

## ПРИМЕНЕНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ В ЭКСПЕРИМЕНТЕ

УДК 521.8

### ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ ДЛЯ АСТРОНОМИЧЕСКИХ РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТРОВ С НЕБОЛЬШИМИ АНТЕННАМИ

© 2011 г. Л. В. Федотов, Н. Е. Кольцов\*, Е. В. Носов, С. А. Гренков

*Институт прикладной астрономии РАН*

*Россия, 191187, Санкт-Петербург, наб. Кутузова, 10*

*\* ЗАО “Радиоэлектронная технологическая аппаратура”, Санкт-Петербург*

Поступила в редакцию 12.04.2011 г.

Представлены результаты разработки цифровой системы преобразования сигналов для радиоинтерферометров с антеннами малого диаметра (до 12 м). Система содержит четыре канала цифрового преобразования сигналов с полосами пропускания 500 МГц. Скорость выходного потока данных в формате VDIF – 2048 Мбит/с на канал; суммарный выходной поток данных – 8192 Мбит/с. Потоки данных наблюдений поступают в буферное устройство записи сигналов, откуда по интерфейсу 10G Ethernet могут передаваться на коррелятор в квазиреальном времени.

#### ВВЕДЕНИЕ

Задачи высокоточного координатно-временного и эфемеридного обеспечения в настоящее время решает комплекс радиоинтерферометрии со сверхдлинными базами (р.с.д.б.) “Квазар-КВО”, содержащий радиотелескопы с 32-метровыми антеннами [1]. Для оперативного мониторинга Всемирного времени, требующего проведения часовых сеансов р.с.д.б.-наблюдений ежедневно, и для уточнения параметров вращения Земли по суточным сеансам наблюдений, проводимым с периодичностью в 1–2 недели, лучше применять радиоинтерферометры на основе радиотелескопов с быстроповоротными антеннами небольшого (до 12 м) диаметра [2].

Одна из проблем при создании радиоинтерферометра с малыми антеннами состоит в обеспечении чувствительности радиотелескопов, при которой гарантируется получение корреляционных откликов с достаточно большим пиковым отношением сигнал/шум при приеме сигналов от опорных космических источников, спектральная плотность мощности потока которых  $S \lesssim 1 \text{ Ян} = 10^{-26} \text{ Вт/Гц} \cdot \text{м}^2$ . Для повышения чувствительности радиотелескопов разрабатывают охлаждаемые облучающие системы антенн со встроенными малошумящими усилителями и цифровые радиоинтерферометрические системы преобразования сигналов (с.п.с.) с широкими ( $\geq 500 \text{ МГц}$ ) полосами пропускания каналов [3–5]. В данной работе представлены результаты разработки такой с.п.с., выполненной Институтом прикладной астрономии РАН (ИПА РАН) в кооперации с ЗАО “Радиоэлек-

тронная технологическая аппаратура” (Санкт-Петербург).

#### СТРУКТУРА И ПАРАМЕТРЫ С.П.С.

Радиотелескопы с малыми антеннами разрабатываются на диапазон частот от 2 до 14–15 ГГц, который в зависимости от конструкции облучающей системы, охлаждаемой совместно с малошумящими усилителями, либо перекрывается непрерывно [3], либо разбивается на отдельные поддиапазоны с разрывами между ними [4]. В любом случае сохраняется возможность одновременного приема сигналов в диапазонах волн 13 и 3.5 см, в которых работает большинство р.с.д.б.-систем с большими антеннами. С помощью широкополосных преобразователей частот принимаемые высокочастотные (в.ч.) сигналы выбранных участков общего диапазона частот шириной  $B_f \approx 12\text{--}13 \text{ ГГц}$  преобразуются к базовой полосе промежуточных частот, в которой работают каналы с.п.с. с полосами пропускания  $\Delta f = 500 \text{ МГц}$ .

Число выделяемых частотных полос  $n$  должно быть не менее двух. Увеличивая число частотных каналов, распределенных в общем частотном диапазоне  $B_f$  (в соответствии с правилами синтеза полосы частот), можно при обработке данных р.с.д.б.-наблюдений пропорционально  $\sqrt{n}$  уменьшить погрешность определения групповых задержек сигнала на базе интерферометра и, соответственно, повысить точность координатно-временных измерений [6, 7]. Однако пропорционально увеличению числа каналов с.п.с. должна увели-

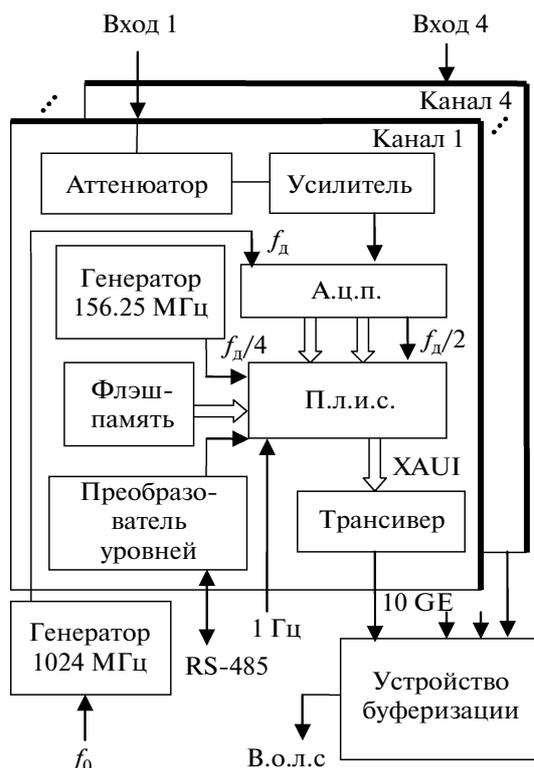


Рис. 1. Блок-схема с.п.с.

читься скорость потока данных, передаваемых с радиотелескопа на р.с.д.б.-коррелятор.

Рациональным решением для диапазона частот 2–15 ГГц можно считать использование четырех каналов с полосами 500 МГц, что обеспечивает прием сигналов одной поляризации в четырех участках частотного диапазона  $B_f$  или сигналов двух поляризаций в двух участках диапазона  $B_f$ . При этом скорость суммарного потока данных составляет 8192 Мбит/с. Если использовать два комплекта с.п.с., можно вести прием сигналов в четырех частотных каналах по двум поляризациям, что даст суммарный поток данных со скоростью 16384 Мбит/с.

Чтобы получить приемлемую точность измерения задержек сигналов на базе радиоинтерферометра, отношение  $R$  пика корреляционного отклика к среднеквадратическому шуму на выходе коррелятора должно быть  $>10$ . Значение  $R$  зависит от эффективной площади антенны  $A$  и температуры  $T_{ш}$  шумов радиотелескопа, а также от полосы пропускания  $\Delta f$  канала с.п.с. и времени  $t$  усреднения данных. Для интерферометра с одинаковыми радиотелескопами

$$R = (AS/kT_{ш}) \sqrt{0.5\Delta ft},$$

где  $k$  – постоянная Больцмана [8].

В радиоинтерферометре с 12-метровыми антеннами при приеме сигналов с потоками  $S \approx 1$  Ян

необходимое отношение  $R$  обеспечивают каналы с.п.с. с полосами пропускания каналов 500 МГц при времени усреднения  $\geq 1$  мин.

Разрабатываемая система (рис. 1) содержит четыре одинаковых модуля – канала с.п.с., генератор тактовой частоты  $f_d$  дискретизации входных аналоговых сигналов и устройство буферизации данных, которое накапливает поступающие с каналов с.п.с. данные и передает их по волоконно-оптической линии связи (в.о.л.с.) на р.с.д.б.-коррелятор. В качестве буферного устройства записи и передачи данных удобно использовать рабочую станцию Dell RE R910 или регистрирующий р.с.д.б.-терминал Mark 5C, выпускаемый фирмой Conduant (США). С.п.с. управляется по интерфейсу RS-485 центральным компьютером радиотелескопа.

Каналы с.п.с. выполнены как функционально и конструктивно законченные модули, что позволяет варьировать их число в составе с.п.с. Модули подключаются к преобразователям частот радиоастрономического приемника, на выходах которых установлены фильтры с полосой пропускания  $\Delta f$  для ограничения спектров сигналов промежуточной частоты на входе канала с.п.с. Входные аналоговые сигналы в каналах с.п.с. преобразуются в последовательности цифровых выборок с частотой дискретизации  $f_d \geq 2\Delta f$ . Чтобы упростить цифровые преобразования сигналов в каналах с.п.с. и сформировать поток данных в перспективном для р.с.д.б.-систем формате VDIF (VLBI Data Interchange Format) [9], частоту дискретизации сигнала следует устанавливать равную степени 2. При  $\Delta f = 500$  МГц целесообразно принять минимальную частоту из этого ряда –  $f_d = 1024$  МГц, что позволит использовать сравнительно недорогую и доступную элементную базу.

К генератору тактовой частоты дискретизации предъявляются высокие требования по спектральным характеристикам. В описываемой с.п.с. генератор выполнен по однокольцевой схеме с цифровой фазовой автоподстройкой частоты на микросхемах UMX-153-D16, ADF4106BCP и HMC432 и синхронизирован сигналом опорной частоты  $f_0 = 100$  МГц, поступающим от установленного на радиотелескопе стандарта частоты.

Базовая полоса частот сигналов на входах каналов с.п.с. выбирается такой, чтобы исключить эффект наложения спектров при дискретизации полосовых сигналов. Это обеспечивается при условии [10]

$$(2f_{cp} - \Delta f)/m \geq f_d \geq (2f_{cp} + \Delta f)/(m + 1), \quad (1)$$

где  $f_{cp}$  – средняя частота полосы спектра входного сигнала;  $m$  – целое число, выбираемое в интервале  $1 \leq m \leq (f_{cp} + 0.5\Delta f)/\Delta f$ .

При  $\Delta f = 500$  МГц и  $f_d = 1024$  МГц фильтр промежуточной частоты на выходе приемного канала следует настраивать на среднюю частоту, попадающую, согласно (1), в один из двух допустимых

интервалов: 762–774 МГц (при  $m = 1$ ) или 1262–1274 МГц (при  $m = 2$ ). Чтобы снизить требования к крутизне скатов фильтра промежуточной частоты, целесообразно выбирать  $f_{cp}$  в середине этих интервалов ( $f_{cp} = 668$  МГц или 1268 МГц). Для аналого-цифрового преобразователя (а.ц.п.) ADC081500, работающего на частотах до 1700 МГц, допустимо использовать любую из указанных полос входных сигналов, но необходимо учитывать, что спектр сигнала в более низкочастотной полосе (при  $m = 1$ ) инвертируется в процессе дискретизации. Полосы частот сигналов на входах каналов с.п.с. зависят от схемы построения приемного в.ч.-устройства.

#### *Канал с.п.с.*

Канал с.п.с. преобразует входной аналоговый сигнал в последовательность 8-разрядных цифровых выборок, формирует из них поток данных со скоростью 2048 Мбит/с в формате VDIF и передает его в устройство буферизации данных.

Каждый канал с.п.с. (см. рис. 1) содержит усилитель шумового сигнала на микросхеме HMC476SC70 с входным аттенуатором на микросхеме HMC472LP4, с помощью которого устанавливается необходимый уровень сигнала на входе а.ц.п. ADC081500. Мощность сигнала может регулироваться в пределах 0–30 дБ с шагом 0,5 дБ. Полоса пропускания входного усилителя (500–1550 МГц) обеспечивает возможность дискретизации сигналов со спектрами в любой из двух названных выше полос частот.

А.ц.п. ADC081500, считывающий 8-разрядные выборки входного сигнала с частотой дискретизации  $f_d = 1024$  МГц, содержит встроенный демультимплексор, который разделяет последовательность 8-разрядных выборок сигнала на две последовательности с тактовой частотой  $f_d/2 = 512$  МГц. Эти последовательности, сопровождаемые меандром тактовой частоты  $f_d/4 = 256$  МГц, вводятся в программируемую логическую интегральную схему (п.л.и.с.) XC6SLX100T по принципу DDR (Double Data Rate), когда данные передаются по положительному и по отрицательному фронтам меандра тактовой частоты  $f_d/4$ . Таким способом обеспечивается согласование по быстрдействию а.ц.п. (с тактовой частотой 1024 МГц) и п.л.и.с., у которой тактовая частота не должна превышать 520 МГц.

П.л.и.с. XC6SLX100T вычисляет среднеквадратическое значение выборок напряжения шумового сигнала, выполняет 2-битное (4-уровневое) квантование выборок сигнала, формирует общий поток квантованных данных со скоростью 2048 Мбит/с в формате VDIF и через стандартный высокоскоростной интерфейс XAUI передает его в трансивер FTLX1442E2. Трансивер форматирует по стандар-

ту 10G Ethernet поток данных, поступающих с п.л.и.с., и передает его далее в систему буферной записи и передачи данных.

Конфигурация п.л.и.с. XC6SLX100T хранится во флэш-памяти XCF32P объемом 32 Мбит и загружается при включении электропитания. От кварцевого генератора S1530 на п.л.и.с. поступает сигнал с частотой 156,25 МГц, используемый при формировании выходного потока данных. П.л.и.с. XC6SLX100T в каждом канале с.п.с. управляется по интерфейсу RS-485 от компьютера радиотелескопа через преобразователь логических уровней MAX3161. С помощью сформированного в п.л.и.с. модуля управления включается и выключается режим инвертирования спектра, в форматер VDIF вводится служебная информация, поступающая от компьютера радиотелескопа, а в компьютер передаются вычисленные среднеквадратические значения  $\sigma_u$  входного сигнала с полосой 500 МГц. В этом же модуле формируются коды управления трансивером FTLX1442E2 и установки ослабления аттенуатора на входе канала.

Система буферизации должна иметь объем памяти  $\geq 70$  Тбайт, так как при суточном сеансе р.с.д.б.-наблюдений суммарная продолжительность приема сигналов и регистрации данных, за вычетом суммарного времени переброса антенны от одних источников к другим, может достигать 18–20 ч. Объем памяти может быть существенно уменьшен, если записанная информация передается на коррелятор во время сеанса наблюдений (в режиме квазиреального времени). Из потоков данных, поступающих от четырех каналов с.п.с., система буферизации формирует общий поток с суммарной скоростью 8192 Мбит/с и через интерфейс 10G Ethernet передает его по магистральным в.о.л.с. на р.с.д.б.-коррелятор.

#### *Квантование сигналов и формирование потока данных*

Квантование сигналов и формирование потока данных в п.л.и.с. иллюстрирует функциональная схема (рис. 2).

Последовательности 8-разрядных выборок сигнала, поступающих в п.л.и.с. из а.ц.п., вторично демультимплексируются так, что образуется 16 последовательностей выборок с тактовой частотой 64 МГц, которые поступают на 16 параллельно работающих цифровых двухбитовых квантователей сигнала. Спектр входной последовательности выборок может инвертироваться путем умножения на последовательность  $(-1)^r$ , где  $r$  – порядковый номер поступившей выборки. Это позволяет привести в соответствие спектр квантованного сигнала и спектр принимаемого шумового сигнала, если последний был инвертирован при преобразовании частот в приемном устройстве или при дискретизации в а.ц.п.

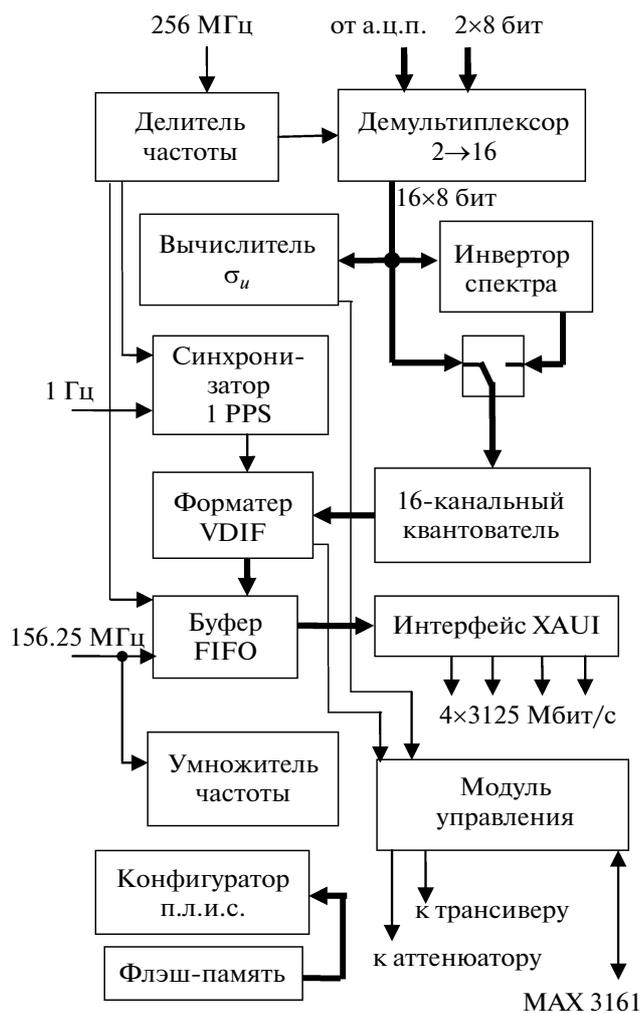


Рис. 2. Функциональная схема п.л.и.с.

Каждый двухбитовый квантователь формирует 2-разрядный код, где первый символ соответствует знаку выборки сигнала, а второй (мантисса) отражает результат сравнения очередной амплитуды выборки со среднеквадратическим значением выборок напряжения сигнала  $\sigma_U$ . Значение  $\sigma_U$  определяет встроенный в п.л.и.с. измеритель уровня сигнала.

Полученные с шестнадцати квантователей 32-битные информационные слова поступают на форматор VDIF, где они группируются в кадры с заданным числом информационных слов. К каждому информационному кадру добавляется заголовок в виде восьми 32-битных служебных слов. Заголовок кадра содержит число секунд, прошедшее с начала XXI века (000000 UTC 2000.01.01), номер данного кадра на текущем секундном интервале времени, код режима форматирования, соответствующий используемому устройству буферизации данных, код длины кадра (число слов в кадре), идентификационный номер станции

р.с.д.б. и другую служебную информацию (например, наблюдаемый источник, уровень сигнала, метеоданные). Служебная информация вводится в п.л.и.с. с центрального компьютера радиотелескопа.

Чтобы привязать поток данных к шкале Всемирного времени, на вход п.л.и.с. с частотой 1 Гц поступают импульсы секунд от датчика Всемирного времени, в качестве которого могут быть использованы приемные устройства GPS/ГЛОНАСС. Эти импульсы запускают формирователь импульсов 1PPS (one pulse per second), фронты которых совмещены с меандром тактовой частоты по предложенному в [11] принципу: к фронту импульса 1PPS привязывается начало нулевого информационного слова нулевого кадра – символ знака, считанный с квантователя № 0.

Сформированная последовательность 32-битных слов с тактовой частотой 64 МГц записывается во встроенную в п.л.и.с. буферную память FIFO, откуда она считывается с тактовой частотой 156.25 МГц и с суммарной скоростью 5 Гбит/с поступает на устройство формирования данных по интерфейсу XAUI. В результате на выходе п.л.и.с. формируется 4 параллельных потока данных со скоростью 3.125 Гбит/с каждый. Необходимая для этого тактовая частота 3125 МГц формируется внутри микросхемы п.л.и.с. путем умножения на 20 частоты сигнала 156.25 МГц, поступающего от кварцевого генератора S1530.

#### Вычисление среднеквадратического значения сигнала

Вычисление среднеквадратического значения сигнала  $\sigma_U$  требуется как для 2-битного квантования, так и для правильной установки уровня сигнала на входе канала с.п.с. [12, 13]. Чтобы иметь достаточно высокую чувствительность канала с.п.с. к изменениям напряжения входного шумового сигнала и при этом избежать амплитудных искажений из-за перегрузки а.ц.п., шумовой сигнал на входе а.ц.п. должен быть возможно большим, но при этом  $\sigma_U$  не должно превышать  $U/3$ , где  $U$  – максимальное напряжение для используемого а.ц.п.

При 8-разрядном а.ц.п. шум квантования ничтожно мал, и вычисленное в п.л.и.с. значение  $\sigma_U$  практически равно среднеквадратическому значению аналогового шумового сигнала на входе а.ц.п. Вычисленное значение  $\sigma_U$  передается в центральный компьютер радиотелескопа для контроля уровня сигнала и изменения ослабления аттенюатора на входе канала по мере необходимости. Кроме того, это позволяет контролировать процесс наведения антенны на источник радиоизлучения и проводить радиометрические измерения в континууме. По вычисленному  $\sigma_U$  можно опре-

делить, например, шумовую температуру принимаемого антенной широкополосного сигнала

$$T_s = (\sigma_U / kK\Delta f z_0) - T_{ш},$$

где  $K$ ,  $z_0$  — коэффициент передачи и выходное волновое сопротивление приемно-усилительного канала до а.ц.п.;  $T_{ш}$  — температура собственных шумов радиотелескопа.

Для квантования сигналов при р.с.д.б. не нужна высокая точность определения  $\sigma_U$ , и можно считать допустимой погрешность до 10% [8]. Такой же точности достаточно и для установки уровня сигнала на входе а.ц.п. Но для радиометрических измерений в континууме точность определения  $\sigma_U$  должна быть выше на 4–5 порядков (погрешность  $\leq 0.002\%$ ), поскольку при полосе 500 МГц можно регистрировать сигналы с шумовой температурой  $T_s \sim 10^{-4}T_{ш}$  даже при небольшом ( $\sim 1$  с) времени накопления.

Среднеквадратическая погрешность определения значения  $\sigma_U$  уменьшается пропорционально корню квадратному из числа усредняемых выборок сигнала, но это ограничено погрешностью вычислений. В рассматриваемой п.л.и.с. значение  $\sigma_U$  определяется по  $2^{20}$  выборкам сигнала, а полученный результат передается в компьютер 16-разрядным кодом. При частоте считывания выборок  $f_d = 1024$  МГц необходимый для вычисления пакет выборок набирается за  $\sim 1$  мс. Для квантования сигналов достаточно использовать 8 старших разрядов вычисленного кода  $\sigma_U$ , что упрощает процедуру квантования и при этом обеспечивает вполне достаточную для р.с.д.б. точность поддержания пороговых уровней квантования ( $\approx 0.25\%$ ).

### ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО КАНАЛА С.П.С.

Для проверки разработанных технических решений и выяснения их соответствия требованиям, предъявляемым к р.с.д.б.-системам, собран и испытан макет-прототип двухканальной цифровой с.п.с. с полосами пропускания 500 МГц. На макете проверялось качество работы широкополосных цифровых каналов с.п.с. и оценивалась эффективность их применения в составе радиоинтерферометра.

Макет с.п.с. содержал два входных усилителя шумовых сигналов в полосе 1018–1518 МГц, генератор SMB-100A, работающий на частоте  $f_d = 1024$  МГц, и плату Neptune V5, выпускаемую фирмой Tekmicro (США). На этой плате размещены два канала цифровой обработки сигналов, собранных на а.ц.п., п.л.и.с. и трансиверах, аналогичных тем, на которых разработаны рассмотренные выше широкополосные каналы с.п.с.

На входы каналов подавался шум от макета радиоастрономического приемника, который со-

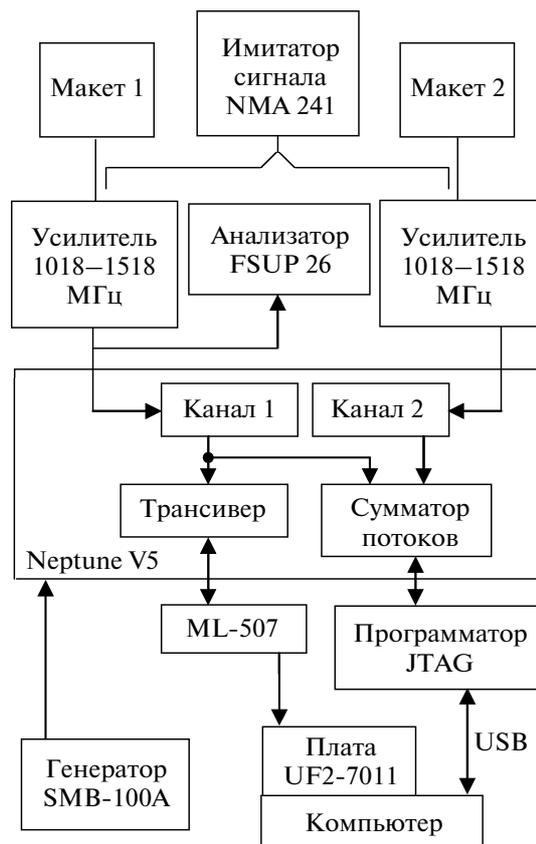


Рис. 3. Блок-схема аппаратуры, использованной при испытаниях.

стоял из входного малошумящего усилителя диапазона волн 3.5 см, микросборки канала усиления и преобразования частоты с полосой пропускания 0.1–2 ГГц [14] и синтезатора частот E8257D Agilent, используемого в качестве гетеродина. При проверке преобразований сигнала в цифровом канале (например, в канале 1) использовался трансивер платы Neptune V5 с выходным волоконно-оптическим кабелем. Для подключения компьютера к этому кабелю использовались плата ML507, обеспечивающая передачу данных по параллельной шине и высокоскоростная плата ввода UF2-7011 (рис. 3). При одновременной работе каналов 1 и 2 макета с.п.с. выходные потоки данных суммировались дополнительной п.л.и.с., имеющейся в составе платы Neptune V5, после чего с помощью программатора с интерфейсом JTAG вводилась в компьютер через USB-порт.

Качество цифровых преобразований сигналов в каналах с.п.с. проверялось путем сравнения спектров входного шумового сигнала в полосе 500 МГц, измеренного анализатором сигналов FSUP26, и спектра, вычисленного компьютером по поступившей с выхода п.л.и.с. последовательности квантованных выборок сигнала. Формы обоих спектров практически совпадают и соответствуют

амплитудно-частотной характеристике фильтра на входе канала с.п.с. (различия спектров не превышают 1%).

Для проверки возможности работы по шумовым сигналам с инвертированным спектром на входе канала установлен фильтр с несимметричной (скошенной) амплитудно-частотной характеристикой, а выходные спектры квантованных сигналов вычислялись в двух режимах: при наличии цифрового инвертирования выборок сигнала в п.л.и.с. и без инвертирования. Характер асимметрии полученных спектров был идентичным, а направления уклонов при наличии инвертирования менялись на противоположные, что свидетельствует о возможности цифрового квантования сигналов как с нормальным, так и с инвертированным спектром. Исследования показали, что разрабатываемые цифровые каналы с.п.с. с полосами 500 МГц не вносят заметных искажений спектров сигналов.

Для проверки качества работы цифровых 2-битовых квантователей информационные последовательности, сформированные в п.л.и.с. каналов, через платы ML-507 и UF2-7011 вводились в компьютер, где по специальной программе определялись доли символов 1 и 0 в потоках данных с четными порядковыми номерами символов (знаки выборок сигнала) и с нечетными номерами символов (мантиссы выборок). Полученные результаты с высокой точностью (не хуже 0.5%) соответствовали вероятностям превышения гауссовским шумом пороговых уровней 0 и  $\sigma_U$ . Это подтверждает высокую точность установки пороговых уровней квантования.

Для более полной проверки широкополосных каналов с.п.с., на входы двух каналов через делитель мощности подавался шум от одного приемного устройства и вычислялась взаимная корреляционная функция выходных потоков данных. Пиковое значение этой функции, полученное даже на сравнительно коротких последовательностях данных (по 8192 выборок), было  $\geq 0.98$ . Этот результат подтверждает высокое качество и стабильность работы каналов с.п.с. Проведен также эксперимент, имитирующий реальные условия работы с.п.с. при р.с.д.б. На входы двух исследуемых каналов подавались шумы от разных приемных устройств и к ним добавлялся более слабый шумовой сигнал от генератора шума NMA241, имитирующего принимаемый сигнал от космического источника. Вычисленная компьютером вза-

имная корреляционная функция квантованных сигналов имела пик, амплитуда которого менялась в соответствии с изменением уровня сигнала, вводимого от генератора NMA241.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты исследований макета-прототипа подтвердили возможность использования разрабатываемой с.п.с. с широкополосными каналами на радиотелескопах с малыми антеннами. Проведение р.с.д.б.-наблюдений с использованием экспериментальных образцов с.п.с. планируется в 2012 г.

Авторы благодарят А.М. Финкельштейна и А.В. Ипатова за внимание к разработке и постоянное содействие в ее выполнении.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Финкельштейн А.М., Скурихина Е.А., Суркис И.Ф. и др.* // Труды ИПА РАН. (СПб.) 2007. Вып. 17. С. 3.
2. *Finkelstein A., Ipatov A., Smolentsev S. et al.* // IVS 2010 General Meeting Proc. Hobart, Australia. 2010. P. 106.
3. *Niell A., Bark M., Beandoin C. et al.* // Ibid. P. 396.
4. *Ipatov A., Mardyshkin V., Cherepanov A. et al.* // Ibid. P. 425.
5. *Федотов Л.В.* // Труды ИПА РАН. (СПб.) 2008. Вып. 19. С. 98.
6. *Finkelstein A., Ipatov A., Smolentsev S.* // Proc. Fifth IVS General Meeting. St.P: Nauka, 2008. P. 39.
7. *Финкельштейн А.М., Гаязов И.С., Скурихина Е.А. и др.* // Труды ИПА РАН. (СПб.) 2009. Вып. 20. С. 119.
8. *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. 2-е изд.
9. *Whitney A., Kettenis M., Phillips C., Sekido M.* // Proc. VIII Intern. e-VLBI Workshop. 22–26 June 2009. Madrid. Spain. P. 42.
10. *Лайонс Р.* Цифровая обработка сигналов. М.: ООО "Бином-Пресс", 2006.
11. *Кольцов Н.Е., Федотов Л.В.* Патент на полезную модель № 59310 РФ. Класс МПК H04B 1/16, H03D 7/18 // БИ. 2005. № 4. С. 554.
12. *Ипатов А.В., Кольцов Н.Е., Федотов Л.В.* // ПТЭ. 2003. № 6. С. 67.
13. *Ипатов А.В., Кольцов Н.Е., Федотов Л.В.* // ПТЭ. 2009. № 1. С. 52.
14. *Маршалов Д.А., Кольцов Н.Е.* // Труды ИПА РАН. (СПб.) 2011. Вып. 21. С. 88.