

УДК 520.272.28-17

СИСТЕМА СБОРА ДАННЫХ И УПРАВЛЕНИЯ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ РАДИОАСТРОНОМИЧЕСКИХ НАБЛЮДЕНИЙ В КОНТИНУУМЕ НА РАДИОТЕЛЕСКОПЕ РАТАН-600: РАЗРАБОТКА, НАБЛЮДЕНИЯ, ИЗМЕРЕНИЯ

© 2011 П. Г. Цыбулев*

Специальная астрофизическая обсерватория, Нижний Архыз, 369167 Россия

Поступила в редакцию 10 июня 2010 г.; принята в печать 9 августа 2010 г.

Представлена новая Система Сбора Данных и Управления РАТАН-600 для проведения радиоастрономических наблюдений в континууме. Одним из “строительных блоков” системы является разработанная на РАТАН-600 *встраиваемая радиометрическая система сбора данных — ER-DAS (Embedded Radiometric Data Acquisition System)*. Это *измерительная система*, предназначенная для оцифровки и обработки сигналов радиометров и передачи результата по сетям Ethernet. Показано, что система ER-DAS обладает низким уровнем собственных шумов и отсутствием шума вида $1/f$. Продемонстрирована эффективность данной измерительной системы при проведении радиоастрономических наблюдений. Радиометрические измерения параметров высокочувствительных радиометров проиллюстрированы на примере измерения флуктуаций коэффициента усиления радиометра.

Ключевые слова: *методы астрономических наблюдений, радиотелескопы*

1. ВВЕДЕНИЕ

Система Сбора Данных и Управления (ССДиУ) для проведения радиоастрономических наблюдений на РАТАН-600 — это сложный, территориально распределенный аппаратно-программный комплекс. Существующая на данный момент ССДиУ для наблюдений в континууме разработана в начале 90-х годов [1] и с тех пор неоднократно модернизировалась. Появление и внедрение новых высокоскоростных средств Цифровой Обработки Сигналов (ЦОС) качественно изменили ситуацию в данной области. Появилась возможность активно вмешиваться в процесс формирования выходного сигнала радиометров, например, в задаче фильтрации импульсных помех [2–5]. Необходимость в новой ССДиУ продиктована многими обстоятельствами, основные из которых:

- изменения в составе и архитектуре комплексов радиометров континуума РАТАН-600, которые предъявляют новые требования к ССДиУ;
- физическое и моральное устаревание существующего аппаратно-программного комплекса ССДиУ;

- разнородный состав оборудования и Программного Обеспечения (ПО) различных радиометрических комплексов;
- необходимость расширения возможных режимов проведения наблюдений;
- ухудшение помеховой обстановки вокруг радиотелескопа, что требует создания адекватного набора средств и методов для активной помехозащиты рабочих диапазонов РАТАН-600.

В данной работе решалась задача разработки ССДиУ на основе современной радиотехнической элементной базы и современных подходов к построению распределенной вычислительной среды, необходимых для адекватного решения задач сбора данных и управления как радиометрическими системами, так и процессом наблюдений на радиотелескопе. Одновременно решались задачи повышения точности измерений сигнала радиометра, расширения набора методов наблюдений и предварительной обработки информации, а также унификации оборудования и ПО ССДиУ.

Далее будет показано, как данный круг задач решен на РАТАН-600, и будут продемонстрированы первые результаты применения модернизированной ССДиУ в радиометрических измерениях и радиоастрономических наблюдениях.

*E-mail: peter@sao.ru

2. ВСТРАИВАЕМАЯ СИСТЕМА СБОРА ДАННЫХ РАДИОМЕТРИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА – ER-DAS

На РАТАН-600 существуют и постоянно пополняются несколько комплексов радиометров континуума. На данный момент это 3 комплекса, расположенные в различных приемных кабинах (“облучателях”), территориально удаленные как между собой, так и от центра накопления данных всего радиотелескопа. Каждый радиометрический комплекс состоит из нескольких *радиометрических систем*. *Радиометрическая система* — это одно- или многоканальный радиометр, конкретная инженерная разработка. На этапе планирования новой ССДиУ было принято решение обеспечить каждую *радиометрическую систему* унифицированным устройством сбора, управления и предварительной обработки информации, получаемой в процессе радиоастрономических наблюдений или радиометрических измерений. Таким образом, введено понятие *ССДиУ радиометрической системы*.

В период 2008–2009 гг. требуемая *ССДиУ радиометрической системы* была разработана, изготовлена и получила свое название — Embedded Radiometric Data Acquisition System (ER-DAS). Для адекватного описания круга задач, решенных в данной разработке, кратко остановимся на технической стороне вопроса обработки радиометрического сигнала.

2.1. Обработка радиометрического сигнала

Радиометры континуума РАТАН-600 на сегодняшний день — это приемники прямого усиления СВЧ-сигнала в заданной полосе частот с квадратичным детектированием для получения выходного сигнала, пропорционального мощности принимаемого СВЧ-излучения. Из-за наличия флуктуаций коэффициента усиления в радиометре, для устранения данного эффекта применяются различные варианты схем с модуляцией входного СВЧ-сигнала сигналом заданной формы с последующим синхронным детектированием на выходе, как, например, в классическом радиометре Р. Дике [6] на Рис.1(а). Вследствие стандартной схемы такого приема сигналов, состав оборудования обработки сигнала радиометра по функциональности остается постоянным. Основные его компоненты:

- предварительный Усилитель Низкой Частоты (ПУНЧ, Video amplifier на Рис.1(а));
- синхронный детектор (Lock-In detector на Рис.1(а));

- измерительное устройство (сейчас это Аналого-Цифровой Преобразователь, АЦП).

Необходимо отметить, что в модуляционном радиометре *синхронное детектирование* (выделение полезного сигнала) происходит на частоте модуляции и ее гармониках, поэтому в качестве ПУНЧ достаточно применить видеосуилитель, пропускающий нужный спектральный состав модулированного сигнала и отсекающий *постоянную составляющую* в спектре сигнала на выходе *квадратичного детектора* радиометра. Схематично *синхронный детектор* может быть представлен в виде перемножителя сигналов (сигнала радиометра и сигнала модуляции) и Фильтра Нижних Частот (ФНЧ), как показано на Рис.1(а) (блок под названием Lock-In detector). Для модуляции применяется прямоугольный сигнал, типа “меандр”, с равными длительностями “высокого” и “низкого” уровней с периодом порядка $1 \div 10$ миллисекунд. На входе радиометра данный сигнал управляет электронным переключателем, а в *синхронном детекторе* производится синхронное умножение модулированного сигнала радиометра на ± 1 .

Долгое время *синхронный детектор* (СД) был полностью *аналоговым* (АСД) устройством обработки сигнала, имеющим много отрицательных сторон. Вот основные из них:

- прецизионный АСД сложен в изготовлении и наладке, профессиональный АСД для научных исследований — это сложное и дорогое устройство;
- дрейф параметров СД со временем (как любого аналогового устройства);
- подверженность воздействию окружающей среды (температура, влажность, давление);
- как упоминалось выше, АСД работает без *постоянной составляющей* в измеряемом сигнале, поэтому информация об абсолютном значении мощности принимаемого радиометром излучения в каждом отдельном полупериоде модуляции полностью теряется.

В 1995 году на РАТАН-600 впервые был применен *цифровой синхронный детектор* (ЦСД) в составе оборудования для частотно-временного помехоподавления на радиометрах дециметрового диапазона [2, 4, 5], построенных по схеме *радиометра с добавлением шума* (РДШ). Для выделения и удаления импульсных помех необходимо было оцифровать входной сигнал на высокой скорости (порядка десятков кГц). Кроме того, на выходе радиометра должна присутствовать *постоянная*

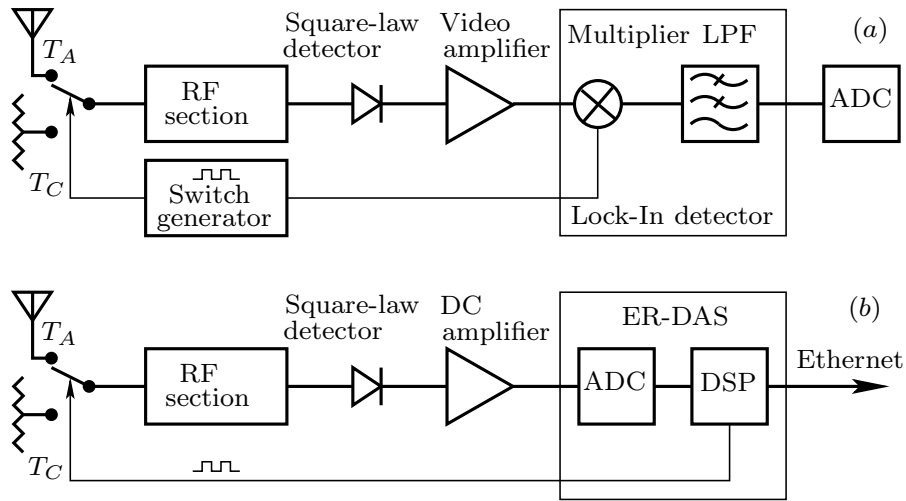


Рис. 1. (а) — Блок-схема модуляционного радиометра Дикке (Dicke switched radiometer). Здесь Square-Law Detector — Квадратичный Детектор; LPF (Low-Pass Filter) — Фильтр Нижних Частот, ФНЧ; ADC (Analog-to-Digital Converter) — Аналого-Цифровой Преобразователь, АЦП; DAS (Data Acquisition System) — Система Сбора Данных, ССД; Lock-In detector (Lock-In) — Синхронный Детектор, СД. (б) — модифицированная схема радиометра (а): сигнал с выхода Квадратичного Детектора подается на вход УПТ (здесь — DC amplifier, Усилитель Постоянного Тока) и далее оцифровывается и обрабатывается в системе ER-DAS (Embedded Radiometric DAS). Здесь DSP — Digital Signal Processing unit (Цифровой Сигнальный Процессор, ЦСП).

составляющая, так как в РДШ помеха появляется только в полупериод модуляции, соответствующий сигналу от антенны радиотелескопа (без наличия в сигнале *постоянной составляющей* полупериоды модуляции становятся неразличимы). Поэтому, в тракт обработки аналогового сигнала вместо видеоусилителя был установлен *усилитель постоянного тока* (УПТ). Оцифрованный сигнал подавался на обработку в высокоскоростной *цифровой сигнальный процессор* (ЦСП), где и производилась операция синхронного детектирования сигнала с опорным сигналом модуляции.

Применение ЦСД сразу устранило все описанные выше недостатки, присущие АСД: параметры полностью цифрового устройства и программные алгоритмы не подвержены воздействию указанных мешающих факторов. Кроме того, полупериоды модуляции стали различимы, что помогало выполнять диагностику радиометров, и даже измерять с некоторой точностью *эквивалентную шумовую температуру* радиометра. Однако применявшиеся тогда интегральные УПТ не давали достаточной точности измерений, так как были подвержены *дрейфу нуля*, в основном — из-за изменения температуры окружающей среды, а также имели нестабильность коэффициента усиления, проявляющуюся как дополнительный шум со *спектральной плотностью мощности* (СПМ) вида $1/f^\alpha$, где f — частота.

2.2. Требования к новой ССДиУ радиометрической системы

Положительный опыт, накопленный в процессе работы с ЦСД, стал основой для формирования и реализации требований к новой ССДиУ радиометрической системы — ER-DAS. Требования к новой системе таковы:

- аналоговый тракт обработки сигнала должен быть построен на основе прецизионных УПТ;
- оцифровка сигнала перед цифровым синхронным детектированием должна производиться с достаточно высокой скоростью, чтобы пропустить требуемое количество гармоник частоты модуляции, а также для возможности удаления некоторых видов помех, например — импульсных;
- наличие в тракте аналоговой обработки сигнала высококачественного ФНЧ для защиты от *наложения частот* (*anti-aliasing filter*), при оцифровке сигнала радиометра;
- Аналого-Цифровой Преобразователь должен располагаться как можно ближе к выходу радиометра для исключения влияния электромагнитных помех на тракт передачи сигнала;
- обязательная гальваническая изоляция АЦП от ЦСД для исключения влияния

помех от импульсной цифровой системы на прецизионные измерения;

- ССДиУ радиометрической системы должна быть встраиваемой в саму радиометрическую систему. При этом радиометры самостоятельно оцифровывают и обрабатывают свои сигналы;
- ССДиУ радиометрической системы должна быть сетевой и легко интегрироваться в Локальную Вычислительную Сеть для передачи оцифрованных и обработанных данных радиометров и возможности дистанционного управления радиометрической системой.

Практическая реализация данных требований приводит к измерительной и управляющей системе, показанной на выходе радиометра на Рис.1(b). Здесь “Video amplifier” заменен на “DC amplifier” (УПТ). Таким образом, информация об абсолютной мощности сигнала на входе радиометра в каждом полупериоде модуляции полностью сохраняется. Далее в схеме на Рис.1(b) показан блок под названием ER-DAS – Embedded Radiometric Data Acquisition System. Он включает в себя узел АЦП и блок Цифровой Обработки Сигналов (ЦОС) и коммуникаций (поддержки сети Ethernet). Синхронное детектирование сигнала радиометра реализовано в ЦСД в виде программы для *цифрового сигнального процессора*.

2.3. Реализация ССДиУ радиометрической системы – ER-DAS

Блок-схема реализации ER-DAS показана на Рис.2. Тракт *аналоговой обработки сигнала* или иначе — тракт *нормирования сигнала* (*signal conditioning*) состоит из прецизионного УПТ, за которым следует ФНЧ 4-го порядка с характеристикой Бесселя на частоту около 8 кГц (такая характеристика нужна для оптимальной передачи сигналов типа *меандр*). Далее сигнал оцифровывается в 16-ти разрядном АЦП с частотой 32 тыс. отсчетов в секунду. Одновременно оцифрованные сигналы 4-х аналоговых каналов передаются через гальванически изолированный последовательный интерфейс SPI (Serial Peripheral Interface) в *процессор ЦОС*. В *процессоре ЦОС* реализован алгоритм *цифрового синхронного детектора* с последующим существенным снижением частоты дискретизации (*децимация*) сигнала до 128 отсчетов в секунду с каждого канала. Обработанные таким образом данные 4-х радиометрических каналов (либо меньшего числа каналов радиометра + дополнительные датчики) передаются в отдельный

коммуникационный процессор. Задача *коммуникационного процессора* — передавать полученные данные по сетям Ethernet к центру сбора информации всего радиометрического комплекса, а также принимать и выполнять внешние управляющие команды.

Одной из задач, решаемых в рамках данной разработки, является максимально точное измерение *постоянной составляющей* сигнала на выходе *квадратичного детектора* радиометра, поскольку эта измеряемая величина отражает *полную мощность СВЧ-сигнала на входе квадратичного детектора*. Так как перед измерением с помощью АЦП сигнал должен быть усилен (в $5 \div 100$ раз), без прецизионного и недорогого (учитывая большое число радиометрических каналов) УПТ данная задача не может быть успешно решена. Особое внимание необходимо уделить долговременной стабильности параметров и *дрейфу нуля* УПТ. Напряжение, которое должно быть измерено на выходе квадратичного детектора в радиометре Полной Мощности, записывается следующим выражением:

$$V = kBG\gamma \left[\frac{T_a}{L} + T_0 \left(1 - \frac{1}{L} \right) + T_r \right] + V_0(t), \quad (1)$$

где k — постоянная Больцмана, B — ширина СВЧ-полосы радиометра, G — его полное СВЧ-усиление, γ — коэффициент преобразования мощности в напряжение на квадратичном детекторе, T_a — шумовая температура излучения, пришедшего на вход радиометра, L ($L > 1$) — абсолютные потери во входном тракте, равные отношению входной мощности к выходной (для тракта), T_r — шумовая температура всего радиометра, $V_0(t)$ — *паразитное смещение* напряжения, возникшее в измерительной системе (после квадратичного детектора). В то время как первое слагаемое в (1) описывает полную мощность излучения (внешнего и собственного), измеряемого радиометром, второе слагаемое $V_0(t)$ вносит абсолютную погрешность, которая, к тому же, меняется со временем при измерении с помощью УПТ. Это и есть дрейф нуля измерительной системы.

В данной разработке впервые на РАТАН-600 во всем тракте низкочастотного сигнала от *квадратичного детектора* до АЦП применены *операционные усилители* (ОУ), построенные по технологии *auto-zero* — ОУ с непрерывной калибровкой нуля на высокой частоте (порядка 14 кГц). Это прецизионные ОУ с очень малым собственным смещением нуля и с предельно низким температурным дрейфом (на 3 порядка ниже чем у лучших традиционных ОУ). Такая точность позволяет произвести калибровку нуля всего аналогового тракта

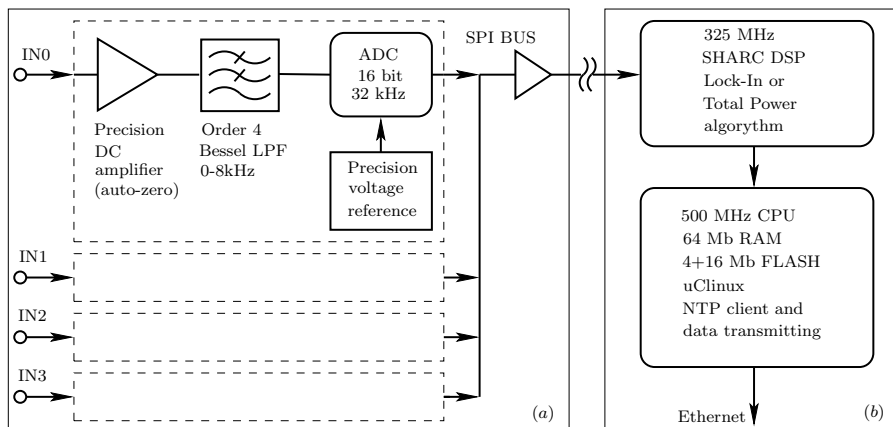


Рис. 2. Блок-схема ER-DAS. Схема реализована в виде двух отдельных, гальванически изолированных подсистем: (a) — аналого-цифровая подсистема; (b) — подсистема ЦОС и коммуникаций.

сигнала, включая АЦП, и далее измерять только истинную постоянную составляющую сигнала на выходе квадратичного детектора.

Оценка доступной точности измерений *постоянной составляющей* и сравнение с традиционными ОУ показывает увеличение точности измерений более чем на 2 порядка! Так, обычный качественный ОУ имеет средний температурный дрейф нуля около $0.6 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$. *Постоянная составляющая* на выходе Квадратичного детектора одного из реальных неохлаждаемых радиометров с температурой системы 470 K равна 5 mV . Таким образом, *температурный дрейф нуля* радиометра, выраженный в Кельвинах эквивалентной шумовой температуры, при изменении физической температуры низкочастотного тракта радиометра на 1°C составляет $(0.6 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 470000 \text{ mK})/5000 \mu\text{V} = 56.4 \text{ mK}/^\circ\text{C}$ (что в 20 раз больше чем *спектральная плотность флуктуаций амплитуды* лучшего на РАТАН-600 радиометра). Следующий пример: *auto-zero* ОУ, выбранный для данной разработки, имеет средний температурный дрейф нуля, равный $2 \text{ nV}/^\circ\text{C}$, что соответствует $188 \mu\text{K}/^\circ\text{C}$! Это потенциально в 300 раз стабильнее чем для обычного ОУ и сравнимо с чувствительностью наилучших на сегодняшний день радиометров. Такая точность делает реальным измерение абсолютной мощности излучения, пришедшего на *квадратичный детектор*, и, соответственно, абсолютной температуры системы T_s в градусах Кельвина при условии точной калибровки радиометра и учета всех источников *паразитных смещений постоянной составляющей*.

Выигрыш от применения *auto-zero* ОУ, измеренный на практике, продемонстрирован на Рис.3. Поскольку сама система ER-DAS содержит в тракте аналогового сигнала только *auto-zero* ОУ,

эффект подключения традиционного ОУ сразу становится заметен как в самом сигнале, так и в соответствующей оценке спектральной плотности мощности.

Некоторый подъем в СПМ для сигнала с измеряемым *auto-zero* ОУ на низких частотах (ниже 0.01 Гц) обусловлен не самим измеряемым усилителем, а источником постоянного напряжения на входе обоих усилителей (см. измерительную схему на Рис.3(a)).

Таким образом, применение новой элементной базы позволяет стабилизировать нуль измерительной системы во времени, так что абсолютная погрешность измерений V_0 в формуле (1) становится практически постоянной. Это обстоятельство позволяет измерить величину V_0 и вычесть ее из измеряемого напряжения (*калибровка измерительной системы по постоянной составляющей*).

Необходимо отметить следующие особенности реализации ER-DAS:

- в тракте нормирования сигнала с *auto-zero* ОУ все активные цепи не вносят шум вида $1/f^\alpha$ в измеряемый сигнал, см. Рис.3 (a) и (b), так что основным источником такого шума в реальном радиометре остается только СВЧ-тракт (СВЧ-усилители и, возможно, *квадратичный детектор*), что позволит измерить реальные флуктуации усиления (G) радиометра — величину $\delta G/G$;
- весь измерительный аналоговый тракт от выхода *квадратичного детектора* до выхода АЦП (включительно) построен по схеме с однополярным (+5V) питающим напряжением. Основанием для этого является тот факт, что сигнал *однополупериодного квадратичного детектора* принципиально однополярный, а применяемые усилители

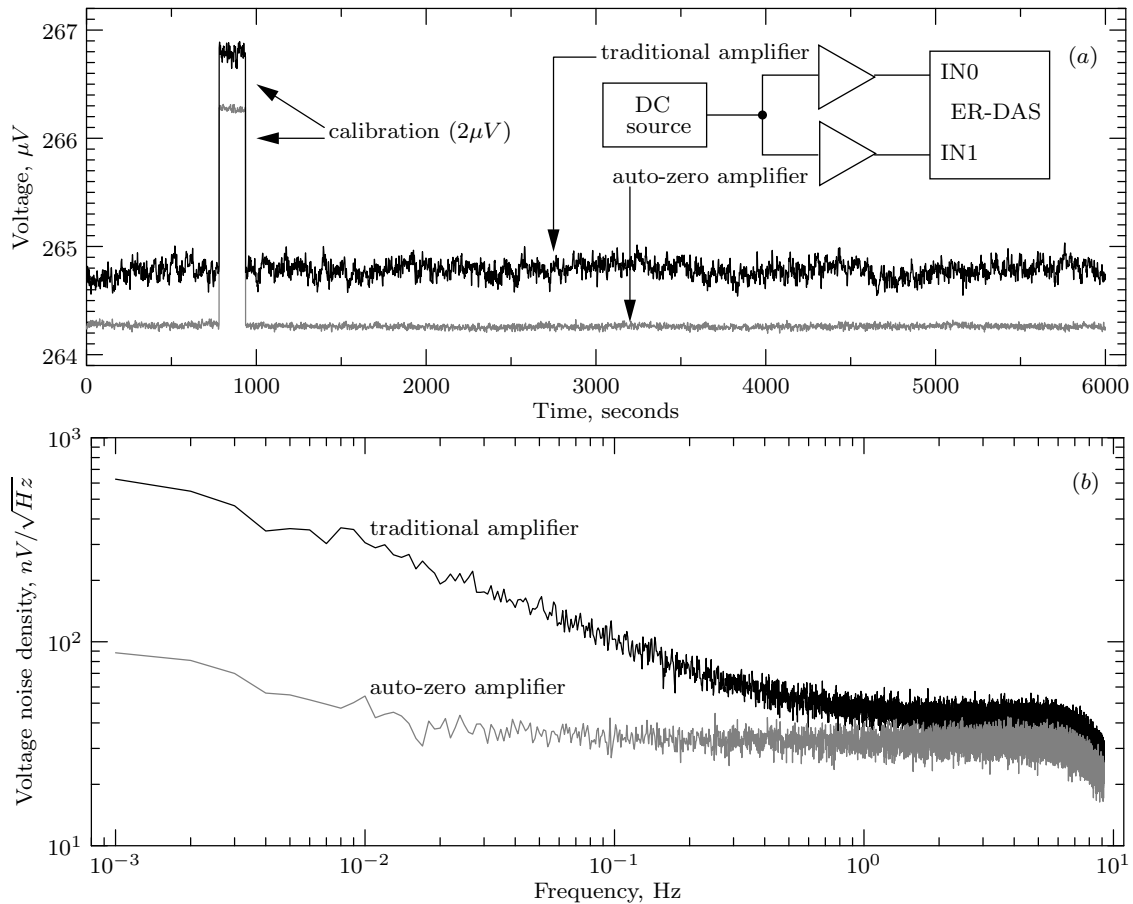


Рис. 3. Сравнение Усилителя Постоянного Ток (УПТ), построенного на обычных Операционных Усилителях (ОУ) и УПТ с *auto-zero* ОУ. (а) — сигналы. Черным цветом показан сигнал УПТ, построенного с применением обычного ОУ, серым — УПТ с *auto-zero* ОУ. Здесь же показана блок схема измерения. Одновременная запись сигналов длилась 12 часов (на рисунке приведено менее 2-х часов записей). (б) — соответствующие сглаженные оценки спектральной плотности амплитуды. Оценки производились для полных 12-ти часовых записей по перекрывающимся (50%) прямоугольным временным окнам длительностью в 1000 секунд с последующим усреднением спектров. Подъем на низких частотах в спектре сигнала УПТ с *auto-zero* ОУ (серая кривая) обусловлен флуктуациями вида $1/f^\alpha$ источника напряжения постоянного тока (DC source на рисунке (а)).

auto-zero построены по технологии *rail-to-rail* (аккуратно измеряют сигнал от одной шины питания до другой), и имеют минимально возможное собственное смещение нуля ($2 \mu V$);

- тракт нормирования сигнала вместе с АЦП (Рис.2) представляет собой хорошо калибруемую по *постоянной составляющей* сигнала измерительную систему (стабильную во времени), что принципиально позволяет достичь соответствий: 0 Вольт — 0 Кельвин, V Вольт — T Кельвин;
- оцифрованные данные каналов передаются в подсистему ЦОС и коммуникаций по дифференциальным линиям. Возможно удаление подсистемы ЦОС от выхода радиометра на расстояние до 7 метров;

- *процессор ЦОС*, принимающий и обрабатывающий данные радиометров, работает в однозадачном режиме, что позволяет достичь минимально возможного времени реакции на события и поступающие данные;
- *коммуникационный процессор* работает под управлением встраиваемой ОС uClinux [7], и имеет энергонезависимую память для хранения и загрузки как самой ОС, так и набора прикладного ПО.

3. ПРОГРАММНАЯ ОСНОВА ССДиУ

ПО ССДиУ состоит из 2-х уровней реализации:

- 1) комплект программного обеспечения ER-DAS;

- 2) комплект программного обеспечения ССДиУ верхнего уровня (*уровня радиометрического комплекса*).

3.1. Комплект программного обеспечения ER-DAS

Комплект ПО ER-DAS разработан для двух микропроцессоров: *процессора ЦОС* и *коммуникационного процессора*.

3.1.1. ПО процессора ЦОС

Процессор ЦОС обрабатывает в масштабе реального времени одновременно данные 4-х радиометров. Последовательные этапы обработки данных одного радиометра показаны на Рис.4. Реализованный алгоритм обработки радиометрического сигнала (алгоритм *цифрового синхронного детектирования*) получил в процессе данной разработки собственное название — *Radiometric Digital Lock-in (RDL)*.

В алгоритме RDL выходной сигнал модуляционного радиометра, оцифрованный в аналоговой подсистеме (Рис.4(а)), подан на вход программного переключателя, работающего на частоте модуляции. Фаза модулированного сигнала радиометра на данном этапе совмещена с фазой модулирующей частоты, так что на программном переключателе происходит синхронное разделение полупериодов модулированного сигнала на 2 независимых сигнала. Результатом работы данного этапа являются 2 сигнала, Рис.4(б). Сигналы непрерывны во времени, а пропуски в сигнале за счет переключений заполнены средним значением сигналов соответствующих предыдущих полупериодов. Таким образом, каждый радиометрический канал порождает 2 потока цифровых данных на частоте оцифровки (32768 Гц), так что суммарное количество таких каналов для одной системы ER-DAS равно 8-ми.

Следующие 2 этапа цифровой обработки — это 2 последовательно включенных узла *десимации* (прореживания) сигналов (Рис.4(с,д)). Каждый из этих программных узлов уменьшает частоту дискретизации данных в 16 раз, так что выходные сигналы одной системы ER-DAS представляют собой 8 потоков данных с частотой дискретизации 128 Гц. В качестве *фильтров от наложения частот (anti-aliasing filter)* в *десиматорах* применены однокаскадные цифровые фильтры типа ИГФ (Интегратор — Гребенчатый Фильтр), каждый из которых имеет частоту среза, равную 1/32 от входной полосы сигнала. ИГФ обеспечивают эффективное подавление 3-х частотных компонент в спектре сигнала: частоты коммутации в *auto-zero* усилителях (≈ 14 КГц), гармоник частоты питающей электросети, и гармоник частоты модулирующего сигнала. Последние подавляются наиболее

эффективно, так как частота модуляции и частоты работы *десиматоров* в точности кратны частоте оцифровки сигнала. Кроме того, разбиение сигнала радиометра на 2 потока приводит к тому, что в каждом из новых сигналов вклад гармоник частоты модуляции является минимально возможным и определяется среднеквадратичным отклонением шума радиометра.

Двухкаскадная десимация введена в связи с высоким усилением ИГФ (при десимации $\times 16$ усиление в данном алгоритме равно 32) и ограниченной разрядностью слова данных интегратора (32 разряда). При использовании двоичной дополнительной арифметики длина слова интегратора должна принимать максимальное значение разности двух последовательных отсчетов (с учетом усиления ИГФ), см. [8]. Общее усиление при двукратной десимации здесь равно $32 \times 32 = 1024$. При высоком уровне входных сигналов (например, радиопомехи) между двумя каскадами десимации можно включить программный аттенуатор для обеспечения правильной работы последующего каскада.

Необходимо отметить, что алгоритм RDL не завершает операцию *синхронного детектирования* сигнала. Завершенной эта операция будет, если вычесть сигналы, соответствующие двум отдельным полупериодам модуляции одного радиометра. Эту процедуру можно выполнить и в постобработке наблюдательных данных. Результатом такой работы является наличие дополнительной (относительно модуляционного радиометра) информации в виде сигналов отдельных полупериодов модуляции. Эти сигналы соответствуют 2-м *радиометрам полной мощности*, чувствительность которых в $\sqrt{2}$ раз хуже чем у соответствующего идеального *радиометра полной мощности*. Таким образом, информация, которая в обычном модуляционном радиометре полностью утеряна, здесь оказывается полностью сохраненной.

3.1.2. Комплект ПО коммуникационного процессора

ПО *коммуникационного процессора* включает в себя:

- 1) начальный загрузчик — U-Boot [7];
- 2) встраиваемую ОС — uClinux [7] с поддержкой сетевого протокола TCP/IP, протокола синхронизации времени NTP, а также файловой системы для SPI Flash (энергонезависимая память на шине Serial Peripheral Interface). В данной памяти хранится и доступно для модификации все ПО прикладного уровня для ER-DAS;

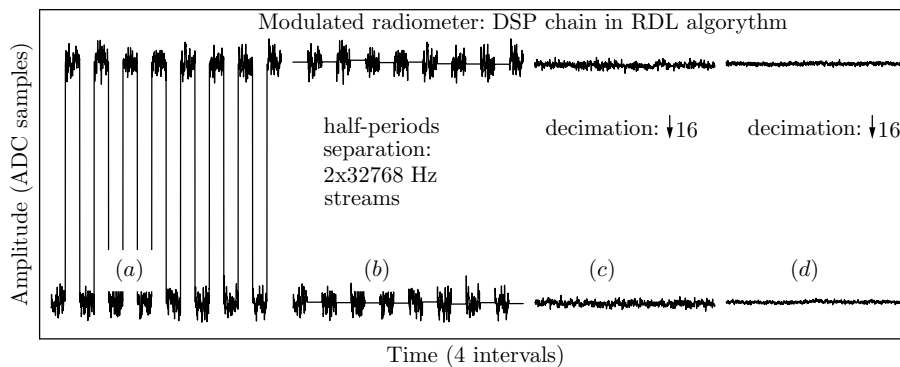


Рис. 4. Алгоритм RDL (Radiometric Digital Lock-in) в действии.

- 3) оригинальный драйвер обмена *процессор ЦОС — коммуникационный процессор*;
- 4) программу чтения готовых данных из *процессора ЦОС в коммуникационный процессор* и передачи команд в противоположном направлении через драйвер обмена и выдачи результата в вычислительную сеть по протоколу TCP/IP;
- 5) программу загрузки *процессора ЦОС* из энергонезависимой памяти SPI Flash.

Весь комплект ПО коммуникационного процессора загружается автоматически при подаче питающего напряжения. Также существует возможность дистанционного оперативного изменения как состава ПО, так и режимов работы всей системы.

3.2. Комплект программного обеспечения ССДиУ уровня радиометрического комплекса

Данный комплект ПО построен по технологии *приложения со многими потоками управления (multithreaded application)* и решает следующие задачи:

- 1) интеграция всех радиометров (радиометрических систем) в единый наблюдательный процесс;
- 2) управление радиометрами и сбор данных по единой наблюдательной/измерительной программе;
- 3) предварительная обработка данных для подготовки размещения их в наблюдательном архиве в формате RATAN-FLEX (RFLEX) [9]. Данный формат является адаптированной для RATAN-600 версией FITS-формата данных.

Программное обеспечение написано на языке C++ для ОС Linux и включает библиотеки классов и утилит как для подготовки и проведения наблюдений, так и для обработки данных. Объектно ориентированный подход позволяет выделить и формализовать для ССДиУ такие понятия как *измерительный комплекс* (для RATAN-600 это вторичный отражатель — *облучатель*), *единица оборудования* (радиометрическая система), *информационный канал* (один радиометр или датчик) и пр. Для всех этих понятий разработаны классы на языке C++ (задан необходимый набор параметров и методов). Управляющие параметры классов хранятся в конфигурационных файлах в формате XML (eXtensible Markup Language). Как измерительный комплекс, так и конкретный состав оборудования (радиометры/датчики) описываются в таких конфигурационных файлах. От этого зависит набор динамически создающихся классов и потоков управления. Другими словами, при старте ССДиУ уровня радиометрического комплекса, все аппаратно-программные системы нижнего уровня (например, ER-DAS), описанные в конфигурации измерительной системы, автоматически подключаются к процессу измерений/наблюдений.

Во время работы ССДиУ принимает (с авторизацией и проверкой прав доступа) запросы от пользователей на установку/отмену наблюдательной программы, состоящей из описания последовательности требуемых наблюдений. ССДиУ проводит наблюдения согласно расписанию. Каждое проведенное наблюдение после автоматической предварительной обработки записывается в файл RFLEX-формата и передается в централизованное хранилище данных для последующей архивации.

4. ПРИМЕНЕНИЕ ССДиУ+ER-DAS В РАДИОАСТРОНОМИЧЕСКИХ НАБЛЮДЕНИЯХ

На Рис.5 приведен пример наблюдения радиосточника 3C84 на радиометре комплекса

МАРС-3 [10], диапазона 30 ГГц (ширина СВЧ полосы $B = 5$ ГГц). Пары сигналов на Рис.5(a,b) соответствуют отдельным полупериодам модуляции *радиометра с диаграммной модуляцией*, блок-схема которого приведена на Рис.5(a). Это выходные сигналы алгоритма RDL (см. выше), в которых частота следования отсчетов данных дополнительно понижена *децимацией* до ≈ 20 Гц при пост-обработке данных в ПО ССДиУ уровня радиометрического комплекса. В качестве *фильтра от наложения частот* перед децимацией применен разработанный автором программный цифровой ФНЧ с характеристикой Баттерворта 8-го порядка с нулевой фазовой характеристикой. На Рис.5(b) показан фрагмент записи Рис.5(a), соответствующий участку радиисточника. Здесь отношение сигнал/шум дополнительно увеличено путем применения цифрового ФНЧ 8-го порядка (тоже с характеристикой Баттерворта и нулевой фазовой характеристикой), частота среза которого равна 2.5 Гц. Необходимо отметить, что примененный ФНЧ реализован как фильтр с *бесконечной импульсной характеристикой* (БИХ-фильтр). Такой фильтр имеет нелинейную фазовую характеристику, следствием чего является искажение радиисточника и смещение его по оси времени. Дополнительные меры по обеспечению нулевой фазовой характеристики такого ФНЧ обеспечивают нулевое *групповое время замедления* в фильтре, вследствие чего радиисточник не искажается и не смещается по оси времени. Это сделано путем двухкратной фильтрации с помощью данного БИХ фильтра, но 4-го порядка, причем перед второй фильтрацией сигнал обращен во времени, как описано, например, в [8].

На Рис.5(a) видны как мелкомасштабные, так и крупномасштабные корреляции сигналов в отдельных полупериодах модуляции. Мелкомасштабные корреляции — это, в основном, проявление шума со спектральной плотностью мощности вида $1/f^\alpha$ общего СВЧ тракта радиометра (флуктуации коэффициента усиления радиометра). Крупномасштабные корреляции представляют собой сумму указанного шума вида $1/f^\alpha$ и флуктуаций радиоизлучения атмосферы, имеющих тот же вид спектральной плотности мощности. Разница температур системы в сигналах 2-х полупериодов модуляции (≈ 1 К) обусловлена разностью потерь в отдельных входных трактах на входе радиометра перед волноводным коммутатором сигналов (см. блок-схему на Рис.5(a)).

Результат завершения операции *синхронного детектирования* сигнала модуляционного радиометра показан на Рис.5(c). Данная операция произведена в процессе пост-обработки данных путем вычитания сигналов, показанных на Рис.5(b)

(среднее значение ≈ 1 К, оставшееся после вычитания, также вычтено). Таким образом, получен сигнал радиисточника для *радиометра с диаграммной модуляцией*. В данном сигнале автоматически устраняются шумы вида $1/f^\alpha$ как от флуктуаций коэффициента усиления радиометра, так и флуктуаций радиоизлучения атмосферы на данной длине волны. Конечно, степень подавления указанных шумов определяется разностью потерь во входных трактах такого радиометра.

5. ПРИМЕНЕНИЕ ССДиУ+ER-DAS ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ФЛУКТУАЦИЙ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ РАДИОМЕТРА

Одной из важных характеристик радиометра является амплитуда флуктуаций его коэффициента усиления в режиме *радиометра полной мощности*. Уточнение данных по флуктуациям усиления современных радиометров может дать новую информацию о стабильности их работы.

Основой для вычислений и выполнения оценок является формула для чувствительности *радиометра полной мощности* с учетом флуктуаций коэффициента усиления, (см. например, [11] или [12]):

$$\Delta T = T_s \sqrt{\frac{2\Delta F}{B} + \left(\frac{\delta G}{G}\right)^2}. \quad (2)$$

Здесь ΔF — Низко Частотная (НЧ) Эквивалентная Шумовая Полоса (ЭШП) радиометра, определяемая его Фильтром Нижних Частот (ФНЧ), B — ширина прямоугольной СВЧ-полосы (СВЧ ЭШП), T_s — полная эквивалентная шумовая температура системы радиотелескоп+радиометр, ΔT — Средне-Квадратичное Отклонение (СКО) флуктуаций шумовой температуры, зарегистрированное на выходе радиометра, G и δG — усиление радиометра и его вариации соответственно. Тогда, для относительных флуктуаций мощности шума можно записать:

$$\begin{aligned} \left(\frac{\Delta T}{T_s}\right)^2 &= \frac{2\Delta F}{B} + \left(\frac{\delta G}{G}\right)^2 = \\ &= \left(\frac{\Delta T_w}{T_s}\right)^2 + \left(\frac{\delta G}{G}\right)^2, \end{aligned} \quad (3)$$

где введено обозначение: $2\Delta F/B = (\Delta T_w/T_s)^2$, а нижний индекс w указывает на *белую* компоненту шума радиометра (*white*). Каждое слагаемое в (2) можно записать в виде интегралов соответствующих спектральных плотностей. Тогда для *белой*

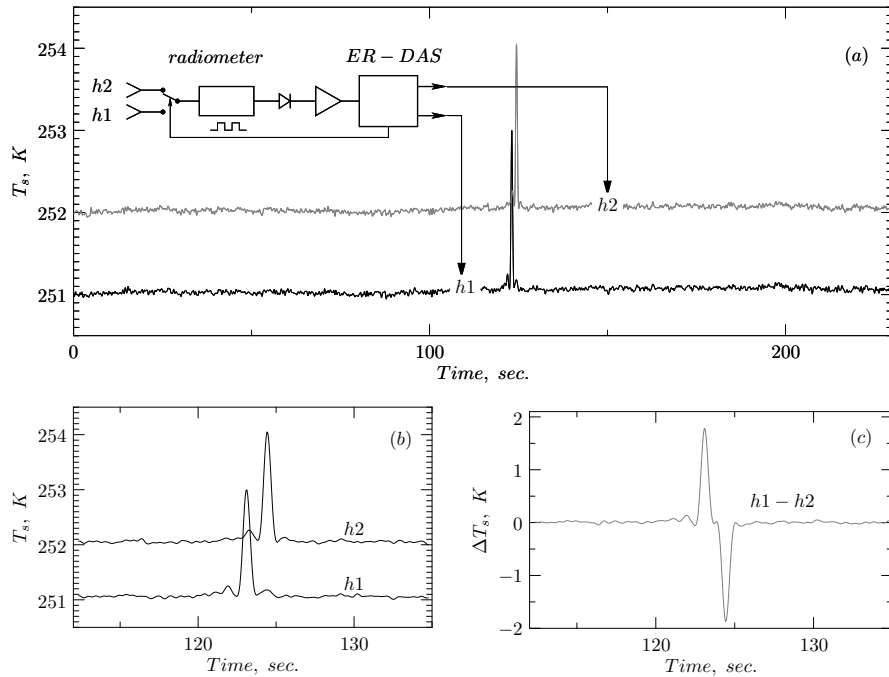


Рис. 5. Запись прохождения радиоисточника 3C84 через неподвижную диаграмму направленности РАТАН-600 на волне 30 ГГц (СВЧ полоса 5 ГГц). (а) — исходная запись 2-х отдельных полупериодов модуляции, соответствующих 2-м разнесенным первичным облучателям \$h1\$ и \$h2\$ радиометра. (б) — фрагмент записи (а) с радиоисточником. (с) — результат вычитания записей отдельных полупериодов: радиометр с диаграммой модуляцией.

компоненты имеем:

$$\left(\frac{\Delta T_w}{T_s}\right)^2 = \frac{2\Delta F}{B} = \frac{2}{B} \int_{F_1}^{F_2} df \quad (4)$$

$$(\Delta F = F_2 - F_1).$$

Как известно, спектр флуктуаций коэффициента усиления радиометра имеет вид \$A/f^\alpha\$, например, [11]. В данной работе полагается, что параметры \$\alpha\$ и \$A\$ описывают относительную спектральную плотность мощности флуктуаций усиления радиометра (величину \$(G(f)/G)^2\$). Тогда можно записать:

$$\left(\frac{\delta G}{G}\right)^2 = A \int_{F_1}^{F_2} \frac{1}{f^\alpha} df, \quad (5)$$

и с учетом (3) и (4) получим:

$$\left(\frac{\Delta T}{T_s}\right)^2 = \int_{F_1}^{F_2} \left(\frac{2}{B} + \frac{A}{f^\alpha}\right) df = \int_{F_1}^{F_2} S(f) df, \quad (6)$$

где введено обозначение

$$S(f) = \frac{2}{B} + \frac{A}{f^\alpha}. \quad (7)$$

Дополнительно обозначим:

$$S_w = \frac{2}{B} = const, \quad (8)$$

$$S_g(f) = \frac{A}{f^\alpha}. \quad (9)$$

Здесь \$S_w\$ — относительная СПМ белой компоненты шума радиометра, которая вычисляется по его известной константе — ширине полосы \$B\$. Функция \$S_g(f)\$ — это относительная СПМ флуктуаций коэффициента усиления радиометра, где параметры \$A\$ и \$\alpha\$ подлежат оценке. \$S(f)\$ — это функция относительной спектральной плотности мощности суммарных флуктуаций, ее размерность — [1/Гц]. Такова же размерность и параметра \$A\$ в формуле для \$S_g(f)\$. Видно, что \$A \equiv A/f^\alpha\$ при \$f = 1\$ ГГц (\$\alpha > 0\$).

Из (6) следует, что по измеренной оценке СПМ флуктуаций температуры на выходе *радиометра полной мощности* можно оценить параметры флуктуаций коэффициента усиления радиометра \$A\$ и \$\alpha\$ (зная величины \$T_s\$ и \$B\$). Когда эти параметры будут найдены, можно интегрировать в заданных пределах как суммарную оценку СПМ, так и ее независимые компоненты (4) и (5).

Система ER-DAS позволяет производить измерения флуктуаций усиления в режиме *радио-*

метра полной мощности без изменения конструкции радиометра и без создания специальной схемы для таких измерений. Необходимо всего лишь программно переключить алгоритм RDL в режим непрерывного измерения сигнала радиометра с одновременным отключением сигнала модуляции. Далее, необходимо произвести достаточно длительные измерения выходного сигнала радиометра полной мощности при постоянном значении T_s (или достаточно близком к постоянному) для получения *сглаженной оценки* СПМ флуктуаций T_s . Тогда такую оценку, деленную на T_s^2 , можно использовать для прямой аппроксимации функцией вида (7) с достаточно высокой точностью.

На Рис.6 показаны последовательные этапы практического процесса оценки параметров функции $S_g(f)$ (см. формулу 9):

- 1) Рис.6(a) — сглаженные оценки относительных СПМ для флуктуаций T_s при двух различных T_s (250 К и 500 К). Оценки получены методом осреднения отдельных спектров (Быстрое Преобразование Фурье (БПФ), 100-секундное прямоугольное временное окно). Окно для БПФ смещалось по исходным данным с 50% перекрытием (детально метод описан в [13]). Полное время лабораторных наблюдений при практически постоянных условиях для каждого значения T_s составляло порядка 16 часов, так что суммарное количество спектров, усредненных для получения каждой сглаженной оценки СПМ, равно 1152;
- 2) Рис.6(b) — относительные СПМ, полученные из оценок СПМ, показанных на Рис.6(a), делением на квадраты известных значений T_s . Таким образом, спектр мощности относительных флуктуаций температуры уже не зависит от T_s и содержит в чистом виде слагаемое $S_g(f)$;
- 3) результат аппроксимации оценок СПМ относительных флуктуаций функцией вида (7) для интервала частот 0.04–4 Гц показан на Рис. 6(c) (параметры α , A); По найденным параметрам построен искомый спектр флуктуаций коэффициента усиления радиометра $S_g(f)$. Выбор полосы частот для аппроксимации обусловлен требованием, чтобы на выбранном участке спектр действительно описывался 2-х компонентной моделью, формула (7).

Таким образом, для исследуемого радиометра получено: $A = 1.6 \times 10^{-9} \pm 1.12 \times 10^{-11}$ (0.7%),

$\alpha = 0.8 \pm 0.01$ (1.25%). Данный результат сравним с результатами, полученными в NRAO для радиометра диапазона 46 ГГц, построенного с применением HEMT (High Electron Mobility Transistor), [14]: $A = 1.2 \times 10^{-8}$, $\alpha = 0.9$. Также, для сравнения, можно привести цифры для одного из лучших радиометров начала 80-х годов, построенного на РТАН-600, радиометра с шумовым пилот-сигналом на волну 8 см, с малошумящим параметрическим усилителем на входе [15]: $A = 2.1 \times 10^{-10}$, $\alpha = 1.25$.

Погрешности для параметров α и A приведены только с учетом ошибки аппроксимации СПМ. Такие малые значения погрешностей достигнуты благодаря построению *сглаженной оценки* СПМ с относительной погрешностью порядка 6%. По-видимому, окончательная погрешность для параметра α останется неизменной, поскольку наклон спектра вычислялся в достаточно широком частотном диапазоне (3 октавы). Результирующая погрешность для параметра A должна быть увеличена по предварительным оценкам в 2–4 раза.

Зная параметры относительной СПМ флуктуаций коэффициента усиления приемника, можно получить оценки как для величины $\delta G/G$ отдельно, так и для полного шума на выходе радиометра, интегрируя частично или полностью сумму (7). Поскольку

$$\int_{F_1}^{F_2} \frac{1}{f^\alpha} df = \begin{cases} \ln \frac{F_2}{F_1} & \alpha = 1 \\ \frac{F_2^{1-\alpha}}{1-\alpha} - \frac{F_1^{1-\alpha}}{1-\alpha} & \alpha \neq 1, \end{cases} \quad (10)$$

то при $\alpha = 0.8$ интегрирование функции $S(f)$ в виде (7) дает:

$$\int_{F_1}^{F_2} S(f) df = \frac{2}{B}(F_2 - F_1) + \frac{A}{0.2}(F_2^{0.2} - F_1^{0.2}). \quad (11)$$

Здесь первое слагаемое описывает *белую* компоненту шума радиометра, а второе — флуктуации усиления. Вклад обеих компонент зависит от выбора пределов интегрирования, поэтому необходимо их задать для нескольких вариантов оценок, соответствующих реальным условиям наблюдений и измерений.

Результаты вычислений для нескольких характерных НЧ-полос приведены в Таблице. Здесь

$$\Delta T_w = T_s \sqrt{\frac{2(F_2 - F_1)}{B}}, \quad (12)$$

$$\Delta T_g = T_s \frac{\delta G}{G}, \quad (13)$$

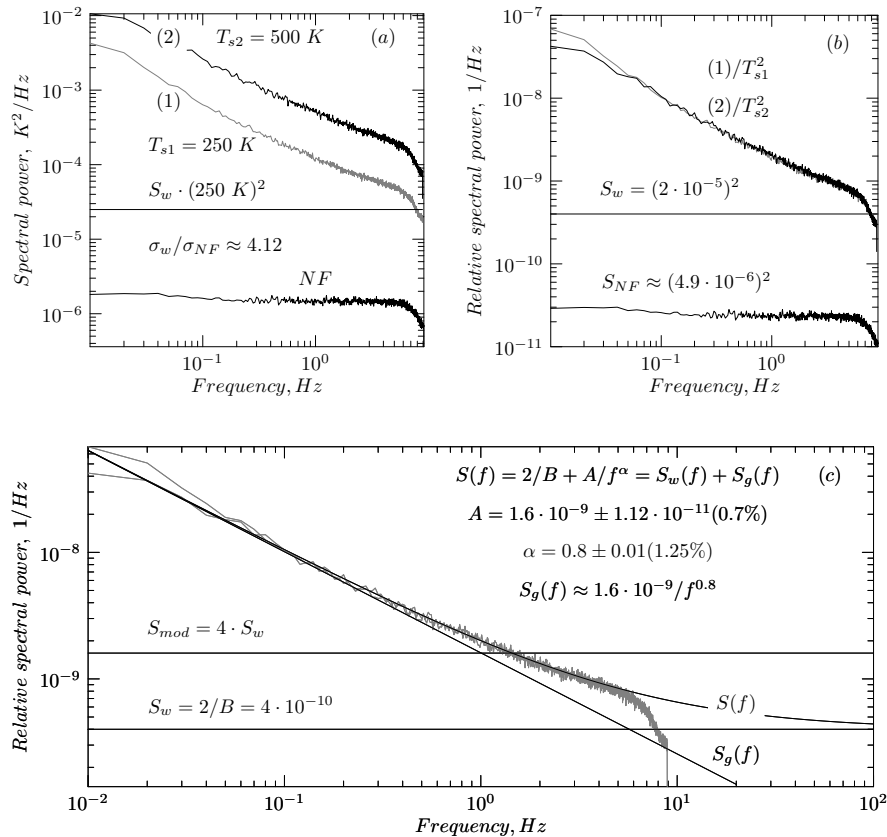


Рис. 6. Оценка флуктуаций коэффициента усиления радиометра полной мощности для одного из приемников прямого усиления радиометрической системы МАРС-3 РАТАН-600. Эквивалентная рабочая шумовая температура системы радиотелескоп+радиометр $T_s = 250$ К, ширина СВЧ-полосы $B = 5$ ГГц. (а) — оценки СПМ для флуктуаций эквивалентной шумовой температуры радиометра с $T_{s1} = 250$ К (кривая (1)), и $T_{s2} = 500$ К (кривая (2)). Здесь уровень $S_w \times (250 \text{ К})^2$ соответствует Спектральной Плотности Мощности (СПМ) для идеального радиометра полной мощности с $T_s = 250$ К и шириной СВЧ полосы, равной B (см. выше), $S_w = 2/B$. NF (Noise Floor) — уровень собственных шумов измерительной системы (Предварительный Усилитель Низкой Частоты + ER-DAS). (б) — относительные СПМ флуктуаций температуры, соответствующие оценкам СПМ в (а) (их интегрирование в заданных пределах дает величину $(\Delta T_s/T_s)^2$). На график также нанесены уровень относительных флуктуаций белой компоненты шума радиометра, S_w , и оценка относительных флуктуаций собственных шумов измерительной системы, S_{NF} . (в) — аппроксимация спектров (б) функцией $S(f)$. После оценки параметров α и A (значения приведены на рисунке) построен спектр флуктуаций коэффициента усиления радиометра (в дважды логарифмическом масштабе — прямая $S_g(f)$). Здесь S_{mod} — уровень относительной СПМ для соответствующего модуляционного радиометра.

$$\Delta T = T_s \int_{F_1}^{F_2} S(f) df = \sqrt{\Delta T_w^2 + \Delta T_g^2}, \quad (14)$$

где $\delta G/G$ описывается выражением (5). Необходимо отметить достаточно высокий вклад ΔT_g в суммарную оценку флуктуаций ΔT в сравнении с белой компонентой шума ΔT_w . Исключение составляет вариант наблюдения прохождения точечных источников через неподвижную диаграмму направленности радиотелескопа вдали от полярной области неба. В этом случае суммарный шум примерно в 2 раза превосходит белую компоненту, что близко к чувствительности соответствующего модуляционного радиометра.

В Таблице показано, что величина $\delta G/G$ для всех приведенных вариантов измерений не хуже 10^{-4} , при том, что вычисления произведены в диапазонах частот, где доминирует шум A/f^α . Если в качестве пессимистической оценки принять величину $\delta G/G = 10^{-4}$, то $\delta G = 0.0001 G$. Это означает, что флуктуации коэффициента усиления составляют всего 0.01% от общего усиления!

Чтобы наглядно представить амплитуду флуктуаций в радиометре с полученными параметрами α , A , можно смоделировать достаточно длинные реализации шума вида A/f^α с разными показателями степени α . В данной работе проведено такое моделирование, используя программу для среды Matlab — `powernoise.m`, разработанную в соста-

Таблица. Оценки компонент шума радиометра для нескольких вариантов измерений, Строки 3,4,5 даны для режима прохождения исследуемых объектов через неподвижную диаграмму направленности радиотелескопа при наблюдениях вдали от Полюса Мира

$F1$	$F2$	$\Delta T_w/T_s$	$\delta G/G$	ΔT_w	ΔT_g	ΔT	$\Delta T/\Delta T_w$	Примечание
Hz	Hz	$\times 10^{-5}$	$\times 10^{-5}$	mK	mK	mK		
0	1	2.00	8.94	5.0	22.4	22.9	4.58	$\Delta F = F2 - F1 = 1 Hz$
0	0.25	1.00	7.78	2.5	19.5	19.7	7.88	$\Delta F = 1/4\tau, \tau = 1 s$
0.2	2	2.76	6.44	6.89	16.1	17.5	2.33	наблюдение точечных источников
0.01	0.1	0.60	4.32	1.5	10.8	10.9	7.3	протяженные объекты
0.003	0.03	0.33	3.83	0.82	9.51	9.54	11.6	протяженные объекты

ве ПО для распознавания речи [16]. С помощью указанной программы сгенерированы 2 различных реализации шума с относительной СПМ вида A/f^α (см. Рис.7) с одной и той же амплитудой $A = 1.6 \times 10^{-9}$ и двумя различными показателями степени α : $\alpha = 0.8$ ($S_{g,1}(f)$), и $\alpha = 1.6$ ($S_{g,2}(f)$). Показатель степени $\alpha = 1.6$ соответствует гипотетическому радиометру 70-х годов 20 века. Сгенерирована также реализация *низкочастотного белого шума* с относительной СПМ S_w , Рис.7(а), для радиометра с СВЧ полосой $B = 5 \times 10^9$ Гц (как для упоминавшегося выше радиометра комплекса МАРС-3). Далее, к этому шуму поочередно добавлены шумы со спектрами $S_{g,1}(f)$ и $S_{g,2}(f)$, и результаты умножены на величину $T_s = 250$ К, что дает 2 реализации смоделированных шумов 2-х радиометров.

Видно, что синтезированный радиометр с флуктуациями усиления порядка $1/f^{0.8}$ (радиометр 1) показывает высокую степень долговременной стабильности и малые шумы в течение порядка 11.5 суток мысленного эксперимента. Наоборот, радиометр с флуктуациями усиления порядка $1/f^{1.6}$ (радиометр 2) имеет большую амплитуду мелко-масштабных и крупномасштабных *дрейфов нуля*, при том, что $T_s = 250$ К в обеих моделях.

6. ВЫВОДЫ

В результате проведенной работы разработана и внедрена в опытную эксплуатацию на РАТАН-600 новая встраиваемая *система сбора данных и управления для радиометров* — ER-DAS. Предельно низкий собственный шум порядка ($30nV/\sqrt{Hz}$) и плоский спектр шума данной измерительной системы (долговременная стабильность) позволяют проводить радиоастрономические наблюдения и радиометрические

измерения с предельно низкой абсолютной и относительной погрешностями. Долговременная стабильность измерительной системы важна для проведения наблюдений точечных и, в особенности, протяженных объектов в режиме *радиометра полной мощности*. Такие наблюдения можно проводить на радиометрах с низким спектральным индексом шума вида $1/f^\alpha$. ER-DAS также может быть использована как прецизионная система УПТ+АЦП для измерений сигналов датчиков физических величин в интервале частот от нуля до 8 кГц. Сетевой интерфейс позволяет применять систему ER-DAS в составе распределенных измерительных комплексов как на РАТАН-600, так и на других радиотелескопах.

Разработано и внедрено в штатную работу программное обеспечение *системы сбора данных уровня радиометрического комплекса*. Данный комплект ПО прошел успешное испытание в течение 1 года суммарной работы в проекте “Космологический Ген Вселенной” [17], в составе одного из измерительных комплексов РАТАН-600 (“облучатель тип 2”, радиометрическая система МАРС-3) и показал высокую надежность, гибкость и простоту в эксплуатации.

При проведении радиоастрономических наблюдений с применением системы ER-DAS показано, как применение алгоритма RDL (см. выше) с отложенной операцией синхронного детектирования дает 3 сигнала с выхода одного модуляционного радиометра. Два сигнала соответствуют отдельным полупериодам модуляции и являются сигналами “квази-” *радиометра полной мощности*. Третий сигнал может быть получен при необходимости в пост-обработке и является сигналом с выхода модуляционного радиометра. Такой режим наблюдений уже применялся ранее на РАТАН-600 в измерительном комплексе радиометрической системы МАРС-3, однако абсолютная точность

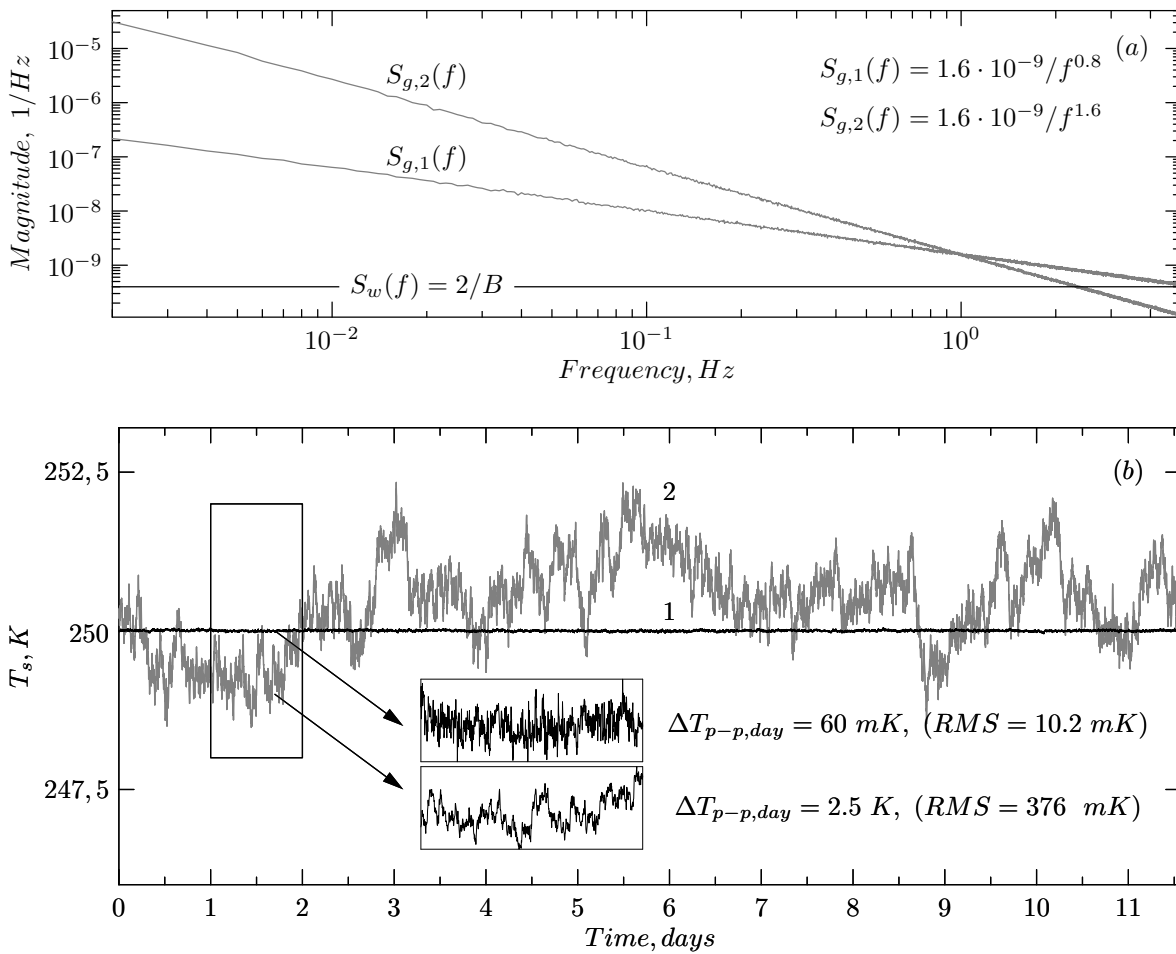


Рис. 7. Моделирование поведения 2-х разных радиометров 1 и 2 (соответствующих разным спектрам флуктуаций коэффициента усиления $S_{g,1}(f)$ и $S_{g,2}(f)$) за 11.5 дней. Параметры моделей: $T_s = 250$ K, $B = 5$ ГГц, 2 варианта шума вида A/f^α , где $\alpha = 0.8$ и $\alpha = 1.6$, $A = 1.6 \times 10^{-9}$. (a) — относительные СПМ. Горизонтальная линия соответствует белой компоненте шума радиометра. (b) — сигналы, соответствующие радиометрам 1 и 2, во временной области. $\Delta T_{p-p, day}$ — флуктуации температуры системы “реак-реак” за 1 день. (Более детально см. в тексте). Данные флуктуации вычислялись в полосе частот 1.16×10^{-5} Гц — 0.005 Гц.

измерений была ниже за счет наличия *дрейфов нуля* в измерительной системе. Таким образом, расширен диапазон возможных режимов работы одного и того же радиометра с одновременным повышением точности измерений, что входило в круг задач разработки ER-DAS.

Для ER-DAS необходимо отметить абсолютное значение сигнала радиометра. Откалиброванный по эквивалентной шумовой температуре радиометр всегда показывает температуру системы радиотелескоп+радиометр (T_s) при измерениях с помощью ER-DAS, как, например, на Рис.5(a,b). Это обеспечено применением прецизионных УПТ во всем тракте измерения сигнала. Возможность измерения истинной T_s является достоинством и принципиальным отличием ER-DAS от других измерительных систем, построенных с применением обычных ОУ. В последних, измерения одной и той

же величины T_s в разное время могут давать различные значения вследствие собственного *дрейфа нуля измерительной системы*.

Измерены флуктуации коэффициента усиления одного из радиометров комплекса МАРС-3 (диапазона 30 ГГц). Здесь необходимо отметить, что в качестве нижнего предела интегрирования в формуле (5) для СПМ флуктуаций коэффициента усиления можно брать нулевую частоту (что соответствует бесконечному времени наблюдения за сигналом радиометра) только в том случае, если спектральный индекс $\alpha < 1$, в противном случае интеграл расходится. Первые 2 строки Таблицы как раз соответствуют случаю очень длительного наблюдения за выходным сигналом радиометра с флуктуациями коэффициента усиления порядка $1/f^{0.8}$, причем $\delta G/G < 10^{-4}$. Этот результат за-

метно лучше, чем у радиометров в 70-х – 80-х годах XX века, когда достигались стабильности порядка 0.1% – 1% в час, как, например, в [11]. Кроме того, у радиометров, построенных на элементной базе предыдущих поколений параметр α был больше единицы. Поэтому возможным было лишь привести оценку стабильности радиометра за ограниченный интервал времени. Переход на новую элементную базу (НЕМТ-транзисторы, Низкобарьерные Диоды с Барьером Шоттки (НДБШ), прецизионные интегральные стабилизаторы) позволил улучшить стабильность современных радиометров. Предельно плоский спектр шума измерительной системы — Предварительный Усилитель Низкой Частоты + представленная здесь система ER-DAS — дают достаточно высокую степень уверенности, что измеренные и приведенные здесь флуктуации коэффициента усиления в радиометре относятся именно к его СВЧ-части, исключая весь низкочастотный измерительный тракт.

Произведено моделирование сигналов 2-х радиометров с различными флуктуациями коэффициента усиления, см. Рис.7. Анализ 2-х моделей радиометров показывает необходимость регулярной калибровки радиометра 2 (СПМ $\sim 1/f^{1.6}$) в процессе проведения радиоастрономических наблюдений. Такая калибровка выполняется с помощью дополнительного калибровочного генератора шума. Радиометр 1 (СПМ $\sim 1/f^{0.8}$) имеет нестабильность усиления не хуже 0.01%. Если зафиксировать усиление в таком радиометре, то операцию его калибровки можно проводить значительно реже, чем в предыдущем случае.

Разработана и применена методика измерения флуктуаций коэффициента усиления радиометров. Необходимость данной методической работы продиктована достаточно свободным подходом к подобным измерениям в радиометрической практике, иногда дающим противоречивые и разнородные результаты.

Измеренные параметры шума вида A/f^α требуют уточнения его источников в радиометре. Автору представляется не совсем очевидным относить этот шум только к флуктуациям усиления (точнее будет назвать данный шум *флуктуациями коэффициента передачи* всего радиометра). Требуется дальнейшего изучения также наличие *вариаций коэффициента шума* малошумящего входного усилителя. Все еще не ясен *относительный вклад квадратичного детектора* в общий измеренный шум вида A/f^α . Все эти вопросы являются предметом дальнейшего изучения.

БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке грантов РФФИ 08-02-00486а, 08-02-05043-б и 09-02-12169. Автор благодарен всем сотрудникам, принимавшим активное участие в обсуждении данной работы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. В.Н. Черненко и П.Г. Цыбулев. в Сб. тезисов докл. 26-й радиоастрономической конференции, (Санкт-Петербург, 1995), 389.
2. A.B. Berlin and P.A. Friedman, in *Proceedings of the XXV URSI General Assembly, Lille, France, Ed. by URSI (Gent, Belgium, 1996)*, p. 750.
3. P.A. Fridman, E.V. Bulaenko, and S.V. Tuzenko, in *Proceedings of the First International Conference and Exhibition, Digital Signal Processing and its Applications, Moscow, Russia, 1998*, III-E-55-66.
4. В.А. Столяров и П.Г. Цыбулев, в Сб. тезисов докл. 27-й радиоастрономической конференции, (Санкт-Петербург, 1997), 3, 182.
5. P.G. Tsybulev, A.B. Berlin, N.A. Nizhel'skij, et al., *Astrophysical Bulletin* **62**, 193 (2007).
6. R.H. Dicke, *Review of Scientific Instruments* **17**, 268 (1946).
7. <http://docs.blackfin.uclinux.org>
8. R.G. Lyons, *Understanding Digital Signal Processing*, 2-nd ed. (Prentice Hall, NJ, USA, 2004).
9. О.В. Верхованов и др., *Отчет 233 САО РАН*, Нижний Архыз, 1994.
10. <http://www.sao.ru/hq/lrk/index.html.en>
11. J. D. Kraus, *Radio Astronomy*, 2-nd ed. (Cygnus-Quasar Books, Powell, Ohio, 1986), p. 7-12.
12. Н.А. Есепкина, Д.В. Корольков и Ю.Н. Парийский, *Радиотелескопы и радиометры*, (“Наука”, Москва, 1973), с. 319
13. A.H. Nutall and G.C. Carter, *Proc. IEEE* **70**, 1115 (1982).
14. E.J. Wollack, *Review of Scientific Instruments* **66**, 4305 (1995).
15. V.Y. Golnev, D.V. Korolkov, and P.A. Fridman, *Bull. Spec. Astrophys. Obs.* **13**, 52 (1981).
16. M.A. Little et al., *Biomed Eng Online* (<http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC1913514/>), **6** (23) (2007).
17. Yu. N. Parijskij, “Ratan-600 ‘cosmological gene’ project”, *Astronomical and Astrophysical Transactions* **19**, 265 (2000).

NEW-GENERATION DATA ACQUISITION AND CONTROL SYSTEM FOR CONTINUUM RADIO-ASTRONOMIC OBSERVATIONS WITH RATAN-600 RADIO TELESCOPE: DEVELOPMENT, OBSERVATIONS, AND MEASUREMENTS**P.G. Tsybulev**

A new Data Acquisition and Control System for performing continuum radio-astronomical observations with RATAN-600 radio telescope is presented. One of the “building blocks” of the system is the Embedded Radiometric Data Acquisition System (ER-DAS) developed at RATAN-600. It is a measurement facility meant for digitizing and reducing radiometer signals and for transmitting the result of these operations via Ethernet networks. ER-DAS system is shown to have a low self-noise level and to lack $1/f$ -type noise. The measurement facility is shown to operate efficiently in radio-astronomical observations. Radiometric measurements of the parameters of high-sensitivity radiometers are illustrated in the case of the measurements of radiometer gain fluctuations.

Key words: *techniques: radar astronomy—methods: data analysis*