], МЦПС разработан на новой элементной базе. В нем реализован ряд новых аппаратных и программных решений, что позволило существ-

© А. Ю. Васильев, А. И. Кузин, А. А. Кравцов, Е. В. Булах,
В. В. Виноградов, Д. М. Ваврив, 2014

венно улучшить его характеристики и расширить функциональные возможности.

В частности, при создании МЦПС учитывалось, что современный этап развития аппаратной части радиотелескопов характеризуется отказом от использования аналоговых устройств, например фазовращателей, в системах формирования лучей радиотелескопов, построенных на основе антенных решеток. Современный уровень развития цифровой элементной базы, включая доступность аналогово-цифровых преобразователей (АЦП) с высокой частотой дискретизации, высокопроизводительных программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) большой емкости, позволяют создавать средства передачи и обработки в реальном времени все большего объема цифровых данных, что имеет решающее значение при создании современных цифровых систем синтеза апертуры антенн радиотелескопов [14, 15].

В представляемом в настоящей работе двухканальном МЦПС, в отличие от предыдущих приемников, используемых на радиотелескопах РИ НАНУ [13, 16], введена регулируемая относительная задержка оцифровки одного из каналов на время от 0 до 8 нс с шагом 8 пс. Это свойство МЦПС позволяет использовать его для цифрового формирования и управления несколькими лучами фазированных антенных решеток.

Другим важным достоинством приемника является возможность непрерывного сохранения всех четырех каналов данных без урезания полосы частот и без снижения частоты дискретизации или других ограничений, снижающих качество наблюдений. Следует также отметить, что все данные снабжены информацией о точном времени, полученном от GPS-приемника, что упрощает управление группой произвольно расположенных приемников и синхронизацию между этими приемниками и приемниками других типов.

В представленной работе описаны особенности конструкции приемника, его интерфейсы и встроенное программное обеспечение (ПО). Раздел 2 дает представление об аппаратной части, алгоритмах обработки и об особенностях программного обеспечения приемника. Описание режимов работы приемника содержится в разделе 3. В разделе 4 описаны техническая реализация и технические характеристики МЦПС. В Заключении суммированы наиболее важные результаты выполненной работы.

2. Структура МЦПС

При разработке приемника был принят модульный принцип его построения. Приемник состоит из двух блоков: блока цифровой обработки сигналов (ЦОС) и компьютера, который является также сервером МЦПС с локальной системой записи и хранения данных. В свою очередь, блок ЦОС функционально и аппаратно разбит на три следующих модуля: модуль АЦП и кросс-соединений, модуль обработки сигналов, модуль 10-гигабитного Ethernet.

Детализированная блок-схема всего цифрового приемника представлена на рис. 1, на котором приведены вышеуказанные модули приемника, сервер, реализующий задачи хранения данных и управления приемником, связи между ними, а так же показаны ключевые функциональные блоки модулей, дающие представление об их назначении и решаемых задачах. В дальнейших разделах описываются особенности реализации и характеристики указанных модулей.

2.1. Модуль АЦП

Модуль АЦП в блоке ЦОС выполняет функцию “материнской платы”, к разъемам расширения которой подключены два остальных модуля (см. рис. 2). Модульная реализация блока ЦОС позволила ускорить процесс разработки и отладки системы, а также она выгодна с экономической точки зрения, поскольку дает определенную гибкость в выборе комплектации приемника в зависимости от специфики задач и областей применений. Например, если нет необходимости в waveform-режиме, см. подраздел 3.2, то МЦПС может поставляться без 10 Гбит Ethernet модуля, что уменьшает стоимость системы. На плате АЦП установлены АЦП LTC2209 с частотой дискретизации до 160 МГц, тактовый генератор CCPD-033-50-156.25 для обеспечения режима работы с внутренней синхронизацией и формирователь задержки CDCF5801A (рис. 1). Задержка в пределах одного периода частоты дискретизации АЦП регулируется с шагом, равным $1/768$ периода, что при частоте синхронизации 160 МГц соответствует примерно 8-пикосекундному шагу регулировки. Тактовая частота дискретизации АЦП может задаваться как встроенным в плату тактовым генератором с частотой 156.25 МГц, так и внешним источником в диапазоне $20 \div 160$ МГц. Переключение между внутренним и внешним ис-

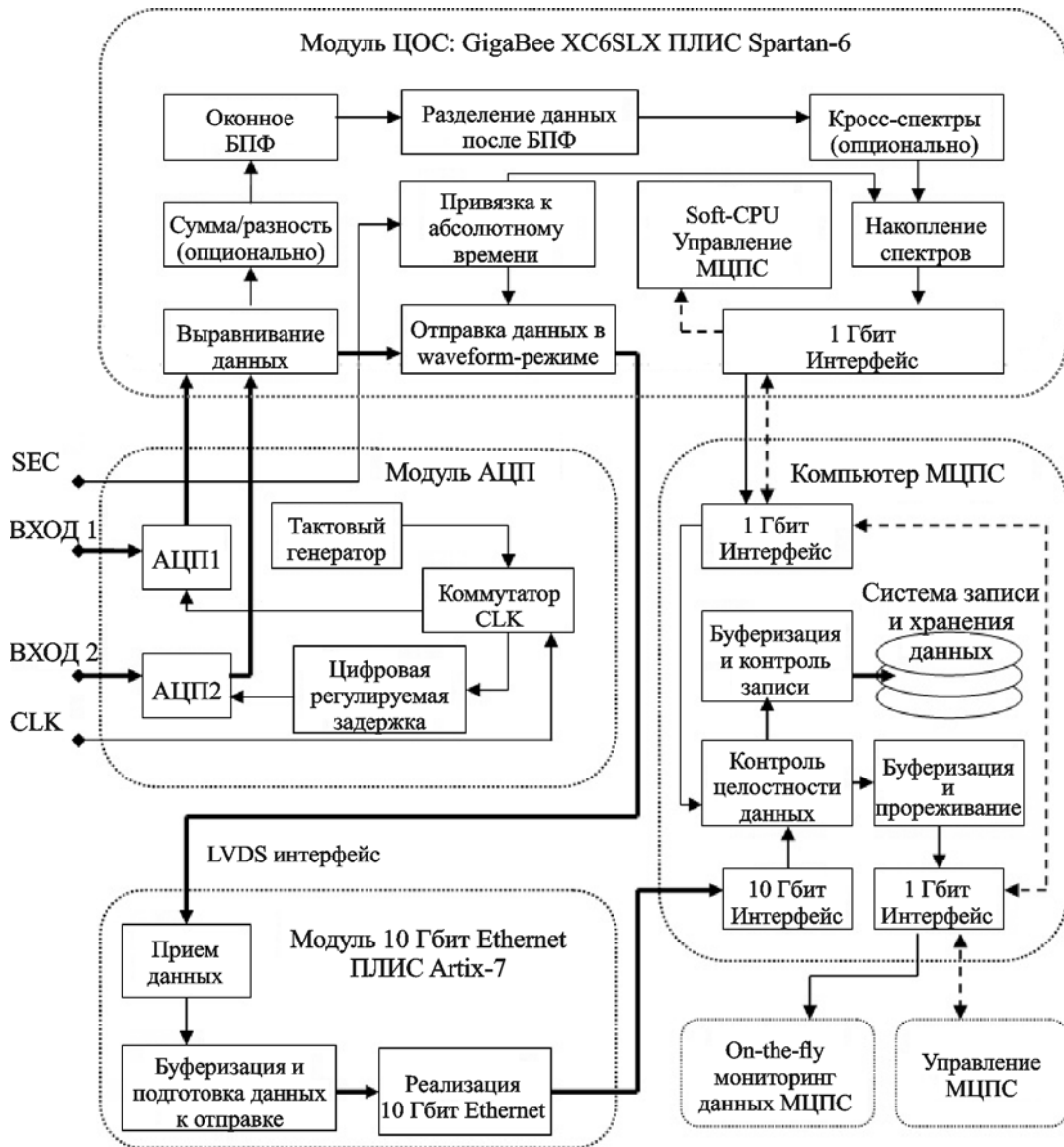


Рис. 1. Детализированная блок-схема МЦПС

точником выполняется коммутатором CLK под управлением ПЛИС Spartan-6.

2.2. Модуль ЦОС

Обработка данных и управление приемником реализованы на плате ЦОС GigaBee XC6SLX (см. рис. 1, рис. 2) на основе ПЛИС семейства Xilinx™ Spartan-6. Плата обработки также имеет DDR3 память объемом 128 МБ, которая используется для буферизации данных.

Тактовый сигнал дискретизации АЦП во втором канале имеет регулируемую задержку в пределах одного периода, реализуемую на микро-

схеме CDCF5801A. Таким образом, данные в ЦОС поступают с одинаковой частотой и регулируемой разностью фаз между каналами АЦП.

Оцифрованный сигнал с платы АЦП поступает на входы ПЛИС Spartan-6. В ПЛИС данные проходят через модули управления задержкой, где происходит регулирование задержки между каналами АЦП на значение, кратное периоду частоты оцифровки. После этого данные с двух каналов АЦП обрабатываются синхронно. Максимальный диапазон регулирования задержки составляет 128 тактов АЦП, что позволяет задерживать сигнал в одном из каналов до 0.8 мкс с шагом 8 пс при частоте оцифровки 160 МГц.

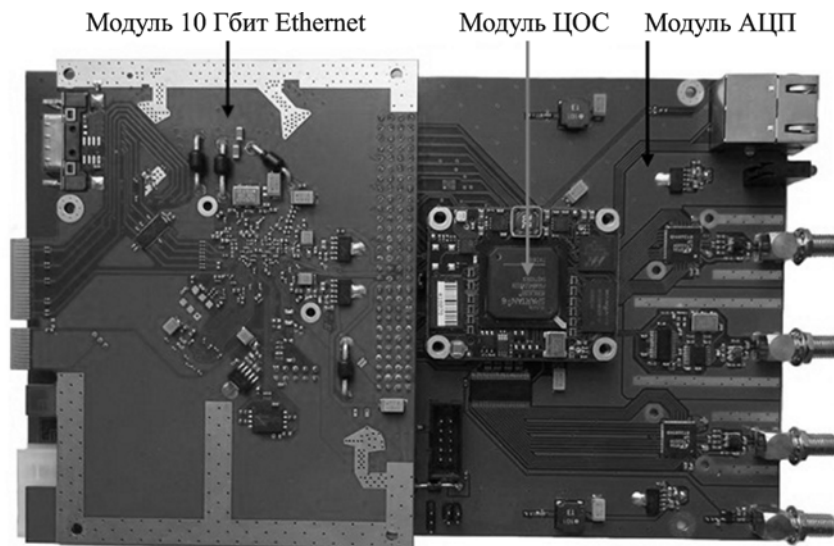


Рис. 2. Внешний вид блока ЦОС

Такая реализация позволяет с высокой точностью компенсировать фазовую задержку между каналами, которая возникает в аналоговой части системы. Управление задержкой в канале позволяет также реализовать функцию цифрового формирования луча.

В случае если на оба входа АЦП подается один и тот же сигнал, при установке 90° фазового сдвига между каналами на выходах формируется квадратурный аналитический сигнал с шириной полосы, равной частоте дискретизации. С выхода модуля управления задержкой сигнал поступает на модуль спектральной обработки.

Для переноса данных в частотную область и получения спектрограмм используется алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ):

$$S_{1,2}(i, j) = \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} s_{1,2}(n)W(n-m)e^{-i\frac{2\pi}{N}ln}, \quad (1)$$

где $s_{1,2}(n)$ – оцифрованный сигнал на входах АЦП, $W(n)$ – оконная функция, N_{FFT} – длина сегмента данных. Формула (1) описывает вычисление динамического спектра $S(i, j)$, в котором $l = 0, \dots, N_{FFT} - 1$ и $m = \dots, -N_{FFT}, 0, N_{FFT}, \dots$ определяют дискретизацию в частотной и временной областях соответственно. Оконная функция $W(n)$ может быть либо прямоугольной, либо функцией Хемминга. Перед применением БПФ выполняется умножение данных на оконную функцию, реализованную как умножитель на 18-битные коэф-

фициенты, которые хранятся в памяти ПЛИС. Преобразование Фурье и оконная функция могут иметь длину сегмента данных 2^{10+k} отсчетов, где k принимает значение от 1 до 5. Для экономии ресурсов ПЛИС используется метод вычисления БПФ для двух вещественных последовательностей на базе одного комплексного БПФ [17]. Этот алгоритм требует последующего разделения данных по каналам, однако выигрыш от выбранного решения значительно превышает вычислительные расходы, необходимые для последующего разделения данных. Модуль БПФ производит точные вычисления, т. е. работает без пауз между входными наборами данных, что позволяет производить обработку данных на частоте дискретизации. Следует отметить, что выходные отсчеты идут в бит-реверсном порядке [18]. После выполнения БПФ разделение данных по каналам производится по формулам:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}[Y(h)] &= -\frac{\operatorname{Re}[S(h) + S(N_{FFT} - h)]}{2}, \\ \operatorname{Im}[Y(h)] &= \frac{\operatorname{Im}[S(h) - S(N_{FFT} - h)]}{2}, \\ \operatorname{Re}[Z(h)] &= \frac{\operatorname{Im}[S(h) + S(N_{FFT} - h)]}{2}, \\ \operatorname{Im}[Z(h)] &= -\frac{\operatorname{Re}[S(h) - S(N_{FFT} - h)]}{2}, \end{aligned} \quad (2)$$

где $S(h)$ – комплексная последовательность длиной N_{FFT} , получаемая в результате комплексного преобразования Фурье (1) двух вещественных последовательностей. Комплексные последовательности $Y(h)$ и $Z(h)$ (для $h=1, \dots, N_{FFT}/2$) являются выходными спектрограммами двух вещественных входных каналов. Для нулевого отсчета формулы (2) не верны, однако это допустимо ввиду того, что значение постоянной составляющей в спектре сигнала определено исключительно смещением на входе АЦП, которое не несет полезной информации.

Вычисление мощностей для спектрограмм обоих каналов, $P1$ и $P2$, и вычисление реальных и мнимых частей кросс-спектрограмм производится по следующим формулам:

$$P1(h) = \text{Re}^2(Y(h)) + \text{Im}^2(Y(h)), \tag{3}$$

$$P2(h) = \text{Re}^2(Z(h)) + \text{Im}^2(Z(h)),$$

$$\text{Re}(h) = \text{Re}(Y(h))\text{Re}(Z(h)) + \text{Im}(Y(h))\text{Im}(Z(h)), \tag{4}$$

$$\text{Im}(h) = \text{Im}(Y(h))\text{Re}(Z(h)) - \text{Re}(Y(h))\text{Im}(Z(h)).$$

Отсчеты спектрограмм мощностей (3) и комплексные отсчеты кросс-спектрограмм (4) поступают в блок накопления спектров (см. рис. 3). Максимальное количество усредненных спектров N_{AVR} в МЦПС в 32 раза больше, чем в приемнике [12, 13], (см. табл. 1), что соответствует увеличению потенциально достижимой чувствительности на 7.5 дБ при некогерентном накоплении спектров. Это, конечно, справедливо только для сигнала, вся энергия которого за время накопления сосредоточена в одном спектральном отсчете. Реальные и мнимые части кросс-спектрограмм (4) усредняются по отдельности.

Несмотря на кажущуюся простоту алгоритма усреднения, реализация накопления большого числа спектрограмм в ПЛИС сопряжена с определенными трудностями, т. к. неизбежны погреш-

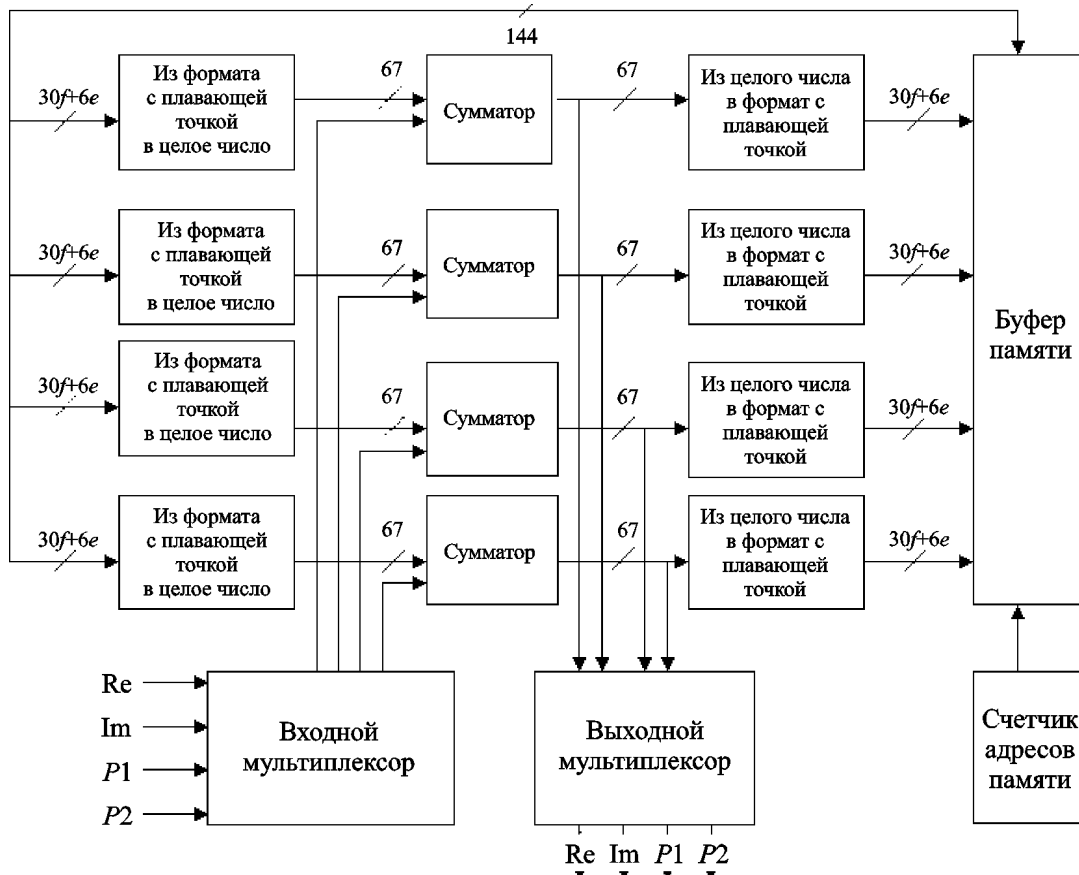


Рис. 3. Схема накопления спектрограмм

Таблица 1. Опции и характеристики выходных данных МЦПС в режиме спектрометра

Размер сегмента данных на входе БПФ, к-во отсчетов	2048, 4096, 8192, 16384, 32768
Частотное разрешение (частота оцифровки 160 МГц), кГц	4.8 ÷ 78.1
Оконная функция БПФ	Прямоугольная/функция Хемминга
Представление спектральных отсчетов, бит	32
Время вычисления БПФ (длина 32768), мс	0.2
Количество усредняемых спектров	14 ÷ 32768
Временное разрешение на динамических спектрах (частота оцифровки 160 МГц), мс	0.18 ÷ 6800
Выбор выходного частотного диапазона	С шагом в 1024 спектральных отсчета
“Сумма-разностный” режим по входным данным	Включено/Выключено
Опции по выходным и сохраняемым на локальном накопителе данным МЦПС	Спектрограммы канала 1 Спектрограммы канала 2 Спектрограммы каналов 1/2 Спектрограммы каналов 1/2+ кросс-спектрограмма между ними
Максимальный поток данных на выходе блока ЦОС, МБ/с	85
Внутренний интерфейс и протокол передачи данных между блоком ЦОС и компьютером (см. рис. 2)	1 Гбит Ethernet (UDP/IP)

ности, связанные с ограниченной разрядностью аккумулятора-накопителя. В модуле накопления реализован специально разработанный алгоритм накопления с контролируемой оценкой ошибки.

Разделенные по каналам данные после БПФ суммируются и сжимаются для хранения в нестандартном формате с плавающей точкой. Для последующего суммирования производится обратное преобразование. Разрядности шин, регистров и аккумуляторов в разработанном алгоритме оптимизированы с целью минимизации ошибки с учетом максимального $N_{AVR} = 32768$. Реализованная схема накопления спектрограмм приведена на рис. 3.

Накопление происходит в буфере памяти размером 144×8192 бит. Такой размер памяти позволяет производить накопление спектрограмм одновременно с кросс-спектрограммами длиной до 8192 отсчетов, что соответствует $N_{FFT} = 16384$ (для вещественного сигнала хранится только одна половина спектра). Соответственно только для спектрального режима возможно накопление 16384 отсчетов, что соответствует $N_{FFT} = 32768$. Следует отметить, что при спектральном режиме накопления два последовательно идущих отсчета сохраняются в одном слове памяти за два такта. Для экономии памяти хранимые значения и результаты представляются в формате с плавающей точкой. Однако вычисления в формате

с плавающей точкой требуют больше ресурсов и сложного для аппаратной реализации алгоритма. Для решения этой задачи производится преобразование в целочисленный формат для математических вычислений, а затем обратное преобразование для хранения (см. рис. 3). Усредненные данные хранятся в особом формате: мантисса – 30 бит, экспонента – 6 бит. Результирующие данные передаются в компьютер со “сжатой” до 26 бит мантиссой.

Можно рассчитать относительную машинную погрешность округления ϵ для реализованного алгоритма накопления по формуле ([19])

$$\epsilon = 0.5 \cdot 2^{1-d},$$

где d – количество разрядов мантиссы. Отсюда находим, что погрешность накопления составляет $0.931 \cdot 10^{-9}$, а погрешность результата с усеченной мантиссой – $0.298 \cdot 10^{-7}$.

Нужно отметить, что такая реализация алгоритма накопления не приводит к появлению дополнительных паразитных спектральных составляющих из-за округления, как если бы округление производилось до вычисления БПФ.

Рассмотрим реализованный алгоритм накопления и его ограничения. Этот алгоритм итеративен, непрерывен и использует только один буфер, что ведет к необходимости считывания

каждого отсчета из памяти до того как ячейка памяти, хранящая этот отсчет, будет востребована первыми данными следующей итерации накопления, что предполагает необходимость высокой скорости считывания из буфера. Запись и считывание происходят словами по 128 бит на частоте дискретизации. При этом пиковый поток при непрерывном считывании данных составит $128 \cdot 160 = 2.5$ ГБ/с. Гарантированная пропускная способность DDR3 памяти в данном приложении составляет 650 МБ/с. Для снижения пиковой нагрузки используется буфер FIFO (first-in-first-out). Такое решение снижает средний поток до 520 МБ/с, что позволяет избежать пауз при передаче данных.

2.3. Модуль 10 Гбит Ethernet

Отличительной особенностью данного приемника является его способность сохранять в системе записи непрерывный поток необработанных данных, полученных в результате оцифровки входных аналоговых данных (waveform-режим). При частоте оцифровки 160 МГц объем данных двух каналов приемника составляет 640 МБ/с. Для передачи такого потока данных в компьютер использован 10 Гбит Ethernet интерфейс. Для описываемого приемника был разработан специальный модуль, реализующий 10 Гбит Ethernet интерфейс. Модуль выполнен на отдельной плате (см. рис. 2) с использованием ПЛИС семейства Xilinx™ Artix-7. Данные с АЦП через ПЛИС Spartan 6 (см. раздел 2.2) передаются в модуль 10 Гбит Ethernet (рис. 1) по каналу интерфейса LVDS. Для снижения электромагнитных помех на высокочувствительных входах АЦП используется стандарт передачи данных LVDS25. Для минимизации числа линий связи между ЦОС и модулем 10 Гбит Ethernet производится сериализация данных с коэффициентом 4, т. е. полученные данные условно разбиваются на группы по 4 бит, в которых каждый бит передается последовательно. Таким образом, битовая частота каждой линии данных LVDS превышает частоту выходных данных с АЦП в 4 раза и составляет до 640 Мбит/с. Количество линий, соответственно, должно быть в 4 раза меньше, чем суммарная разрядность двух АЦП, а именно: $16 \cdot 2 / 4 = 8$, однако используются 9 линий ввиду необходимости передачи служебных данных, таких как метки времени, номера блоков данных и прочее.

Разработанный модуль 10 Гбит Ethernet обеспечивает гарантированную непрерывную передачу данных в компьютер. Исполнение модуля в виде отдельной платы позволяет легко интегрировать его в другие цифровые системы, где требуется высокая скорость передачи большого объема данных.

2.4. Компьютер и программное обеспечение МЦПС

В состав приемника МЦПС входит особым образом сконфигурированный серверный вариант настольного персонального компьютера. Чтобы удовлетворить требованиям МЦПС в waveform-режиме, компьютер оснащен специализированным оборудованием в соответствии с конфигурацией, приведенной в табл. 2.

Компьютер имеет систему записи и хранения данных и служит для интеграции МЦПС в локальную сеть измерительной лаборатории с помощью специально разработанного ПО. Основные структурные элементы ПО МЦПС показаны на рис. 1. ПО построено на основе клиент-серверной архитектуры. Внутри блока “Компьютер МЦПС” изображены составляющие части серверной части ПО, а за его пределами указаны клиентские приложения, запущенные на других компьютерах и выполняющие задачи мониторинга и управления. Связь между этими частями ПО роисходит посредством протокола TCP/IP,

Таблица 2. Конфигурация компьютера МЦПС

Операционная система	OpenSuse 11.2 (x86_64)
Процессор	Intel CORE i5-3330 LGA1155
Материнская плата	SABERTOOTH Z77
ОЗУ	8 ГБ
1 Гбит Ethernet интерфейс для удаленного управления приемником МЦПС	D-Link DGE-528T
1 Гбит Ethernet интерфейс для управления блоком ЦОС (рис. 2)	Встроенный сетевой интерфейс на SABERTOOTH Z77
10 Гбит Ethernet интерфейс	Сетевая карта Chelsio S320E-CXA
Локальная система записи и хранения данных	RAID уровня 0 объемом 10 ТБ на основе аппаратного контроллера LSI_SAS_9211-8i

через 1 Гбит интерфейс как показано на рис. 1. Серверная часть ПО автоматически стартует при включении компьютера и работает постоянно. Управление приемником и “on-the-fly” мониторинг данных наблюдений в реальном времени осуществляются с помощью соответствующих программ, образующих клиентскую часть ПО. Эти программы, работающие на удаленных компьютерах, подключаются к серверу МЦПС, используя протокол TCP/IP, по сетям LAN/Internet. Абсолютно все параметры, опции и режимы работы приемника контролируются с помощью клиентского ПО.

Сервер МЦПС поддерживает множественное подключение как клиентов управления, так и клиентов просмотра данных. Единственное ограничение, которое налагается и контролируется сервером МЦПС, состоит в том, что изменять параметры работы приемника может только один клиент управления, остальные подключаются только в режиме наблюдения за состоянием МЦПС.

Клиент-серверная архитектура ПО и использование сетевых возможностей LAN/Internet дают множество преимуществ в эксплуатации МЦПС, среди которых можно выделить следующие:

- сервер, осуществляющий управление МЦПС, привязан к абсолютному времени и не зависит от привязки ко времени клиентов управления, что гарантирует синхронную работу нескольких разнесенных МЦПС друг с другом, а также с другими типами радиоприемной аппаратуры;
- возможно построение масштабируемых систем из нескольких удаленных приемников МЦПС, работающих синхронно и управляемых из одного места;
- удаленный контроль за работой приемника обеспечивается непрерывным слежением за состоянием его аппаратно-программных модулей в блоке ЦОС и компьютере;
- удаленный мониторинг принимаемого сигнала на обоих входах МЦПС в реальном времени дает информацию о текущей эфирной обстановке и состоянии аналоговой части приемной системы радиотелескопа;
- долговременная необслуживаемая работа МЦПС или комплекса таких приемников может быть полностью автоматизирована, если того требует программа радиоастрономических наблюдений.

2.5. Интерфейсы МЦПС

Упрощенная блок-схема МЦПС, приведенная на рис. 4, дает представление как о внутренних, так и о внешних интерфейсах МЦПС. Внешние интерфейсы включают вход сигнала внешней синхронизации АЦП (CLK); секундный импульс, генерируемый GPS приемником (SEC); входной канал 1 приемника; входной канал 2 приемника; 1 Гбит Ethernet интерфейс (управление и мониторинг данных МЦПС).

Эти интерфейсы используются для интеграции МЦПС в аппаратное окружение измерительной лаборатории радиотелескопа. Рассмотрим их детальнее.

Вход сигнала внешней синхронизации предназначен для задания частоты дискретизации внешним источником в диапазоне от 20 до 160 МГц. Внешний источник не обязателен, так как реализована возможность использования внутреннего тактового генератора с частотой 156.25 МГц. Вход секундного импульса передает точное время от внешнего GPS приемника. Этим обеспечивается синхронизация и коррекция внутреннего времени приемника. Один из 1 Гбит Ethernet интерфейсов компьютера МЦПС обеспечивает связь приемника с внешними устройствами.

Внутренние интерфейсы приемника предназначены для связи между блоками приемника. Эти интерфейсы достаточно просты и состоят всего из двух каналов: 1 Гбит и 10 Гбит Ethernet. 1 Гбит Ethernet интерфейс используется для управления блоком ЦОС, сбора статистики, а также для получения данных в режиме спектрометра. 10 Гбит Ethernet интерфейс используется для передачи необработанных данных (см. подраздел 3.2).

3. Режимы работы МЦПС

МЦПС имеет два режима работы: режим спектрометра и режим записи оцифрованного сигнала радиодиапазона с выхода АЦП без какой-либо обработки данных (waveform-режим). Причем эти задачи выполняются различными модулями блока ЦОС независимо. Источником данных для этих режимов являются одни и те же АЦП. Различие состоит в том, что в спектральном режиме данные обрабатываются в ПЛИС Spartan6 и результат передается через 1 Гбит Ethernet интерфейс, тогда как данные waveform-режима без измене-

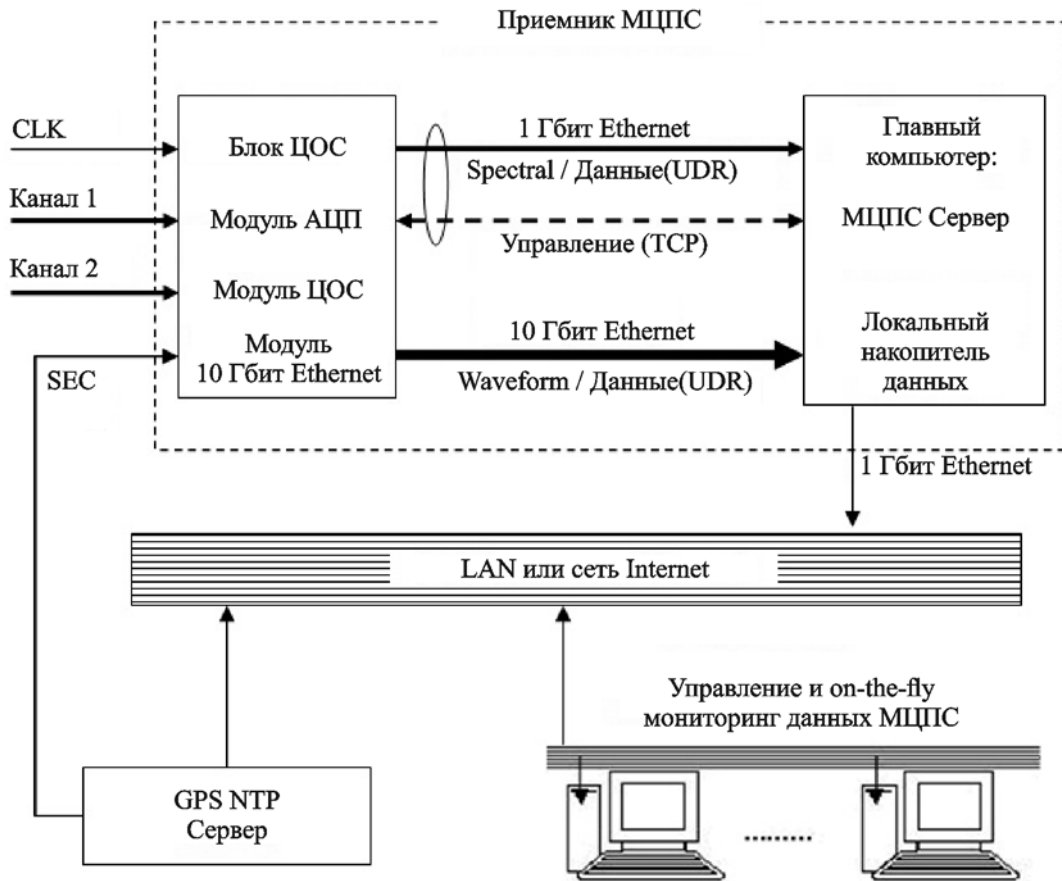


Рис. 4. Упрощенная блок-схема и интерфейсы МДЦС

ний передаются в ПЛИС Artix7, а затем в компьютер МДЦС. Особенности этих режимов кратко описаны ниже.

3.1. Режим спектрометра

В режиме спектрометра блок ЦОС в каждом из входных каналов выполняет оконное дискретное преобразование Фурье (1) сегментов оцифрованных данных длиной N_{FFT} , где N_{FFT} выбирается пользователем из следующих возможных значений: $N_{FFT} = 2^{10+k}$, где $k = 1, \dots, 5$, – в соответствии с желаемым частотным разрешением выходных спектрограмм

$$\Delta f = \frac{F_{ADC}}{N_{FFT}},$$

где F_{ADC} – выбранная частота дискретизации АЦП. Пользователь может также выбрать число N_{AVR} спектрограмм мощности $|S(i, j)|^2$, которые будут усреднены для повышения отношения сигнал/шум. Это число определяет

временное разрешение Δt на динамических спектрах, построенных на основе усредненных спектрограмм:

$$\Delta t = N_{AVR} / \Delta f.$$

Выбор количества усредненных спектров, как правило, определяется компромиссом между чувствительностью приемника и временным разрешением.

В режиме спектрометра по желанию пользователя может быть включено вычисление кросс-спектра $C(t, f)$ между каналами, который определяется следующим образом:

$$C(i, j) = S_1(i, j)S_2^*(i, j), \tag{5}$$

где S_2^* – спектрально сопряженная величина.

Амплитуда и фаза динамического кросс-спектра (5) несут информацию о корреляционных свойствах сигналов двух каналов приемника, анализ которых оказывается полезным для многих задач радиоастрономии (см. например, [20, 21]).

Для фильтрации сигналов от нежелательных источников реализован так называемый “суммарно-разностный” режим входных сигналов [22]. При выборе этой опции МЦПС преобразует входные оцифрованные отсчеты на двух входах АЦП $s_1(h)$ и $s_2(h)$ в последовательности

$$s'_1(h) = s_1(h) + s_2(h),$$

$$s'_2(h) = s_1(h) - s_2(h),$$

которые в этом случае являются входными данными для вычисления динамических спектров (1). В табл. 1 суммированы все возможные опции режима спектрометра и характеристики выходных данных МЦПС. Вычисление спектрограмм, кросс-спектрограмм, а также их усреднение производится в модуле ЦОС, описанном в подразделе 2.2.

3.2. Waveform-режим

В этом режиме, как следует из названия, оцифрованные временные профили сигналов с обоих входов приемника передаются в компьютер МЦПС через специализированный канал передачи. С учетом того, что максимальный поток данных в waveform-режиме составляет 640 МБ/с, что в 2.5 раза превышает поток необработанных данных в приемнике [13], в качестве канала передачи данных был выбран 10 Гбит Ethernet интерфейс (рис. 4). Компьютер оснащен 10 Гбит сетевой картой расширения Chelsio S320E-CXA, а блок

ЦОС имеет специализированный модуль 10 Гбит Ethernet интерфейса оригинальной разработки (см. подраздел 2.3). Для передачи данных используется UDP протокол с размером датаграммы 8 кБ (так называемый “jumbo-frame”), что минимизирует накладные расходы процессорного времени на приемной стороне. Локальная система записи и хранения данных организована на основе аппаратного RAID контроллера LSI_SAS_9211-8i. Контроллер установлен в один из слотов расширения PCI Express компьютера и сконфигурирован как RAID уровня 0, обеспечивающий максимальную производительность. Локальная система записи и хранения способна непрерывно записывать поток данных 640 МБ/с в waveform-режиме на протяжении 3 ч. Запись оцифрованного радиодиапазона с сохранением всей информации, содержащейся в сигнале, позволяет на этапе постобработки апробировать алгоритмы любой сложности с анализом результатов на всех этапах.

4. Технические характеристики МЦПС

Внешний вид приемника-спектрометра показан на рис. 5. Он состоит из блока ЦОС (см. рис. 5, а) и компьютера (см. рис. 5, б), который выполняет функции сервера МЦПС, а также имеет в своем составе локальную систему записи и хранения данных.

Блок ЦОС состоит из трех модулей, выполненных в виде отдельных печатных плат: платы

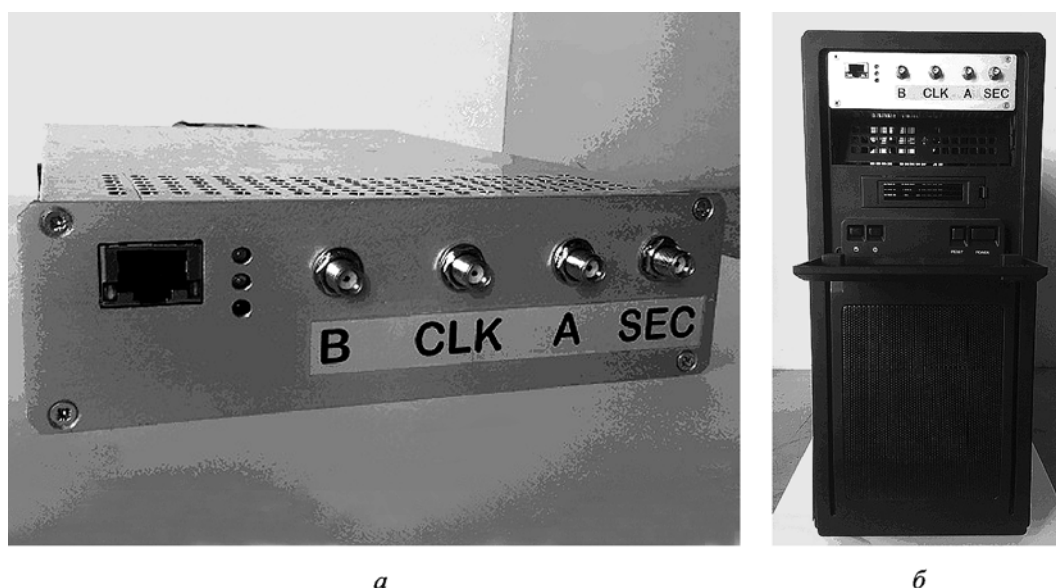


Рис. 5. Внешний вид и конструкция МЦПС: а – блок ЦОС; б – интеграция блока ЦОС в компьютер

кросс-соединений и АЦП, платы ЦОС и платы 10 Гбит Ethernet интерфейса, которые описаны в разделе 2. Конструктивно блок ЦОС выполнен в едином экранированном корпусе с типоразмером, соответствующем CD/DVD-ROM приводу (5.75", half-height form-factor) для настольных персональных компьютеров. Такое решение предусматривает достаточно простое интегрирование блока ЦОС в компьютер МЦПС.

МЦПС осуществляет цифровую обработку данных, которые представляют собой отсчеты оцифрованного сигнала радиодиапазона (в штатном режиме без преобразования частоты), подаваемого на входы приемника.

Приемник способен работать как от внутреннего источника тактовой частоты (156.25 МГц), так и от источника внешней синхронизации, частота которой может быть выбрана из диапазона 20 ÷ 160 МГц. Максимальная частота сигналов, подаваемых на входы 1 и 2, которая определяется входными цепями АЦП, составляет 180 МГц, что дает возможность в случае необходимости осуществить “преобразование вниз” частоты входного сигнала при соответствующем выборе частоты дискретизации АЦП (CLK). Технические характеристики входного модуля приемника (модуль АЦП) приведены в табл. 3.

Для наглядной иллюстрации параметров, характеризующих динамический диапазон приемника (уровень паразитных гармоник и уровень собственных шумов), на рис. 6. приведен спектр собственных шумов (без усреднения) одного из каналов приемника при закрытом входе. Видно, что “полочка” шума находится на уровне около

Таблица 3. Характеристики модуля АЦП

Число каналов	2
Максимальная частота входного сигнала, МГц	180
Импеданс входов, Ом	50
Размах напряжения на входе, В	±1
Частота дискретизации АЦП, МГц	20 ÷ 160
Разрешение АЦП, бит	16
Диапазон регулируемой относительной задержки оцифровки каналов, мкс	0.0 ÷ 0.8
Шаг относительной задержки оцифровки каналов, пс	8
Эффективный динамический диапазон АЦП, дБ	75
Уровень собственных шумов (размер сегмента FFT – 32768), дБ	-117
Уровень паразитных гармоник (размер сегмента FFT – 32768), дБ	>115

-120 дБ и отсутствуют паразитные спектральные компоненты.

Секундный импульс глобальной системы позиционирования (GPS), подаваемый на вход SEC (рис. 6), обеспечивает непрерывную привязку к абсолютному времени с точностью до такта АЦП. Счетчик секунд в блоке ЦОС инкрементируется с каждым импульсом.

Начальное значение счетчика может быть установлено компьютером МЦПС один раз в начале работы с помощью специальной процедуры синхронизации системного времени компьютера и блока ЦОС. Значение абсолютной секунды, а также ее “фазы” (количество тактов АЦП от начала секунды) периодически записывают-

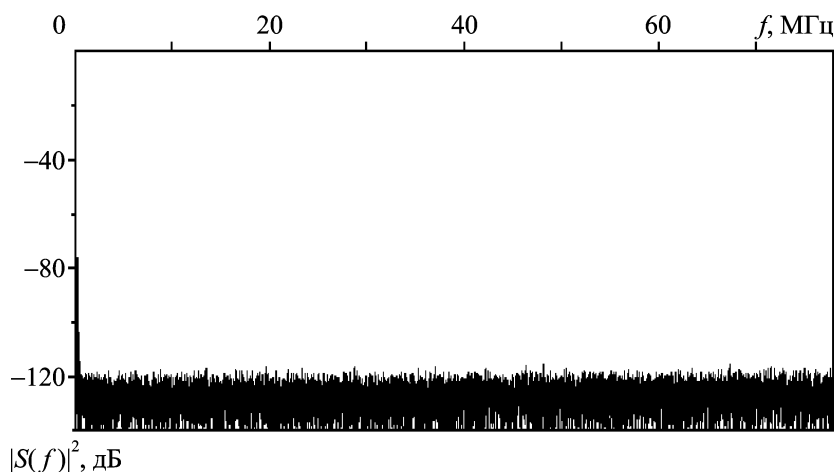


Рис. 6. Спектр собственных шумов приемника

ся в поток данных, не нарушая его целостность. Такое решение проблемы привязки данных к абсолютному времени обеспечивает точную временную синхронизацию данных каждого из приемников, что важно, например, для реализации радиоинтерферометрии на сверхдлинных базах (РСДБ) и цифрового синтеза апертуры антенны. Это также позволяет интегрировать работу МЦПС и других типов радиоприемной аппаратуры. Кроме того, предусмотрена возможность синхронного старта оцифровки и записи данных несколькими приемниками в заранее установленный момент времени.

Один из двух 1 Гбит Ethernet интерфейса компьютера МЦПС предназначен для интеграции приемника в локальную сеть LAN/Internet. Управление приемником и мониторинг его состояния и принимаемых данных осуществляется по сети с помощью специально разработанного программного обеспечения приемника.

5. Заключение

В работе представлен новый многофункциональный цифровой приемник-спектрометр. Приемник предназначен для эксплуатации в составе радиоприемных систем радиотелескопов, поэтому главное внимание уделялось оптимизации параметров и функциональных возможностей МЦПС с точки зрения повышения эффективности радиоастрономических наблюдений. По сравнению с предыдущей разработкой [12, 13], новый приемник имеет ряд существенных усовершенствований. В частности, в МЦПС внедрено устройство, обеспечивающее регулируемый фазовый сдвиг между каналами, что позволяет реализовать алгоритмы цифрового формирования и управления несколькими лучами радиотелескопа. Значительно повышена чувствительность приемника за счет увеличения числа усредняемых спектрограмм в реальном времени. Кроме того, возможность увеличения времени накопления данных позволяет уменьшить объем сохраняемых данных, что важно для обеспечения длительных радиоастрономических наблюдений. Максимальная частота дискретизации возросла в 2.5 раза (до 160 МГц), при этом максимальная частота сигнала, подаваемого на аналоговые входные цепи АЦП, увеличена до 180 МГц. Увеличение частоты оцифровки повлекло за собой

возрастание потока необработанных данных, который суммарно для двух входов приемника составляет 640 МБ/с. Задачи передачи такого потока и записи в систему хранения данных успешно решены с применением 10 Гбит Ethernet интерфейса.

Авторы признательны А. А. Коноваленко и В. В. Захаренко за формулирование технических требований к описанному приемнику, за плодотворные дискуссии и поддержку представленной работы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Radio Astronomy at Long Wavelengths / Robert G. Stone, Kurt W. Weiler, Melvyn L. Goldstein, Jean-Louis Bougeret, editors. – Washington, DC: AGU, 2000.
2. Leshem A. and van der Veen A. J. Radio-astronomical Imaging in Presence of Strong Radio Interference // IEEE Trans. Inform. Theory. – 2000. – Vol. 46, Is. 5. – P. 1730–1747.
3. Rosolen C., Clerc V., and Lecacheux A. High dynamic range, interference tolerant, digital receivers for Radio Astronomy // Radio Sci. Bull. – 1999. – No. 291. – P. 6–12.
4. Rosolen C., Denis L., Clerc V., and Weber R. New generation of robust receivers at Nançay Radio Astronomy Observatory // RFI Mitigation Workshop. – Bonn (Germany). – 2001. – P. 28–30.
5. Clerc V., Weber R., Denis L., and Rosolen C. High performance receiver for RFI mitigation in radio astronomy: application at decameter wavelengths // EUSIPCO'2002. – Toulouse (France). – 2002. – Vol. 3. – P. 411–414.
6. Kleewein P. C., Rosolen C., and Lecacheux A. New Digital Spectrometers for Ground Based Decameter Radio Astronomy / In: H. O. Rucker, S. J. Bauer, and A. Lecacheux, editors, Proc. PRE IV. – Vienna: Austrian Academy Sciences Press, 1997. – P. 349–358.
7. Braude S. Ya., Megn A. V., Ryabov B. P., Sharykin N. K., Sokolov K. P., and Zhouck I. N. Decametric survey of discrete sources in the Northern sky // Astrophys. Space Sci. – 1978. – Vol. 54, Is. 1. – P. 145–179.
8. Braude S. Ya., Konovalenko A. A., and Megn A. V. The Universe at Very Low Radio Frequencies // Proc. of IAU Symp. 199. – Pune (India). – 2002. – P. 490–491.
9. Гигантский украинский радиотелескоп. – Режим доступа: <<http://rian.kharkov.ua/index.php/ru/decameter-structure/gurt>>
10. Доровский В. В., Мельник В. Н., Коноваленко А. А., Бубнов И. Н., Гридин А. А., Шевчук Н. В., Фалькович И. С., Коваль А. А., Руткевич Б. П., Резник А. П., Рукер Х. О., Панченко М., Белов А. С., Христенко А. Д., Квасов Г. В., Ерин С. Н. Наблюдения солнечного U-всплеска в полосе частот 10–70 МГц с использованием радиотелескопа ГУРТ // Радиофизика и радиоастрономия. – 2013. – Т. 18, № 2. – С. 101–106.
11. Сайт радиоастрономического института НАН Украины. – Режим доступа: <<http://www.ri.kharkov.ua>>
12. Kozhyn R. V., Vinogradov V. V., and Vavriv D. M. Low-noise, high dynamic range digital receiver spectrometer for radio astronomy applications // Proc. of the 6th Int. Symp.

- MSMW'07. – Kharkiv (Ukraine). – 2007. – Vol. 2. – P. 736–738.
13. Ryabov V. B., Vavriv D. M., Zarka P., Ryabov B. P., Kozhin R., Vinogradov V. V., and Denis L. A low-noise, high-dynamic-range, digital receiver for radio astronomy applications: an efficient solution for observing radio-bursts from Jupiter, the Sun, pulsars, and other astrophysical plasmas below 30 MHz // *Astron. Astrophys.* – 2010. – Vol. 510. – id. A16.
 14. Van Haarlem M. P., Wise M. W., Gunst A. W., Heald G., McKean J. P., Hessels J. W. T., de Bruyn A. G., Nijboer R., Swinbank J., Fallows R., Brentjens M., Nelles A., Beck R., Falcke H., Fender L., Hörandel J., Koopmans L. V. E., Mann G., Miley G., Röttgering H., Stappers B. W., Wijers R. A. M. J., Zaroubi S., van den Akker M., Alexov A., Anderson J., Anderson K., van Ardenne A., Arts M., Asgekar A., Avruch I. M., Batejat F., Bähren L., Bell M. E., Bell M. R., van Bemmell I., Bennema P., Bentum M. J., Bernardi G., Best P., Borzan L., Bonafede A., Boonstra A.-J., Braun R., Bregman J., Breitling F., van de Brink R. H., Broderick J., Broekema P. C., Brouw W. N., Brüggem M., Butcher H. R., van Cappellen W., Ciardi B., Coenen T., Conway J., Coolen A., Corstanje A., Damstra S., Davies O., Deller A. T., Dettmar R.-J., van Diepen G., Dijkstra K., Donker P., Doorduyn A., Dromer J., Drost M., van Duin A., Eisluffel J., van Enst J., Ferrari C., Frieswijk W., Ganekema H., Garrett M. A., de Gasperin F., Gerbers M., de Geus E., Griebmeier J.-M., Grit T., Gruppen P., Hamaker J. P., Hassall T., Hoefl M., Holties H. A., Horneffer A., van der Horst A., van Houwelingen A., Huijgen A., Iacobelli M., Intema H., Jackson N., Jelic V., de Jong A., Jette E., Kant D., Karastergiou A., Koers A., Kollen H., Kondratiev V. I., Kooistra E., Koopman Y., Koster A., Kuniyoshi M., Kramer M., Kuper G., Lambropoulos P., Law C., van Leeuwen J., Lemaître J., Loose M., Maat P., Macario G., Markoff S., Masters J., McFadden R. A., McKay-Bukowski D., Meijering H., Meulman H., Mevius M., Middelberg E., Milenaar R., Miller-Jones J. C. A., Mohan R. N., Mol J. D., Morawietz J., Morganti R., Mulcahy D. D., Mulder E., Munk H., Nieuwenhuis L., van Nieuwpoort R., Noordam J. E., Norden M., Noutsos A., Offringa A. R., Olofsson H., Omar A., Orrú E., Overeem R., Paas H., Pandey-Pommier M., Pandey V. N., Pizzo R., Polatidis A., Rafferty D., Rawlings S., Reich W., de Reijer J.-P., Reitsma J., Renting G. A., Riechers P., Rol E., Romein J., Roosjen M., Ruiter A., Scaife K., van der Schaaf, B. Scheers, P. Schellart, A. Schoenmakers J. W., Schoonderbeek G., Serylak M., Shulevski A., Sluman J., Smirnov O., Sobey C., Spreeuw H., Steinmetz M., Sterks C. G. M., Stiepel H.-J., Stuurwold K., Tagger M., Tang Y., Tasse C., Thomas I., Thoudam S., Toribio M. C., van der Tol B., Usov O., van Veelen M., van der Veen A.-J., ter Veen S., Verbiest J. P. W., Vermeulen R., Vermaas N., Vocks C., Vogt C., de Vos M., van der Wal E., van Weeren R., Weggemans H., Weltevrede P., White S., Wijnholds S. J., Wilhelmsson T., Wucknitz O., Yatawatta S., Zarka P., Zensus A. and van Zwieten J. LOFAR: The LOW-Frequency Array // *Astron. Astrophys.* – 2013. – Vol. 556. – id. A2.
 15. Mol J. D. and Romein J. W. The LOFAR Beam Former: Implementation and Performance Analysis // *Proc. Euro-Par'11.* – Bordeaux (France). – 2011. – Vol. II. – P. 328–339.
 16. Litvinenko G., Konovalenko A., Zakharenko V., Vinogradov V., Shaposhnikov V., and Zarka Ph. Features of the Jovian DAM radiation dynamic spectra as observed by modern receivers with high frequency temporal resolution // *European Planetary Science Congress 2012 Abstracts.* – Madrid (Spain). – Vol. 7. – id. EPSC2012-133.
 17. Введение в цифровую фильтрацию / Под ред. Р. Богнера и А. Константинодиса. Пер. с англ. под ред. Л. И. Филлипова. – М.: Мир, 1976. – С. 129–131.
 18. Rius J. M. and De Porrata-Doria R. New FFT Bit-Reversal Algorithm // *Proc. IEEE Trans.* – 1995. – Vol. 43, Is. 4. – P. 991–994.
 19. Goldberg D. What every computer scientist should know about floating-point arithmetic // *Comput. Surv.* – 1991. – Vol. 23, Is. 1. – P. 5–48.
 20. Zarka P., Queinnee J., Ryabov B. P., Ryabov V. B., Shevchenko V. A., Arkhipov A. V., Rucker H. O., Denis L., Gerbault A., Dierich P., and Rosolen C. Ground-Based High Sensitivity Radio Astronomy at Decameter Wavelengths / In: H. O. Rucker, S. J. Bauer, and A. Lecacheux, editors, *Proc. PRE IV.* – Vienna: Austrian Academy Sciences Press, 1997. – P. 101–128.
 21. Фалькович И. С., Коноваленко А. А., Калиниченко Н. Н., Оляк М. Р., Гридин А. А., Бубнов И. Н., Браженко А. И., Лекашо А., Рукер Х. О. Первые результаты дисперсионного анализа межпланетных мерцаний в декаметровом диапазоне длин волн // *Радиофизика и радиоастрономия.* – 2007. – Т. 12, № 4. – С. 350–356.
 22. Захаренко В. В. Спорадическое излучение радиоастрономических источников и его исследование в декаметровом диапазоне // *Радиофизика и радиоастрономия.* – 2011. – Т. 16, № 2. – С. 121–134.
- О. Ю. Васильєв, А. І. Кузін, А. О. Кравцов, Є. В. Булах,
В. В. Виноградов, Д. М. Ваєрів
- Радіоастрономічний інститут НАН України,
вул. Червонопрапорна, 4, м. Харків, 61002, Україна
- БАГАТОФУНКЦІОНАЛЬНИЙ ЦИФРОВИЙ
ПРИЙМАЧ-СПЕКТРОМЕТР**
- Описано новий двоканальний цифровий приймач-спектрометр, параметри та функціональні можливості якого оптимізовані для його ефективного застосування на декаметрових радіотелескопах, а також у інших системах, де потребується висока точність та синхронізація вимірювань. Приймач характеризується низьким рівнем власних шумів та паразитних сигналів, високим динамічним діапазоном та чутливістю. У приймачі реалізовано безперервний запис сирих даних (waveform-режим) водночас у двох каналах при частоті дискретизації АЦП до 160 МГц (регульована відносна затримка оцифровки поміж двох вхідних каналів з кроком 8 пс і максимальній затримці до 8 мкс), а також маркування даних мітками абсолютного часу. У приймачі можливі гнучкий вибір розміру сегмента перетворення Фур'є ($N_{FFT} = 2^{10+k}$, $k = 1, \dots, 5$) та вихідного частотного діапазону (у режимі спектрометра) з кроком 1024 спектральних відліків, а також обчислення кросс-спектрограм між каналами у реальному часі.

*O. Y. Vasilyev, A. I. Kuzin, A. A. Kravtsov, E. V. Bulakh,
V. V. Vinogradov, and D. M. Vavriv*

Institute of Radio Astronomy,
National Academy of Sciences of Ukraine,
4, Chervonopraporna St., Kharkiv, 61002, Ukraine

MULTIFUNCTIONAL DIGITAL RECEIVER-SPECTROMETER

A new two-channel digital receiver-spectrometer whose parameters and functional capabilities are optimized to provide its effective use in decameter telescopes, as well as in other systems where high precision and synchronization of measure-

ments are required, is described. The receiver has a low level of noise floor, a high dynamic range and sensitivity. The implemented features of the receiver are continuous writing of raw data (waveform mode) for the two channels simultaneously at ADC sampling rate up to 160 MHz (the maximum regulated relative inter-channel delay is 8 μ s and increment 8 ps. The receiver offers flexible selection of a segment size of the fast Fourier transform ($N_{FFT} = 2^{10+k}$, $k = 1, \dots, 5$) and resulting frequency range selection (spectrometer mode) with increment of 1024 spectral samples, an ability of inter-channel cross-spectrograms real-time calculation.

Статья поступила в редакцию 08.05.2014