

**РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК  
СПЕЦИАЛЬНАЯ АСТРОФИЗИЧЕСКАЯ ОБСЕРВАТОРИЯ**

*На правах рукописи*  
*УДК 520.27, 520.8.056, 520.374*

**ЦЫБУЛЁВ Петр Григорьевич**

**РАЗВИТИЕ СИСТЕМ РЕГИСТРАЦИИ  
РАДИОАСТРОНОМИЧЕСКИХ ДАННЫХ И ПОВЫШЕНИЕ  
ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ РАДИОТЕЛЕСКОПА РАТАН-600**

Специальность: 01.03.02 – астрофизика и звездная астрономия

**ДИССЕРТАЦИЯ**

на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

**Научный руководитель**  
**академик РАН**  
**доктор физико-математических наук**  
**Ю. Н. Парийский**

**Нижний Архыз – 2014**

# Оглавление

|                                                                                                                                                                       |           |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>Введение</b>                                                                                                                                                       | <b>5</b>  |
| <b>Глава 1. Развитие средств и методов активного помехоподавления на РАТАН-600</b>                                                                                    | <b>26</b> |
| 1.1 Введение . . . . .                                                                                                                                                | 26        |
| 1.2 Изменение помеховой обстановки и методов борьбы с помехами .                                                                                                      | 27        |
| 1.3 Аналоговое импульсное помехоподавление . . . . .                                                                                                                  | 31        |
| 1.4 Реализация метода частотно-временного помехоподавления . . . .                                                                                                    | 31        |
| 1.5 Потери информации в методе частотно-временного помехоподавления . . . . .                                                                                         | 37        |
| 1.6 Возможности мониторинга помех в дециметровом диапазоне на РАТАН-600 . . . . .                                                                                     | 41        |
| 1.7 Выводы . . . . .                                                                                                                                                  | 43        |
| <b>Глава 2. Разработка Системы Сбора Данных и Управления нового поколения для проведения радиоастрономических наблюдений в континууме на радиотелескопе РАТАН-600</b> | <b>45</b> |
| 2.1 Введение . . . . .                                                                                                                                                | 45        |
| 2.2 Встраиваемая Система Сбора Данных Радиометрического Комплекса – ER-DAS . . . . .                                                                                  | 47        |
| 2.2.1 Обработка радиометрического сигнала . . . . .                                                                                                                   | 47        |
| 2.2.2 Требования к новой ССДиУ радиометрической системы .                                                                                                             | 50        |
| 2.2.3 Реализация ССДиУ радиометрической системы – ER-DAS                                                                                                              | 52        |
| 2.3 Программная основа ССДиУ . . . . .                                                                                                                                | 56        |
| 2.3.1 Комплект программного обеспечения ER-DAS . . . . .                                                                                                              | 57        |

|                      |                                                                                         |           |
|----------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 2.3.2                | Комплект программного обеспечения ССДиУ<br>уровня радиометрического комплекса . . . . . | 59        |
| 2.4                  | Выводы . . . . .                                                                        | 61        |
| <b>Глава 3.</b>      | <b>Применение новой измерительной системы</b>                                           | <b>63</b> |
| 3.1                  | Наблюдения . . . . .                                                                    | 63        |
| 3.2                  | Измерения шума вида $1/f$ радиометра . . . . .                                          | 65        |
| 3.3                  | Радиометр Дике без аппаратной балансировки . . . . .                                    | 73        |
| 3.3.1                | Балансировка в стандартной схеме радиометра Дике . . .                                  | 73        |
| 3.3.2                | Программная балансировка радиометра Дике . . . . .                                      | 74        |
| 3.4                  | Выводы . . . . .                                                                        | 75        |
| <b>Глава 4.</b>      | <b>Шум вида <math>1/f</math> в радиометре полной мощности</b>                           | <b>79</b> |
| 4.1                  | Введение . . . . .                                                                      | 79        |
| 4.2                  | Схема лабораторного эксперимента<br>и результаты . . . . .                              | 80        |
| 4.3                  | Обсуждение результатов лабораторного эксперимента . . . . .                             | 83        |
| 4.4                  | Наблюдения точечных радиоисточников . . . . .                                           | 85        |
| 4.5                  | Выводы . . . . .                                                                        | 88        |
| <b>Заключение</b>    |                                                                                         | <b>89</b> |
| <b>Приложение А.</b> | <b>Расчет чувствительности идеального радиометра<br/>полной мощности</b>                | <b>93</b> |
| A.1                  | Модель измеряемого сигнала . . . . .                                                    | 94        |
| A.2                  | Схема идеального радиометра полной<br>мощности . . . . .                                | 95        |
| A.3                  | Исходные данные для анализа схемы идеального радиометра пол-<br>ной мощности . . . . .  | 96        |
| A.4                  | Измеряемая величина . . . . .                                                           | 96        |
| A.5                  | Сигнал и шум на выходе квадратичного детектора радиометра .                             | 97        |
| A.5.1                | Вычисления на основе функции плотности вероятности про-<br>цесса . . . . .              | 97        |

|                                                                                        |                                                                                          |            |
|----------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| A.5.2                                                                                  | Вычисления через спектр мощности процесса на выходе<br>Квадратичного Детектора . . . . . | 100        |
| A.6                                                                                    | Сигнал и шум на выходе ФНЧ радиометра . . . . .                                          | 105        |
| <b>Приложение В. Реальный радиометр полной мощности</b>                                |                                                                                          | <b>108</b> |
| V.1                                                                                    | Квадратичный детектор . . . . .                                                          | 108        |
| V.2                                                                                    | Усиление мощности входного сигнала . . . . .                                             | 110        |
| V.2.1                                                                                  | Динамический диапазон радиометра . . . . .                                               | 112        |
| V.2.2                                                                                  | Расчет СВЧ усиления . . . . .                                                            | 112        |
| V.2.3                                                                                  | Численные примеры . . . . .                                                              | 115        |
| V.2.4                                                                                  | Измерение динамического диапазона радиометра . . . . .                                   | 116        |
| V.3                                                                                    | Расчет НЧ усиления . . . . .                                                             | 117        |
| <b>Приложение С. Синхронное детектирование сигнала модуляци-<br/>онного радиометра</b> |                                                                                          | <b>121</b> |
| C.1                                                                                    | Основы синхронного детектирования . . . . .                                              | 122        |
| C.2                                                                                    | Синхронное детектирование в радиоастрономии . . . . .                                    | 125        |
| C.2.1                                                                                  | Синусоидальная модуляция – прямоугольная демодуляция,<br>шум отсутствует . . . . .       | 126        |
| C.2.2                                                                                  | Прямоугольная модуляция – прямоугольная демодуляция,<br>шум отсутствует . . . . .        | 127        |
| C.2.3                                                                                  | Прохождение шума через синхронный детектор . . . . .                                     | 130        |
| C.2.4                                                                                  | Прохождения сигнала и шума через синхронный детектор                                     | 131        |
| C.2.5                                                                                  | Альтернативная реализация синхронного детектора . . . . .                                | 132        |

# Введение

## ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАБОТЫ

### Актуальность работы

Радионаблюдения с предельной чувствительностью в *радиоконтинууме* (в непрерывном спектре излучения с полосами  $\sim 10 \div 15$  % от центральной частоты) в сантиметровом и дециметровом диапазонах длин волн являются основной составляющей всех астрофизических наблюдений на радиотелескопе РАТАН-600. Современный многочастотный комплекс радиометров континуума РАТАН-600 включает в себя на сегодняшний день 30 радиометров в широком интервале частот от 0.5 до 30  $GHz$ . Диссертация посвящена развитию систем и методов регистрации и обработки радиометрических данных комплекса этих радиометров континуума РАТАН-600 с целью повышения таких основных характеристик как абсолютная точность измерений, долговременная стабильность и чувствительность как системы регистрации, так и радиометров. Этим определяется *актуальность* данной работы.

Методы регистрации и обработки сигналов радиометров для проведения радиоастрономических наблюдений получили бурное развитие за последние 30 лет благодаря развитию технических средств аналоговой и *цифровой обработки сигналов* (ЦОС). В измерительной и коммуникационной технике активно применяются быстродействующие *цифровые сигнальные процессоры* (ЦСП), прецизионные *аналого-цифровые преобразователи* (АЦП) и многие другие элементы обработки сигналов. В радиометрии это привело к применению цифровых средств и методов сначала на выходе радиометра, и далее – к продвижению этих средств в область более высоких частот, заменяя собой участки *аналоговой обработки сигналов* (АОС).

Применение современных средств и методов ЦОС позволило коллективу с участием автора в конце 90-х годов успешно решить *актуальную* задачу **активного помехоподавления при наблюдениях в дециметровом диапазоне волн на радиотелескопе РАТАН-600**, что позволило продлить наблюдения в этих диапазонах на 15 лет.

Дальнейшее развитие средств регистрации и обработки радиометрических данных на РАТАН-600 *актуально* в направлении **повышения точности и долговременной стабильности измерений сигналов радиометров**. Основным типом приемных устройств для наблюдений в радиоконтинууме является *радиометр Р. Дике* [1] в различных вариантах его реализации. Это полностью дифференциальный способ приема, с регистрацией разности основного и опорного сигналов для устранения флуктуаций вида  $1/f$  радиометра. Дифференциальный метод не дает прямой информации о *полной мощности* регистрируемого радиоизлучения, которая складывается из двух ключевых составляющих: мощности излучения, поступившего на вход радиометра, и мощности собственных шумов радиометра. О *полной мощности* можно было судить только косвенно - по амплитуде шумовых флуктуаций системы радиотелескоп + радиометр. В связи с дифференциальным приемом в литературе было крайне мало информации о флуктуациях, возникающих в самом радиометре, и их источниках.

Исследование собственных флуктуаций *радиометра полной мощности* требует регистрации его сигнала на *постоянном токе* с применением *усилителей постоянного тока* (УПТ) в отличие от дифференциального *радиометра Дике*. Однако, в радиоэлектронике хорошо известна проблема *дрейфов нуля УПТ* со спектром вида  $1/f$  (как и у исследуемых флуктуаций радиометра). В то же время, за последнее десятилетие в радиоэлектронной элементной базе произошел резкий прорыв в области создания *бездрейфовых УПТ*, не имеющих шума вида  $1/f$ . Это позволяет говорить о постановке задачи в такой формулировке: **построение прецизионной измерительной системы (ИС) для радиометра, не вносящей в измеряемый сигнал собственного шума вида  $1/f$** . Построение таких ИС является *актуальным* не только для радиометрии, но и для измерительной техники в целом. Решение данной задачи даст возможность поставить и решить следующую *актуальную* задачу: **исследовать шум**

вида  $1/f$  самого радиометра с целью выявления источников этого шума и возможности их устранения.

Как уже упоминалось, предложенная Р. Дике в 1946-м году модуляционная схема СВЧ-радиометра [1] является основной схемой в радиометрии по сегодняшний день. Это обусловлено тем обстоятельством, что, хотя чувствительность *модуляционного радиометра* вдвое хуже, чем у *идеального радиометра полной мощности*, *расчетная чувствительность модуляционного радиометра* реализуема на практике на достаточно длинных интервалах времени (до 100 секунд и более), а *расчетную чувствительность идеального радиометра полной мощности* на интервалах времени  $\geq 0.01$  секунды реализовать не удавалось вследствие появления в самом радиометре шума вида  $1/f$  (см. например, [2]). В связи с этим возникает проблема: невозможность реализовать на практике расчетную чувствительность *идеального радиометра полной мощности* – это принципиальное ограничение? Или это ограничение может быть устранено? **На сегодняшний день возможность реализации расчетной чувствительности радиометра полной мощности – это пока неиспользованный резерв повышения чувствительности в СВЧ-радиометрии.** Решение данной задачи повысит вдвое чувствительность радиометрических измерений по сравнению с модуляционным приемом и является *актуальным* как в СВЧ-радиометрии вообще, так и для радиоастрономических наблюдений в частности.

## Цель работы

Основной целью данной работы является:

- 1) Активная помехозащита дециметровых диапазонов радиотелескопа РАТАН-600 в период с 1995 по 2010 год.
- 2) Построение прецизионной измерительной системы (ИС) для радиометра, не вносящей в измеряемый сигнал собственного шума вида  $1/f$  с целью повышения точности и долговременной стабильности измерения сигналов радиометров.
- 3) Исследование шума вида  $1/f$  самого радиометра с целью выявления ис-

точников этого шума и возможности их устранения.

- 4) Повышение чувствительности и долговременной стабильности радиометров континуума радиотелескопа РАТАН-600.
- 5) Внедрение полученных результатов в непрерывные штатные радиоастрономические наблюдения на радиометрах континуума РАТАН-600 в диапазоне 1-30 ГГц в период с 1995 г. по настоящее время для всех плановых наблюдательных программ.

## Основные положения и результаты работы, выносимые на защиту

- 1) Разработана и внедрена универсальная, прецизионная, встраиваемая в радиометр, сетевая измерительная система, ER-DAS – Embedded Radiometric Data Acquisition System (название автора диссертации). ER-DAS является “строительным блоком” для построения распределенных сетевых систем регистрации радиометрических сигналов и сигналов различных датчиков.
- 2) Произведена полная модернизация Систем Сбора Данных и Управления (ССДиУ) всех радиометров континуума РАТАН-600 (три приемных комплекса с 30 радиометрами) на новой аппаратно-программной основе (ER-DAS).
- 3) Устранен основной источник шума вида  $1/f$  в *измерительной системе* радиометра. Это позволяет измерять параметры шума вида  $1/f$  радиометра, зная, что *измерительная система* не вносит своих дрейфов.
- 4) Устранен основной источник шума вида  $1/f$  в радиометре. Показано, что применение детекторов на основе *туннельных обращенных диодов* вместо детекторов на диодах Шоттки резко снижает шум вида  $1/f$  в *радиометре полной мощности*. Впервые на практике реализована чувствительность *идеального радиометра полной мощности* на типовых для РАТАН-600 масштабах времени  $\sim 10$  секунд. При этом чувствительность *радиометра*



*полной мощности* на масштабах времени до  $\sim 100$  секунд остается выше, чем у модуляционного радиометра. Результаты успешно внедрены в работу высокочувствительных радиометров континуума РАТАН-600 для сантиметровых диапазонов длин волн.

- 5) Работы с участием диссертанта в области активной помехозащиты дециметровых диапазонов (*частотно-временное помехоподавление*) позволили более чем на 10 лет продлить наблюдения на радиометрах 13, 30 и 50 см в условиях ухудшающейся помеховой обстановки.
- 6) Весь наблюдательный материал РАТАН-600 в континууме, полученный в течение последних 15 лет круглосуточных плановых наблюдений по всем наблюдательным темам галактической и внегалактической радиоастрономии, записан системами регистрации, разработанными, сопровождаемыми и развиваемыми диссертантом.

## Научная новизна работы

- 1) **Впервые** в практику радиоастрономических наблюдений введена прецизионная *измерительная система*, практически не имеющая собственных дрейфов нуля (шума вида  $1/f$ ). Это позволяет измерять *истинную полную мощность* СВЧ-сигнала, поступившего на детектор радиометра, а также исследовать источники шума вида  $1/f$  в радиометре.
- 2) Используя новую *измерительную систему* получены новые данные по шуму вида  $1/f$  в радиометре и по источникам этого шума.
- 3) Основываясь на этих данных и их анализе, **впервые** устранен основной источник шума вида  $1/f$  в радиометре. При этом подъем в спектре мощности выходного шума радиометра сместился от 10–100 Гц к частоте 0.1 Гц, что в 100–1000 раз лучше типичных значений в радиометрии.
- 4) По этим результатам **впервые** на практике реализована чувствительность *идеального радиометра полной мощности* на масштабах времени  $\sim 10$  секунд. При этом чувствительность *радиометра полной мощности*

на масштабах времени до  $\sim 100$  секунд остается выше, чем у модуляционного радиометра.

## Научное и практическое значение

Практическое значение полученных результатов таково:

- 1) Впервые появилась возможность проводить радиоастрономические наблюдения с помощью *радиометра полной мощности, имеющего расчетную чувствительность* вместо стандартного подхода – *модуляционного радиометра (радиометра Дике)*.
- 2) Чувствительность радиоастрономических наблюдений при этом автоматически возросла вдвое. Это означает увеличение вдвое точности измерения параметров источников радиоизлучения.
- 3) Для слабых объектов, сигнал которых нужно накапливать, это означает уменьшение необходимого времени накопления в 4 раза.
- 4) При неизменных остальных параметрах радиотелескопа примерно втрое увеличивается количество источников, доступных для наблюдения.
- 5) Увеличение чувствительности радиометра сопровождается одновременным удешевлением схемы СВЧ-радиометра, поскольку *радиометр полной мощности* имеет самую простую (из всех возможных) конструкцию.
- 6) Кроме радиоастрономического применения, полученные результаты могут быть использованы и в других областях, например – в задаче дистанционного пассивного картографирования поверхности Земли, а также – в медицинской радиометрии.
- 7) Предложенная диссертантом (или аналогичная, построенная на предложенном принципе) прецизионная измерительная система для измерения сигналов СВЧ радиометров на постоянном токе, не вносящая в измеряемый сигнал собственных “дрейфов нуля”, может использоваться и в других областях, если требуются прецизионные измерения сигналов на по-

стоянном токе (например - измерения сигналов датчиков физических величин).

- 8) Перспективны также дальнейшие поиск и устранение оставшихся источников нестабильности в радиометре полной мощности на более длинных временных масштабах, что может еще более расширить область практического применения таких радиометров.

Научное значение полученных результатов определяется тем, что результаты работы Системы Сбора Данных и Управления и ее развития диссертантом успешно используются в течение более 15 лет для получения новых данных в астрофизических исследованиях с личным участием автора [А5—А15; В1—В10] и в сотнях других работ с применением ССДиУ радиометров континуума РАТАН-600 по таким направлениям, как исследования микроволнового фона Вселенной, галактических объектов, мгновенных спектров радиогалактик и квазаров, изучение радиоизлучения Солнца и планет Солнечной системы, спектральная наземная поддержка работ с космическим радиотелескопом (КРТ, проект “РадиоАстрон”, с 2011 г.) и многим другим. Один из программных элементов новой ССДиУ, а именно – программа сетевой визуализации наблюдений на радиометрах континуума РАТАН-600, была применена диссертантом при оперативной разработке специального комплекса программ “KRTVIZ”, предназначенной для сетевой визуализации сигналов всех радиометров КРТ в радиометрическом режиме. Этот комплекс успешно использовался в процессе летных испытаний КРТ в 2011-2012 гг. [3].

## Достоверность результатов

Достоверность полученных результатов обеспечена полным соответствием измеренных характеристик радиометров расчетным, с полным подтверждением в реальных радиоастрономических наблюдениях. Системы Сбора Данных и Управления, построенные на разработанном новом оборудовании, с начала 2013 года работают в штатных круглосуточных наблюдениях и показывают высокую точность и долговременную стабильность. В настоящее время 8 радиометров континуума РАТАН-600 переведены в режим *радиометра полной мощности*

с одновременной установкой в них современных, коммерчески доступных детекторов, построенных с применением обращенных туннельных диодов. Эти радиометры работают в штатном режиме более года и демонстрируют на практике расчетную чувствительность *идеального радиометра полной мощности* на указанных временных интервалах.

## Личный вклад автора в публикации по теме диссертации

Основные результаты диссертации суммированы в 15 научных статьях [A1—A15] в рецензируемых журналах и изданиях, рекомендованных ВАК. Все журналы и статьи на русском языке из [A1—A15] имеют их англоязычные рецензируемые версии, также удовлетворяющие требованиям ВАК. Работа [A1] выполнена диссертантом самостоятельно. Остальные работы выполнены в соавторстве. Вклад диссертанта в работу [A2] является определяющим. Личный вклад в совместные работы [A3—A15] состоял в сопровождении и модернизации текущих систем регистрации данных радиоастрономических наблюдений, развитии, разработке или участии в разработке средств и методов измерений, участие в обработке и анализе полученных данных, обсуждении результатов.

Другие результаты по теме диссертации, в том числе полученные лично, представлены в 49 публикациях [B1—B49], из которых 5 статей опубликованы в научно-технических изданиях, 4 работы представляют собой технические отчеты САО РАН, 40 работ опубликованы в материалах отечественных и международных конференций.

В работе [A2] основная часть результатов получена лично диссертантом:

- изготовлен детектор на туннельном диоде;
- впервые в радиометрической практике обнаружен эффект резкого снижения шума  $1/f$  в радиометре с детектором на туннельном диоде;
- показано, что радиометр с туннельным детектором на масштабах времени до 10 секунд имеет чувствительность *идеального радиометра полной мощности* (в 2 раза выше, чем в модуляционном режиме).

При участии коллектива соавторов обсуждались полученные результаты и произведен перевод 3-х радиометров континуума в режим *полной мощности*.

В работе [A3] вклад диссертанта состоял в полной интеграции систем помехоподавления в Систему Сбора Данных и Управления, развиваемую и сопровождаемую диссертантом, и в разработке методов обработки наблюдательного материала.

В работе [A4] диссертантом обеспечена регистрация данных с выходов фокальной матрицы радиометров, с применением оборудования и методик, разработанных в работе [A1], а также – разработка и реализация новых методик обработки наблюдений (программная балансировка радиометра с диаграммной модуляцией, анализ и учет аппаратурных эффектов).

В работах [A5–A7] диссертант выполнял оценки параметров флуктуаций радиоизлучения атмосферы, имеющих *спектральную плотность мощности* (СПМ) вида  $A/f^\alpha$ , с применением специально разработанного диссертантом программного обеспечения (ПО) для построения сглаженных оценок СПМ.

В работе [A8] диссертант обеспечил регистрацию данных во время солнечного затмения.

В работах [A9–A12; A14] диссертант принимал непосредственное участие как участник федерального проекта “Генетический Код Вселенной”, в том числе выполнял задачи по аппаратно-методическому обеспечению эксперимента и участвовал в обсуждении полученных результатов.

В работе [A15] личный вклад диссертанта состоял в участии в периодических спектральных измерениях на РАТАН-600 переменных квазаров и галактик, использующихся в качестве вторичных калибраторов по потоку при долговременном мониторинге основных параметров КРТ, в разработке и круглосуточном сопровождении новой системы регистрации радиоастрономических данных, повышении чувствительности приемников, обработке и анализе полученных данных и обсуждении результатов.

В основных результатах, выносимых на защиту, вклад диссертанта является определяющим.

## Апробация работы

Материалы работы докладывались на Всероссийских радиоастрономических конференциях (25-й, Пущино, 1993 г., 26-й, С.-Петербург, 1995, 27-й, С.-

Петербург, 1997), Всероссийских астрономических конференциях (2001 г., С.-Петербург, 2004 г., Москва, 2007 г., Казань, 2010 г., Нижний Архыз, 2013 г., Санкт-Петербург), Российской конференции памяти А.А. Пистолькорса “Радиотелескопы РТ-2002: антенны, аппаратура, методы” (2002 г., Пушино), на конференциях “Актуальные проблемы внегалактической астрономии”, Пушино, 2002, “Сахаровские осцилляции и радиоастрономия”, Нижний Архыз, 2007, Радиоастрономической конференции “Повышение эффективности и модернизация радиотелескопов” памяти Н.А. Есепкиной (2008 г., Н. Архыз), на рабочих секциях ‘Cosmic Genome’, Нижний Архыз, 2000, и “Радиотелескопы и методы”, Москва, АКЦ ФИАН, 2006, на конкурсе научно-технических работ САО РАН (2014 г., 1-е место).

Полученные результаты обсуждались также на зарубежных конференциях: на Европейских конференциях молодых радиоастрономов 28-th YERAC, Kapteyn Institute, Groningen, Netherlands, и 31-th YERAC, NRAO, Jodrell Bank. Также результаты докладывались на международных конференциях: Gamov Memorial International Conference “Early Universe: Cosmological Problems and Instrument Technologies”, St. Petersburg, 1999; 5-th International Symposium on Recent Advances in Microwave Technology, Kiev, 1995; “Cosmic Physics”, Nizhniy Arkhyz, 2007; на рабочей группе “RFI Mitigation Workshop”, 2010, Groningen, Netherlands.

## Структура диссертации

Диссертация состоит из Введения, четырех Глав, Заключения, трех Приложений и Списка цитируемой литературы. Общий объем диссертации составляет 146 страниц и содержит 35 рисунков и одну таблицу. Библиография из 94 наименований содержит 12 страниц. Приложения А–С – 40 страниц.

## ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во **Введении** приведена общая характеристика работы и ее актуальность.

В **Главе 1** представлены результаты работ с активным участием автора в задаче *частотно-временного помехоподавления*. Эта аппаратно-методическая

задача требовала разработки как специальных радиометрических узлов, так и оборудования, методов регистрации и обработки данных с целью подавления помех.

В середине 90-х годов на РАТАН-600 ощутимо ухудшилась помеховая обстановка в дециметровых диапазонах ( $500 \div 2500 \text{ MHz}$ ), и было принято решение о проведении НИР по анализу электромагнитной обстановки в месте расположения радиотелескопа и внедрению аппаратуры и методов помехоподавления в этих диапазонах. Так был разработан и внедрен метод *частотно-временного помехоподавления*, основанный на последовательности стадий обработки сигналов:

- 1) *Анализ* (как противоположность *синтеза*) “широкой” рабочей полосы радиометра. *Анализ* производится аппаратно, с помощью банка СВЧ фильтров.
- 2) Высокоскоростная оцифровка сигнала в каждой из “узких” полос анализа.
- 3) Подавление импульсных помех в масштабе реального времени в каждой из полос анализа.
- 4) Отбраковка “узких” полос в случае, если помехи в них не удастся устранить полностью.
- 5) *Синтез* “широкой” полосы из очищенных от помех “узких” полос.

Задача активного импульсного помехоподавления (п. 2) решалась с помощью появившихся тогда новых средств *цифровой обработки сигналов* (ЦОС) – *цифровых сигнальных процессоров* (ЦСП).

Для ССДиУ (и круга задач автора в данной тематике) введение новых средств и методов означало:

- 1) необходимость высокоскоростной оцифровки сигналов радиометров на *постоянном токе* (в противоположность стандартному разностному приему, когда постоянная составляющая сигнала детектора обычно отсекается). При этом в *радиометре Дике* внешние помехи присутствуют в сигнале только в полупериод модуляции, когда входной переключатель радиометра (“Dicke switch”) подключен ко входу радиометра, и отсутствуют в

полупериод, соответствующий полупериоду “Эквивалент”, когда входной переключатель подключен к источнику опорного шумового сигнала.

- 2) Необходимость интегрирования нового оборудования ЦОС в рабочий комплекс регистрации и управления.
- 3) Разработку алгоритмов цифровой режекции импульсных помех в ЦСП в масштабе реального времени.
- 4) Разработку алгоритмов пост-обработки данных радионаблюдений, включающей в себя синтез полной полосы каждого радиометра из набора “узких” очищенных от помех поддиапазонов.

Данная работа была важна и полезна также с методической точки зрения: применение ЦСП и высокоскоростная регистрация данных позволили реализовать режим т.н. *цифрового синхронного детектора* (ЦСД), в противоположность полностью *аналоговому синхронному детектированию* (АСД) сигналов модуляционных радиометров. ЦСД значительно расширяет возможности радиометра по перестройке режимов наблюдений и радиометрических измерений. Поэтому автор ввел ЦСД в качестве штатного режима синхронного детектирования сигналов модуляционных радиометров на РАТАН-600.

Таким образом, одновременно с развитием радиометрических систем развивается и совершенствуется Система Сбора Данных и Управления радиометров континуума, постоянно отражая новые требования и реализуя новые возможности радиометров.

В результате проведенных работ на РАТАН-600 были созданы и введены в работу 3 системы активного *частотно-временного* помехоподавления для диапазонов 13, 30 и 49 см. Это отражено в ряде научно-технических работ участников НИР [4; 5], а также в работах с личным участием автора [А3; В25—В28; В37; В40; В41; В43]. Применение данной технологии помехозащиты рабочих частот позволило в течение еще 15-ти лет проводить успешные наблюдения в дециметровых диапазонах на РАТАН-600, поэтому практически все исследовавшиеся спектры точечных радиоисточников и протяженных объектов содержали результаты измерений также и в длинноволновой области – вплоть до 1 ГГц, а иногда и до 500 МГц. Наблюдательные работы с личным участием автора



отражены в публикациях [A8; A10; A11].

**Глава 2** представляет работы диссертанта по разработке и внедрению в штатную работу системы сбора данных и управления нового поколения, предназначенной для наблюдений на комплексе радиометров континуума РАТАН-600 [6].

Модернизация приемных комплексов континуума РАТАН-600 характеризуется такими основными этапами, как реализации проектов:

- 1) “МАРС”, и его последовательных стадий “МАРС1”, “МАРС2 и “МАРС3” [A4; B29; B30; B34; B38; 7]. Окончательный этап проекта - ввод в работу комплекса “МАРС3”, представляющего собой фокальную 32-х рупорную матрицу из 16 радиометров диапазона 30 GHz (полоса 5 GHz).
- 2) “Октава” [B36] – широкополосный  $500 \div 3000$  MHz дециметровый приемный комплекс с 3-мя перестраиваемыми диапазонами.
- 3) Двухканальный криорadiометр диапазона 6.2 см [8].
- 4) Неохлаждаемый многочастотный радиометрический комплекс диапазона 0.6–30 GHz (4 широкополосных радиометра на длины волн 1, 1.8, 3.5 и 6.2 см.). [B35].

Эти этапы отражены в научно-технических работах и докладах [A5; B28–B30; B33–B39; B42; 8], а также в астрофизических исследованиях с непосредственным участием автора – в работах [A1; A6–A11; B4] и в материалах конференций [A6; A7; B1; B2; B6; B8].

С вводом в работу новых приемных комплексов радиометров РАТАН-600 возникла необходимость обеспечить их (а также существовавшие на тот момент комплексы) системами сбора данных и управления. Новые комплексы располагаются в трех аппаратурных кабинах вторичных зеркал (“облучателей”) РАТАН-600 номер 1, 2 и 3. Существовавшая на тот момент (2005 год) [B19; 9] “старая” архитектура ССДиУ “облучателя тип 1” приводила к техническим сложностям ее тиражирования на других “облучателях” радиотелескопа (диссертант сопровождал и развивал ССДиУ комплекса радиометров континуума самостоятельно с 1996 года).

Исторически, в основе концепции “старой” архитектуры лежала оцифровка сигналов с помощью АЦП, находящегося внутри компьютера (одна или несколько плат АЦП, установленных на какой либо шине компьютера). Такой централизованный подход требовал подведения аналоговых сигналов от радиометров непосредственно к компьютеру, причем – на достаточно большие расстояния (до 30 метров). Это ухудшало помехоустойчивость передачи аналоговых сигналов. Кроме того, подсистема управления в “старой” архитектуре также была централизована путем подведения управляющих сигналов (калибровка, балансировка радиометров) от компьютера к каждому из радиометров. Такая архитектура имеет много недостатков, одним из которых являлась слабая *масштабируемость* Системы Сбора Данных и Управления: введение в работу новых радиометров могло превысить число аналоговых входов и линий управления, и требовались серьезные финансовые и трудозатраты для расширения возможностей ССДиУ.

Положительный опыт построения систем активной помехозащиты дециметровых диапазонов РАТАН-600 показывал целесообразность децентрализации оцифровки сигналов радиометра, когда АЦП располагается в непосредственной близости к источнику сигнала – детектору радиометра. Кроме того, рядом с АЦП располагаются и устройства *цифровой обработки сигналов* (*цифровые сигнальные процессоры*) для высокоскоростной обработки в масштабе реального времени сигналов радиометров, а также – для управления радиометром. Данный подход можно назвать “интеллектуальный радиометр”. Обработанные самими радиометрами данные требуется передать в центральный сервер радиометрического комплекса, а также получить от сервера управляющие команды (например - команду калибровки). Для этого “интеллектуальный радиометр” должен иметь канал связи – Ethernet.

Этот подход привел к новой архитектуре ССДиУ, детально описанной в публикации автора [А1] и в Главе 3. В новой архитектуре особое внимание уделено устранению недостатков, присущих “старой” архитектуре.

В основе новой ССДиУ лежит концепция *встраиваемых систем* (*embedded systems*). ССДиУ стала модульной, встраиваемой в радиометры, легко наращиваемой (*масштабируемой*). Это позволило автору успешно решить задачу внедрения ССДиУ для новых радиометрических комплексов на вторичных зер-

калах 1, 2 и 3. Модульность систем обеспечена разработкой и изготовлением требуемого числа “строительных блоков” ССДиУ – систем, названных автором “Embedded Radiometric Data Acquisition System”, кратко – ER-DAS. Из этих сетевых (Ethernet) “строительных блоков” строятся ССДиУ с требуемым числом измерительных каналов. Программное обеспечение ССДиУ остается при этом универсальным и единым для всех радиометрических комплексов. ССДиУ с такой архитектурой легко модернизируется, наращивается и тиражируется.

Одной из основных задач данной разработки являлось построение *измерительной системы*, которая вносит в измеряемый сигнал только минимально возможный белый шум. *Дисперсия* зарегистрированного шума *радиометра полной мощности* записывается в виде:

$$\sigma_{total}^2 = \sigma_{white}^2 + \sigma_{1/f}^2 + \sigma_{white,LF}^2 + \sigma_{1/f,LF}^2, \quad (1)$$

где первые два слагаемых в правой части относятся к шуму радиометра, а вторые два – к шуму *измерительной системы* (всему набору измерительных средств, установленных после *квадратичного детектора*). Задачи, решаемые автором в данной разработке – устранить последнее слагаемое в данной формуле ( $\sigma_{1/f,LF}^2$ ) и, одновременно, минимизировать белую компоненту шума *измерительной системы* ( $\sigma_{white,LF}^2$ ). Это позволит в дальнейшем исследовать компоненту  $\sigma_{1/f}^2$  шума самого *радиометра полной мощности* с целью обнаружения ее источников и изучения возможности устранения их влияния. Поставленные здесь задачи были успешно решены: при разработке аналоговой части “строительных блоков” ER-DAS специальное внимание уделялось *дрейфу нуля УПТ* (*усилителей постоянного тока*). Именно применение УПТ лежит в основе новой *измерительной системы* радиометра. Диссертант применил в новой разработке новые прецизионные УПТ с *автокоррекцией нуля* – *auto-zero amplifiers*, имеющие минимально возможный на сегодняшний день уровень собственных шумов (для такого класса усилителей). Отличительной особенностью новой *измерительной системы* стал тот факт, что она практически не имеет собственного шума вида  $1/f$ . Теперь точность по постоянной составляющей определяется не шумом вида  $1/f$  *операционных усилителей* (ОУ) НЧ части радиометра плюс температурный коэффициент ОУ, а только температурным коэффициентом *auto-zero* усилителей, который почти на 2 порядка лучше, чем у обычных

ОУ. Более точно решенную автором задачу можно сформулировать так: *всякий раз, когда напряжение на выходе квадратичного детектора радиометра равно  $V$ , измерительная система должна показать именно это напряжение, с абсолютной погрешностью, более чем на 2 порядка меньшей, чем ранее.*

Таким образом, пересмотр архитектуры ССДиУ привел к построению новой архитектуры, гибкой, универсальной, сетевой, масштабируемой, и тиражируемой, на основе измерительных систем, свободных от шума вида  $1/f$ . Это позволило автору построить ССДиУ радиометрических комплексов континуума всех трех действующих вторичных зеркал РАТАН-600 с общим числом радиометров – 30. В настоящее время эти системы работают в штатном режиме наблюдений по всем наблюдательным программам (кроме солнечных).

В **Главе 3** показано применение новой *измерительной системы* в основных областях ее назначения: проведении штатных радиоастрономических наблюдениях и в радиометрических измерениях.

При проведении радионаблюдений новая *измерительная система* производит 2 сигнала модуляционного радиометра, соответствующие отдельным полупериодам модуляции. Фактически это 2 потока данных от отдельных *радиометров полной мощности*. Вычитание этих потоков в пост-обработке дает сигнал модуляционного радиометра. В другом случае, если остановлен входной переключатель радиометра (“Dicke switch”), полусумма этих 2-х потоков дает сигнал *радиометра полной мощности*. Таким образом, в реальных наблюдениях оказываются доступны оба режима измерений – “модуляционный” и “полной мощности” – без каких либо изменений в конструкции радиометра. Такой метод *синхронного детектирования* сигнала модуляционного радиометра назван автором “метод отложенного цифрового синхронного детектирования” (ОЦСД), и обеспечен алгоритмом, получившим название *radiometric digital Lock-In* (RDL). Назначение алгоритма RDL – высокоскоростное разделение в масштабе реального времени сигнала модуляционного радиометра на 2 сигнала, которые соответствуют двум полупериодам модуляции, с последующей их НЧ фильтрацией и *децимацией*. Алгоритм реализован в цифровом сигнальном процессоре. Показано применение данного подхода в наблюдениях на примере наблюдения точечного радиоисточника.

В результате успешного решения задачи устранения шума вида  $1/f$  в изме-

рительной системе формула (1) уже модифицирована:

$$\sigma_{total}^2 = \sigma_{white}^2 + \sigma_{1/f}^2 + \sigma_{white,LF}^2 \quad (2)$$

Радиометрические измерения представлены задачей оценки параметров шума  $1/f$  самого радиометра (оценки вклада слагаемого  $\sigma_{1/f}^2$  в формулах (1) и (2)). Здесь источником шума  $\sigma_{1/f}^2$  является только сам радиометр. Также предложена и детально изложена методика оценки данного вида шума, состоящая из известных и хорошо описанных методов. Однако *сама методика в целом, применимо к радиометру полной мощности, является новой* и представляется важной. Она позволяет с высокой степенью точности произвести оценку параметров шума радиометра вида  $A/f^\alpha$  и является актуальной с точки зрения дальнейшей классификации получаемых пар  $A$  и  $\alpha$  с целью *идентификации источников этого шума в радиометре*.

На примере *программной балансировки радиометра* показано, как ключевые особенности новой *измерительной системы* способны изменить (упростить) схему *модуляционного радиометра* с одновременным повышением долговременной стабильности его работы.

В **Главе 4** представлены результаты работ по резкому снижению шума вида  $1/f$  в *радиометре полной мощности*.

Ввод в штатную работу новой измерительной системы, у которой практически отсутствует шум вида  $1/f$ , позволил автору приступить к решению задачи поиска и устранения источников указанного шума в радиометре. При этом новые свойства измерительной системы дают полную уверенность в том, что измеряемый шум вида  $1/f$  относится именно к радиометру, а не к *измерительной системе*. Выше упоминалось, что отсутствие шума  $1/f$  в измерительной системе радиометра обусловлено применением новой элементной базы – прецизионных усилителей постоянного тока (УПТ) с непрерывной автокоррекцией нуля (auto-zero amplifiers). Так, например, в Главе 3 показано, что применение данного вида УПТ привело к резкому снижению *температурного дрейфа нуля* измерительной системы ( $\sim 200 \mu K/^\circ C$ ), в то время как применение обычных УПТ дает недопустимо большие температурные дрейфы измерительной системы ( $\sim 60 mK/^\circ C$ , что в 300 раз хуже чем с *auto-zero* усилителями и более чем в  $10 \div 60$  раз превосходит чувствительность современного радиометра). Такой

недостаток обычных УПТ полностью устраняется в радиометре, построенном по модуляционной схеме. Однако, в радиометре полной мощности он полностью виден и должен быть минимизирован, что и сделано в новой *измерительной системе*.

*Измерительная система* подключается непосредственно к выходу квадратичного детектора радиометра. В то же время квадратичный детектор сам является потенциальным источником шума вида  $1/f$ , поэтому автором в работе [A2] была предпринята попытка выяснить вклад детектора в этот шум. Сделать это представлялось возможным только путем применения детектора, построенного на принципе, отличном от применяющихся обычно в настоящее время детекторов в радиометрах. В радиометре, выбранном для данного исследования, на выходе был установлен детектор с *низкобарьерным диодом с барьером Шоттки* (НДБШ). Автором был изготовлен и установлен в радиометр *детектор на обращенном туннельном диоде* (вместо НДБШ). Результат сравнительного анализа радиометров с разными типами детекторов приведен на Рис. 1, и более детально – в работе [A2] и в Главе 4. Видно, что применение *детектора на обращенном туннельном диоде* резко снижает шум вида  $1/f$  в радиометре, что дает возможность проводить наблюдения *с расчетной чувствительностью идеального радиометра полной мощности* на значительных временных интервалах (до 10 и более секунд времени). Это новый результат, так как обычно считается, что за шум вида  $1/f$  отвечают флуктуации усиления во всех СВЧ усилителях, а также - флуктуации коэффициента шума радиометра (см. например, [10]).

Необходимо отметить, что о детекторах на диодах Шоттки, как об источнике шума вида  $1/f$ , упоминалось и ранее, в работе разработчиков выходных частей радиометров 30 и 44 GHz космического проекта “Планк” [11]. Авторы отмечают (цитата): “The BEM low frequency power spectrum was characterized with a Hewlett Packard Vector Signal Analyzer HP81490A when a wave-guide matched load is connected to the input. The test was done at three temperatures: nominal (299 K), low (273 K) and high (326 K). The  $1/f$  knee frequency was below 400 Hz in all BEM units, much lower than the phase switching of the FEM (4096 Hz), so gain fluctuations of the back-end module did not impact on the global performance of the radiometer. The dominant  $1/f$  noise source is attributed to the Schottky diode

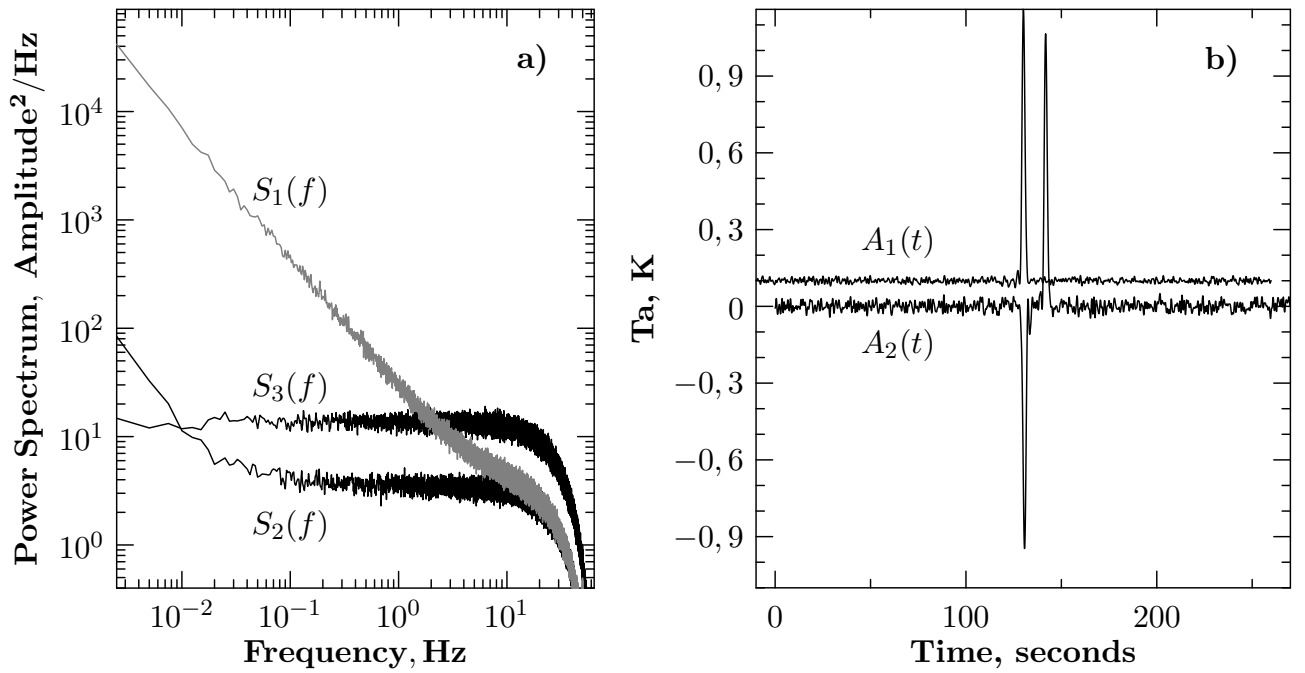


Рис. 1. **а)** – спектральные плотности мощности (СПМ) одного и того же радиометра.  $S_1(f)$  – СПМ радиометра с детектором Шоттки.  $S_2(f)$  – СПМ радиометра с туннельным детектором.  $S_3(f)$  – СПМ радиометра с каждым из детекторов в модуляционном режиме. **б)** – пример наблюдения одного и того же радиоисточника одним и тем же радиометром:  $A_1(t)$  – радиометр полной мощности с туннельным детектором;  $A_2(t)$  – радиометр в модуляционном режиме (beam-switching) с каждым из детекторов. Результаты диссертанта из работы [A2].

detector, since it refers directly to the diode current. The  $1/f$  noise spectrum of each LNA alone was tested and the knee-frequency was about 13 Hz for the N-ON LNA and about 15 Hz for the N-OFF LNA. These results make evident that diode detector is mainly responsible for the knee-frequency of the BEM.” (конец цитаты). Однако задача устранения шума вида  $1/f$  в проекте “Планк” решалась модуляционным способом приема (“псевдокорреляционной” схемой радиометра), поэтому задача устранения этого шума в режиме *радиометра полной мощности* не ставилась.

Интересно сравнить значение частоты подъема в спектре мощности флуктуаций на выходе радиометра в режиме *полной мощности*, полученное диссертантом, с современными данными в области СВЧ радиометрии в мире. Например, согласно [2], спектральная плотность мощности (СПМ) радиометра 44 GHz проекта “Планк” имеет подъем на частоте  $\sim 100$  Hz. В то же время, в работе [A2] диссертант получил значение частоты подъема в СПМ  $\sim 0.1$  Hz (см. Рис. 1(а)), что в  $\sim 1000$  раз ниже по частоте (то есть – лучше) чем в

предыдущем случае.

Если у радиометра *значение частоты подъема в СПМ* равно  $\sim 100 \text{ Hz}$  (радиометр  $44 \text{ GHz}$  проекта “Планк”) – этот радиометр не целесообразно использовать в режиме *полной мощности*, поскольку он будет реализовывать расчетную чувствительность *идеального радиометра полной мощности* только на масштабах времени около 0.01 секунд и короче. Если же *значение частоты подъема в СПМ* равно  $\sim 0.1 \text{ Hz}$  (кривая  $S_2(f)$  на Рис. 1(a)) – такой *радиометр полной мощности* уже реализует расчетную чувствительность на масштабах 10 секунд и короче. Для наблюдения точечных радиоисточников на РАТАН-600 такой радиометр будет демонстрировать чувствительность, вдвое лучшую, чем в модуляционном режиме (см. Рис. 1(b)). *Средне-квадратичное отклонение* (СКО) шума равно интегралу под СПМ в заданном диапазоне частот. Поэтому интегрирование СПМ  $S_2(f)$  в полосе с нижней граничной частотой  $0.01 \text{ Hz}$  даст меньшее СКО, чем интегрирование в той же полосе частот СПМ шума *модуляционного радиометра*  $S_3(f)$ , см. Рис. 1(a). Следовательно, наблюдения длительностью до 100 секунд таким *радиометром полной мощности* будут иметь более высокую чувствительность, чем наблюдения *модуляционным радиометром*.

В настоящее время 8 радиометров континуума РАТАН-600 переведены в режим *радиометра полной мощности* с установкой в них современных, коммерчески доступных детекторов, построенных с применением обращенных туннельных диодов. Эти радиометры успешно работают в штатном режиме уже более года и демонстрируют на практике расчетную чувствительность *идеального радиометра полной мощности* на указанных временных масштабах.

В **Приложения** вынесен материал, имеющий методический интерес: применяя единый подход, получены основные соотношения, используемые в радиометрии, но зачастую “разбросанные” по разным источникам. Приведены теоретические и практические расчеты для основных схем радиометров, применяющихся на РАТАН-600.

В **Приложении А** описан *идеальный радиометр полной мощности*. Получено аналитическое выражение для спектральной плотности мощности сигнала на выходе безынерционного квадратичного детектора, уделено внимания некоторым важным соотношениям для сигнала и шума на выходе детектора *идеального радиометра полной мощности*, которые отсутствуют в стандартной



литературе по СВЧ-радиометрии.

В **Приложении В** описан *реальный радиометр полной мощности*. Приведены вычисления для основных параметров схемы радиометра, таких как СВЧ-усиление, НЧ-усиление, динамический диапазон радиометра, динамический диапазон системы регистрации. Показаны особенности применения реального квадратичного детектора и НЧ-усилителей.

В **Приложении С** описан *модуляционный радиометр*. С помощью спектрального подхода получено отношение сигнал/шум в радиометре Дике для случая малого сигнала.

Необходимость вычислений, приведенных в приложениях, продиктована необходимостью знания и учета основных особенностей радиометрических схем, их сигналов и шумов в процессе разработки систем регистрации для указанных типов радиометров.

# Глава 1

## Развитие средств и методов активного помехоподавления на РАТАН-600

### 1.1 Введение

Радиоастрономические наблюдения на крупных инструментах с использованием высокочувствительной приемной аппаратуры всегда связаны с целым рядом мешающих факторов. Значительная часть рабочего диапазона радиотелескопа РАТАН-600 становится недоступной для радиоастрономических исследований из-за электромагнитных помех<sup>1</sup>. Вместе с тем, сохранение многочастотности такого многоцелевого инструмента, как РАТАН-600, весьма важно для большинства астрофизических задач. В сплошном спектре проблема осложняется тем, что для получения предельной чувствительности радиометров используются максимально широкие (до нескольких ГГц) полосы приема. А для радиоастрономии, как известно, защищенными являются всего лишь узкие диапазоны частот от нескольких МГц до сотни МГц. Известное крылатое выражение “*per aspera ad astra*” (“через тернии к звездам”) – как нельзя лучше характеризует современную ситуацию с помехами при радиоастрономических наблюдениях.

---

<sup>1</sup>Основной текст и рисунки Главы 1 следуют работе Цыбулев и др. (2007) [A3] и ее англоязычной версии [12]

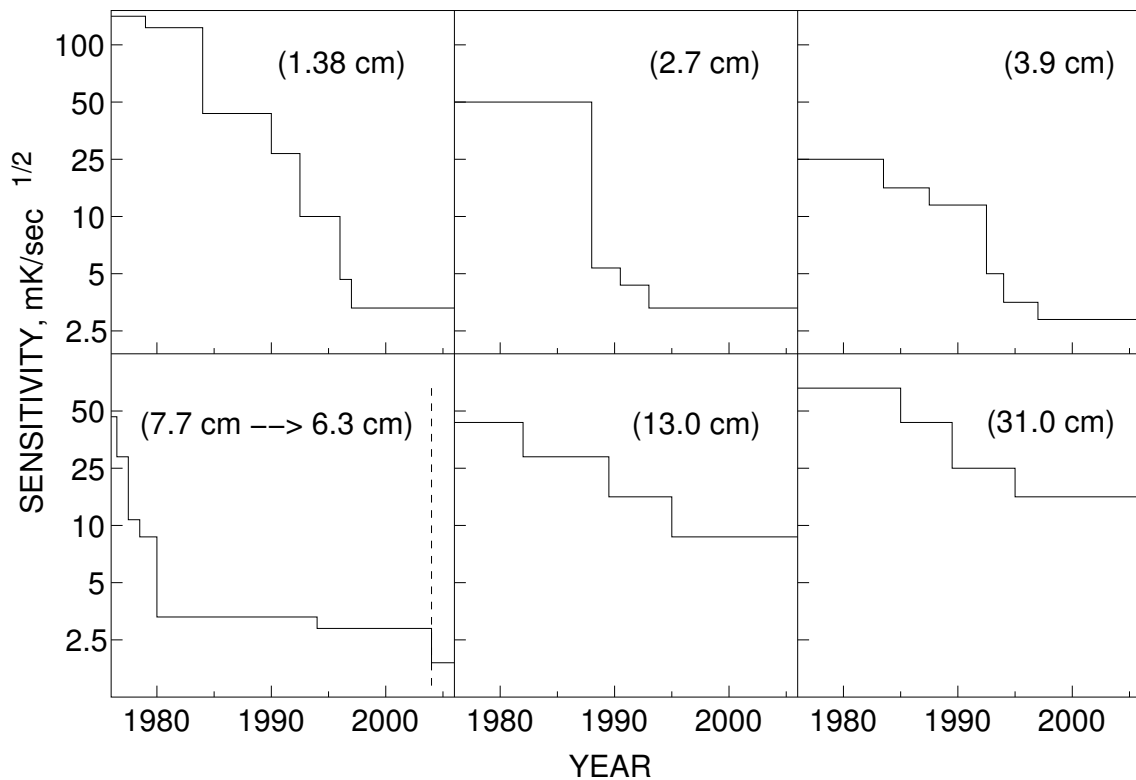


Рис. 1.1. Динамика роста чувствительности радиометров сплошного спектра РАТАН-600. Совместный результат диссертанта из работы [А3].

## 1.2 Изменение помеховой обстановки и методов борьбы с помехами

1. В течение более чем 30-летней истории радиотелескопа РАТАН-600 непрерывно действовали два, к сожалению, имеющие одинаковый знак, фактора: постоянно росла чувствительность радиометрических приемных устройств (рис. 1.1), и постоянно росла загрузка радиоспектра сигналами, характеризующимися по отношению к полезному сигналу как помехи.

2. 70-е годы. Изначально предполагалось, что РАТАН-600 строится вдали от цивилизации, в абсолютно беспомеховой зоне. Действительно, в первые годы основным типом помех были помехи от автотранспорта и от применявшихся на площадке радиотелескопа малогабаритных переносных радиостанций. С тем и другим сначала боролись административными методами: ГАИ требовала от водителей правильной регулировки зажигания, а применение радиостанций было просто запрещено. Первыми аппаратными методами были разные варианты известной схемы ШОУ (широкая полоса – ограничитель – узкая полоса). При низкой чувствительности приемных устройств и незначительном уровне помех

это работало.

**3. 80-е годы.** Рост уровня и типов мешающих сигналов: динамичное развитие телевидения (ретрансляторы, радиорелейные линии), стремительное развитие орбитальных радиопередающих систем. Продолжающаяся быстрая урбанизация района.

Весьма сильные помехи создаются геостационарными спутниками, работающими в диапазонах 4 ГГц и 11 ГГц. Влияние этих спутников особенно велико на высотах источников  $35^\circ - 45^\circ$  над горизонтом (рис. 1.2). Сигнал даже от одного элемента антенны, наведенного на спутник, составляет десятки Кельвин, при чувствительности радиометра  $\sim 10$  мК.

В радиометрах дециметрового диапазона (волны 31 и 13 см) в 80-е годы применялись противопомеховые приставки [13], разработанные специалистами из НИРФИ (Нижний Новгород). В основе метода лежало использование детектора наименьших значений, выделяющего последовательность наименьших значений реализации сигнала  $U_c(t)$  на соответствующих временных интервалах. Повышение устойчивости радиометра к импульсным помехам достигалось благодаря тому, что среднее наименьших значений сигнала на выходе квадратичного детектора определяется, в основном, шумовой составляющей и слабо зависит от интенсивности импульсов помехи. Устройство имело два канала передачи сигнала: основной и опорный, данные из которых непрерывно поступали на два входа решающего устройства. В отсутствие помех сигнал на выход приставки проходил по основному каналу. При превышении сигналом основного канала порогового уровня за счет импульса помехи или шумового выброса на выход устройства передавалась шумовая выборка из опорного канала. Включение устройства подавления помех приводило к ухудшению флуктуационной чувствительности радиометра не более, чем на 10%. Данный метод хорошо справлялся с чисткой записей от импульсных помех, но был менее эффективен при помехах большей длительности и не работал вообще при смещениях нулевого уровня на масштабах диаграммы антенны и более.

**4. 90-е – 2000-е годы.** “Орбитальная проблема” – геостационарные спутники. Принимается решение о невозможности дальнейшей работы на волне 7,6 см, начинается разработка и изготовление нового современного радиометра на стандартной радиоастрономической волне 6,25 см. В 2003 году этот радиометр

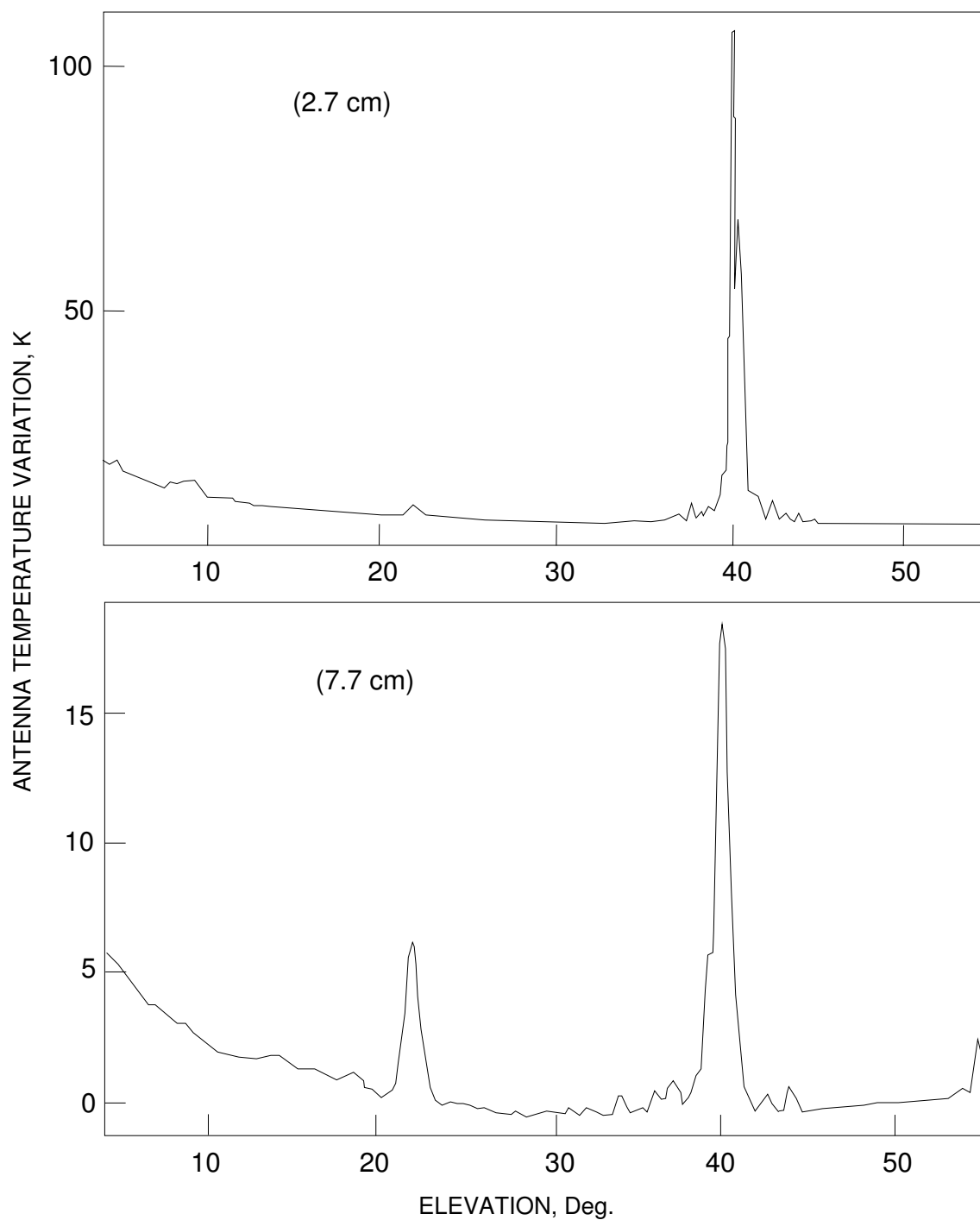


Рис. 1.2. Влияние засветки от геостационарных спутников на шумовую температуру антенны в диапазонах 4 ГГц (вверху) и 11 ГГц (внизу). Совместный результат диссертанта из работы [А3].

[8] введен в эксплуатацию и является одним из лучших в своем классе, особенно – если учесть нюансы применения такого прибора на РАТАН-600. Радиометр выполнен с криогенным (до уровня 15К) охлаждением входных усилительных каскадов на GaAs НЕМТ транзисторах. Двухканальное исполнение (в сочетании с универсальным входным разделителем поляризаций и специальными опциями входного тракта) позволяет регистрировать одновременно либо две круговые (RHC и LHC), либо две линейные (параметры Стокса Q и U) поляризации. Два канала являются фактически двумя независимыми радиометрами, объединенными только общей системой калибровки. Процедура наблюдений на новом радиометре полностью автоматизирована с использованием модернизированной системы сбора данных на базе ЦСП (цифрового сигнального процессора) [14].

5. Отдельную и очень серьезную проблему представляют мощные помехи от быстро развивающихся систем сотовой связи стандарта GSM (Global System of Mobile Communications). Сигналы от работающей вблизи РАТАН-600 в диапазоне 31 см GSM-900 (890-915 МГц передача от базовой станции, 935-960 МГц прием базовой станцией) столь сильны, что их превышение над уровнем шумов радиометра составляет не менее 65-70 дБ. Помехи пролезают в “хвосты” АЧХ фильтров и вызывают насыщение вторых и последующих каскадов приемников прямого усиления. В этом случае оказалась эффективной установка дополнительных многосвязных фильтров после входных НЕМТ усилителей. При этом удастся снять проблему просачивания помехи, и при должном (порядка 30 дБ) усилении НЕМТ усилителя установленный после него фильтр не ухудшает шумовую температуру системы, а собственно входной НЕМТ усилитель весьма устойчив к действию сигнала помехи. Выходные усилители также должны иметь большой динамический диапазон (порядка 10 мВт), чтобы помеха не привела к насыщению в усилительных каскадах приемника.

Для борьбы с помехами такого рода на РАТАН-600 разработана и внедрена в штатную эксплуатацию т.н. частотно-временная схема помехоподавления. Суть данной схемы состоит в следующем: входная полоса радиометра разделяется на несколько (от 4 до 8) “узких” частотных каналов, в каждом из которых производится независимый прием и скоростная обработка сигнала с помощью ЦСП. Это сильно усложняет схему выходной части радиометра, однако позво-

ляет успешно проводить наблюдения в большинстве случаев, когда наблюдение в полной входной полосе радиометра становится невозможным.

Более подробно классификация наблюдаемых помех и методы помехоподавления описаны в следующих разделах.

### 1.3 Аналоговое импульсное помехоподавление

В середине 80-х годов на РАТАН-600 была предпринята первая попытка исследования помеховой обстановки вокруг радиотелескопа. Речь тогда шла о необходимости и возможности активного подавления импульсных помех. Данный вид помех наблюдается во временной области на выходе квадратичного детектора радиометра и характеризуется малым временем действия (до десятка микросекунд) и превышением в 2.5 и более раз уровня шумового сигнала в полосе анализа 1 МГц. Импульсные помехи оказывали большое влияние на наблюдения в диапазонах 7.7 см, 13 см и 31 см. В результате выводов по данным исследованиям были разработаны и внедрены в штатную эксплуатацию противопомеховые приставки к радиометрам указанных диапазонов [13], и эти устройства в течении десятка лет успешно работали в штатных наблюдениях на РАТАН-600 (см. предыдущую главу.).

### 1.4 Реализация метода частотно-временного помехоподавления

Следующая активная фаза борьбы с помехами на РАТАН-600 пришлась на середину 90-х, и связана она была с тремя факторами: ухудшением помеховой обстановки, физическим и моральным устареванием аналоговых средств импульсного помехоподавления и появлением средств Цифровой Обработки Сигналов (ЦОС) – Цифровых Сигнальных Процессоров (ЦСП). ЦОС имеет большое преимущество по сравнению с аналоговой обработкой сигналов, так как позволяет более гибко вмешиваться в процесс формирования выходного сигнала радиометра в масштабе реального времени. Кроме того, в системах ЦОС отсутствуют недостатки аналоговых средств обработки, такие как деградация пара-

метров системы со временем, необходимость периодической подстройки электронных схем в процессе эксплуатации и др. А привлекательность ЦОС обусловлена такими основными преимуществами, как гарантированная точность вычислений, совершенная воспроизводимость результатов, отсутствие искажений характеристик из-за температуры или старости, большая гибкость построения систем и высокая производительность.

Итак, в середине 90-х годов на РАТАН-600 снова исследовалась помеховая ситуация, но подход к исследованиям был уже **частотно-временной**. Помехи исследовались методами скоростной оцифровки сигнала на выходе квадратичного детектора радиометра в полосе частот до 32 кГц. А количество выходов в радиометре было увеличено от 1 до 4–8 путем разделения широкой полосы радиометра на “узкие” каналы банком СВЧ-фильтров. Это дает возможность импульсного цифрового помехоподавления во временной области во всех “узких” каналах и возможность выбирать участки общей полосы радиометра, свободные от неустраняемых импульсным способом помех. На этом принципе и было выполнено частотно-временное помехоподавление, которое работало на РАТАН-600 до 2010 года включительно.

На рис. 1.3 приведена блок-схема “противопомеховой приставки” к радиометру диапазона 13 см. Соответствующие устройства диапазонов 31 см и 49 см имеют сходную архитектуру, различие лишь в количестве “узких” каналов (в радиометре 31 см их 4). Данная архитектура позволила провести исследования помеховой обстановки на РАТАН-600. Исследования показали наличие большой доли помех импульсного характера, на момент измерений. На рис. 1.4 показан характерный вид импульсных помех во всех “узких” каналах радиометра 31 см. Показаны отдельные полупериоды модуляции во всех 4-х каналах радиометра в последовательности “антенна” – “эквивалент” для каждого канала. Видно, что помеха присутствует только в том полупериоде модуляции, который соответствует наблюдению неба (“антенна”) и отсутствует в полупериоде, когда измеряется сигнал канала сравнения (“эквивалент”). Это свидетельствует о внешней по отношению к радиометру помехе.

Метод частотно-временного помехоподавления на уровне обработки сигнала состоит из двух этапов. Первый этап – on-line удаление в ЦСП коротких импульсов, длительность которых не превосходит 80% длительности полупериода



модуляции радиометра, а амплитуда превышает заданный порог (напр. – уровень  $3\sigma$ ). Отсчеты сигнала в этом месте заменяются предыдущим “нормальным” отсчетом, который успешно выдержал критерий  $3\sigma$ . Однако, если длительность помехи больше указанной (это – порядка 100 миллисекунд) – помеха уже считается “длительной”, ее удаление приведет к большим нарушениям статистики сигнала, и такая помеха не удаляется, это – граница области применимости метода. Второй этап – это частотное помехоподавление (off-line). Суть метода – синтез широкой полосы радиометра из “узких” каналов в процессе дальнейшей обработки данных. Если в результате работы первого этапа (временного помехоподавления) в некоторых каналах все же действовала длительная помеха, такие каналы могут быть исключены из процедуры синтеза.

Ограничение на импульсное помехоподавление, равное 80% длительности полупериода модуляции радиометра (меандр), – эмпирическое правило, которое удовлетворяет требованию, чтобы информация с каждого полупериода модуляции участвовала в построении выходного сигнала радиометра, т.е. – чтобы не было пропусков. Это объясняется тем, что все радиометры дециметрового диапазона построены по схеме радиометра с добавлением шума (РДШ), когда сигнал с неба (один полупериод модуляции) сравнивается с сигналом внутреннего источника шума (Генератор Шума (ГШ), второй полупериод) в каждый период модуляции. Кроме того, импульсная помеха может быть продетектирована и устранена только в течение одного полупериода из-за разрыва сигнала на границе полупериодов.

На рис. 1.5 продемонстрировано применение метода частотно-временного помехоподавления на радиометре диапазона 31 см. Необходимо отметить, что на радиометрах 13 и 31 см имелась возможность записи информации в полной полосе приема с возможностью выключения on-line фильтрации импульсных помех (запись **f**). Из этой записи видно, что в интервале времени наблюдения радиоисточника действовала помеха, намного превосходящая амплитуду радиоисточника. Заключение о характере этой помехи можно сделать из записей в “узких” каналах (**a,b,c,d**): помеха была импульсной, так как была успешно подавлена on-line фильтрацией в ЦСП. В результате все “узкие” каналы оказались пригодными для синтеза полной полосы радиометра (120 МГц), см. запись **e**.

Таким образом, цепочка процедур анализ → фильтрация → синтез в случае

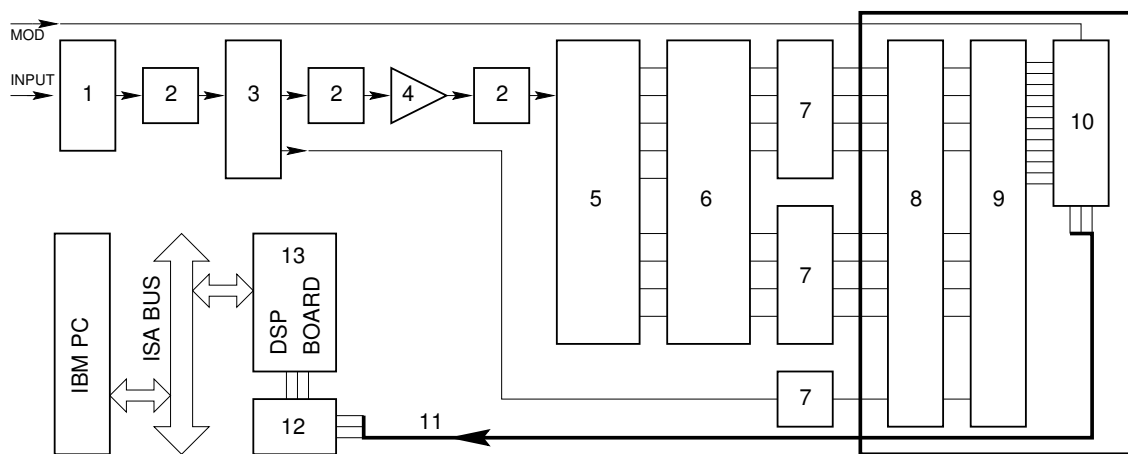


Рис. 1.3. Блок-схема противопомеховой приставки к радиометру диапазона 13 см. 1 – СВЧ фильтр с полосой 2.12 – 2.52 ГГц; 2 – вентили; 3 – делитель сигнала на 2; 4 – усилитель (ок. 40 дБ) для компенсации потерь при дальнейшем делении сигнала на 8; 5 – делитель сигнала на 8; 6 – банк СВЧ фильтров с полосами по 50 МГц каждый; 7 – предварительные усилители низкой частоты с квадратичными детекторами на входе; 8 – Фильтр Нижних Частот (ФНЧ) для согласования с рабочей полосой АЦП; 9 – АЦП (10–12 разрядов) с мультиплексором на входе; 10 – преобразователь параллельного кода в последовательный; 11 – линия связи с цифровым сигнальным процессором (ок. 25 м); 12 – гальваноразвязка; 13 – плата цифрового сигнального процессора на шине ISA PC; MOD – сигнал модуляции радиометра; INPUT – вход СВЧ сигнала. Совместный результат диссертанта из работы [А3].

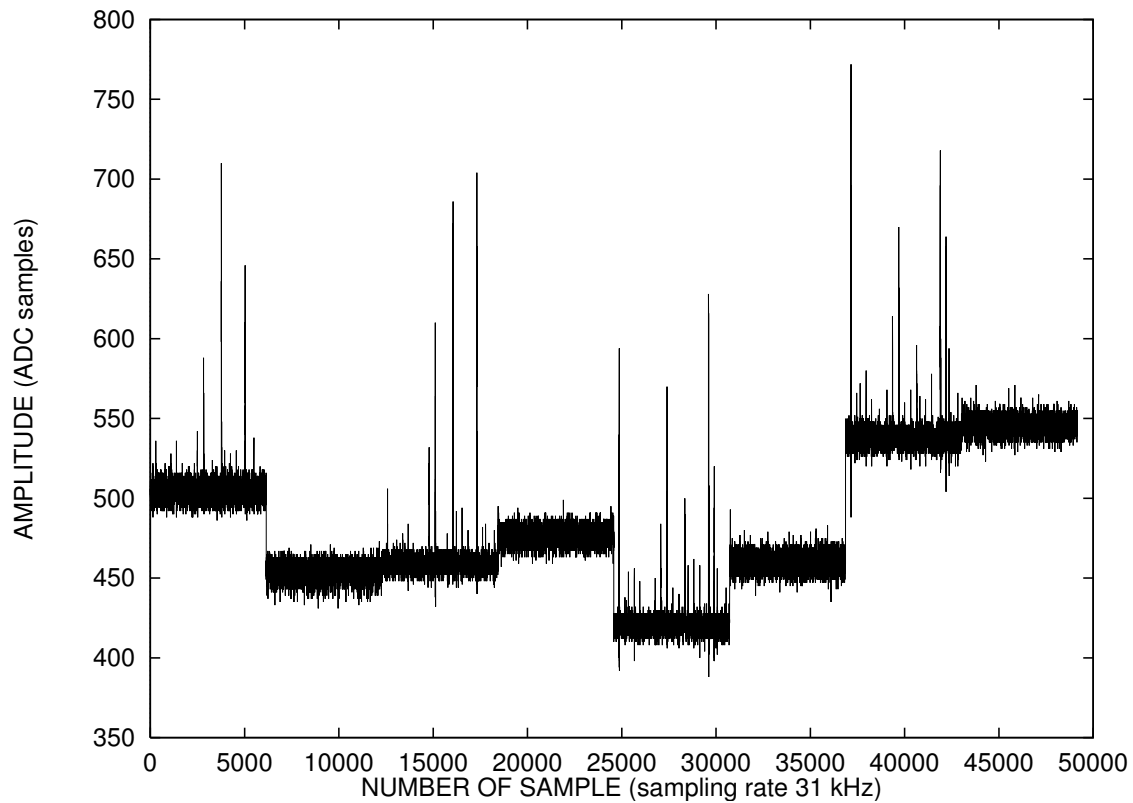


Рис. 1.4. Пример записи помех в 4-х “узких” каналах радиометра 31 см, каждый из которых оцифрован в 2 полупериода сигнала модуляции (“антенна – эквивалент”).

Помеха присутствует в полупериод сигнала модуляции, соответствующий наблюдению “неба” и отсутствует в полупериод, соответствующий измерению опорного сигнала. Совместный результат диссертанта из работы [А3].

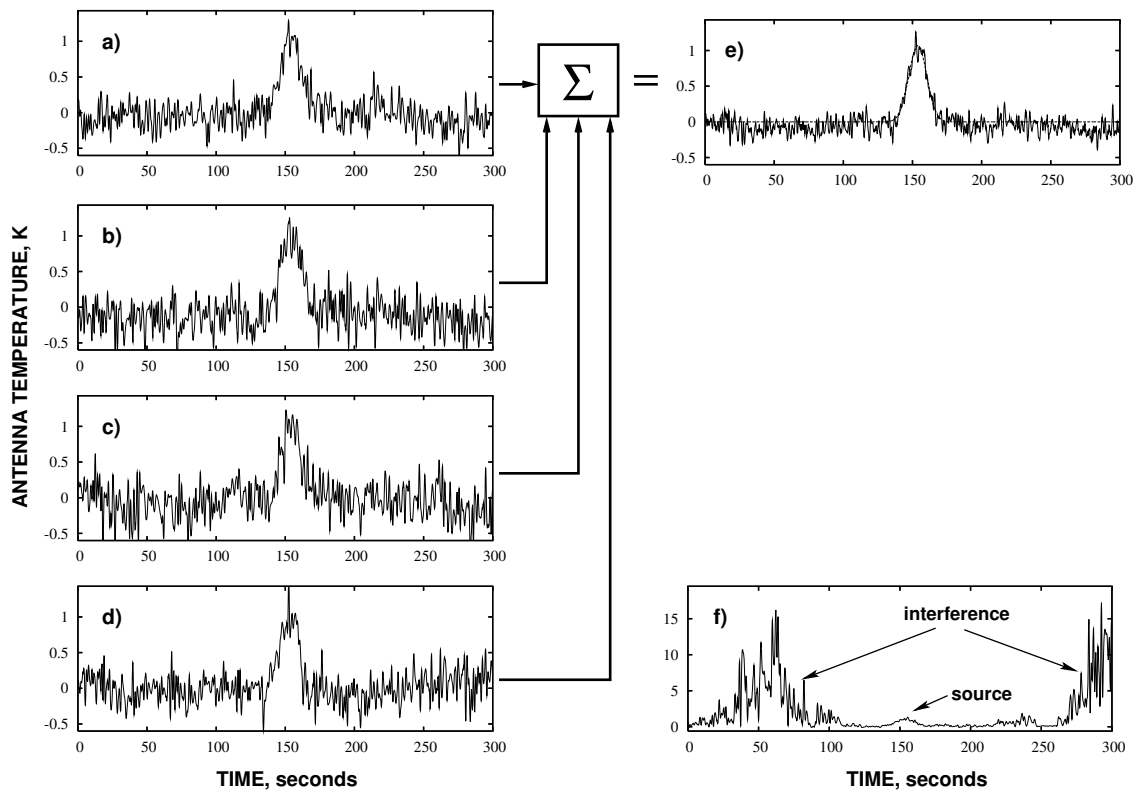


Рис. 1.5. Пример применения метода частотно-временного помехоподавления при наблюдении радиисточника на волне 31 см (4 “узких” канала). Совместный результат диссертанта из работы [А3].

действия только импульсных помех позволяет полностью восстановить информацию в полной полосе радиометра, однако с некоторой потерей чувствительности (см. раздел “Потери информации в методе частотно-временного помехоподавления”).

Эффективность применения on-line фильтрации импульсных помех продемонстрирована на рис. 1.6, см. [B26]. На радиометре диапазона 13 см произведено одновременное наблюдение с on-line фильтрацией и без нее в полной входной полосе радиометра (400 МГц). Видно практически полное подавление импульсов радио-локационной станции на записи **b**. Остаточные “артефакты” свидетельствуют о предельной работе алгоритма фильтрации, когда длительность импульса все-же превышала допустимую и алгоритм отключался на короткое время.

На рис. 1.7 приведен случай наблюдения радиисточника радиометром диапазона 13 см на пределе чувствительности приемника в “узких” каналах **b**, **c**, **d**, **e**, **f**, **g**, **h**, **i**. В процессе обработки наблюдений (off-line) произведен синтез

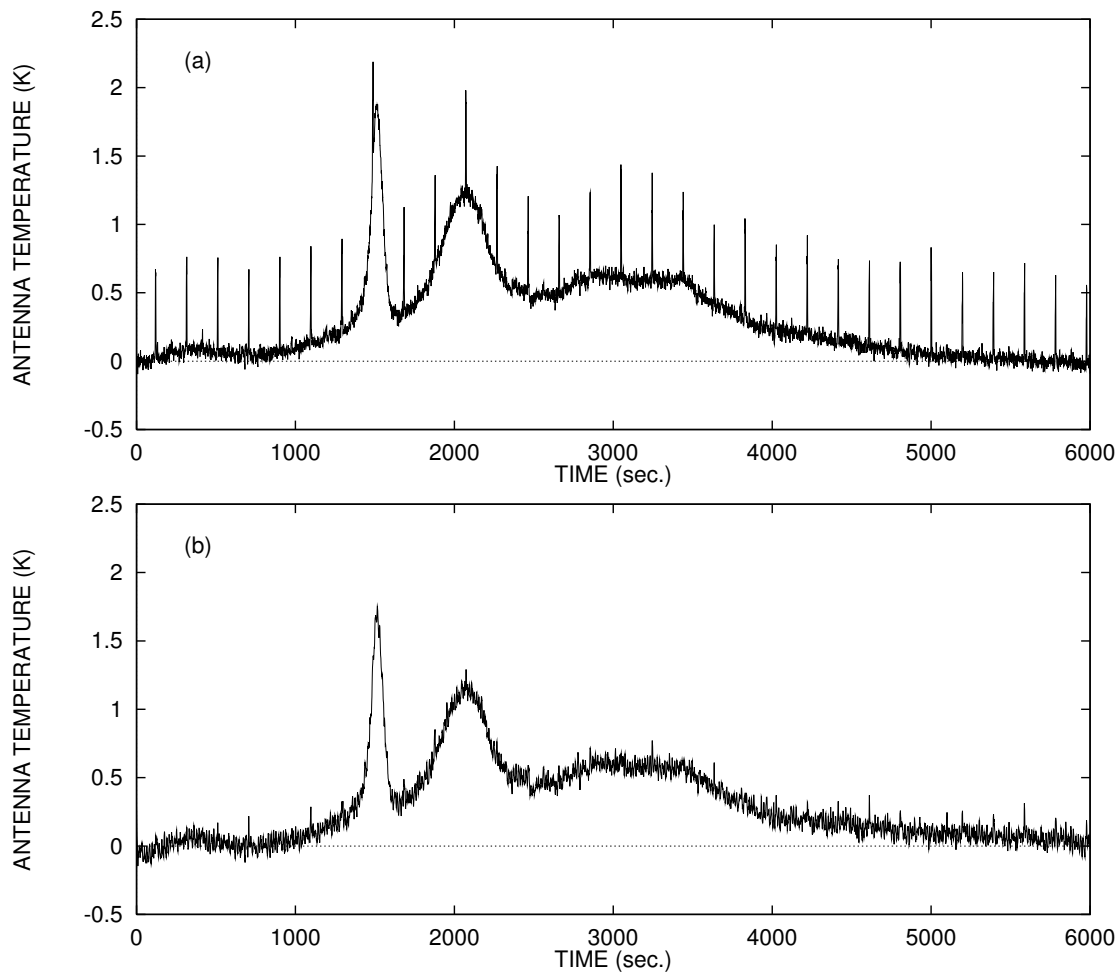


Рис. 1.6. Пример применения метода *on-line* фильтрации импульсных помех в полной полосе радиометра диапазона 13 см при наблюдении радиоисточника: *a* – без фильтрации, *b* – с *on-line* фильтрацией. Совместный результат диссертанта из работы [A3].

полной полосы радиометра (запись **a**) и синтез полосы с отбраковкой канала **e**, запись **j**. Помеха видна только в канале **e**, что приводит к невозможности наблюдения источника в полной полосе радиометра. На записи **j** радиоисточник отчетливо виден и его параметры могут быть измерены с высокой точностью.

## 1.5 Потери информации в методе частотно-временного помехоподавления

Пусть полная полоса СВЧ радиометра равна  $\Delta F$ . Эта полоса разделена на  $N$  смежных “узких” полос, или частотных каналов равной ширины  $\delta f_i$ . Тогда, если среднеквадратичное отклонение (СКО) шумов радиометра с полосой  $\Delta F$

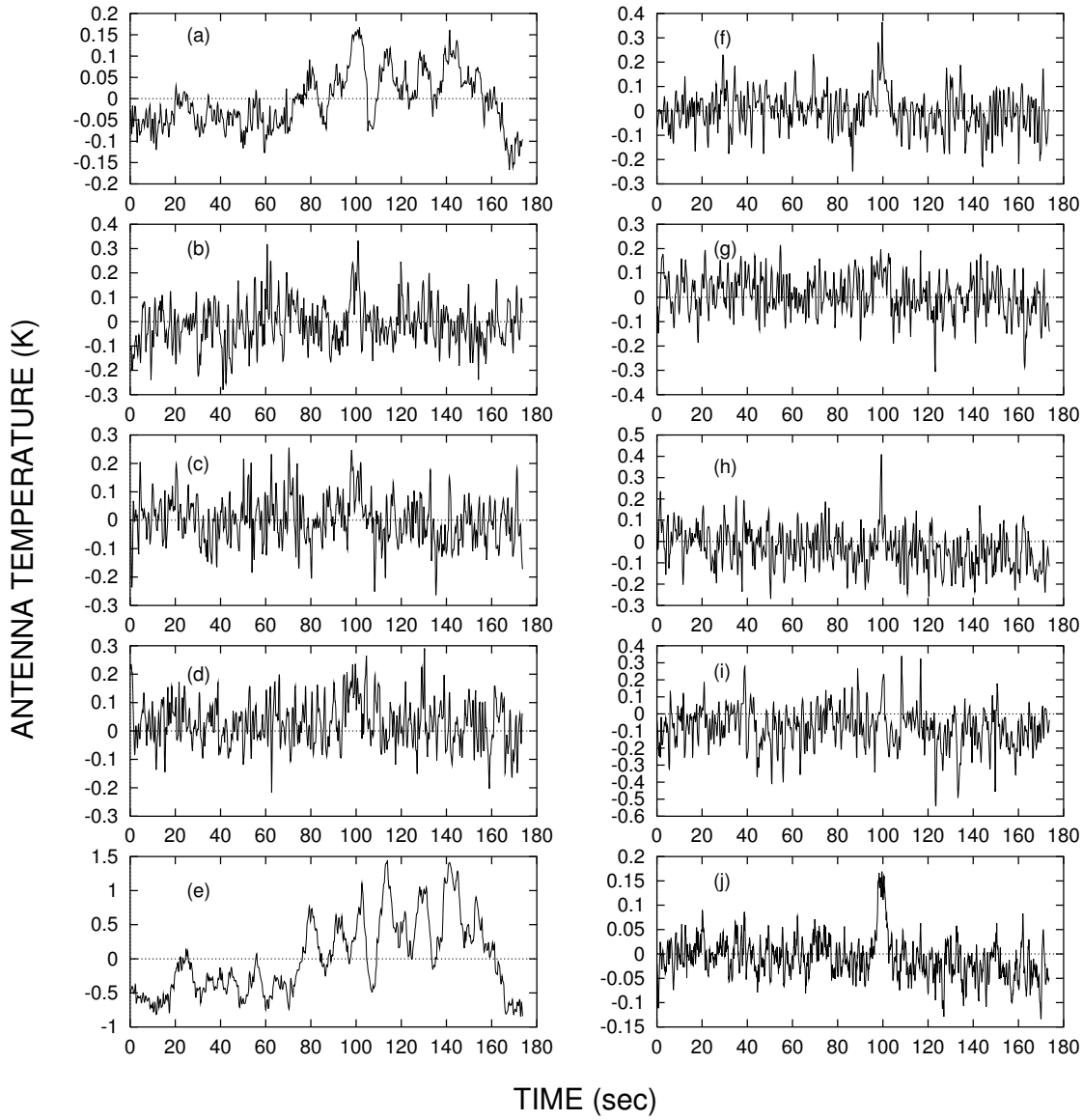


Рис. 1.7. Запись сигнала радиисточника 1936+046 на выходе радиометра диапазона 13 см: **а** – сигнал “широкого” (400 МГц) канала без помехозащиты; **б–и** сигналы в “узких” каналах по 50 МГц каждый системы помехозащиты; **ж** сумма не испорченных помехой семи “узких” каналов. Совместный результат диссертанта из работы [А3].

равна  $\sigma_F$ , то, поскольку СКО шума на выходе радиометра обратно пропорционально корню квадратному из ширины СВЧ-полосы, СКО шума в канале шириной  $\delta f_i$  будет:

$$\sigma_f = \sigma_F \sqrt{N}.$$

Это означает, что при действии “длительной” помехи в  $N - 1$  каналах, когда алгоритм вырезания импульсных помех в этих каналах уже не срабатывает, для результирующего синтеза останется один “узкий” канал с чувствительностью в  $\sqrt{N}$  раз худшей, чем чувствительность в полной полосе радиометра.

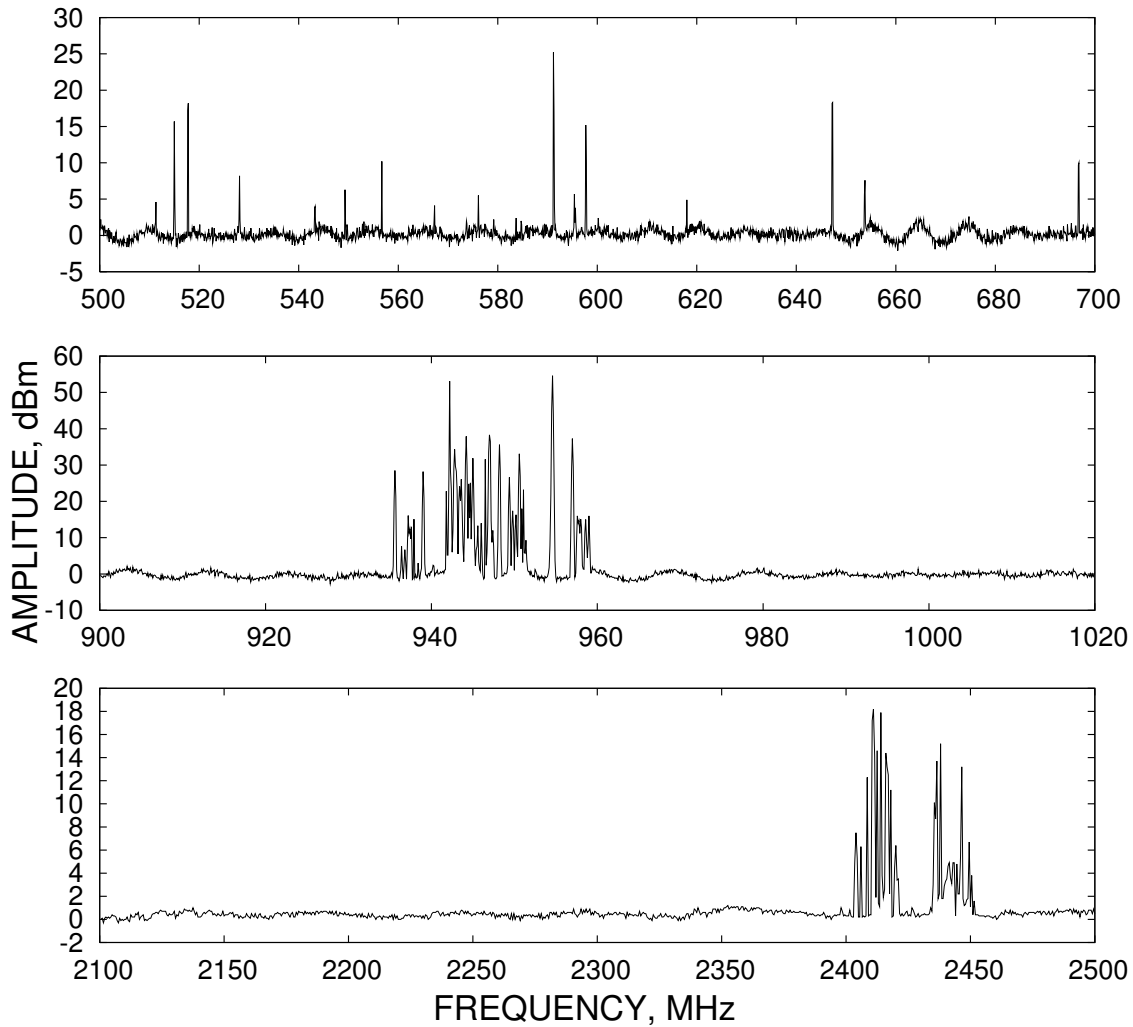


Рис. 1.8. Радиочастотное излучение, принятое на РАТАН-600 в направлении на станцию Зеленчукская (ближайший населенный пункт с передатчиками телевидения, сотовой связи и радио-Ethernet). Диапазоны РАТАН-600: 542–670 МГц (49 см), 900–1200 МГц (31 см), 2120–2520 МГц (13 см). Май 2006 г. Результат диссертанта из работы [А3].

Если же при этом в оставшемся “узком” канале еще и действуют импульсные помехи, занимающие 80% – 1% длительности каждого второго полупериода модуляции (считаем, что в полупериоде внутреннего источника шума, ГШ, помеха отсутствует), то результирующая чувствительность еще ухудшится. Для оценки этого ухудшения чувствительности необходимо уточнить, что наблюдения проводятся на сбалансированном радиометре, когда дисперсия шума от неба равна дисперсии шума внутреннего опорного ГШ радиометра. Считаем, что шумы в полупериодах модуляции, участвующие в построении выходного сигнала, имеют гауссово распределение. Радиометр производит непрерывное вычитание шумов одного полупериода из шумов другого, в результате чего в одном “узком”

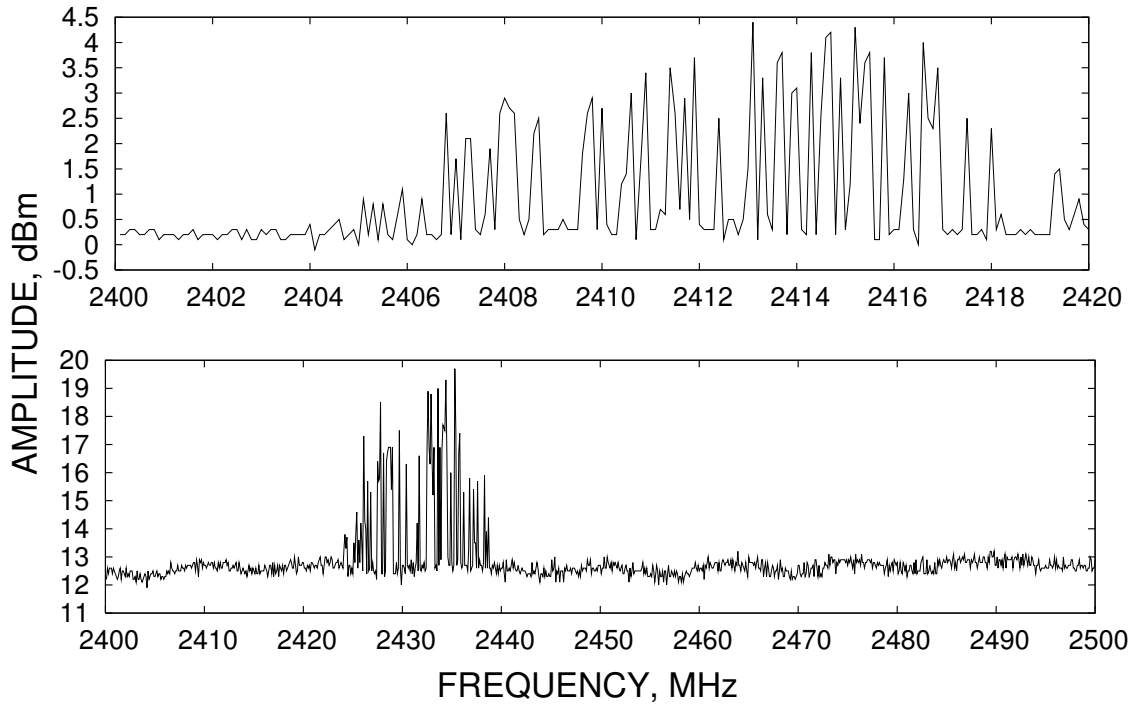


Рис. 1.9. Радиочастотное излучение, принятое на РАТАН-600 в направлении на 6-метровый оптический телескоп САО РАН, рядом с которым установлен передатчик радио-Ethernet. Май 2006 г. Диапазон радиометра 13 см: 2120–2520 МГц. Результат диссертанта из работы [А3].

канале дисперсия выходного шума равна  $\sigma_f^2$ . Пользуясь “гауссовостью” шумов заключаем, что дисперсия шумов полупериодов до вычитания равна  $\frac{\sigma_f^2}{2}$ . Такая дисперсия останется для шума полупериода ГШ. Для шума “неба” дисперсия будет максимум в 5 раз большей, так как только 20% от длительности полупериода даст реальный вклад в шум полупериода (остальные 80% будут константой, см. описание алгоритма импульсного помехоподавления). Тогда, при вычитании уже неравноточных данных полупериодов их дисперсии сложатся:  $\frac{\sigma_f^2}{2} + \frac{5\sigma_f^2}{2} = 3\sigma_f^2$ .

Итак, в самом неблагоприятном случае, когда помехи еще позволяют наблюдать на данном радиометре, чувствительность радиометра будет примерно в  $\sqrt{3N}$  раз хуже, чем в случае наблюдения без помех. Так, радиометр 13 см, который при ширине СВЧ полосы равной 400 МГц без помех реализует чувствительность 9 мК, в “пессимистичном” случае с помехами покажет чувствительность  $\approx 44.1$  мК. Это означает, что в данном случае радиоисточники с температурой менее 88 мК уже не будут уверенно обнаружены в одиночном наблюдении (прохождении через диаграмму направленности радиотелескопа).



## 1.6 Возможности мониторинга помех в дециметровом диапазоне на РАТАН-600

Следующий этап в изучении помеховой обстановки на РАТАН-600 начат сравнительно недавно, в 2005 году. Необходимость таких работ продиктована резким увеличением числа радиочастотных диапазонов, которые стали недоступными для радиоастрономов. Так, на радиометре диапазона 13 см стали недоступны для наблюдений 3 “узких” канала из 8. Теперь расчетная чувствительность этого радиометра ухудшилась в корень квадратный из отношений ширины полос полного диапазона радиометра и “усеченного” ( $\approx 1.27$  раз) просто за счет сужения полосы радиометра. На радиометрах 31 см и 49 см наблюдения проводятся в полосе, вчетверо меньшей, чем проектная, с результирующим ухудшением чувствительности в 2 раза. Кроме того, помехи появились уже и в сантиметровом диапазоне. На радиометре диапазона 3.9 см “засветка” радионеба ухудшила расчетную чувствительность в 3–5 раз!

Вместе с тем в дециметровом диапазоне длин волн на РАТАН-600 появилась возможность более активного изучения помеховой обстановки благодаря появлению современных измерительных средств. Для исследования помеховой обстановки приобретен измерительный приемник диапазона 0.5 МГц–3000 МГц. Приемник полностью охватывает рабочие полосы дециметрового диапазона РАТАН-600. Однако, чувствительность данного приемника в комплекте с двухметровой параболической антенной намного хуже чувствительности современного радиометра РАТАН-600, поэтому, для более прецизионных измерений нами приобретен и установлен дополнительный малошумящий усилитель на входе приемника (+17 дБ). В таком составе измерительный комплекс можно было использовать для визуальной регистрации помех по шкале прибора.

Для возможности записи регистрируемых помех в персональный компьютер (ПК) и получения отчетов по измерениям, нами разработано дополнительное программное обеспечение, позволяющее управлять режимами измерения и заносить данные в ПК. Система разработана на базе ОС Linux и позволяет производить автоматическое сканирование выбранного диапазона частот применяя различные виды детектирования (PULSE, AM, FM, LOG) с требуемым частотным разрешением и временем интегрирования. Блок-схема комплекса показана

## VHF/UHF ANTENNA

HPBW~15deg

## VHF/UHF RECEIVER

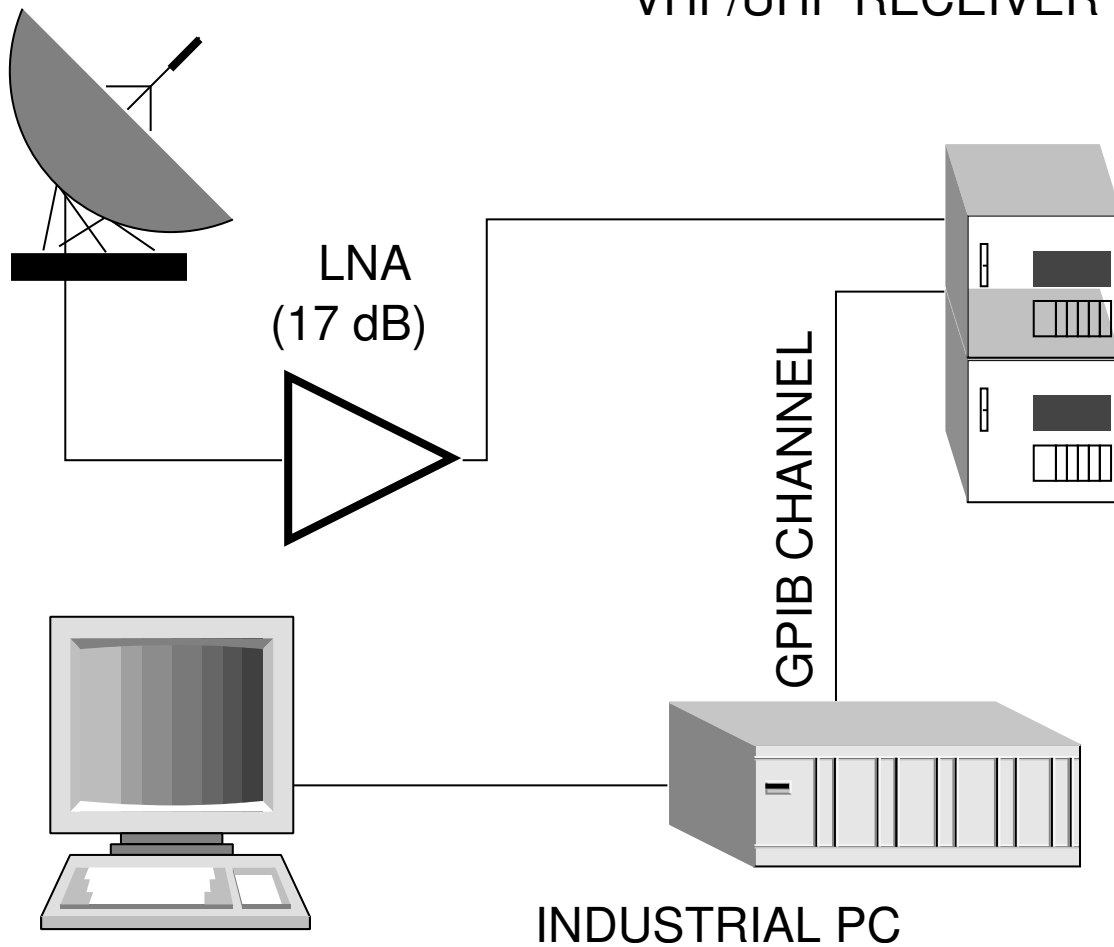


Рис. 1.10. Блок-схема комплекса по измерению помех на РАТАН-600. Результат диссертанта из работы [А3].

на рис. 1.10. Измерительный комплекс установлен на верхней точке одного из вторичных зеркал РАТАН-600.

В результате кругового обзора в горизонтальной плоскости по перекрывающимся азимутам нами обнаружены азимуты, соответствующие максимальным уровням внешнего сигнала (для радиотелескопа – помехи) в диапазонах РАТАН-600. Эти азимуты соответствуют направлениям на станцию Зеленчукская (несколько радиоцентров) и БТА.

На рис. 1.8 и рис. 1.9 показаны результаты измерений радиочастотных излучений, принятых соответственно в направлении на станцию Зеленчукская и 6-метровый оптический телескоп САО РАН.

Следует отметить, что диапазоны, в которых наблюдаются помехи на радиометрах РАТАН-600, полностью соответствуют диапазонам сигналов, пока-

занных на 1.8 и рис. 1.9.

В перспективе возможна установка данного измерительного комплекса на выходах радиометров дециметровых диапазонов с коммутацией входов приемников. Это позволит оперативно обнаруживать помеху и принимать решения по помехозащите соответствующего диапазона.

## 1.7 Выводы

- 1) Приведен анализ электромагнитной обстановки за более чем 30-летний период работы комплекса радиометров сплошного спектра РАТАН-600. Рассмотрены практические методы борьбы с помехами, применявшиеся за это время на радиотелескопе - от противопомеховых приставок к радиометрам до быстродействующих цифровых сигнальных процессоров, интегрированных в штатную систему сбора данных.
- 2) Сложная электромагнитная обстановка потребовала применения современных аппаратных и программных средств для борьбы с помехами в радиоастрономии. Представленная здесь методика частотно-временного помехоподавления показала свою эффективность и перспективность для РАТАН-600. Требуется дальнейшее совершенствование аппаратуры и алгоритмов для проведения качественных радиоастрономических наблюдений.
- 3) Анализ помеховой обстановки показывает экспоненциальное увеличение числа помех техногенного происхождения в последние 10 лет. В основном, это стационарные и мобильные средства связи, телевидение. В этой ситуации, наряду с применением эффективных технических средств борьбы с помехами, важная роль в защите радиоастрономических диапазонов должна принадлежать государственному контролю и регулированию средств связи и телерадиовещания. Ситуация требует выработки нормативных документов, регламентирующих распределение радиочастот вблизи и внутри уникального астрономического центра России.
- 4) Примененная на РАТАН-600 методика *частотно-временного помехопо-*

*давления* позволила более чем на 10 лет продлить наблюдения на радиометрах 13, 30 и 50 см. в условиях ухудшающейся помеховой обстановки.

- 5) Работы по помехозащите диапазонов РАТАН-600 привели к модернизации средств и методов регистрации радиоастрономических данных на современной аппаратно-программной основе, что обусловило дальнейшее развитие системы сбора данных и управления.
- 6) На данном этапе произошел отказ от регистрации сигналов радиометров на переменном токе и введена регистрация на постоянном токе. Это позволило начать работы по исследованию шума радиометра вида  $1/f$  и выявления его источников. Таким образом, работы по защите диапазонов от внешних помех привели в дальнейшем к работам автора по исследованию основной внутренней помехи, появляющейся в самом радиометре: *шум вида  $1/f$  радиометра полной мощности.*

## Глава 2

# Разработка Системы Сбора Данных и Управления НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ ДЛЯ проведения радиоастрономических наблюдений в континууме на радиотелескопе РАТАН-600

### 2.1 Введение

Система Сбора Данных и Управления (ССДиУ) для проведения радиоастрономических наблюдений на РАТАН-600 – это сложный, территориально распределенный аппаратно-программный комплекс <sup>1</sup>. Существовавшая на момент, предшествующий данной работе, ССДиУ для наблюдений в континууме разработана в начале 90-х годов ([В19; 9]) и с тех пор неоднократно модернизи-

---

<sup>1</sup>Основной текст и рисунки Главы 2 следуют работе Цыбулев (2011) [А1] и ее англоязычной версии [15]

ровалась. 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 ([B26; 4; 5; 12]). Результаты астрофизического применения на РАТАН-600 развиваемых диссертантом систем регистрации радиоастрономических данных приведены в работах [A5—A12; A14; A15].

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;
- 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 ([A1]) 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.

## 2.2 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.

### 2.2.1 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 вида  $1/f$  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 [1] на Рис. 2.1(а). Вследствие стандартной схемы такого приема сигналов, состав оборудования обработки сигнала радиометра по функциональности остается постоянным. Основные его компоненты:

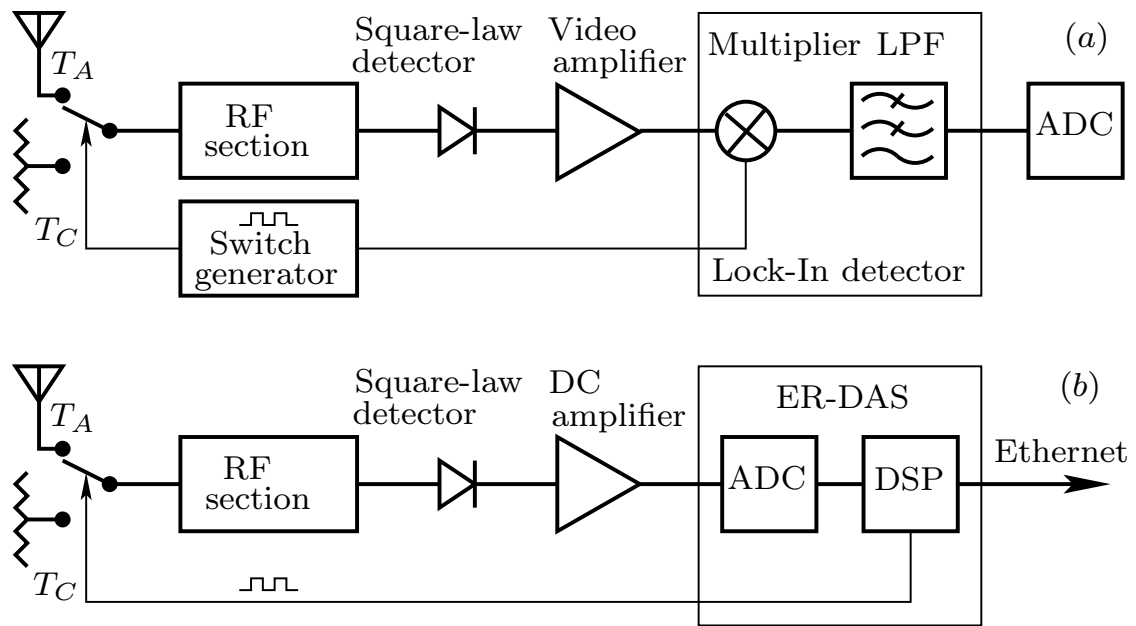


Рис. 2.1. (а) – широко известная блок-схема модуляционного радиометра Дике (*Dicke switched radiometer*). Здесь *Square-Law Detector* – Квадратичный Детектор; *LPF* (*Low-Pass Filter*) – Фильтр Низких Частот, ФНЧ; *ADC* (*Analog-to-Digital Converter*) – Аналого-Цифровой Преобразователь, АЦП; *DAS* (*Data 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 системе *ER-DAS* (*Embedded Radiometric DAS*). Здесь *DSP* – *Digital Signal Processing unit* (Цифровой Сигнальный Процессор, ЦСП). Выходная (постдетекторная) часть схемы предложена диссертантом в работе [А1].

- предварительный Усилитель Низкой Частоты (ПУНЧ, *Video amplifier* на Рис. 2.1(а));
- синхронный детектор (*Lock-In detector* на Рис. 2.1(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 видео усилитель, 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. 2.1(а) (блок под названием Lock-In detector). Для модуляции применяется прямоугольный сигнал типа “меандр”, с равными длительностями “высокого” и “низкого” уровней с периодом  $\sim 1 \div 10$  миллисекунд. На входе радиометра данный сигнал управляет электронным переключателем, а в *синхронном детекторе* производится синхронное умножение модулированного сигнала радиометра на  $\pm 1$ .

Долгое время *синхронный детектор* (СД) был полностью *аналоговым* устройством обработки сигнала (АСД), 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 параметров 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 [А3; В26; 4], 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 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.

### 2.2.2 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. Кроме того, разработка оборудования, предназначенного для радионаблюдений в континууме, требует точного описания сигналов и шумов в применяющихся типах радиометров. Достаточно детальное описание применяющихся на РАТАН-600 радиометрических схем и их характеристики представлены в приложениях А, В и С.

Требования к новой системе таковы:

- 1) аналоговый тракт обработки сигнала должен быть построен на основе прецизионных УПТ;
- 2) оцифровка сигнала перед ЦСД должна производиться с достаточно высокой скоростью, чтобы пропустить требуемое количество гармоник частоты модуляции, а также для возможности удаления некоторых видов помех, например – импульсных;

- 3) наличие в тракте аналоговой обработки сигнала (перед АЦП) высококачественного ФНЧ для защиты от *наложения частот* (*anti-aliasing filter*) перед оцифровкой сигнала радиометра;
- 4) Аналого-Цифровой Преобразователь должен располагаться как можно ближе к выходу радиометра для исключения влияния электромагнитных помех на тракт передачи сигнала;
- 5) обязательная гальваническая изоляция АЦП от ЦСД для исключения влияния помех от импульсной цифровой системы на прецизионные измерения;
- 6) ССДиУ радиометрической системы должна быть встраиваемой в саму радиометрическую систему. При этом радиометры самостоятельно оцифровывают и обрабатывают свои сигналы;
- 7) 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. 2.1(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. 2.1(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*.

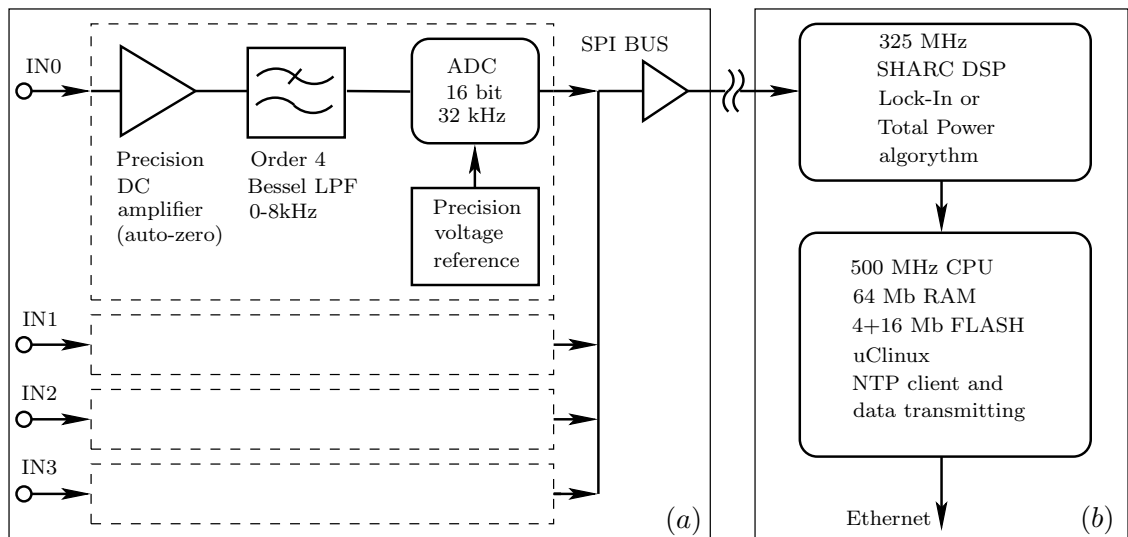


Рис. 2.2. Блок-схема ER-DAS. Схема реализована в виде двух отдельных, гальванически изолированных подсистем: (a) – аналого-цифровая подсистема; (b) – подсистема ЦОС и коммуникаций. Результат диссертанта из работы [A1].

### 2.2.3 Реализация ССДиУ радиометрической системы – ER-DAS

Блок-схема реализации ER-DAS показана на Рис. 2.2. 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 (такая характеристика нужна для оптимальной передачи сигналов типа *меандр*) на частоту около 8 кГц. 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:

$$V = kBG\gamma \left[ \frac{T_a}{L} + T_0 \left( 1 - \frac{1}{L} \right) + T_r \right] + V_0(t), \quad (2.1)$$

где  $k$  – постоянная Больцмана,  $B$  – ширина СВЧ-полосы радиометра,  $G$  – его полное СВЧ-усиление,  $\gamma$  – 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 (без входных трактов),  $V_0(t)$  – *паразитное смещение* напряжения, возникшее в измерительной системе (после квадратичного детектора). В то время как первое слагаемое в (2.1) 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 ( $\sim 14 \text{ kHz}$ ). Это прецизионные ОУ с очень малым собственным смещением нуля и с предельно низким температурным дрейфом (более чем на 2 порядка ниже чем у лучших традиционных ОУ). Такая точность позволяет произвести калибровку нуля всего аналогового тракта 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  $0.6 \mu V/^{\circ}C$ . *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  $1^{\circ}C$  составляет  $(0.6 \mu V/^{\circ}C \cdot 470000 mK)/5000 \mu V = 56.4 mK/^{\circ}C$  (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  $2 nV/^{\circ}C$ , что соответствует  $188 \mu K/^{\circ}C$ ! 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. 2.3. 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 ( $< 0.01 Hz$ ) обусловлен не самим измеряемым усилителем, а источником постоянного напряжения на входе обоих усилителей (см. измерительную схему на Рис. 2.3(a)).

Таким образом, применение новой элементной базы позволяет стабилизировать нуль измерительной системы во времени, так что абсолютная погрешность измерений  $V_0$  в формуле (2.1) становится практически постоянной. Это обстоятельство позволяет измерить величину  $V_0$  и вычесть ее из измеряемого напря-

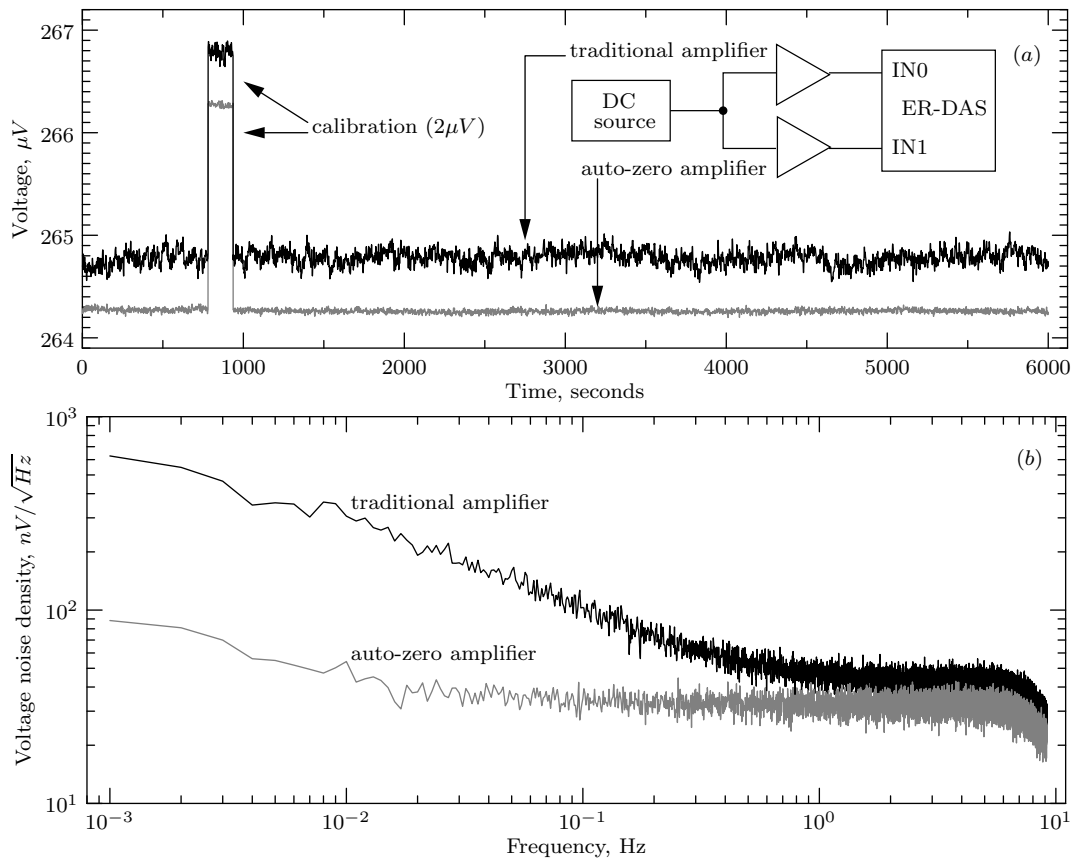


Рис. 2.3. Сравнение Усилителя Постоянного Тока (УПТ), построенного на обычных Операционных Усилителях (ОУ) и УПТ с *auto-zero* ОУ. (а) – сигналы. Черным цветом показан сигнал УПТ, построенного с применением обычного ОУ, серым - УПТ с *auto-zero* ОУ. Здесь же показана блок схема измерения. Одновременная 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)). Результат диссертанта из работы [A1].

жения (калибровка измерительной системы по постоянной составляющей).

Необходимо отметить следующие особенности реализации ER-DAS:

- 1) в тракте нормирования сигнала с *auto-zero* ОУ все активные цепи не вносят шум вида  $1/f^\alpha$  в измеряемый сигнал, см. Рис. 2.3 (а) и (б), 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  $\delta G/G$ ;

- 2) весь измерительный аналоговый тракт от выхода *квадратичного детектора* до 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 *auto-zero* построены по технологии *rail-to-rail* (аккуратно измеряют сигнал от одной шины питания до другой), и имеют минимально возможное собственное смещение нуля ( $\sim 2 \mu V$ );
- 3) тракт нормирования сигнала вместе с АЦП (Рис. 2.2) 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;
- 4) оцифрованные данные каналов передаются в подсистему ЦОС и коммуникаций по дифференциальным линиям. Возможно удаление подсистемы ЦОС от выхода радиометра на расстояние до 7 метров;
- 5) *процессор ЦОС*, принимающий и обрабатывающий данные радиометров, работает в однозадачном режиме, что позволяет достичь минимально возможного времени реакции на события и поступающие данные;
- 6) *коммуникационный процессор* работает под управлением встраиваемой ОС uClinux [16], и имеет энергонезависимую память для хранения и загрузки как самой ОС, так и набора прикладного ПО.

## 2.3 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*).



### 2.3.1 Комплект программного обеспечения ER-DAS

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

#### ПО процессора ЦОС

Процессор ЦОС обрабатывает в масштабе реального времени одновременно данные 4-х радиометров. Последовательные этапы обработки данных одного радиометра показаны на Рис. 2.4. 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 радиомет-

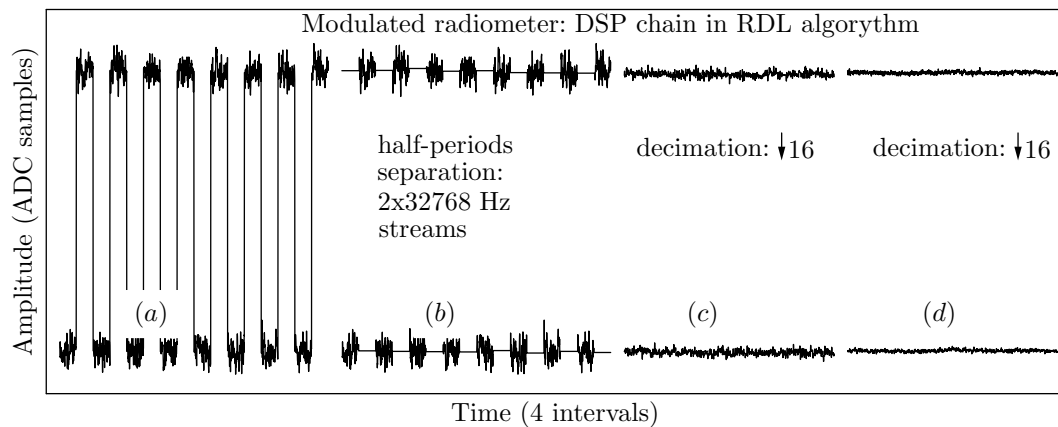


Рис. 2.4. Алгоритм RDL (*Radiometric Digital Lock-in*) в действии. Результат диссертанта из работы [A1].

ра, оцифрованный в аналоговой подсистеме (Рис. 2.4(a)), 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. 2.4(b). 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 Hz), так что суммарное количество таких

каналов для одной системы ER-DAS равно 8-ми.

Следующие 2 этапа цифровой обработки – это 2 последовательно включенных узла *децимации* (прореживания) сигналов (Рис. 2.4(c,d)). 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 *дециматорах* 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 ( $\approx 14\text{ kHz}$ ), гармоник частоты питающей электросети, и гармоник частоты модулирующего сигнала. Последние подавляются наиболее эффективно, так как частота модуляции и частоты работы *дециматоров* 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 децимация введена в связи с высоким усилением ИГФ (при децимации  $\times 16$  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. [17]. Общее усиление при двукратной децимации здесь равно  $32 \cdot 32 = 1024$ . При высоком уровне входных сигналов (например, радиопомехи) между двумя каскадами децимации можно включить программный аттенюатор 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 пост-обработке наблюдаемых данных. Результатом такой работы является наличие дополнительной (относительно модуляционного радиометра) информации в виде сигналов отдельных полупериодов модуляции. Эти сигналы соответствуют 2-м *радиомет-*

*рам 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.

### **Комплект ПО коммуникационного процессора**

ПО *коммуникационного процессора* включает в себя:

- 1) начальный загрузчик – U-Boot [16];
- 2) встраиваемую ОС – uClinux [16] с поддержкой 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;
- 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.

### **2.3.2 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 регистрация данных по единой наблюдательной или измерительной программе;
- 3) предварительная обработка данных для подготовки размещения их в наблюдательном архиве в формате RATAN-FLEX (RFLEX) [B16]. Данный формат является адаптированной для РАТАН-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 РАТАН-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.

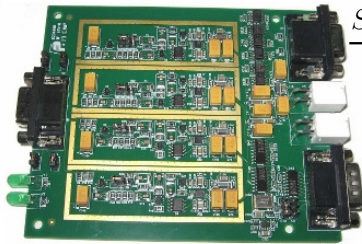
Во время работы ССДиУ принимает (с авторизацией и проверкой прав доступа) запросы от пользователей на установку/отмену наблюдательной программы, состоящей из описания последовательности требуемых наблюдений. ССДиУ проводит наблюдения согласно расписанию. Каждое проведенное наблюдение после автоматической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

## 2.4 Выводы

- 1) В результате проведенной работы разработана и внедрена в штатную эксплуатацию на РАТАН-600 новая встраиваемая *система сбора данных и управления для радиометров* – ER-DAS (Рис 2.5). Предельно низкий собственный шум (на данный момент  $\sim 7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ) и плоский спектр шума данной измерительной системы (рекордная долговременная стабильность из за отсутствия шума вида  $1/f$ ) 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.
- 2) Разработано и внедрено в штатную работу программное обеспечение *системы сбора данных радиометрического комплекса*. Данный комплект ПО прошел успешное испытание в течение 1 года суммарной работы в проекте “Космологический Ген Вселенной” [18], в составе одного из измерительных комплексов РАТАН-600 (“облучатель тип 2”, радиометрическая система МАРС-3) и показал высокую надежность, гибкость и простоту в эксплуатации.
- 3) В настоящее время новая измерительная система ER-DAS стала основой для построения ССДиУ всех комплексов радиометров континуума (“Облучатели тип 1, 2 и 3”). На всех указанных приемных комплексах в 2013 году завершена модернизация ССЛbЕ на новой единой аппаратной и программной основе, и в настоящее время все системы работают по наблюдательным программам РАТАН-600 в штатном режиме.

**DC Precision ADC module**

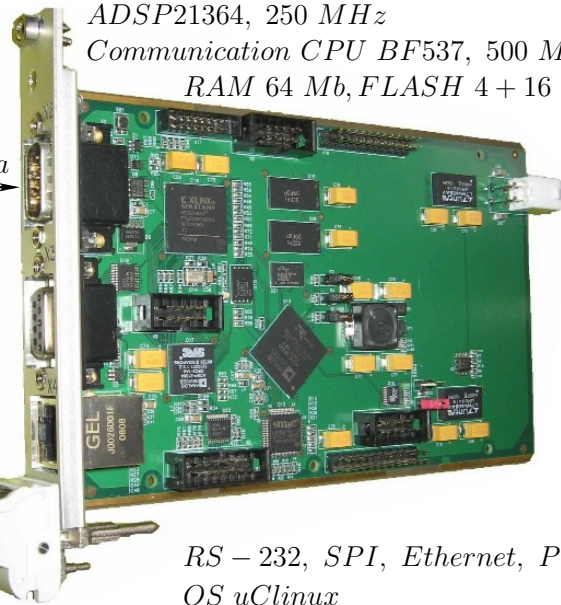
*Gain : 2, 20; ADC range 0 – 2.048 V  
 Order 4 Bessel LPF 0 – 8 KHz  
 4 16 bit ADCs, sampling rate 32 KHz  
 3 Auto – Zero OpAmps/channel  
 (AD8628)*



*Sampled data* →

**DSP and communication module**

*SHARC floating point DSP  
 ADSP21364, 250 MHz  
 Communication CPU BF537, 500 MHz  
 RAM 64 Mb, FLASH 4 + 16 Mb*

**Embedded Radiometric Data Acquisition System (ER-DAS)**

*RS – 232, SPI, Ethernet, PIO  
 OS uClinux*

Рис. 2.5. Разработанная и внедренная диссертантом в круглосуточные наблюдения на 30 радиометрах РАТАН-600 измерительная система ER-DAS. Результат диссертанта из работы [A1].

## Глава 3

# Применение новой измерительной системы

### 3.1 Наблюдения

На Рис. 3.1 приведен пример наблюдения радиоисточника ЗС84 на радиометре комплекса МАРС-3 [А4], центральная частота 30 ГГц, ширина СВЧ полосы  $B = 5 \text{ GHz}$ <sup>1</sup>.

Пары сигналов на Рис. 3.1(а,б) соответствуют отдельным полупериодам модуляции *радиометра с диаграммной модуляцией*, блок-схема которого приведена на Рис. 3.1(а). Это выходные сигналы алгоритма RDL (см. выше), в которых частота следования отсчетов данных дополнительно понижена *децимацией* до  $\approx 20 \text{ Hz}$  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. 3.1(б) показан фрагмент записи Рис. 3.1(а), соответствующий участку радиоисточника. 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 им-*

---

<sup>1</sup>Основной текст и рисунки этого и следующего параграфа следуют работе Цыбулев (2011) [А1] и ее англоязычной версии [15]

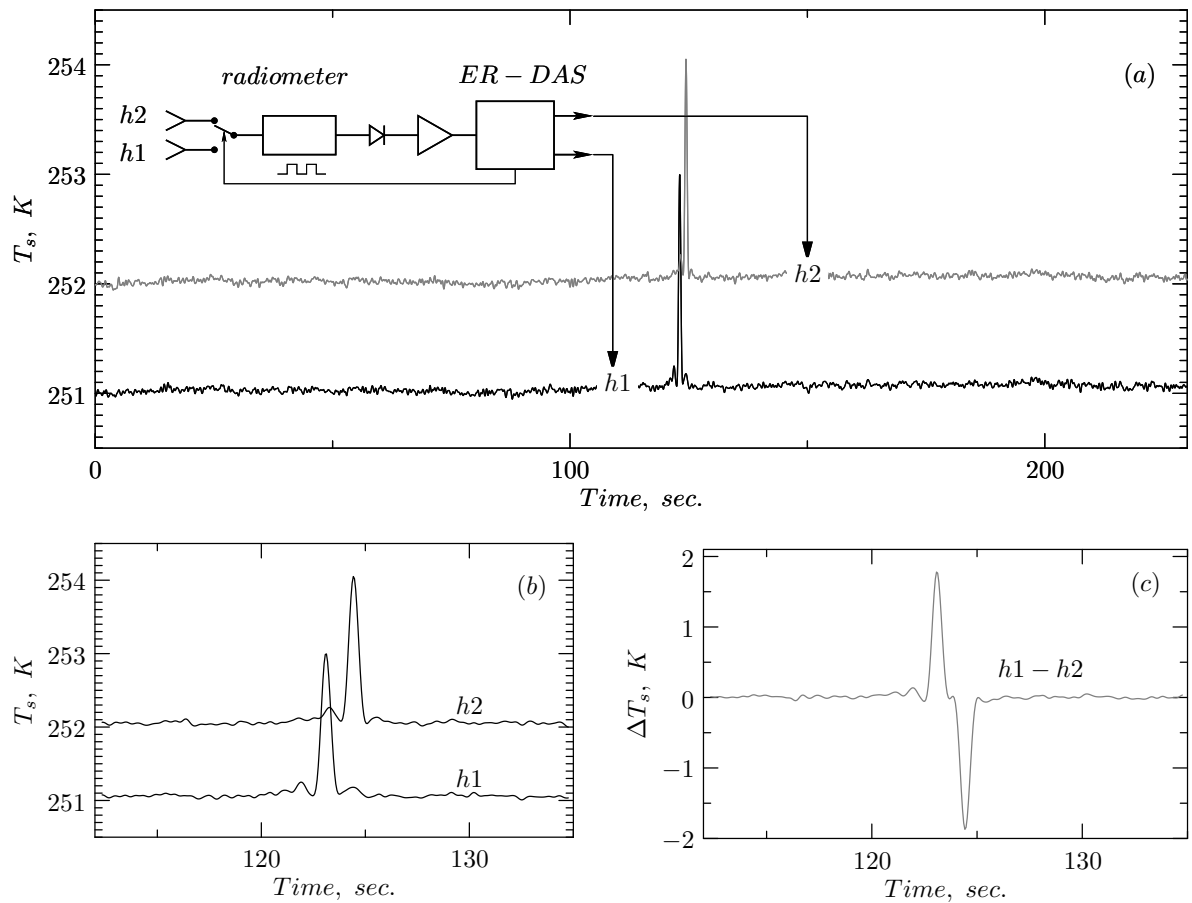


Рис. 3.1. Запись прохождения радиисточника 3C84 через неподвижную диаграмму направленности РАТАН-600 на волне 30 ГГц (СВЧ полоса 5 ГГц). (а) – исходная запись 2-х отдельных полупериодов модуляции, соответствующих 2-м разнесенным первичным облучателям  $h1$  и  $h2$  радиометра. (б) – фрагмент записи (а) с радиисточником. (с) – результат вычитания записей отдельных полупериодов: радиометр с диаграммной модуляцией. Результат диссертанта из работы [А1].

пульсной 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 задержки* в фильтре, вследствие чего радиисточник не искажается и не смещается по оси времени. Это сделано путем двукратной фильтрации с помощью данного БИХ фильтра 4-го порядка, причем перед второй фильтрацией сигнал обращен во времени, как описано, например, в [17].

На Рис. 3.1(а) 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. 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 ( $\approx 1\text{ K}$ ) обусловлена разностью потерь в отдельных входных трактах на входе радиометра перед волноводным коммутатором сигналов (см. блок-схему на Рис. 3.1(а)).

Завершение операции *синхронного детектирования* сигнала модуляционного радиометра показано на Рис. 3.1(с). Данная операция произведена в процессе пост-обработки данных путем вычитания сигналов, показанных на Рис. 3.1(б) (среднее значение  $\approx 1\text{ K}$ , 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, возникших в радиометре, так и флуктуаций радиоизлучения атмосферы на данной длине волны. Конечно, степень подавления указанных шумов определяется разностью потерь во входных трактах такого радиометра.

## 3.2 Измерения шума вида $1/f$ радиометра

Одной из важных характеристик радиометра является амплитуда флуктуаций вида  $1/f$  в режиме *радиометра полной мощности*. Считается ([19]), что источником шума этого вида являются флуктуации усиления в радиометре. Уточнение данных по этим флуктуациям в современных радиометрах 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, [20], или [21]):

$$\Delta T = T_s \sqrt{\frac{2\Delta F}{B} + \left(\frac{\delta G}{G}\right)^2}. \quad (3.1)$$

Здесь  $\Delta F$  – 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,  $\Delta T$  – Средне-Квадратичное Отклонение (СКО) флуктуаций шумовой температуры, зарегистрированное на выходе радиометра,  $G$  и  $\delta G$  – усиление радиометра и его вариации соответственно. Тогда, для относительных флуктуаций мощности шума можно записать:

$$\left(\frac{\Delta T}{T_s}\right)^2 = \frac{2\Delta F}{B} + \left(\frac{\delta G}{G}\right)^2 = \left(\frac{\Delta T_w}{T_s}\right)^2 + \left(\frac{\delta G}{G}\right)^2, \quad (3.2)$$

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 (3.1) можно записать в виде интегралов соответствующих спектральных плотностей. Тогда для *белой* компоненты имеем:

$$\left(\frac{\Delta T_w}{T_s}\right)^2 = \frac{2\Delta F}{B} = \frac{2}{B} \int_{F_1}^{F_2} df \quad (3.3)$$

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

Как известно, спектр флуктуаций коэффициента усиления радиометра имеет вид  $A/f^\alpha$ , например [20]. 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:

$$\left(\frac{\delta G}{G}\right)^2 = A \int_{F_1}^{F_2} \frac{1}{f^\alpha} df, \quad (3.4)$$

и с учетом (3.2) и (3.3) получим:

$$\left(\frac{\Delta T}{T_s}\right)^2 = \int_{F_1}^{F_2} \left(\frac{2}{B} + \frac{A}{f^\alpha}\right) df = \int_{F_1}^{F_2} S(f) df, \quad (3.5)$$

где введено обозначение

$$S(f) = \frac{2}{B} + \frac{A}{f^\alpha}. \quad (3.6)$$

Дополнительно обозначим:

$$S_w = \frac{2}{B} = \text{const}, \quad (3.7)$$

$$S_g(f) = \frac{A}{f^\alpha}. \quad (3.8)$$

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 –  $[1/Hz]$ . Такова же размерность и параметра  $A$  в формуле для  $S_g(f)$ . Видно, что  $A \equiv A/f^\alpha$  при  $f = 1 \text{ Hz}$  ( $\alpha > 0$ ).

Из (3.5) 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 (3.3) и (3.4).

Система ER-DAS позволяет производить измерения флуктуаций усиления в режиме *радиометра 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 (3.6) с достаточно высокой точностью.

На Рис. 3.2 показаны последовательные этапы практической оценки параметров функции  $S_g(f)$  (см. формулу 3.8):

- 1) Рис. 3.2(а) – 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 [22]). Полное время лабораторных наблюдений при практически постоянных условиях для каждого значения  $T_s$  составляло  $\sim 16$  часов, так

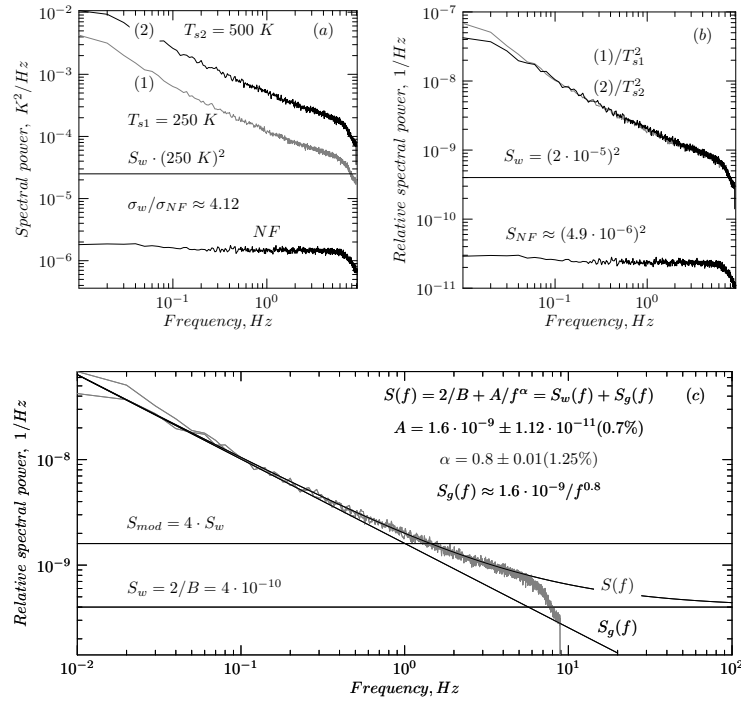


Рис. 3.2. Оценка флуктуаций коэффициента усиления радиометра полной мощности для одного из приемников прямого усиления радиометрической системы МАРС-3 РАТАН-600. Эквивалентная рабочая шумовая температура системы радиотелескоп+радиометр  $T_s = 250\text{ K}$ , ширина СВЧ-полосы  $B = 5\text{ GHz}$ . (а) – оценки СПМ для флуктуаций эквивалентной шумовой температуры радиометра с  $T_{s1} = 250\text{ K}$  (кривая (1)), и  $T_{s2} = 500\text{ K}$  (кривая (2)). Уровень  $S_w \cdot (250\text{ K})^2$  соответствует СПМ для идеального радиометра полной мощности с  $T_s = 250\text{ K}$  и шириной СВЧ полосы, равной  $B$  (см. выше),  $S_w = 2/B$ .  $NF$  – Noise Floor – уровень собственных шумов измерительной системы. (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,  $S_{NF}$ . (с) – аппроксимация спектров (б) функцией  $S(f)$ . После оценки параметров  $\alpha$  и  $A$  построен спектр флуктуаций коэффициента усиления радиометра (прямая  $S_g(f)$ ). Здесь  $S_{mod}$  – уровень относительной СПМ для соответствующего модуляционного радиометра.

Результат диссертанта из работы [A1].

что суммарное количество спектров, усредненных для получения каждой сглаженной оценки СПМ, равно 1152;

- 2) Рис. 3.2(б) – относительные СПМ, полученные из оценок СПМ, показанных на Рис. 3.2(а), 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) аппроксимация оценок СПМ относительных флуктуаций функцией вида (3.6) для интервала частот  $0.04 - 4 \text{ Hz}$  показана на рис. 3.2(с) (параметры  $\alpha, A$ ); 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 (3.6).

Таким образом, для исследуемого радиометра получено:  $A = 1.6 \cdot 10^{-9} \pm 1.12 \cdot 10^{-11} (0.7\%)$ ,  $\alpha = 0.8 \pm 0.01 (1.25\%)$ . Данный результат сравним с результатами, полученными в NRAO для радиометра диапазона 46 ГГц, построенного с применением HEMT (High Electron Mobility Transistor), [10]:  $A = 1.2 \cdot 10^{-8}$ ,  $\alpha = 0.9$ . 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 [23]:  $A = 2.1 \cdot 10^{-10}$ ,  $\alpha = 1.25$ .

Погрешности для параметров  $\alpha$  и  $A$  приведены только с учетом ошибки аппроксимации СПМ. Такие малые значения погрешностей достигнуты благодаря построению *сглаженной оценки* СПМ с относительной погрешностью  $\approx 6\%$ . По-видимому, окончательная погрешность для параметра  $\alpha$  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  $2 \div 4$  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 (3.6). Поскольку

$$\int_{F_1}^{F_2} \frac{1}{f^\alpha} df = \begin{cases} \ln \frac{F_2}{F_1} & \alpha = 1 \\ \frac{F_2^{1-\alpha}}{1-\alpha} - \frac{F_1^{1-\alpha}}{1-\alpha} & \alpha \neq 1, \end{cases} \quad (3.9)$$

то при  $\alpha = 0.8$  интегрирование функции  $S(f)$  в виде (3.6) дает:

$$\int_{F_1}^{F_2} S(f)df = \frac{2}{B}(F_2 - F_1) + \frac{A}{0.2}(F_2^{0.2} - F_1^{0.2}). \quad (3.10)$$

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 3.1. Здесь

$$\Delta T_w = T_s \sqrt{\frac{2(F_2 - F_1)}{B}}, \quad (3.11)$$

$$\Delta T_g = T_s \frac{\delta G}{G}, \quad (3.12)$$

$$\Delta T = T_s \int_{F_1}^{F_2} S(f)df = \sqrt{\Delta T_w^2 + \Delta T_g^2}, \quad (3.13)$$

где  $\delta G/G$  описывается выражением (3.4). Необходимо отметить достаточно высокий вклад  $\Delta T_g$  в суммарную оценку флуктуаций  $\Delta T$  в сравнении с *белой* компонентой шума  $\Delta T_w$ . 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 3.1 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  $A/f^\alpha$ . 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  $\alpha, A$ , можно смоделировать достаточно длинные реализации шума вида  $A/f^\alpha$  с разными показателями степени  $\alpha$ . В данной работе проведено такое моделирование, используя программу для среды Matlab –

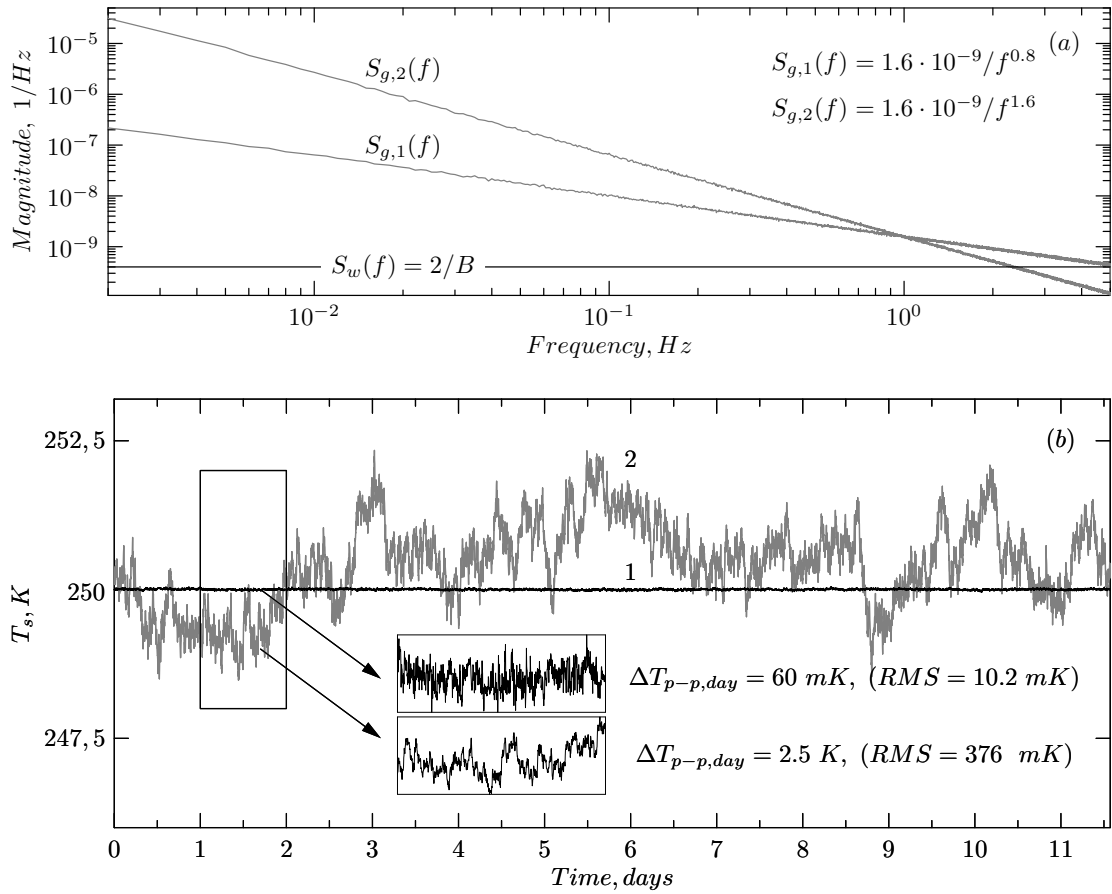


Рис. 3.3. Моделирование поведения 2-х разных радиометров 1 и 2 (соответствующих разным спектрам флуктуаций коэффициента усиления  $S_{g,1}(f)$  и  $S_{g,2}(f)$ ) за 11.5 дней. Параметры моделей:  $T_s = 250 \text{ K}$ ,  $B = 5 \text{ GHz}$ , 2 варианта шума вида  $A/f^\alpha$ , где  $\alpha = 0.8$  и  $\alpha = 1.6$ ,  $A = 1.6 \cdot 10^{-9}$ . (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 “peak-peak” за 1 день. (Более детально см. в тексте). Данные флуктуации вычислялись в полосе частот  $1.16 \cdot 10^{-5} \text{ Hz} - 0.005 \text{ GHz}$ . Результат диссертанта из работы [A1].

powernoise.m, разработанную в составе ПО для распознавания речи [24]. С помощью указанной программы сгенерированы 2 различных реализации шума с относительной СПМ вида  $A/f^\alpha$  (см. Рис. 3.3) с одной и той же амплитудой  $A = 1.6 \cdot 10^{-9}$  и двумя различными показателями степени  $\alpha$ :  $\alpha = 0.8$  ( $S_{g,1}(f)$ ), 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. 3.3(a), для радиометра с СВЧ полосой  $B = 5 \cdot 10^9 \text{ GHz}$  (как для упоминавшегося выше радиометра комплек-

са 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  $T_s = 250\text{ K}$ , что дает 2 реализации смоделированных шумов 2-х радиометров.

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

Таблица 3.1. *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. Результат диссертанта из работы [A1].*

| $F1$<br>Hz | $F2$<br>Hz | $\Delta T_w/T_s$<br>$\times 10^{-5}$ | $\delta G/G$<br>$\times 10^{-5}$ | $\Delta T_w$<br>mK | $\Delta T_g$<br>mK | $\Delta T$<br>mK | $\Delta T/\Delta T_w$ | Примечание                              |
|------------|------------|--------------------------------------|----------------------------------|--------------------|--------------------|------------------|-----------------------|-----------------------------------------|
| 0          | 1          | 2.00                                 | 8.94                             | 5.0                | 22.4               | 22.9             | 4.58                  | $\Delta F = F2 - F1 = 1\text{ Hz}$      |
| 0          | 0.25       | 1.00                                 | 7.78                             | 2.5                | 19.5               | 19.7             | 7.88                  | $\Delta F = 1/4\tau, \tau = 1\text{ s}$ |
| 0.2        | 2          | 2.76                                 | 6.44                             | 6.89               | 16.1               | 17.5             | 2.33                  | точечные источники                      |
| 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                     |



### 3.3 Радиометр Дике без аппаратной балансировки

Схема радиометра Дике (Рис. С.2, см. Приложение С) предназначена для устранения влияния флуктуаций усиления в радиометре на радиометрические измерения. Вкратце остановимся на влиянии флуктуаций усиления в *радиометре полной мощности* (РПМ) и в *радиометре Дике*.

Как известно (см. например, [19]), СКО флуктуаций, вызванных только нестабильностью усиления, для РПМ будет:

$$\delta T_{s,TPW} = T_s \frac{\delta G}{G_0}, \quad (3.14)$$

а в радиометре Дике эти флуктуации записываются как

$$\delta T_{s,MOD} = (T_{s1} - T_{s2}) \frac{\delta G}{G_0} = (T_a - T_c) \frac{\delta G}{G_0}, \quad (3.15)$$

где  $\delta G$  - СКО флуктуаций усиления в модели  $G = G_0 + \Delta G$  ( $\Delta G$  - приращения усиления),  $T_{s1}$  и  $T_{s2}$  - Эквивалентные Шумовые Температуры (ЭШТ) в полупериодах, когда радиометр принимает сигнал от антенны ( $T_a$ ) и от нагрузки сравнения (comparison load,  $T_c$ ).

#### 3.3.1 Балансировка в стандартной схеме радиометра Дике

При стандартных наблюдениях с помощью модуляционного радиометра **регистрируется всегда только разность  $T_a - T_c$** , Физически эту разность непрерывно измеряет устройство на выходе модуляционного радиометра - *синхронный детектор*.

Из формулы 3.15 видно, что влияние флуктуаций усиления в модуляционном радиометре исчезает при равенстве температур  $T_{s1} = T_{s2}$ , или, что то же самое,  $T_a = T_c$  (при этом  $\delta T_{s,MOD} = 0$ ). При этом, температуру  $T_c$  с помощью аппаратуры увеличивают или уменьшают до выполнения данного равенства (**балансировка радиометра Дике**).

Необходимо отметить, что балансировку радиометра Дике необходимо выполнять перед проведением наблюдения (для чего требуется определенное вре-

мя, забираемое из наблюдательных программ), и требуется наличие в радиометре специальной аппаратуры балансировки, а в системе управления таким радиометром необходимо наличие программного обеспечения (ПО) автоматической аппаратной балансировки радиометра. Наличие дополнительного оборудования и ПО удорожает радиометр и является источником возможных сбоев и поломок, а также может быть источником дополнительных нестабильностей при нормальной работе радиометра. Все это недостатки, которые могут ухудшать как наблюдательный материал так и эксплуатационные характеристики радиометра.

### 3.3.2 Программная балансировка радиометра Дике

Перечисленных в предыдущем параграфе недостатков можно полностью избежать. Для этого выходная низкочастотная (НЧ) часть радиометра должна быть изменена, чтобы выполнялись 2 условия:

- 1) возможность раздельной записи полупериодов модуляции, как отдельных информационных каналов;
- 2) возможность непрерывного знания **нуля измерительной части радиометра**, (это напряжение  $V_0(t)$  в формуле 2.1, Глава 3).

ба этих условия полностью выполнены в новой измерительной системе ER-DAS (см. Главу 2). В результате введен в штатную работу метод программной балансировки радиометра. Суть и практическая работа метода проиллюстрированы на Рис. 3.4. Фактически – это наблюдение на несбалансированном (а точнее – сильно разбалансированном) радиометре. В полупериоде нагрузки сравнения использовалась чернотельная нагрузка с ЭШТ (эквивалентной шумовой температурой)  $T_c \approx 291\text{ K}$ . Конструкция радиометра выполнялась с учетом возможности калибровки по чернотельной нагрузке при температурах окружающей среды, так что детектор радиометра работает в квадратичной области при такой температуре на входе. Температуры системы в два полупериода модуляции отличались более чем в 3 раза.

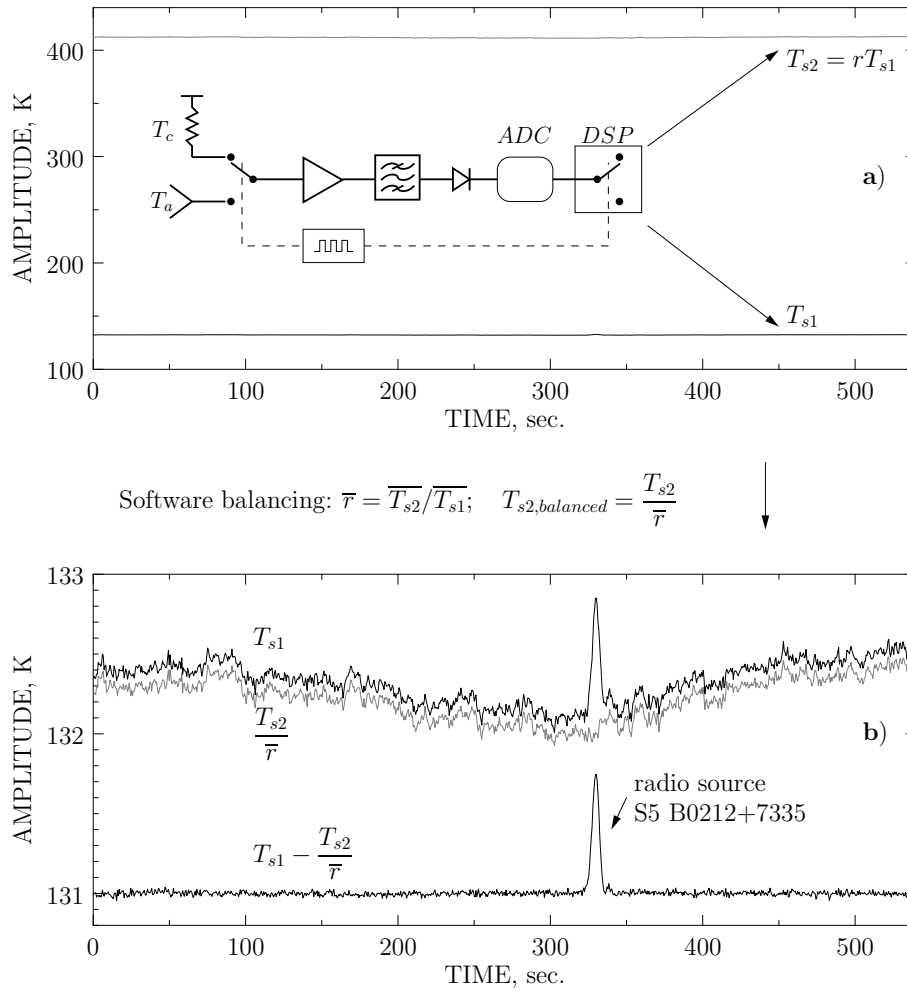


Рис. 3.4. Практическая реализация метода программной балансировки радиометра Дике. **а)** – две исходных записи, соответствующие температурам системы в 2 полу периода модуляции. Здесь  $ADC$  – аналого-цифровой преобразователь,  $DSP$  – цифровой сигнальный процессор. **б)** – программная балансировка и получение результата работы модуляционного радиометра. Сигнал основного полупериода,  $T_{s1}$  и опорного сбалансированного  $T_{s2}/r$  совмещены полностью (но для наглядности на график нанесены с небольшим смещением). Результат вычитания (сигнал  $T_{s1} - T_{s2}/r$ ) также смещен на величину 131 K от нуля для сравнения с сигналами в отдельные полупериоды модуляции. Это результирующий сигнал модуляционного радиометра Дике с программной балансировкой. Результат диссертанта из работы [B48], на защиту не выносится.

### 3.4 Выводы

- 1) 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. В этом и состоит суть метода ОЦСД (*отложенного цифрового синхронного детектирования*). Такой режим наблюдений уже применялся ранее на РАТАН-600 в измерительном комплексе радиометрической системы МАРС-3, однако абсолютная точность 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.

- 2) 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. 3.1(а,б). 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*.
- 3) Измерены флуктуации вида  $1/f$  одного из радиометров МАРС-3 (диапазон 30 ГГц). Здесь необходимо отметить, что в качестве нижнего предела интегрирования в формуле (3.4) 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 3.1 как раз соответствуют случаю очень длительного наблюдения за выходным сигналом радиометра с флуктуациями коэффициента усиления  $\sim 1/f^{0.8}$ , причем  $\delta G/G < 10^{-4}$ . Этот результат заметно лучше чем у радиометров в 70-х – 80-х годах XX века, когда до-

стигались стабильности порядка  $0.1\% - 1\%$  в час, как, например, в [20]. Кроме того, у радиометров, построенных на элементной базе предыдущих поколений параметр  $\alpha$  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.

- 4) Произведено моделирование сигналов двух радиометров с различными флуктуациями вида  $1/f$ , см. Рис. 3.3. 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.
- 5) 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.
- 6) Измеренные параметры шума вида  $A/f^\alpha$  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* ма-

лошумящего входного усилителя. Все еще не ясен *относительный вклад квадратичного детектора* в общий измеренный шум вида  $A/f^\alpha$ . Все эти вопросы являются предметом дальнейшего изучения.

7) Новая архитектура ССДиУ и методика измерения сигналов радиометров способны изменить конструкцию самого радиометра, что наглядно продемонстрировано внедрением нового метода <sup>2</sup> – “программная балансировка радиометра”. Применение данного метода позволяет полностью исключить все недостатки стандартной балансировки Радиометра Дике. Достоинствами нового метода являются:

- постоянный прямой контроль температуры системы радиотелескоп + радиометр, так как сигналы отдельных полупериодов – это практически сигналы соответствующих радиометров полной мощности;
- исключение аппаратуры балансировки из схемы радиометра с одновременным улучшением стабильности измерений и эксплуатационных характеристик;
- исключение процедуры подготовки радиометров к наблюдению (собственно саму балансировку, теперь она уже требует доли времени из общего времени наблюдательной программы).

---

<sup>2</sup>Данный метод представлялся на Всероссийской Астрономической Конференции ВАК-2013 и еще не опубликован в рецензируемом издании. На защиту не выносится.

## Глава 4

# Шум вида $1/f$ в радиометре ПОЛНОЙ МОЩНОСТИ

### 4.1 Введение

Основная цель данной работы – изучение составляющих вида  $1/f$  в современном радиометре полной мощности <sup>1</sup>.

Как известно [1; 19], основным источником шума вида  $1/f$  в радиометре полной мощности являются флуктуации коэффициента усиления. Для их устранения R. Dicke в 1946-м году предложил схему модуляционного способа приема для проведения радиоастрономических наблюдений. На сегодняшний день элементная база радиометров полностью изменилась. Одна из целей данной работы - выяснить, изменился ли шум вида  $1/f$  в современном радиометре полной мощности?

На РАТАН-600 введена в работу новая система регистрации данных для наблюдений в континууме [A1]. Отличительной ее особенностью, важной для исследований шума вида  $1/f$ , является тот факт, что новая измерительная система (ИС) не вносит шума данного вида в результат измерений (точнее - этим шумом от измерительной системы можно пренебречь). Тогда измеренный шум вида  $1/f$  полностью относится к самому радиометру (от его входа до квадратичного детектора включительно).

Новая система регистрации данных, описанная в работе [A1], включает в

---

<sup>1</sup>Основной текст и рисунки Главы 4 следуют работе Цыбулев (2014) [A2] и ее англоязычной версии [25]

себя предварительный усилитель низкой частоты (ПУНЧ, Preamplifier), установленный сразу после квадратичного детектора, активный фильтр нижних частот (ФНЧ) и аналого-цифровой преобразователь (АЦП). В ПУНЧ и ФНЧ применены операционные усилители только одного типа: с предельно низкими шумами и с автокоррекцией нуля (auto-zero amplifier).

С помощью данной измерительной системы диссертантом проведен лабораторный эксперимент, в результате которого обнаружено, что **применение детектора на туннельном (обращенном) диоде приводит к резкому снижению шума вида  $1/f$  по сравнению с применением детектора на диоде Шоттки.**

## 4.2 Схема лабораторного эксперимента и результаты

В лаборатории эксперимент проводился по схеме, показанной на Рис. 4.1(а) на 3-х разных неохлаждаемых радиометрах РАТАН-600, построенных по схеме “приемника прямого усиления” с усилителями модельного ряда MALN (НПФ Микран, г. Томск, Россия):

- 1) центральная частота  $f_0 = 11.2 \text{ GHz}$ , ширина СВЧ-полосы  $B = 1.15 \text{ GHz}$ , эквивалентная шумовая температура приемника  $T_r \approx 55 \text{ K}$ , усилители – 2 модуля MALN 109117;
- 2)  $f_0 = 8.2 \text{ GHz}$ ,  $B = 1.0 \text{ GHz}$ ,  $T_r \approx 84 \text{ K}$ , усилители – MALN-079087-12 и MALN-079084-4;
- 3)  $f_0 = 4.8 \text{ GHz}$ ,  $B = 0.8 \text{ GHz}$ ,  $T_r \approx 50 \text{ K}$ , усилители – 2 модуля MALN-4450-11.

В качестве детектора с диодом Шоттки взят широкополосный детектор KDK-26 ( $0.01 - 26.5 \text{ GHz}$ , ФГУП ННИПИ “Кварц”, Нижний Новгород, Россия). Туннельные детекторы на основе обращенного туннельного диода MBD-1057-E28 (Aeroflex/Metelics) изготовлены нами на РАТАН-600. Также применены коммерчески доступные туннельные детекторы АСТР-1625 (Aeroflex/Metelics).



Далее приводятся результаты лабораторных измерений и наблюдений радиоисточников для радиометра 2.7 см ( $f_0 = 11.2 \text{ GHz}$ ). Качественно результаты для других 2-х радиометров аналогичны.

Алгоритм RDL (Radiometric Digital Lock-In), детально описанный в [A1], позволяет записывать отдельно сигналы полупериодов модуляции модуляционного радиометра. Из этих сигналов в пост-обработке данных можно построить сигналы как модуляционного радиометра (вычитанием сигналов отдельных полупериодов), так и радиометра полной мощности (полусумма сигналов отдельных полупериодов). Это позволяет сравнивать работу одного и того же радиометра в 2-х различных режимах: модуляционном режиме работы (Dicke switched) и в режиме радиометра полной мощности. При наличии существенного шума вида  $1/f$  радиометр в режиме полной мощности будет давать всегда худший результат (больше шума), чем модуляционный радиометр.

Результат сравнительного эксперимента показан на Рис. 4.1(b). Здесь кривая  $A_1(t)$  – это сигнал радиометра полной мощности с детектором на основе диода Шоттки,  $A_2(t)$  – тот же радиометр, но с детектором на основе туннельного обращенного диода. Кривая  $A_3(t)$  соответствует шуму обоих вариантов радиометров (с разными детекторами) в модуляционном режиме работы. Кривые, соответствующие радиометрам полной мощности сдвинуты по оси  $Y$  вниз (удалена большая постоянная составляющая) для сравнения с модуляционным радиометром. Масштаб по оси  $Y$  на Рис. 4.1(b) одинаков для всех кривых. Это означает, что при наличии радиоисточника или калибровочного сигнала отклик на них будет одинаковым во всех трех вариантах радиометров.

Из Рис. 4.1(b) видно, что сигнал радиометра полной мощности с туннельным детектором имеет наименьшее среднеквадратичное отклонение (СКО) среди 3-х вариантов радиометров. Этот эксперимент, длительностью в 1 час, является частью более продолжительного эксперимента ( $\sim 13$  часов), показанного на Рис. 4.2. Обозначение сигналов на этом рисунке такое же, как и на предыдущем. Низкочастотная (НЧ) полоса сигналов на Рис. 4.1 и 4.2 одинакова и равна  $0.25 \text{ Hz}$ , что соответствует  $\tau = RC = 1 \text{ s}$ . Радиометр находился при комнатной температуре, которая медленно менялась в течение эксперимента, отсюда - медленные дрейфы сигналов  $A_1(t)$  и  $A_2(t)$  (дрейфы усиления).

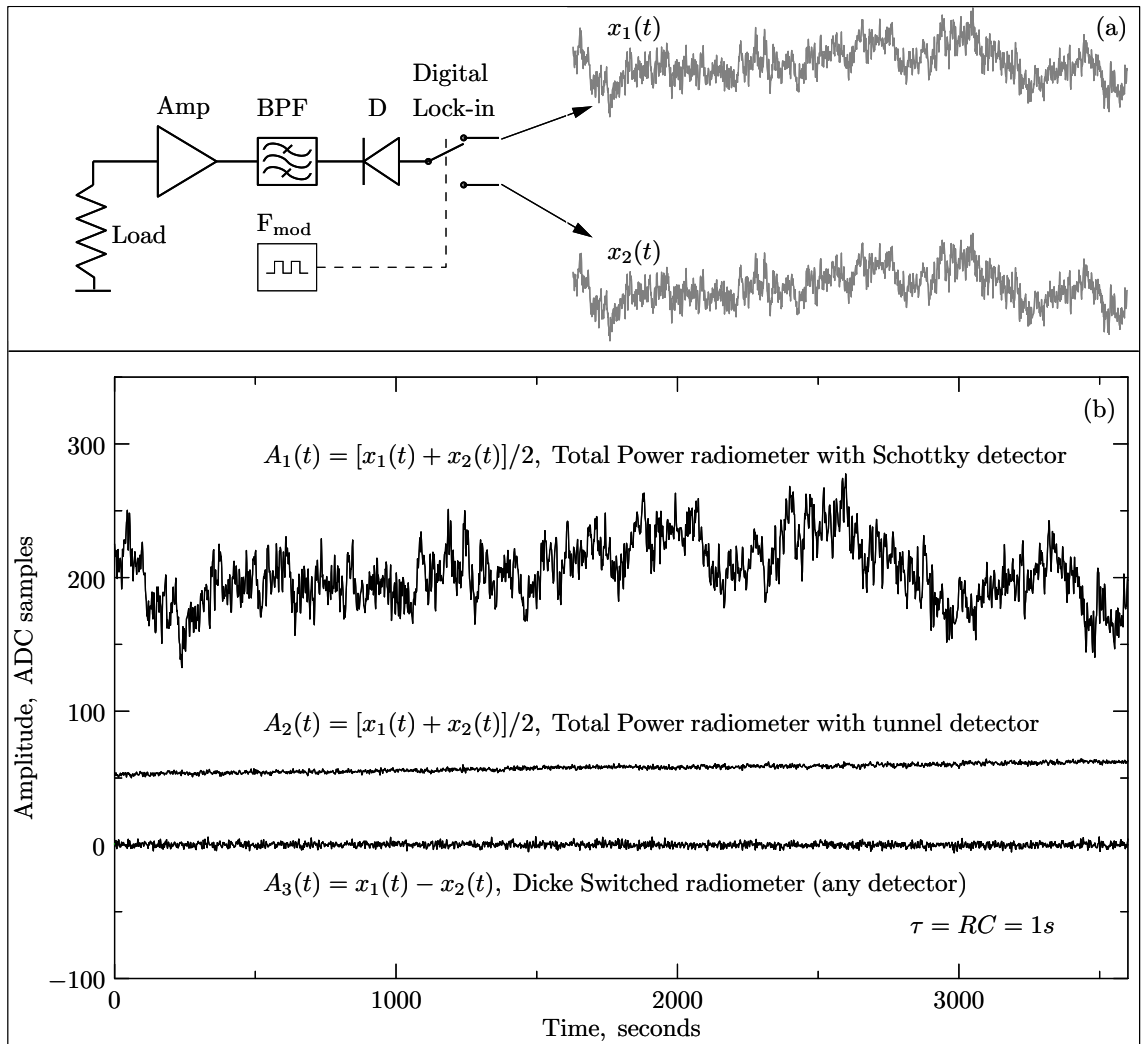


Рис. 4.1. Схема и результаты лабораторного эксперимента. а) – схема радиометра и сигналы, получаемые на выходе путем разделения времени измерений в цифровом синхронном детекторе (алгоритм RDL); б) Сравнение записей на выходе радиометра полной мощности с детектором Шоттки (кривая  $A_1(t)$ ) и того же радиометра с туннельным детектором (кривая  $A_2(t)$ ). Этот же радиометр с разными детекторами в модуляционном режиме показывает сигнал, как на кривой  $A_3(t)$ .

Результат диссертанта из работы [A2].

Сигналы, показанные на Рис. 4.2, позволяют построить оценки спектральных плотностей мощности (СПМ), Рис. 4.3. Здесь нижние индексы в обозначениях СПМ (1,2,3) соответствуют нижним индексам Рис. 4.1 и 4.2(б). Сглаженные оценки СПМ построены путем осреднения квадратов Фурье преобразований по 800-секундным интервалам исходных записей, то есть усреднено 58 независимых спектров мощности. На Рис. 4.3 нанесены 2 черных горизонтальных прямых. Верхняя прямая соответствует оценке СПМ для модуляционного ра-

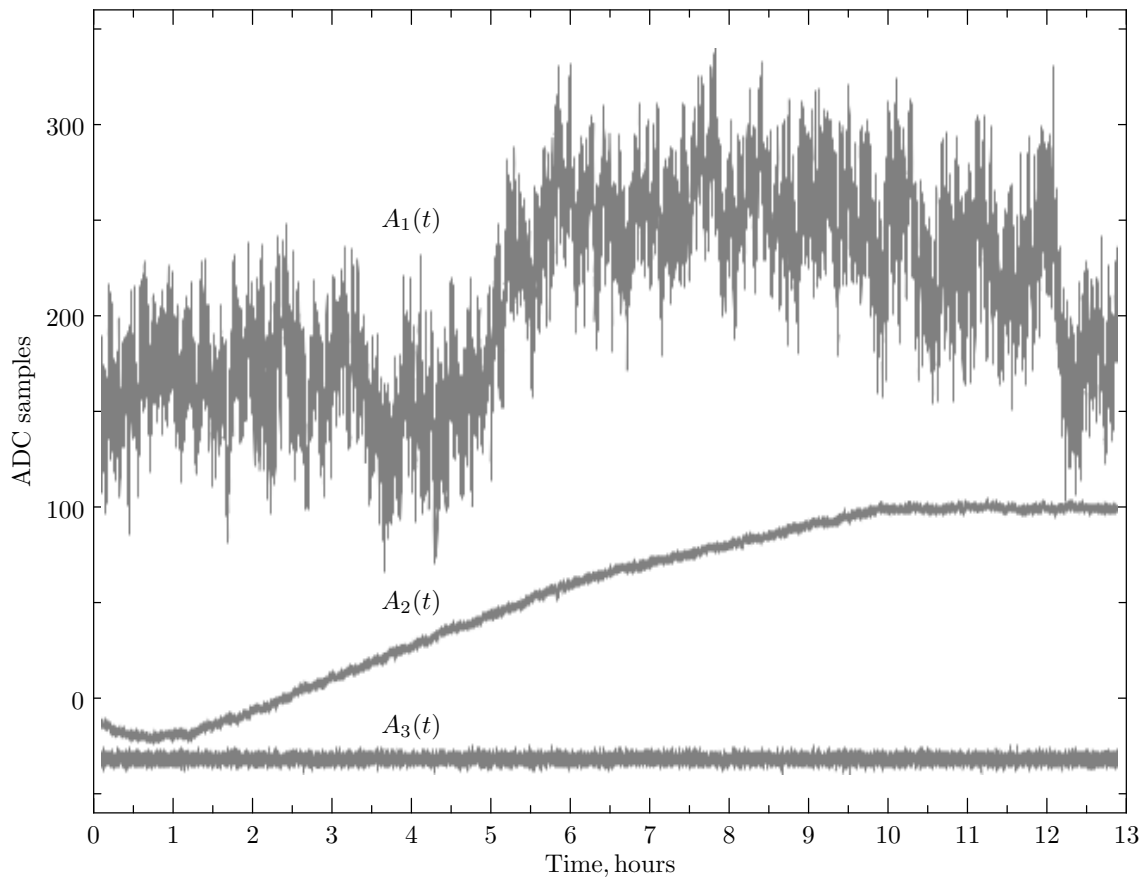


Рис. 4.2. Сигналы, полученные в лабораторном эксперименте (Рис. 4.1(b)) на всем протяжении измерений (13 часов). Обозначения сигналов здесь те же, что и на Рис. 4.1(b). Результат диссертанта из работы [A2].

диометра. Нижняя прямая получена путем деления уровня верхней прямой на 4, что соответствует теоретическому квадрату СКО для идеального радиометра полной мощности по сравнению с модуляционным радиометром. **Кривая  $S_2(f)$  показывает ее полное совпадение с теоретическим значением уровня белой компоненты шума идеального радиометра полной мощности в интервале частот  $0.1 - 10 \text{ Hz}$ .**

### 4.3 Обсуждение результатов лабораторного эксперимента

В нашем эксперименте шум вида  $1/f$  резко снизился вследствие применения туннельного детектора вместо детектора на диоде Шоттки. Согласно современным представлениям, должен быть виден шум вида  $1/f$  от всех усилительных

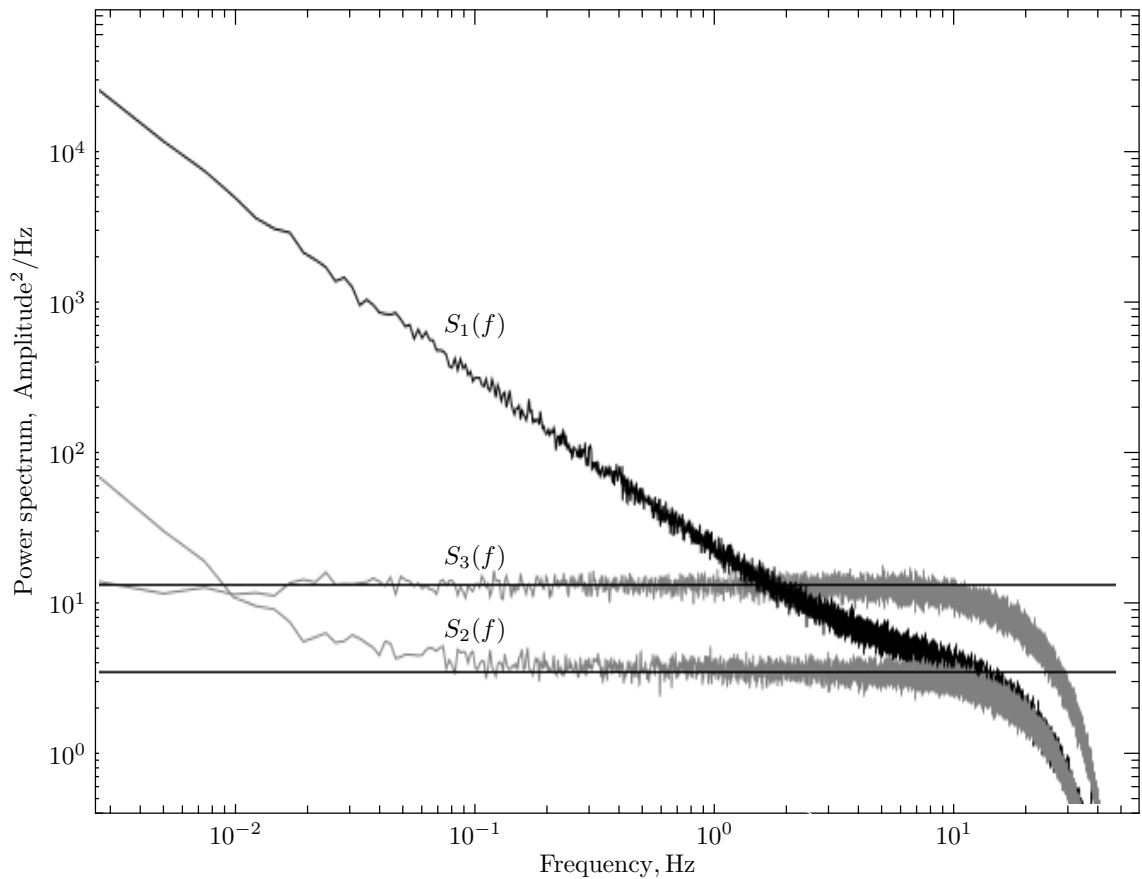


Рис. 4.3. Сглаженные оценки СПМ сигналов, представленных на Рис. 4.2. Кривая  $S_1(f)$  соответствует сигналу  $A_1(t)$ , кривые  $S_2(f)$  и  $S_3(f)$  – сигналам  $A_2(t)$  и  $A_3(t)$  Рис. 4.2. Горизонтальные прямые – оценка уровня СПМ модуляционного радиометра (верхняя) и теоретическое значение уровня СПМ для радиометра полной мощности (нижняя). Результат диссертанта из работы [A2].

каскадов, начиная от частоты  $0.1 \text{ Hz}$  и выше. Однако, кривая  $S_2(f)$  (Рис. 4.3) в этой области частот имеет только “белую” природу.

Оценки СПМ шума вида  $1/f$  в радиометрах полной мощности проводились во многих работах, например [A1; 2; 10; 11; 26; 27] и многих других. Подъем в спектре обычно находился в диапазоне частот  $10 \div 1000 \text{ Hz}$ . Однако, в спектре мощности, представленном на Рис. 4.3 (кривая  $S_2(f)$ ), подъем над уровнем белого шума начинается с частоты  $0.1 \text{ Hz}$ ! Это означает, что если накапливать сигнал такого радиометра в течение 10 секунд, то  $1/f$  шум не окажет никакого влияния на результат накопления. Более того, сравнение СПМ  $S_2(f)$  и  $S_3(f)$  показывает, что накопление сигнала в течение 100 секунд даст лучший результат (более низкий уровень шума), чем накопление сигнала модуляционного радиометра.

Качественное объяснение резкого уменьшения шума  $1/f$  нами было найдено сравнением современных усилителей и усилителей более старых, разработки конца 90-х годов прошлого столетия. Если применить туннельные детекторы в радиометре со “старыми” усилителями, то резкого улучшения шума  $1/f$  не происходит. Отсюда нами сделан вывод, что основным источником шума  $1/f$  в таком радиометре являются все-таки флуктуации усиления, и эффект от применения туннельных детекторов практически не заметен.

Современные усилители (мы использовали новые усилители ряда MALN, приведенные выше), обладают существенно более низким уровнем шума  $1/f$ . Однако, увидеть этот эффект можно только если применить еще и туннельные детекторы вместо детекторов Шоттки. Поэтому эффект резкого снижения шума  $1/f$ , приведенный на Рис. 4.3, является, фактически, сравнением Шоттки и туннельного детекторов, при условии что флуктуации усиления СВЧ усилителей пренебрежимо малы.

По результатам проведенных исследований 3 радиометра РАТАН-600 были переведены в режим радиометра полной мощности (параметры этих радиометров приведены выше). Эти модифицированные радиометры полной мощности с детекторами на обращенных туннельных диодах были введены в пробную эксплуатацию. Результаты пробной эксплуатации приведены в следующем параграфе.

## 4.4 Наблюдения точечных радиоисточников

Наблюдения точечных радиоисточников на РАТАН-600 проводятся в режиме прохождения радиоисточника через неподвижную диаграмму направленности радиотелескопа за счет суточного вращения Земли. На Рис. 4.4 показаны примеры наблюдений радиоисточника 3C286 радиометром  $11.2\text{ GHz}$  (см. выше) в 2-х различных вариантах: с детектором Шоттки (кривая 1) и с туннельным детектором (кривая 2). Кривая 3 (нанесена для сравнения шумов) получена так же, как и кривые с индексом 3 на предыдущих рисунках, путем вычитания сигналов отдельных полупериодов модуляции. Кроме того, кривая 3 получена, когда радиометр был переведен в режим радиометра полной мощности, то есть входной переключатель (Dicke switch) исключен из схемы физически, а син-

хронный детектор на выходе радиометра оставлен для сравнения разных схем радиометра. Поэтому в оба полупериода модуляции радиометр “видит одно и то же небо”, и при вычитании радиоисточник также вычитается. Однако шум при этом будет полностью соответствовать шуму модуляционного радиометра и его можно сравнивать с шумом этого же радиометра в режиме полной мощности. Кривая 3 одинакова по СКО для обоих вариантов радиометра (с разными детекторами). Это автоматически получается при калибровке по амплитуде радиоисточника, которая должна быть одинаковой, так как наблюдения проводились в одинаковых условиях. На записях в режиме полной мощности (см. Рис. 4.4) исходно присутствовали крупномасштабные атмосферные дрейфы (больше ширины диаграммы направленности радиотелескопа), но в пост-обработке они были

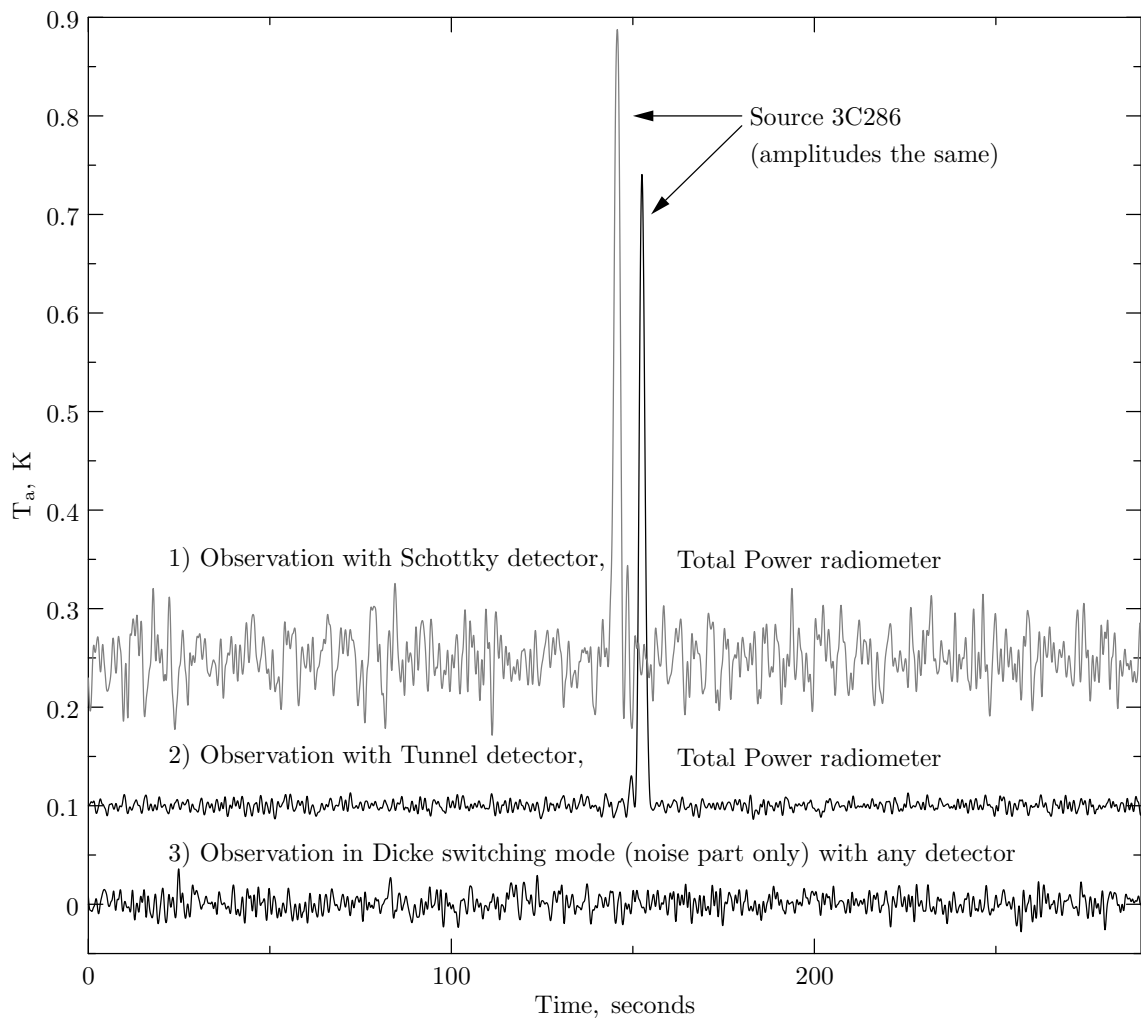


Рис. 4.4. Пример шумов при наблюдениях точечного радиоисточника на РАТАН-600 одним и тем же радиометром в 3-х разных режимах работы. Результат диссертанта из работы [А2].

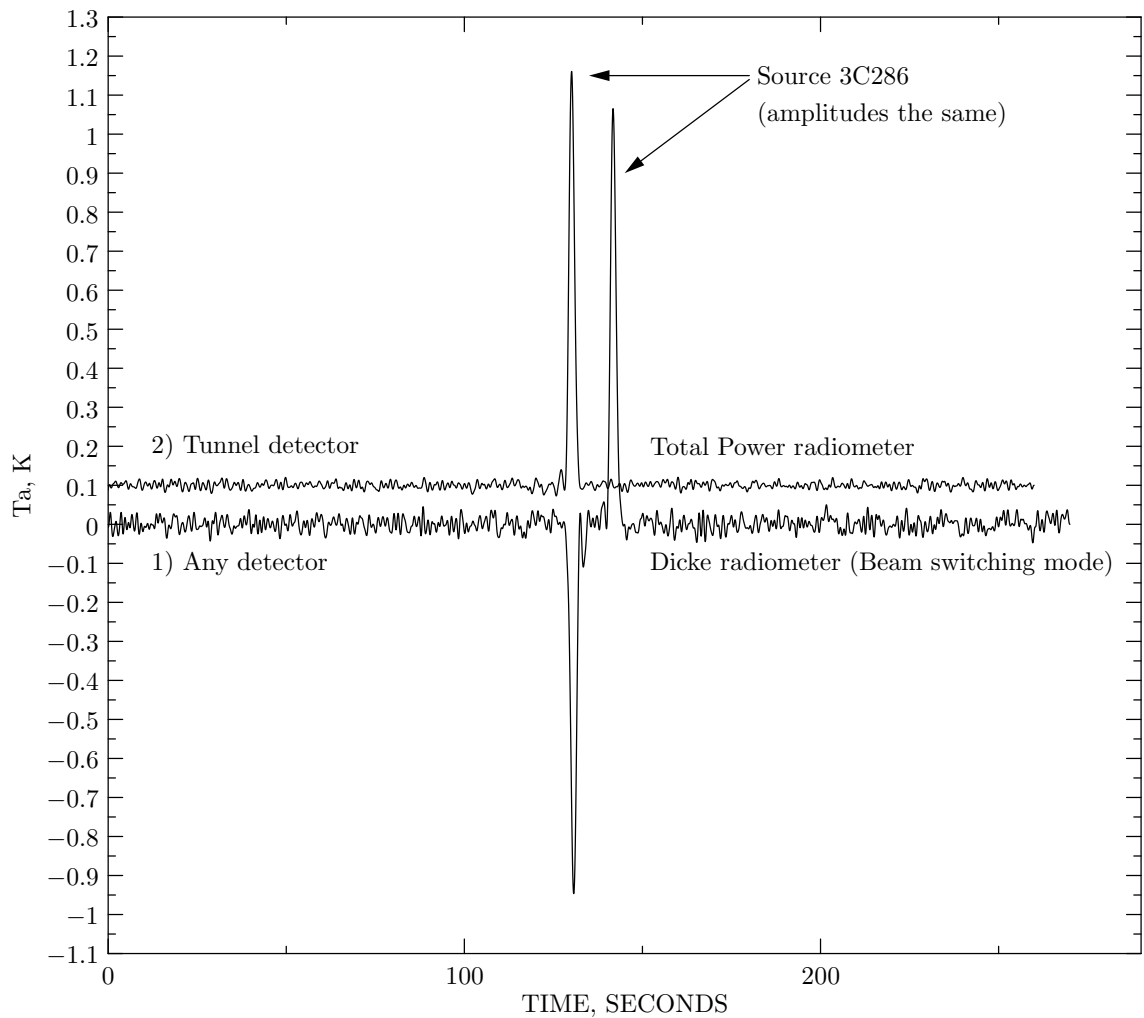


Рис. 4.5. Сравнение наблюдений одного и того же радиисточника одним и тем же радиометром в модуляционном (*beam switching*) режиме работы (кривая 1), и в режиме радиометра полной мощности с туннельным детектором (кривая 2). Величина шума в модуляционном режиме соответствует расчетной для данного модуляционного радиометра и не зависит от типа применяемого детектора. Величина шума на кривой 2 здесь вдвое меньше, чем для модуляционного, что соответствует расчету для идеального радиометра полной мощности. Результат диссертанта из работы [A2].

удалены соответствующим алгоритмом вычитания фона. Низкочастотная полоса на всех кривых Рис. 4.4 равна  $1\text{ Hz}$  (применен программный фильтр низких частот). Как видно из Рис. 4.4, при одинаковой амплитуде радиисточника шум радиометра с туннельным детектором наименьший из всех, и его СКО в 2 раза меньше, чем СКО шума этого же радиометра в модуляционном режиме. На Рис. 4.5 приведено сравнение записей одного и того же радиисточника одним и тем же радиометром диапазона  $11.2\text{ GHz}$  в различных режимах: радиометра

полной мощности (с туннельным детектором) и радиометра в режиме “Dicke switched”, независимо от вида детектора. СКО шума радиометра полной мощности с туннельным детектором в 2 раза меньше, чем шум “Dicke switched” радиометра.

## 4.5 Выводы

- 1) В результате проведенных лабораторных измерений и радиоастрономических наблюдений можно сделать основной вывод: современный радиометр может иметь чувствительность в режиме полной мощности выше, чем в модуляционном режиме на масштабах времени до 100 секунд. В данной работе это достигнуто применением усилителей, имеющих значительно меньший шум  $1/f$ , чем у применявшихся ранее, и заменой детектора на диоде Шоттки детектором на обращенном туннельном диоде.
- 2) Детекторы на диодах с барьером Шоттки обладают значительно более высоким шумом  $1/f$ , чем детекторы на обращенных туннельных диодах.
- 3) Установка туннельного детектора в радиометр привела к новому результату: на масштабах времени до 10 секунд чувствительность радиометра соответствует чувствительности *идеального радиометра полной мощности*.
- 4) Оставшийся шум вида  $1/f$  требует дальнейшей классификации. На масштабах времени более 100 секунд подъем с СПМ должен быть связан в том числе и с дрейфом усиления за счет дрейфа физической температуры усилителей. Эта часть флуктуаций уже является не шумом, а процессом, поддающийся измерению и учету.

Строго говоря, выводы должны быть отнесены к той элементной базе, которая использована в радиометрах, описанных в данной работе. Обобщить эти выводы на случай усилителей и детекторов других моделей и других производителей представляется возможным только экспериментальным путем.



# Заключение

В результате работы, проведенной диссертантом, существенно повысилось качество получаемых наблюдательных данных комплексов радиометров континуума РАТАН-600: абсолютная точность измерений сигналов радиометров и чувствительность самих радиометров.

Общая логика представленной здесь работы подчинена следующей последовательности:

- переход к регистрации *на постоянном токе* в контексте задачи *частотно-временного помехоподавления*;
- дальнейшее совершенствование средств и методов такой регистрации с целью ее применения для построения *радиометра полной мощности*;
- дальнейшие исследования и устранение источников  $1/f$  шума в *радиометре полной мощности*.

В результате реализации данной “дорожной карты” получены следующие основные результаты:

- 1) Разработана и внедрена универсальная, прецизионная, встраиваемая в радиометр, сетевая измерительная система, ER-DAS – Embedded Radiometric Data Acquisition System (название автора диссертации). ER-DAS является “строительным блоком” для построения распределенных сетевых систем регистрации радиометрических сигналов и сигналов различных датчиков.
- 2) Произведена полная модернизация Систем Сбора Данных и Управления (ССДиУ) всех радиометров континуума РАТАН-600 (три приемных ком-

плекса с 30 радиометрами) на новой аппаратно-программной основе (ER-DAS).

- 3) Устранен основной источник шума вида  $1/f$  в *измерительной системе* радиометра. Это позволяет измерять параметры шума вида  $1/f$  радиометра, зная, что *измерительная система* не вносит своих дрейфов.
- 4) Устранен основной источник шума вида  $1/f$  в радиометре. Показано, что применение детекторов на основе *туннельных обращенных диодов* вместо детекторов на диодах Шоттки резко снижает шум вида  $1/f$  в *радиометре полной мощности*. Впервые на практике реализована чувствительность *идеального радиометра полной мощности* на типовых для РАТАН-600 масштабах времени  $\sim 10$  секунд. При этом чувствительность *радиометра полной мощности* на масштабах времени до  $\sim 100$  секунд остается выше, чем у модуляционного радиометра. Результаты успешно внедрены в работу высокочувствительных радиометров континуума РАТАН-600 для сантиметровых диапазонов длин волн.
- 5) Работы с участием диссертанта в области активной помехозащиты дециметровых диапазонов (*частотно-временное помехоподавление*) позволили более чем на 10 лет продлить наблюдения на радиометрах 13, 30 и 50 см в условиях ухудшающейся помеховой обстановки.
- 6) Весь наблюдательный материал РАТАН-600 в континууме, полученный в течение последних 15 лет круглосуточных плановых наблюдений по всем наблюдательным темам галактической и внегалактической радиоастрономии, записан системами регистрации, разработанными, сопровождаемыми и развиваемыми диссертантом.

Полученные результаты будут являться отправной точкой для дальнейших исследований в области повышения долговременной стабильности радиометров континуума, а также – для работ по дальнейшей модернизации комплекса радиометров. Вкратце можно выделить следующие основные направления будущих работ:

- дальнейшие исследования шума вида  $1/f$  в радиометре. Необходимо уточнение вклада в этот шум *охлаждения* входных усилителей, а также – аналого-цифрового преобразователя;
- устранение температурных дрейфов усиления в радиометре. Здесь работа может вестись в 2-х направлениях. Традиционное направление – это калибровка радиометра с помощью вторичного источника калибровочного сигнала (калибровочного генератора шума, ГШ). Существует возможность повысить точность калибровочных сигналов путем применения современной элементной базы (термостабильные ГШ). В то же время, существует возможность коррекции температурного дрейфа усиления в радиометре путем измерения и учета его физической температуры;
- увеличение чувствительности комплекса радиометров континуума путем удвоения числа радиометров одного и того же диапазона. Необходимо отметить, что радиометры континуума сантиметрового диапазона волн РАТАН-600 построены по схеме “радиометр с диаграммной модуляцией”, когда производится коммутацией сигналов от 2-х входных рупоров. Перевод такого радиометра в режим полной мощности возможен с использованием каждого из имеющихся входов отдельно. Так что итоговый выигрыш по чувствительности составит  $2\sqrt{2}$  раз.

Реализация этих направлений может существенно повысить качество наблюдательных данных радиотелескопа.

# Благодарности

В заключении хотелось бы выразить огромную благодарность руководителю данной работы Парийскому Ю.Н. и всем сотрудникам, принимавшим активное участие как в самих работах, так и в обсуждениях результатов: Мингалиеву М.Г., Берлину А.Б., Нижельскому Н.А., Ковалеву Ю.А., Жеканису Г.В., Трушкину С.А., Коновалову Ю.Н., Удовецкому Р.Ю., Кратову Д.В., Бурсову Н.Н. Спасибо всем за замечания и пожелания!

## Приложение А

# Расчет чувствительности идеального радиометра полной мощности

Наиболее полным источником в литературе по расчету чувствительности радиометров различных типов (в том числе и радиометра полной мощности, РПМ) является работа Tiuri M. [19]. Схема, анализируемая в [19] – это *практическая схема* РПМ гетеродинного типа для измерения мощности СВЧ сигнала в заданной полосе частот. Данная схема состоит из антенно-фидерного тракта (АФТ), малощумящего СВЧ усилителя (МШУ), смесителя, гетеродина, усилителя промежуточной частоты (УПЧ), полосно-пропускающего фильтра (ППФ), квадратичного детектора (КД), усилителя низкой частоты (УНЧ) и фильтра нижних частот (ФНЧ).

Здесь же будет рассмотрена схема *идеального* измерителя полной мощности СВЧ сигнала в заданной полосе частот <sup>1</sup>, поэтому схема такого приемника будет выглядеть предельно просто: это **детекторный приемник**, состоящий из полосно-пропускающего фильтра, квадратичного детектора и фильтра нижних частот. Результат вычислений останется тем же, что и в работе [19].

Основная цель данного изложения – абстрагироваться от несущественных для данной задачи деталей (смеситель, гетеродин, УПЧ) и обратить внимание

---

<sup>1</sup>На рисунках Приложений А-С приведены вспомогательные схемы и иллюстрации подхода диссертанта к решению известных задач радиометрии. На защиту не выносятся.

на ключевые моменты схемы идеального РПМ и связанные с ней вычисления.

## А.1 Модель измеряемого сигнала

Полностью адекватной моделью сигнала, измеряемого радиометром полной мощности, является *мощность ограниченного по частоте белого шума*. Односторонняя спектральная плотность мощности (СПМ) данного шума показана на рис. А.1. Обозначим данный шумовой процесс во временной области через

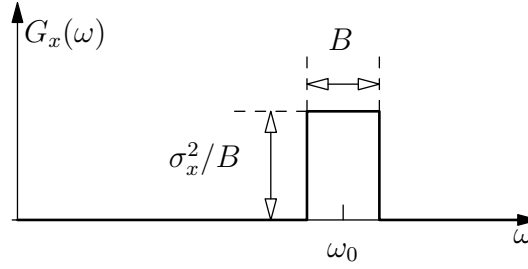


Рис. А.1. Ограниченный по частоте белый шум. Здесь  $B$  – ширина полосы частот электрических колебаний, мощность в которой подлежит измерению,  $\omega_0$  – центральная частота.

$x(t)$ . Процесс имеет дисперсию  $\sigma_x^2$ , а его односторонняя СПМ равна  $G_x(\omega)$ . Тогда можно записать выражение для мощности  $P$  процесса  $x(t)$  в полосе частот  $B$  (центральная частота равна  $\omega_0$ ) с учетом того, что СПМ постоянна в полосе частот и равна  $\sigma_x^2/B$ , рис.А.1:

$$P = \int_{\omega_0 - B/2}^{\omega_0 + B/2} G_x(\omega) d\omega = \frac{\sigma_x^2}{B} \int_{\omega_0 - B/2}^{\omega_0 + B/2} d\omega = \sigma_x^2. \quad (\text{А.1})$$

Для данной модели измеряемого сигнала искомая мощность равна просто площади прямоугольника на рис. А.1. Отметим также, что среднее значение процесса  $x(t)$  равно нулю. Также, естественно положить, что процесс  $x(t)$  имеет Гауссову плотность вероятности.

## А.2 Схема идеального радиометра полной мощности

Полная мощность в полосе частот  $B$  также может быть записана с помощью равенства Парсеваля:

$$P = \sigma_x^2 = \int_{\omega_0 - B/2}^{\omega_0 + B/2} G_x(\omega) d\omega \approx \frac{1}{t_i} \int_0^{t_i} x^2(t) dt. \quad (\text{A.2})$$

Здесь  $t_i$  – *время интегрирования*. Знак приближенного равенства здесь из-за того, что правая часть формулы представляет собой *оценку* полной мощности на ограниченном интервале времени  $t_i$ . Практическая реализация радиометра полной мощности основывается на правой части формулы А.2. Метод основан на принципе возведения ограниченных по частоте электрических колебаний  $x(t)$  в квадрат с последующим усреднением результата за требуемый период времени  $t_i$ , (много больший по сравнению с периодами исходных колебаний). Блок-схема идеального устройства, реализующего данный метод, показана на рис. А.2. Данную схему здесь и далее назовем *идеальный радиометр полной*

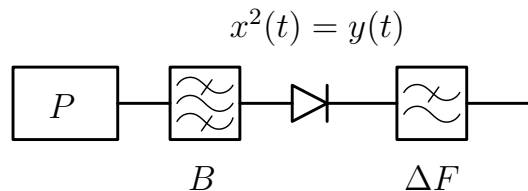


Рис. А.2. Детекторный приемник с идеальными ППФ (задает полосу  $B$ ) и ФНЧ (задает полосу  $\Delta F$ ), а также – источником постоянной мощности  $P$  на входе.

*Характеристика детектора идеальная квадратичная*

*мощности.*

В схеме *идеального РПМ* на выходе квадратичного детектора установлен *идеальный фильтр нижних частот*. Применение *идеального ФНЧ* позволяет легко производить интегрирование СПМ в прямоугольной полосе частот. Для ФНЧ, имеющего форму отличную от прямоугольной, вводится термин *эквивалентная шумовая полоса* (ЭШП, ENB=equivalent noise bandwidth). ФНЧ в радиометре осуществляет интегрирование сигнала (левая часть формулы А.2). При этом, вместо термина  $t_i$  (время интегрирования) для вычислений будет

использоваться ЭШП фильтра нижних частот, которая равна (см., например, [19], стр. 932):

$$\Delta F_{ENB} = \frac{\int_0^{\infty} G_L(\omega)}{G_L(0)} d\omega, \quad (\text{A.3})$$

где  $G_L(\omega)$  – частотная характеристика конкретного ФНЧ по мощности. ЭШП – это ширина прямоугольной полосы частот, мощность в которой такая же как и в полосе, описываемой характеристикой  $G_L(\omega)$  в формуле (A.3). Тогда на выходе квадратичного детектора можно установить требуемый ФНЧ, а для сравнения практических схем радиометров по чувствительности необходимо привести их ЭШП к одинаковому значению.

### А.3 Исходные данные для анализа схемы идеального радиометра полной мощности

Рассмотрим схему, показанную на рис. А.2. Основные характеристики *идеального РПМ*: полоса ППФ ( $B$ ) – прямоугольная, Полоса ФНЧ ( $\Delta F$ ) также прямоугольная; двухполупериодный детектор обладает точной квадратичной характеристикой. Основные характеристики сигнала: на выходе ППФ формируется *ограниченный по частоте белый шум (band-limited white noise)*  $x(t)$ ; процесс  $x(t)$  имеет Гауссову плотность вероятности и равное нулю среднее значение. Радиометр измеряет постоянную входную шумовую мощность  $P$  (сам радиометр “бесшумен”). На практике мощность  $P$  является медленно меняющейся функцией времени  $P(t)$ , однако для получения шума радиометра полной мощности эта медленная зависимость измеряемой мощности от времени не существенна.

### А.4 Измеряемая величина

Радиометр полной мощности производит оценку полного среднего квадрата  $\hat{\psi}_x^2$  случайного процесса на интервале времени  $t_i$  (согласно левой части формулы А.2). В данном случае (при равенстве нулю среднего значения) получаемая



оценка является и оценкой дисперсии  $\hat{\sigma}_x^2$  процесса  $x(t)$ :

$$\hat{\psi}_x^2 = \hat{\sigma}_x^2 = \frac{1}{t_i} \int_0^{t_i} x^2(t) dt. \quad (\text{A.4})$$

Реализация данного способа измерения происходит в радиометре в 3 этапа:

- 1) возведение процесса  $x(t)$  в квадрат (квадратичное детектирование).
- 2) Интегрирование процесса  $y(t) = x^2(t)$  (НЧ фильтрация). Результатом фильтрации является процесс  $y_f(t)$  (нижний индекс  $f$  означает filtered).
- 3) Измерение (например – с помощью АЦП) медленного процесса  $y_f(t)$ , который является оценкой средней полной мощности очень высокочастотного процесса  $x(t)$ .

Следующий раздел описывает первый этап из данного перечня.

## **А.5 Сигнал и шум на выходе квадратичного детектора радиометра**

Для процесса на выходе безынерционного двухполупериодного квадратичного детектора (КД) можно записать:

$$y(t) = x^2(t). \quad (\text{A.5})$$

Какие статистические свойства будут у процесса  $y(t)$ ?

### **А.5.1 Вычисления на основе функции плотности вероятности процесса**

Функция плотности вероятности для нормального случайного процесса, прошедшего через нелинейный элемент с характеристикой (А.5), записывается (согласно, например, [28], стр. 210) как:

$$p(y) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{y}{2\sigma_x^2}}. \quad (\text{A.6})$$

Тогда математическое ожидание (среднее значение) процесса на выходе квадратичного детектора находится путем вычисления соответствующих интегралов (с учетом А.6):

$$\bar{y} = E[y] = \int_{-\infty}^{\infty} y p(y) dy = \sigma_x^2. \quad (\text{A.7})$$

Полный средний квадрат равен:

$$\psi_y^2 = E[y^2] = \int_{-\infty}^{\infty} y^2 p(y) dy = 3\sigma_x^4. \quad (\text{A.8})$$

Дисперсия равна:

$$\sigma_y^2 = E[(y - \bar{y})^2] = \int_{-\infty}^{\infty} (y - \bar{y})^2 p(y) dy = 2\sigma_x^4. \quad (\text{A.9})$$

Интересно также отметить, что формула (А.6) представляет собой выражение плотности вероятности для хи-квадрат случайной величины ( $\chi_1^2$ ) с одной степенью свободы:  $\chi_1^2 = y = x^2$ , где  $x$  – случайная величина с нормальным распределением, нулевым средним и дисперсией  $\sigma_x^2$ . Среднее значение и дисперсия для  $\chi_{1,\sigma}^2$  известны и равны, соответственно, (А.7) и (А.9).

Здесь важно обратить внимание на соотношение между дисперсией  $\sigma_y^2$  и квадратом среднего значения ( $\bar{y}^2$ ):

$$\frac{\sigma_y^2}{\bar{y}^2} = 2. \quad (\text{A.10})$$

Итак, в результате вычислений соответствующих интегралов вероятностей получено, что:

- найден закон баланса мощностей для процесса на выходе квадратичного детектора радиометра полной мощности  $y(t)$ : *мощность, заключенная во флуктуационной составляющей, ровно в два раза больше мощности, заключенной в среднем значении;*
- получено выражение требуемых параметров процесса на выходе КД через искомый параметр входного процесса  $\sigma_x^2$ .

Определим сигнал и шум на выходе квадратичного детектора как:

- *сигнал* = среднее значение на выходе КД радиометра полной мощности;
- *шум* = среднеквадратичное отклонение (СКО), то есть – корень квадратный из дисперсии процесса на выходе КД.

Тогда можно записать:

$$\begin{cases} signal = \bar{y} = \sigma_x^2 \\ noise(RMS) = \sigma_y = \sigma_x^2 \sqrt{2}. \end{cases} \quad (A.11)$$

Здесь средне-квадратичное отклонение обозначено как RMS (root mean squared). Такой способ записи (пара строк, первая из которых относится к сигналу, а вторая – к СКО шума), будет использоваться и далее в данной работе, поэтому можно переписать данную формулу без указаний *signal* и *noise*:

$$\begin{cases} \bar{y} = \sigma_x^2 \\ \sigma_y = \sigma_x^2 \sqrt{2}. \end{cases} \quad (A.12)$$

Итак, определенный в данном параграфе *сигнал* (формула (A.12)) есть не что иное, как требуемая полная мощность, измерение которой и нужно произвести с помощью радиометра. Отсюда и название радиометра – радиометр полной мощности: постоянная составляющая на выходе КД соответствует полной мощности СВЧ колебаний, поданных на детектор с квадратичной характеристикой. Заметим, что данное определение *сигнала* никак не связано пока с понятием *полезный сигнал*. Реальная исследуемая мощность, измеряемая радиометром, имеет составляющие различного происхождения, так что определение *полезного сигнала* зависит от конкретной решаемой задачи (какая составляющая мощности исследуется). *Шум* (формула (A.12)), с плотностью вероятности (A.6), который на выходе КД составляет около 141% от сигнала, не позволяет напрямую с достаточной точностью произвести измерение постоянной составляющей. Дальнейшее интегрирование данного шума с подходящей для задачи постоянной времени  $t_i$  преобразует закон распределения шума к Гауссову распределению и уменьшит шум до предельно возможного значения.

Полученное выражение для шума требует уточнения: как выглядит спектральный состав шума, и какая его часть важна для получения окончательного результата измерений радиометром? Это уточнение сделано в следующем разделе путем вычисления СПМ процесса на выходе квадратичного детектора.

## А.5.2 Вычисления через спектр мощности процесса на выходе Квадратичного Детектора

Нахождение СПМ на выходе квадратичного детектора обеспечивается следующей последовательностью вычислений:

- 1) найти двумерную функцию плотности вероятности процесса на выходе КД;
- 2) вычислить с ее помощью автокорреляционную функцию процесса;
- 3) пользуясь теоремой Винера-Хинчина, найти СПМ как обратное преобразование Фурье от автокорреляционной функции.

Задачи 1 и 2 в точности решены, например, в [28](стр 214), поэтому можно привести готовый результат для автокорреляционной функции процесса на выходе Квадратичного Детектора:

$$\psi_y(\tau) = \sigma_x^4 + 2\sigma_x^4 R_x^2(\tau) = \sigma_x^4(1 + 2R_x^2(\tau)), \quad (\text{A.13})$$

где  $R_x(\tau)$  – нормированная автокорреляционная функция (коэффициент корреляции) *ограниченного по частоте белого шума* (процесса на входе КД), и вычисляется прямым преобразованием Фурье Спектральной Плотности Мощности на выходе ППФ (входе КД).

Найдем коэффициент корреляции  $R_x(\tau)$ . Запишем выражение для *двухсторонней* СПМ на выходе ППФ с прямоугольной характеристикой:

$$S_x(\omega) = \begin{cases} \frac{\sigma_x^2}{4h} & \text{при } -\omega_0 - h \leq \omega \leq -\omega_0 + h \text{ и } \omega_0 - h \leq \omega \leq \omega_0 + h, \\ 0 & \text{для остальных } \omega. \end{cases} \quad (\text{A.14})$$

Здесь  $h = B/2$  – половина ширины СВЧ полосы радиометра. СПМ нормирована таким образом, что интеграл от  $S_x$  в пределах полосы частот  $B$  равен  $\sigma_x^2$ , то есть – искомому сигналу. Данная СПМ показана на рис. А.3(а). Согласно теореме Винера Хинчина, произведя преобразование Фурье от  $S_x$  получим:

$$\psi_x(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) e^{-j\omega\tau} d\omega = \sigma_x^2 \frac{\sin(h\tau)}{h\tau} \cos(\omega_0\tau). \quad (\text{A.15})$$

Заметим, что

$$\psi_x(0) = \lim_{\tau \rightarrow 0} \psi_x(\tau) = \sigma_x^2, \quad (\text{A.16})$$

так что для коэффициента корреляции  $R_x(\tau)$  получим:

$$R_x(\tau) = \frac{\psi_x(\tau)}{\psi_x(0)} = \frac{\sin(h\tau)}{h\tau} \cos(\omega_0\tau). \quad (\text{A.17})$$

Найденное выражение для  $R_x(\tau)$  подставим в (A.13):

$$\psi_y(\tau) = \sigma_x^4 \left[ 1 + 2 \frac{\sin^2(h\tau)}{(h\tau)^2} \cos^2(\omega_0\tau) \right]. \quad (\text{A.18})$$

Это и есть окончательное выражение для автокорреляционной функции процесса на выходе квадратичного детектора, которая теперь полностью определена через параметры сигнала и радиометра до КД ( $\sigma_x$  и  $h$ ). Теперь, пользуясь теоремой Винера-Хинчина, запишем выражение для спектральной плотности мощности на выходе квадратичного детектора:

$$S_y(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \psi_y(\tau) e^{j\omega\tau} d\tau, \quad (\text{A.19})$$

или, на основании (A.13):

$$S_y(\omega) = \sigma_x^4 [\delta(\omega) + \tilde{S}_y(\omega)], \quad (\text{A.20})$$

где введено новое обозначение:

$$\tilde{S}_y(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} 2 R_x^2(\tau) e^{j\omega\tau} d\tau. \quad (\text{A.21})$$

Первое слагаемое в (A.20) – это постоянная составляющая на выходе квадратичного детектора, которая представляет собой *искомый постоянный сигнал* (на входе радиометра действует постоянный сигнал с мощностью  $P$ ). Второе слагаемое – это шумовая составляющая, которая является мерой неопределенности в измерении *сигнала* (если измерения проводятся прямо на выходе КД), то есть – *шум*. Интеграл в формуле (A.21) вычисляется с помощью любого математического программного обеспечения, позволяющего выполнять аналитическое интегрирование.

Прямое интегрирование выражения (A.21) с учетом (A.17) дает:

$$\tilde{S}_y(\omega) = \frac{1}{B} \begin{cases} \frac{1}{2} + \frac{\omega_0}{B} + \frac{\omega}{2B} & -2\omega_0 - B < \omega \leq -2\omega_0 \\ \frac{1}{2} - \frac{\omega_0}{B} - \frac{\omega}{2B} & -2\omega_0 < \omega \leq -2\omega_0 + B \\ 1 + \frac{\omega}{B} & -B < \omega \leq 0 \\ 1 - \frac{\omega}{B} & 0 < \omega \leq B \\ \frac{1}{2} - \frac{\omega_0}{B} + \frac{\omega}{2B} & 2\omega_0 - B < \omega \leq 2\omega_0 \\ \frac{1}{2} + \frac{\omega_0}{B} - \frac{\omega}{2B} & 2\omega_0 < \omega \leq 2\omega_0 + B \\ 0 & \text{для остальных } \omega. \end{cases} \quad (\text{A.22})$$

Как видно из формулы (A.22),  $\tilde{S}_y(\omega)$  является кусочно-линейной функцией частоты. Вид этой функции показан на рис. A.3(b).

Так как функция  $\tilde{S}_y(\omega)$  действительная и четная - односторонняя спектральная плотность мощности запишется как:

$$\tilde{G}_y(\omega) = 2\tilde{S}_y(\omega), \quad 0 \leq \omega < \infty, \quad (\text{A.23})$$

с явным выражением в виде:

$$\tilde{G}_y(\omega) = \frac{2}{B} \begin{cases} 1 - \frac{\omega}{B} & 0 < \omega \leq B \\ \frac{1}{2} - \frac{\omega_0}{B} + \frac{\omega}{2B} & 2\omega_0 - B < \omega \leq 2\omega_0 \\ \frac{1}{2} + \frac{\omega_0}{B} - \frac{\omega}{2B} & 2\omega_0 < \omega \leq 2\omega_0 + B \\ 0 & \text{для остальных } \omega \end{cases} \quad (\text{A.24})$$

(рис. A.3(c)). Функция  $\tilde{G}_y(\omega)$ , определенная теперь в привычном виде, только для положительных частот вместе с нулевой частотой, в свою очередь может быть представлена в виде суммы двух компонент,

$$\tilde{G}_y(\omega) = G_{yL}(\omega) + G_{yH}(\omega) \quad (\text{A.25})$$

(см. рис. A.3(c)), где  $G_{yL}(\omega)$  - спектральная плотность мощности в полосе, прилегающей к нулевой частоте, а  $G_{yH}(\omega)$  - спектральная плотность мощности в полосе вокруг частоты  $2\omega_0$ . Энергия шума, заключенная в односторонней СПМ сохранилась такой же, какой она была в полной двусторонней СПМ.

Запишем теперь полную одностороннюю СПМ процесса на выходе квадратичного детектора (по аналогии с формулой (A.20)):

$$G_y(\omega) = \sigma_x^4 [\delta(\omega) + G_{yL}(\omega) + G_{yH}(\omega)], \quad 0 \leq \omega < \infty. \quad (\text{A.26})$$

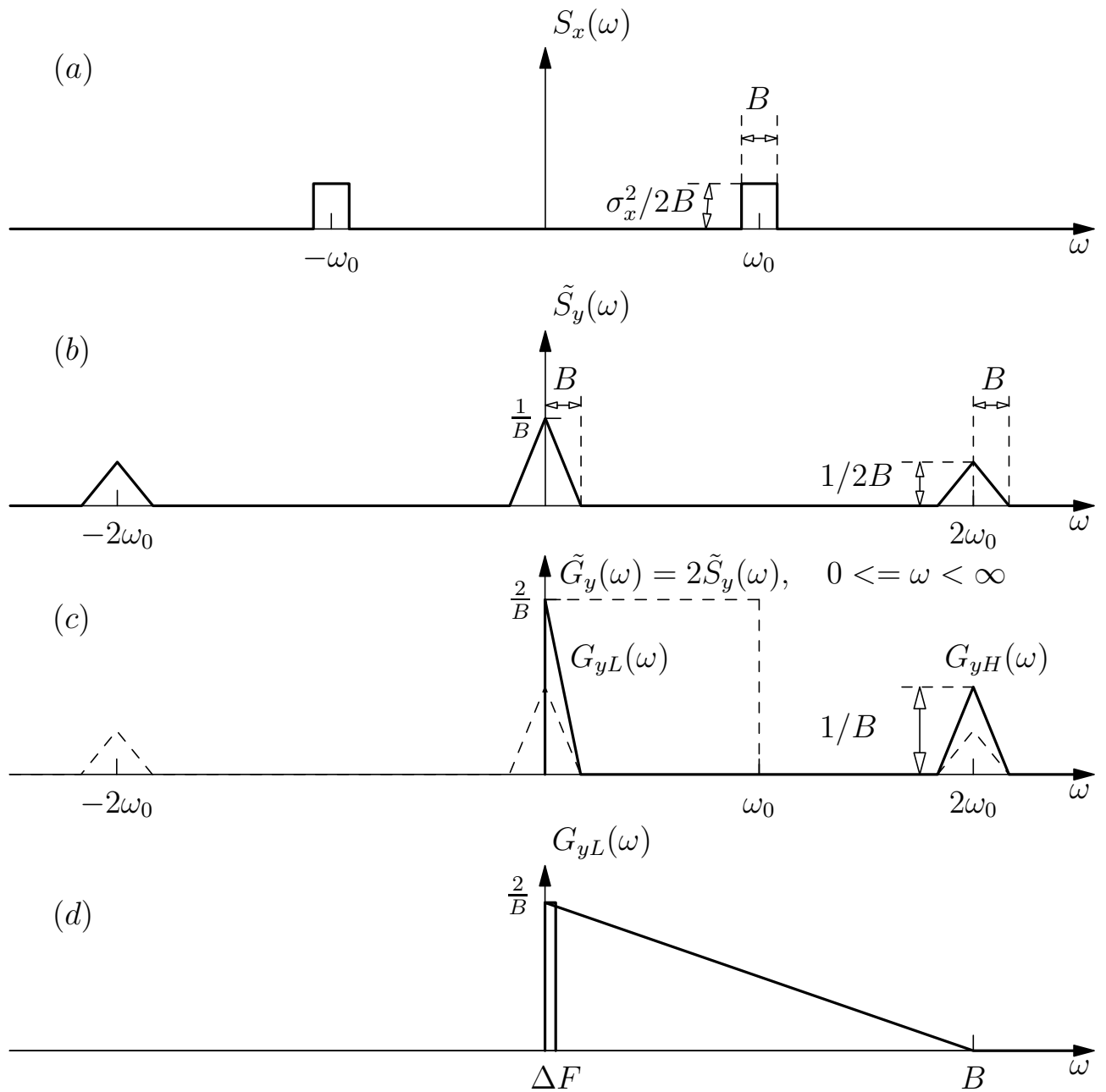


Рис. А.3. СПМ на входе и выходе квадратичного детектора радиометра полной мощности. Здесь а – двухсторонняя СПМ на входе КД; б – двухсторонняя СПМ на выходе КД; в – односторонняя СПМ на выходе КД; д – низкочастотная часть односторонней СПМ на выходе КД в увеличенном масштабе.

Интегрирование первого слагаемого формулы (А.26) даст квадрат среднего значения (постоянной составляющей, то есть - сигнала);

$$\bar{y}^2 = \sigma_x^4, \quad (\text{А.27})$$

ср. с (А.7). При интегрировании второго и третьего слагаемого (интегрирование можно произвести теперь графически, см. рис. А.3(с)) получим:

$$\sigma_{yL}^2 = \sigma_{yH}^2 = \sigma_x^4, \quad (\text{А.28})$$

поскольку интегралы от  $G_{yL}(\omega)$  и  $G_{yH}(\omega)$  равны единице. Заметим, что дисперсия шума на выходе КД равна

$$\sigma_y^2 = \sigma_{yL}^2 + \sigma_{yH}^2 = 2\sigma_x^4, \quad (\text{А.29})$$

ср. с (А.9). И, наконец, полный средний квадрат процесса на выходе квадратичного детектора получаем, интегрируя  $G_y(\omega)$  от нуля до бесконечности:

$$\psi_y^2 = \int_0^\infty G_y(\omega) d\omega = 3\sigma_x^4 = \bar{y}^2 + \sigma_y^2, \quad (\text{А.30})$$

(ср. с (А.8)). На основании (А.27) и (А.29) можно также записать:

$$\begin{cases} \bar{y} = \sigma_x^2 \\ \sigma_y = \sigma_x^2 \sqrt{2}, \end{cases} \quad (\text{А.31})$$

(ср. с А.12).

Итак, *мощности на выходе квадратичного детектора распределились поровну по трем компонентам спектра – постоянной составляющей, низкочастотным и высокочастотным флуктуациям:*

$$\boxed{\bar{y}^2 : \sigma_{yL}^2 : \sigma_{yH}^2 = 1 : 1 : 1.} \quad (\text{А.32})$$

Это и есть основной вывод данного параграфа. Выражение (А.32) представляет собой запись баланса энергий всех составляющих на выходе двухполупериодного квадратичного детектора радиометра и является основой для всех дальнейших вычислений как для данного идеального радиометра полной мощности, так и для практических расчетов реальных радиометрических систем. Такой



же вывод для спектра шума на выходе КД получен, например, в [29], причем авторами отмечено, что данное “равнораспределение” энергий по трем компонентам (постоянная составляющая, низкочастотный и высокочастотный шум), связано именно с гауссовостью входного шума. В стандартной радиометрической литературе данный закон “равнораспределения” явно не отмечен.

Необходимо также отметить, что вычисления предыдущего раздела (на основе функции плотности вероятности процесса) показали аналогичный результат (полная мощность процесса на выходе КД и вклад в нее мощностей постоянной и флуктуационной составляющей), однако спектральный состав процесса, сформировавшего  $\sigma_y^2$ , был все еще неизвестен. Вычисления на основе СПМ процесса на выходе квадратичного детектора восполнили этот пробел, в результате чего появилось соотношение для низкочастотной и высокочастотной частей флуктуационной составляющей, формула (A.28).

## A.6 Сигнал и шум на выходе ФНЧ радиометра

Основной целью данного параграфа является нахождение мощности шума (обозначим его как  $\sigma_{yf}^2$ ) на выходе фильтра нижних частот радиометра. ФНЧ имеет прямоугольную полосу  $\Delta F$ , рис. A.3(d). Здесь и далее  $\Delta F = F2 - F1$ , где  $F1 = 0$  и  $F2$  – граничные частоты ФНЧ. Поэтому  $\Delta F = F2$

Для начала заметим, что в радиометре полной мощности полоса ФНЧ выбирается очень узкой, на несколько порядков ниже ширины СВЧ полосы радиометра  $B$ . Поэтому, высокочастотные флуктуации (вокруг частоты  $2\omega_0$ ) никак не участвуют в формировании сигнала на выходе ФНЧ, и составляющая  $G_{yH}(\omega)$  может быть удалена из дальнейшего анализа без всякого влияния на результаты вычислений. Единственное, что необходимо сделать – убрать из рассмотрения соответствующую часть мощности шума:  $\sigma_{yH}^2 = \sigma_x^4$ . Эта процедура эквивалентна “предварительной” НЧ фильтрации, а соответствующий ФНЧ показан на рис. A.3(с) пунктирным прямоугольником от частоты  $\omega_0$ . Тогда для полной односторонней СПМ на выходе КД можно записать (ср. с (A.26)):

$$G_y(\omega) = \sigma_x^4[\delta(\omega) + G_{yL}(\omega)], \quad (\text{A.33})$$

где

$$G_{yL}(\omega) = \frac{2}{B} \begin{cases} 1 - \frac{\omega}{B} & 0 \leq \omega < B, \\ 0 & \text{для остальных } \omega, \end{cases} \quad (\text{A.34})$$

(треугольная СПМ на рис. А.3(d)). Интегрирование СПМ (А.33) отдельно для сигнала и шума (с извлечением квадратного корня) дает:

$$\begin{cases} \bar{y} = \sigma_x^2, \\ \sigma_{yL} = \sigma_x^2. \end{cases} \quad (\text{A.35})$$

Это и есть откорректированная формула (А.31) для сигнала и шума на выходе квадратичного детектора радиометра полной мощности, и для дальнейшего анализа радиометра будет использовано именно это выражение как отправная точка для НЧ фильтрации.

Рассмотрим рис. А.3(d). Односторонняя СПМ низкочастотной составляющей на выходе квадратичного детектора  $G_{yL}(\omega)$  здесь показана в увеличенном масштабе. Этот спектр процесса будет входным для ФНЧ и представляет собой треугольную функцию СПМ. Заметим, что данная СПМ, ограниченная полосой  $\Delta F$  (вблизи нулевой частоты), представляет собой практически прямоугольную функцию, численно равную значению  $G_{yL}(\omega)$  при  $\omega = 0$ :

$$G_{yL}(0) = \frac{2}{B} = \text{const}, \quad (\text{A.36})$$

согласно (А.34). Эта величина является основной характеристикой радиометра полной мощности, и измеряется на практике.

Можно показать что процесс в полосе  $\Delta F$  имеет Гауссову плотность вероятности. Обозначим спектральную плотность мощности шума (определяемую вторым слагаемым в (А.33)) в узкой полосе  $\Delta F$  как  $G_{yLF}$ . Тогда можно записать:

$$G_{yLF} = \sigma_x^4 G_{yL}(0) = \sigma_x^4 \frac{2}{B} = \text{const}, \quad (\text{A.37})$$

так что дисперсия шума на выходе ФНЧ будет равна площади прямоугольника с высотой  $G_{yLF}$  и шириной  $\Delta F$ :

$$\sigma_{yf}^2 = \int_0^{\Delta F} G_{yLF} d\omega = \sigma_x^4 \frac{2}{B} \int_0^{\Delta F} d\omega = \sigma_x^4 \frac{2\Delta F}{B}, \quad (\text{A.38})$$

при этом  $\sigma_x^2 = P$ , см. А.2.

Таким образом, при НЧ фильтрации сигнал (постоянная составляющая) остается неизменным, а шум уменьшается:

$$\begin{cases} \bar{y} = P, \\ \sigma_{yf} = P\sqrt{\frac{2\Delta F}{B}}, \end{cases} \quad (\text{А.39})$$

где  $\Delta F \ll B$ .

В результате данного параграфа получено выражение (А.39) для величины сигнала и СКО шума на выходе идеального радиометра полной мощности через параметры сигнала (постоянная мощность  $P$ ) и параметры радиометра ( $B, \Delta F$ ). Из формулы (А.39) видно, что сигнал равен входной мощности, а СКО шума прямо пропорционально входной мощности с коэффициентом пропорциональности  $\sqrt{2\Delta F/B}$  (величина, обратная этому коэффициенту, иногда в русскоязычной радиометрической литературе называется *радиометрическим выигрышем*).

## Приложение В

# Реальный радиометр полной МОЩНОСТИ

### В.1 Квадратичный детектор

В практических схемах радиометров применяется *однополупериодный* квадратичный детектор. СПМ шума на выходе такого детектора распределена уже по трем частотным диапазонам, а не по двум, как для *двухполупериодного* КД. Третья компонента шума лежит в том же частотном диапазоне, в котором находится и входной шум КД. Однако, несложно проверить прямым моделированием, что соотношение мощностей для постоянной составляющей (*мощность сигнала*) и для шума, прилегающего к нулевой частоте, подчиняются тому же закону, как и для *двухполупериодного* детектора:

$$\overline{y}^2 : \sigma_{yL}^2 = 1 : 1. \quad (\text{В.1})$$

На рис. В.1 показан результат численного моделирования для одно- и двухполупериодного КД. На оба КД подана одна и та же мощность  $P = 1$ . Однополупериодный КД продетектировал ровно половину мощности: постоянная составляющая на его выходе равна 0.5. СКО шума в полосе, прилегающей к нулевой частоте, также равно 0.5 ( $\sigma_{yL}^2 = 0.25$ ). Данный факт уже отражен в т.н. Вольт-Ваттной характеристике реального однополупериодного детектора. Реальный КД является источником ЭДС, пропорциональной входной мощности  $P$ . Коэффициент пропорциональности ( $\gamma$ ) равен отношению “(напряжение

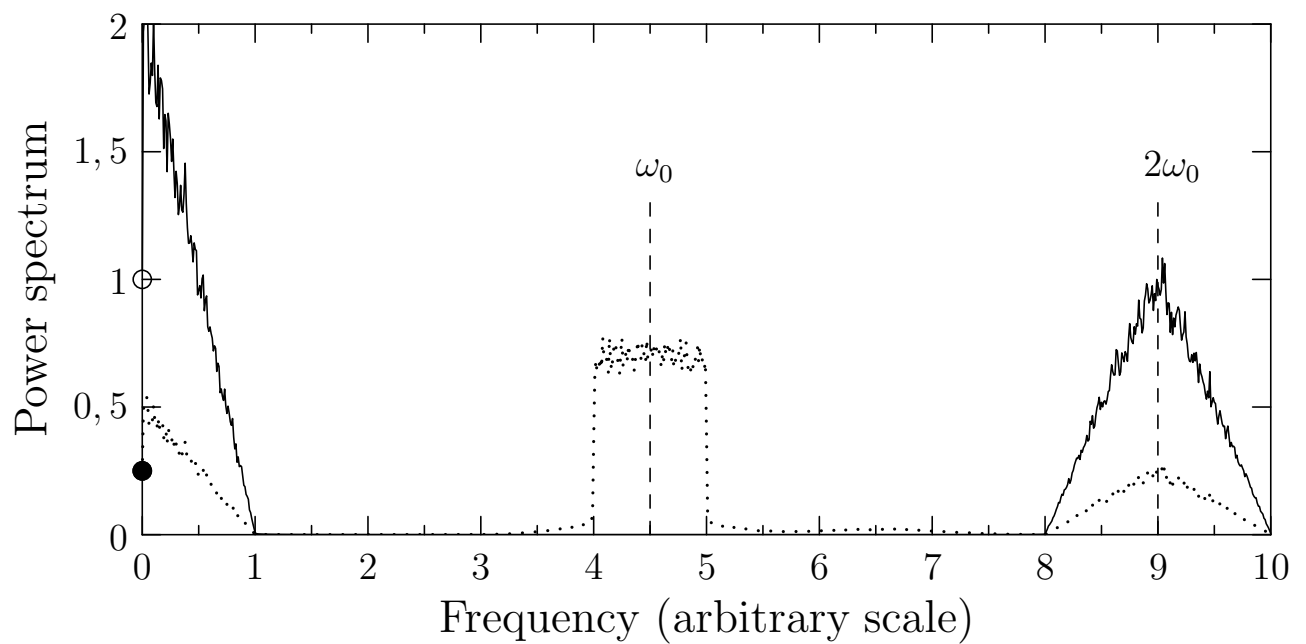


Рис. В.1. Спектральные плотности мощности на выходе квадратичных детекторов, полученные в процессе численного моделирования: сплошная линия – СПМ шума двухполупериодного детектора, точки – СПМ шума однополупериодного КД. Полная мощность на входах обоих КД одинакова и равна единице. Квадрат постоянной составляющей, продетектированной однополупериодным детектором равен 0.25 (закрашенная точка на оси  $Y$ ), для однополупериодного детектора квадрат постоянной составляющей равен 1 (пустая точка на оси  $Y$ )

на выходе КД)/(мощность на входе КД)".

$$\gamma = \frac{V}{P}. \quad (\text{B.2})$$

На практике измеряется именно напряжение на выходе КД. Тогда формула (А.39) переписывается как:

$$\begin{cases} \bar{V} = \gamma P \\ \sigma_V = \gamma P \sqrt{\frac{2\Delta F}{B}}. \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

В радиометрии принято сравнивать измеряемую мощность  $P$  с эквивалентной мощностью излучения *абсолютно черного тела* согласно формуле Найквиста:

$$P_{equiv} = kTB, \quad (\text{B.4})$$

где  $k$  – постоянная Больцмана, а  $T$  – физическая температура *эквивалентного абсолютно черного тела*. Физическая температура *эквивалентного абсолютно черного тела* равна  $P/kB$ , а в реальных радиометрах является *эквивалентной шумовой температурой системы радиотелескоп плюс радиометр*,  $T_s$ . Тогда формулу (В.3) можно записать так:

$$\begin{cases} \bar{V} = \gamma kT_s B \\ \sigma_V = \bar{V} \sqrt{\frac{2\Delta F}{B}}. \end{cases} \quad (\text{B.5})$$

## В.2 Усиление мощности входного сигнала

Для практического измерения напряжения на выходе квадратичного детектора необходимо рассчитать выходное напряжение  $V$  на примере одного из реальных радиометров. Так, радиометр РАТАН-600 диапазона 6.2 см имеет входную полосу  $B$  равную 900 МГц,  $T_s = 39 \text{ K}$ , Вольт-Ваттная характеристика однополупериодного квадратичного детектора  $\gamma = 250 [\mu V/\mu W]$ . Тогда, согласно формуле (В.4), на КД будет подана мощность, равная  $P = kT_s B = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K} \cdot 39 \text{ K} \cdot 0.9 \cdot 10^9 \text{ Hz} \approx 4.8 \cdot 10^{-13} \text{ W} = 0.48 \text{ pW}$  (пико-Ватт) Умножив входную мощность на  $\gamma$  получим значение выходного постоянного напряжения на выходе КД, обусловленное полностью мощностью на его входе:

$\bar{V} \approx 0.12 \text{ nV}$ . СКО шума будет гораздо меньше:  $\sigma_V \approx 5.7 \cdot 10^{-6} \text{ nV}$ . Это мысленный эксперимент, поскольку на таких малых значениях входной мощности ( $0.48 \text{ pW}$ ) современные СВЧ детекторы не работают. Мощность можно также выразить в общепринятых единицах – децибелах от милливатта по формуле:  $\text{dBm} = 10 \log_{10}(P)$ , где мощность  $P$  выражена в милливаттах. Тогда мощность  $P = 0.48 \text{ pW}$  соответствует величине  $\approx -93.2 \text{ dBm}$ . Наилучшие современные квадратичные детекторы начинают работать на мощностях около  $\approx -70 \text{ dBm}$  (в основном  $\approx -50 \div -40 \text{ dBm}$ ), а область квадратичной характеристики реальных детекторов простирается примерно до мощностей около  $-20 \text{ dBm}$ . Кроме того, такие малые значения постоянной составляющей ( $\bar{V} \approx 0.12 \text{ nV}$ ) и СКО шума ( $\sigma_V \approx 5.7 \cdot 10^{-6} \text{ nV}$ ) не могут быть измерены никакими техническими средствами.

Таким образом, для реальных измерений требуется усилить входной сигнал радиометра. Каким должно быть усиление в радиометре?

Рассмотрим схему реального радиометра полной мощности, рис. В.2.

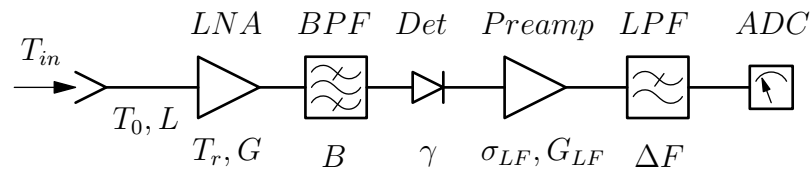


Рис. В.2. Блок-схема радиометра полной мощности. Здесь  $T_{in}$  – эквивалентная шумовая температура излучения на входе радиометра, LNA – low noise amplifier (малощумящий усилитель, МШУ), с полным СВЧ усилением  $G$  и эквивалентной шумовой температурой  $T_r$ , BPF – band-pass filter (полосно пропускающий Фильтр, ППФ) с полосой  $B$ , Det – square-law detector (квадратичный детектор, КД), с Вольт-Ваттной характеристикой  $\gamma$ , Preamp – low-pass preamplifier (предварительный усилитель низкой частоты, ПУНЧ), с собственным СКО шума  $\sigma_{LF}$  и усилением  $G_{LF}$ , LPF – low-pass filter (фильтр нижних частот, ФНЧ) с полосой  $\Delta F$ , ADC – analog to digital converter Аналого-Цифровой Преобразователь (АЦП),  $L$  – абсолютные потери во входном тракте, измеряемые как отношение мощности на входе линии с потерями к мощности на ее выходе ( $P_{in}/P_{out}$ ),  $L > 1$ ,  $T_0$  – физическая температура линии с потерями (входного тракта).

Согласно формуле (В.5), СКО шума в идеальном радиометре полной мощности прямо пропорционально температуре системы  $T_s$ .

### В.2.1 Динамический диапазон радиометра

В реальном радиометре полной мощности существует ограничение области применимости формулы (В.5) тем фактом, что на реальный квадратичный детектор, установленный в радиометр, можно подать только определенный диапазон СВЧ мощности. Этот диапазон входной для *детектора радиометра* СВЧ мощности назовем *динамическим диапазоном радиометра* (dynamic reserve of the radiometer, DRR). Обозначим минимальную и максимальную мощности, которые можно подавать на КД радиометра, через  $P_{rad,min}$  и  $P_{rad,max}$  соответственно. Тогда DRR, выраженный в децибелах, будет:

$$DRR_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{rad,max}}{P_{rad,min}} \right). \quad (B.6)$$

Такое определение динамического диапазона радиометра сильно отличается (в меньшую сторону) от определения *динамического диапазона квадратичного детектора*, определяемого через его граничные мощности  $P_{det,max}$  и  $P_{det,min}$ . Максимальные граничные мощности при этом совпадают:  $P_{rad,max} = P_{det,max} = P_{max}$ . Различие касается только минимальных граничных мощностей  $P_{rad,min}$  и  $P_{det,min}$ . В то время как  $P_{det,min}$  определяется по т.н. *тангенциальной чувствительности* (tangential sensitivity, TSS) самого детектора, величина  $P_{rad,min}$  определяется из условия достаточного превышения шума радиометра над шумом его НЧ части.

### В.2.2 Расчет СВЧ усиления

Сигнал и шум на выходе Квадратичного Детектора идеального радиометра полной мощности с учетом усиления по мощности СВЧ усилителя ( $G$ ) будут:

$$\begin{cases} \overline{V_G} = kT_s B G \gamma, \\ \sigma_{V_G} = kT_s B G \gamma \sqrt{\frac{2 \Delta F}{B}} = kT_s G \gamma \sqrt{2 B \Delta F} = \sigma_V G, \end{cases} \quad (B.7)$$

где  $\sigma_V$  определяется выражением (А.5). Реальный радиометр имеет добавку к расчетному шуму радиометра  $\sigma_{V_G}$  (В.7), обусловленную шумом НЧ усилителя. Обозначим эту добавку как  $\sigma_{LF}$  (см. Рис. В.2). Тогда суммарное СКО ( $\sigma$ )



измеряемого шума запишется как:

$$\sigma = \sqrt{\sigma_{V_G}^2 + \sigma_{LF}^2}. \quad (\text{B.8})$$

Задача СВЧ усиления – превысить величину шума низко-частотной (НЧ) части радиометра  $\sigma_{LF}$  так, чтобы этим шумом можно было пренебречь. Когда эта задача выполнена, дальнейшее увеличение усиления нецелесообразно, поскольку при этом будет снижаться динамический диапазон радиометра. Поэтому задача выбора СВЧ усиления одновременно означает выбор *минимально достаточного* СВЧ усиления. Примем за критерий такой *достаточности* следующее условие [30]:

$$\sigma_{V_G} = 4 \sigma_{LF}. \quad (\text{B.9})$$

При этом вклад НЧ шума в результирующее СКО будет  $\sim 3\%$ , что приемлемо.

На величину  $\sigma_{LF}$  повлиять нельзя. Точнее, предполагается, что она минимизирована в процессе разработки НЧ части радиометра путем выбора самых малошумящих НЧ усилителей. Поэтому, требуется величину  $\sigma_{V_G}$  привести в соответствие с критерием (B.9) путем выбора СВЧ усиления. Таким образом, изменяя СВЧ усиление  $G$  мы, тем самым, изменяем величину  $\sigma_{V_G}$  до требуемого значения, при известной величине  $\sigma_{LF}$ . Подставив во второе равенство формулы (B.7) вместо  $\sigma_{V_G}$  величину  $4 \sigma_{LF}$  и решив это уравнение относительно усиления  $G$ , получим:

$$G_{min} = 4 \frac{\sigma_{LF}}{kT_s \gamma \sqrt{2 B \Delta F}} = 4 \frac{\sigma_{LF}}{\sigma_V}, \quad (\text{B.10})$$

где знаменатель равен  $\sigma_V$  – *СКО шума детекторного приемника* (без усиления), с квадратичным детектором на выходе, см. (B.5). Результат вычислений зависит от величины  $\sigma_{LF}$ .

Поскольку выражение (B.10) для  $G_{min}$  получено, интерес представляет и явное выражение для  $P_{rad,min}$ :

$$P_{rad,min} = kT_s B G_{min} = 4 \frac{\sigma_{LF}}{\gamma} \sqrt{\frac{B}{2 \Delta F}}. \quad (\text{B.11})$$

На основании этого результата интересно отметить, что расширение СВЧ полосы приводит к снижению динамического диапазона радиометра (увеличению  $P_{rad,min}$ ).

Выражение (В.11) требует дальнейшей корректировки для отражения зависимости величины  $\sigma_{LF}$  от НЧ полосы. Здесь возможны 2 случая.

**Случай 1.** НЧ усилитель не имеет шума вида  $1/f$ . Это означает что спектральная плотность амплитуды флуктуаций (СПА, Amplitude Spectral Density, ASD) соответствует “белому” шуму, то есть – равна константе. Тогда СКО шума НЧ усилителя для выбранной НЧ полосы будет:

$$\sigma_{LF} = ASD \cdot \sqrt{\Delta F}. \quad (\text{В.12})$$

С учетом этого выражения формула для минимальной мощности шума на входе детектора запишется в виде:

$$P_{rad,min} = 4 \frac{ASD}{\gamma} \sqrt{\frac{B}{2}}, \quad (\text{В.13})$$

откуда видно, что  $P_{rad,min}$  не зависит выбора от НЧ-полосы, и при заданных  $B$  и  $\gamma$  является константой. Также, выражение (В.13) означает, что для увеличения динамического диапазона радиометра нужно уменьшать величину собственных шумов НЧ части радиометра ( $ASD$ ) и увеличивать крутизну Вольт-Ваттной характеристики детектора ( $\gamma$ ) при постоянном значении ширины СВЧ полосы радиометра. При этом, шумы современных НЧ усилителей и крутизна характеристики современных детекторов таковы, что на практике выполняется условие:  $P_{det,min} < P_{rad,min} < P_{rad,max}$ .

**Случай 2.** НЧ усилитель имеет шум вида  $1/f$ . Тогда спектральная плотность мощности шума этого усилителя имеет вид:  $ASD_{flat}^2 + A/f^\alpha$ , где  $A$  и  $\alpha$  ( $\alpha \approx 1$ ) – константы,  $ASD_{flat}$  – “белая” компонента шума НЧ усилителя. СКО шума НЧ-усилителя при  $\alpha = 1$  равно:

$$\sigma_{LF} = \sqrt{\sigma_{LF,white}^2 + \sigma_{LF,1/f}^2} = \sqrt{ASD_{flat}^2 \cdot \Delta F + A \ln \frac{F2}{F1}}, \quad (\text{В.14})$$

где  $\Delta F = F2 - F1$ . Подстановка этого выражения вместо  $\sigma_{LF}$  в (В.11) даст значение  $P_{rad,min}$ , растущее при смещении частоты  $F1$  по оси частот влево. Критерий (В.9) при этом требует корректировки: усиленный шум радиометра  $\sigma_{V_G}$  должен в 4 раза превысить уже величину  $\sigma_{LF,peak-peak}$  (а не  $\sigma_{LF}$  из (В.14)), чтобы шумом вида  $1/f$  усилителя НЧ можно было пренебречь. При этом  $\sigma_{LF,peak-peak} \approx 6 \sigma_{LF}$ , и может потребоваться такое СВЧ усиление, что

$P_{rad,min}$  может превысить величину  $P_{rad,max}$ , так что соответствующий радиометр полной мощности станет не реализуем.

### В.2.3 Численные примеры

За основу для расчетов возьмем параметры радиометра РАТАН-600 диапазона 6.2 см, которые приводились выше:  $B = 900 \text{ MHz}$ ,  $T_s = 39 \text{ K}$ ,  $\gamma = 250 \frac{\mu V}{\mu W}$ . Выберем полосу НЧ анализа от  $F_1 = 0.01 \text{ Hz}$  до  $F_2 = 1 \text{ Hz}$ . То есть, анализируем гармоники с периодами от 1 секунды до 100 секунд. Тогда  $\Delta F = 1 - 0.01 \approx 1 \text{ Hz}$ . Также, для расчета динамического диапазона детектора, положим, что величина  $P_{max}$  детектора известна и равна  $-17 \text{ dBm}$ , и вспомним (см. выше), что мощность в полосе частот радиометра без усиления составляет  $-93.2 \text{ dBm}$ . По этим значениям найдем величину  $\sigma_V$ , см. формулу (В.5):  $\sigma_V \approx 5.7 \cdot 10^{-6} \text{ nV}$ . Используя эти значения, рассчитаем минимально необходимое СВЧ усиление и динамический диапазон радиометра для 2-х случаев.

**Пример 1.** Пусть требуется построить идеальный радиометр полной мощности. Шум этого радиометра содержит только “белую” компоненту, описываемую “шумовой” частью формулы (В.5). Для реализации НЧ части радиометра выберем операционный усилитель (ОУ) ADA-4521-1, вносящий также только “белый” шум. Шум этого усилителя описывается его паспортной величиной, постоянной на всех частотах – Спектральной Плотностью Амплитуды (СПА, ASD – Amplitude Spectral Density):  $ASD \approx 5.6 \left[ \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \right]$ .

Тогда:

$$\sigma_{LF} = ASD \cdot \sqrt{1Hz} = 5.6 \text{ nV};$$

$$G_{min} = 4 \frac{5.6}{5.7 \cdot 10^{-6}} \approx 4 \cdot 10^6. \text{ Выразив это усиление в децибелах, получим:}$$

$$G_{min,dB} \approx 66 \text{ dB}$$

$$P_{min,dBm} = -93.2 \text{ dBm} + 66 \text{ dB} = -27.2 \text{ dBm};$$

$$DRR_{db} = -17 \text{ dBm} - (-27.2 \text{ dBm}) = 10.2 \text{ dB}.$$

**Пример 2.** Пусть радиометр полной мощности, как и в предыдущем примере, также имеет только “белую” компоненту шума  $\sigma_V \approx 5.7 \cdot 10^{-6} \text{ nV}$ . Для реализации НЧ части усилителя выбран ОУ, имеющий более низкую плоскую часть СПА ( $ASD_{flat} \approx 3 \left[ \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \right]$ ), но имеющий шум вида  $1/f$  – ОРА228. Эти ОУ применялись в проекте “Planck” [11]. В случае наличия шума вида  $1/f$  у

НЧ части радиометра, критерий выбора минимально достаточного СВЧ усиления должен отвечать новому условию:  $\sigma_{V_G} = 4\sigma_{LF_{peak-peak}}$ . На практике за оценку  $\sigma_{LF_{peak-peak}}$  можно с достаточной уверенностью взять значение СПА НЧ усилителя на минимальной частоте анализа  $F_1$  ( $\Delta F = F_2 - F_1$ ) для этого ОУ:  $ASD_{0.01} \approx 58 \left[ \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \right]$ . Поскольку это максимальное значение ASD в полосе анализа, можно положить, что в остальной части рабочей НЧ полосы  $ASD = 0$ . Тогда  $\sigma_{peak-peak} = ASD_{0.01} \cdot \sqrt{1Hz} = 58 nV$ . Эту величину можно получить из документации на ОУ. (Однако, часто величина  $F1$  требуется такая низкая, для которой в документации на ОУ не дается значения  $ASD_{F1}$ . Тогда надо аппроксимировать  $ASD(f)$ , приведенное в документации, функцией вида  $a + b/f^{0.5}$ , и экстраполировать эту ф-цию до требуемого значения  $F1$ .) Произведя вычисления, получим:

$$G_{min,dB} = 4 \frac{\sigma_{peak-peak}}{\sigma_V} \approx 76 dB;$$

$$P_{min,dBm} = -93.2 dBm + 76 dB = -17.2 dBm;$$

$$DRR_{db} = -17 dBm - (-17.2 dBm) = 0.2 dB.$$

Последняя цифра говорит о том, что такой радиометр фактически неработоспособен. При этом, если еще и сам радиометр имеет шум вида  $1/f$ , то строить такой радиометр нецелесообразно. Минимально достаточное СВЧ усиление превысит максимально допустимое.

**Примечание к примерам 1,2** Вычисления производились на основе знания величины абсолютной мощности на входе квадратичного детектора. Применявшееся значение конечно требует корректировки. Во первых – нужно уменьшить мощность, посчитанную по формуле  $P = kTB$  вдвое за счет того, что радиометр принимает и усиливает одну поляризацию. Во вторых – на практике также нужен учет потерь во всех СВЧ трактах радиометра. При этом мощность снизится и потребуется дополнительное усиление.

## В.2.4 Измерение динамического диапазона радиометра

Величину  $DRR$  можно всегда измерить на практике. Для этого перед квадратичным детектором нужно установить градуированный аттенюатор. Далее нужно найти уровень мощности, соответствующий  $P_{max}$ , когда напряжение на выходе детектора перестает линейно зависеть от подводимой к нему СВЧ мощ-

ности. При таких измерениях на входе радиометра устанавливается согласованная нагрузка, а СВЧ усиление выбирается сначала “с запасом”, чтобы мощность на входе КД могла достичь значения  $P_{max}$ . Установить аттенюатор в найденное положение, соответствующее мощности  $P_{max}$  на входе КД. С помощью аттенюатора нужно снижать мощность на входе КД ступенями по  $3\text{ dB}$ . При этом нужно следить за величиной шума радиометра, убеждаясь, что шум на каждой ступени уменьшается в 2 раза. Как только на очередном шаге шум перестал уменьшаться – это значит что  $\sigma_V < \sigma_{LF}$ , см. формулу (В.8) (то есть мощность на входе КД уже ниже чем  $P_{rad,min}$ ). Плавно увеличивая мощность аттенюатором, можно найти такую мощность, при которой шум радиометра увеличится в  $\sim 1.41$  раз. Это будет означать, что  $\sigma_V \approx \sigma_{LF}$ . Отсчитанное по аттенюатору значение нужно увеличить в 4 раза ( $+6\text{ dB}$ ), что обеспечит подачу на детектор мощности  $P_{rad,min}$ , согласно условию (В.9). По разнице затуханий в аттенюаторе для  $P_{rad,min}$  и  $P_{rad,max}$  определяется динамический диапазон радиометра. Для повышения точности измерений нужно проводить их в модуляционном режиме работы радиометра, если в чтобы избежать влияния шума вида  $1/f$ .

### В.3 Расчет НЧ усиления

Сигнал радиометра должен быть зарегистрирован с помощью измерительного прибора (сейчас это аналого-цифровой преобразователь, АЦП). Как любой другой измерительный прибор, АЦП имеет собственную относительную погрешность измерения. Обозначим эту погрешность как  $\sigma_{ADC}$ . Как известно (см., например, [17]),

$$\sigma_{ADC}^2 = \frac{q^2}{12}, \quad (\text{В.15})$$

где  $q$  – вес младшего значащего разряда (МЗР) АЦП, выраженный в единицах измерения входного сигнала (например, в Вольтах). СКО шума на выходе квадратичного детектора радиометра, согласно (В.7) и с учетом выбора минимально достаточного СВЧ усиления, равно:

$\sigma_{V_G} = kT_s G_{min} \gamma \sqrt{2B\Delta F}$ . Заметим, что в полосе  $\Delta F = 1\text{ Hz}$  СКО этого шума будет:

$$\sigma_{V_G, 1\text{ Hz}} = kT_s G_{min} \gamma \sqrt{2B}. \quad (\text{В.16})$$

Усиление НЧ ( $G_{LF}$ , см. Рис. В.2) в радиометре обеспечивается предварительным усилителем низкой частоты (ПУНЧ). Необходимо выбрать усиление ПУНЧ таким образом, чтобы шум АЦП ( $\sigma_{ADC}$ ) не вносил заметного вклада в суммарный шум радиометра. Для данного случая формула для полного СКО шума (В.8) с учетом также НЧ-усиления и выражения (В.16) запишется в виде:

$$\sigma^2 = \sigma_{V_G, 1\text{ Hz}}^2 \cdot G_{LF}^2 \cdot \Delta F + \frac{q^2}{12} = \sigma_{in, ADC}^2 + \frac{q^2}{12}, \quad (\text{В.17})$$

где введено обозначение:  $\sigma_{in, ADC}^2 = \sigma_{V_G, 1\text{ Hz}}^2 \cdot G_{LF}^2 \cdot \Delta F$ . В работе [30] путем моделирования показано, что для верной оцифровки шума радиометра, и чтобы пренебречь шумом АЦП, достаточно выполнения следующего условия:

$$\sigma_{in, ADC} = 2q. \quad (\text{В.18})$$

При этом  $\sigma_{in, ADC, peak-peak} \approx 5\sigma_{in, ADC} = 10q$ , так что шум пересекает 10 уровней квантования АЦП. Выражение (В.18) с учетом (В.17) запишется как:

$$\sigma_{V_G, 1\text{ Hz}} \cdot G_{LF} \sqrt{\Delta F} = 2q. \quad (\text{В.19})$$

Здесь первый сомножитель в левой части ( $\sigma_{V_G, 1\text{ Hz}}$ ) уже зафиксирован подходящим выбором СВЧ усиления и является константой, так что его можно перенести в правую, постоянную часть формулы (В.19). Требовать равенства в (В.19) можно за счет 2-х свободных (их можно подбирать) сомножителей:  $\sqrt{\Delta F}$  и  $G_{LF}$ . При выбранном значении  $\Delta F$  величина  $G_{LF}$  однозначно находится из (В.19) и является уже *минимально достаточным НЧ усилением*  $G_{LF, min}$ :

$$G_{LF, min} \sqrt{\Delta F} = \frac{2q}{\sigma_{V_G, 1\text{ Hz}}}. \quad (\text{В.20})$$

Дальнейшее НЧ усиление шума радиометра ( $G_{LF} > G_{LF, min}$ ) приводит только к снижению динамического диапазона АЦП.

Таким образом, получен вывод: выбор минимально достаточного НЧ усиления в радиометре зависит от его НЧ полосы.

Сигнал и шум на входе АЦП радиометра полной мощности с учетом минимально необходимых и достаточных СВЧ и НЧ усилений ( $G_{min}$  и  $G_{LF, min}$ ) будут:

$$\begin{cases} \bar{V}_{in, ADC} = kT_s B \gamma G_{min} G_{LF, min} = \bar{V}_G G_{LF, min}, \\ \sigma_{in, ADC} = kT_s B \gamma G_{min} G_{LF, min} \sqrt{\frac{2\Delta F}{B}} = \sigma_{V_G, 1\text{ Hz}} \cdot G_{LF, min} \sqrt{\Delta F}. \end{cases} \quad (\text{В.21})$$

После выбора НЧ-усиления и НЧ-полосы по критерию (В.20) шумом АЦП можно пренебречь, поэтому, согласно (В.17), для результирующего СКО шума на входе АЦП можно записать:  $\sigma = \sigma_{in,ADC}$ .

Подсчитаем практические значения для  $\bar{V}_{in,ADC}$  и  $\sigma_{in,ADC}$ . Для расчетов используем исходные данные радиометра РАТАН-600 диапазона 6.2 см, применявшиеся для расчетов в предыдущих разделах:  $T_s = 39\text{ K}$ ,  $\gamma = 250\text{ mV/mW}$ ,  $B = 900\text{ MHz}$ . По этим данным, согласно формуле (В.5), найдем среднее значение ( $\bar{V}$ ) и СКО шума соответствующего детекторного приемника без усиления в полосе  $\Delta F = 1\text{ Hz}$  (величину  $\sigma_{V,1\text{ Hz}}$ ):

$$\begin{cases} \bar{V} = kT_s B \gamma \approx 0.12\text{ nV}, \\ \sigma_{V,1\text{ Hz}} = \bar{V} \sqrt{\frac{2}{B}} \approx 5.7 \cdot 10^{-6}\text{ nV}. \end{cases} \quad (\text{В.22})$$

Здесь, как и в примере предыдущего раздела, в качестве ПУНЧ применим ОУ со спектральной плотностью амплитуды шума, равной всюду  $5.6\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Следовательно, в полосе  $1\text{ Hz}$  СКО шума ПУНЧ будет:  $\sigma_{LF} = 5.6\text{ nV}$ . Согласно критерию (В.10), вычислим минимально достаточное СВЧ усиление:  $G_{min} = 4 \frac{5.6}{5.7 \cdot 10^{-6}} \approx 4 \cdot 10^6$ . По этим данным, согласно формуле (В.7) и используя найденные значения в (В.22), найдем среднее значение ( $\bar{V}_G$ ) и СКО шума радиометра с усилением  $G_{min}$  в полосе  $\Delta F = 1\text{ Hz}$  (величину  $\sigma_{V_G,1\text{ Hz}}$ ):

$$\begin{cases} \bar{V}_G = \bar{V} \cdot 4 \cdot 10^6 \approx 484\text{ }\mu\text{V}, \\ \sigma_{V_G,1\text{ Hz}} = \sigma_{V,1\text{ Hz}} \cdot 4 \cdot 10^6 \approx 22.8\text{ nV}. \end{cases} \quad (\text{В.23})$$

Эти сигнал и шум радиометра полной мощности нужно измерить с помощью АЦП. Пусть для измерений имеется 16-ти разрядный АЦП с диапазоном измерений 0–4 Вольт (обратим внимание, что сигнал с выхода КД принципиально однополярный, так что АЦП должен измерять только одну полярность напряжения). Тогда вес одного отсчета АЦП будет:  $q = 4\text{ V}/2^{16} \approx 61\text{ }\mu\text{V}$ . Используя критерий (В.20) найдем:

$$G_{LF,min} \cdot \sqrt{\Delta F} = \frac{2q}{\sigma_{V_G,1\text{ Hz}}} = \frac{2 \cdot 61}{22.8 \cdot 10^{-3}} \approx 5351. \quad (\text{В.24})$$

Также, можно записать СКО шума на входе АЦП на основании (В.17) и критерия (В.18), пренебрегая шумом АЦП в (В.17):

$$\sigma = \sigma_{in,ADC} = 2q = 2 \cdot 61\text{ }\mu\text{V} = 122\text{ }\mu\text{V}. \quad (\text{В.25})$$

Этот шум будет соответствовать минимальной температуре системы, в данном случае –  $39\text{ K}$ .

Найдем теперь усиление ( $G_{LF,min}$ ) и постоянную составляющую напряжения на входе АЦП ( $V_{in,ADC}$ ) при этом усилении для двух значений ширины полосы  $\Delta F$ .

1) В первом варианте расчета примем  $\Delta F = 1\text{ Hz}$ . Тогда, с учетом (В.24) и (В.21):

$$G_{LF,min} = 5351/\sqrt{1} = 5351;$$

$$\bar{V}_{in,ADC} = \bar{V}_G \cdot G_{LF,min} = 484\text{ }\mu\text{V} \cdot 5351 \approx 2.6\text{ V}.$$

Таким образом, усиленная постоянная составляющая заняла больше половины динамического диапазона АЦП ( $4\text{ V}$ ), так что радиометр с данным АЦП может измерять полные эквивалентные шумовые температуры, всего в  $\sim 1.54$  раз превышающие  $T_s$  для данного радиометра.

2) Во втором варианте примем  $\Delta F = 8000\text{ Hz}$ . Тогда:

$$G_{LF,min} = 5351/\sqrt{8000} \approx 60,$$

$$\bar{V}_{in,ADC} = 484\text{ }\mu\text{V} \cdot 60 \approx 29\text{ mV}.$$

Теперь для измерений доступен диапазон примерно в  $138\text{ }T_s$ !

Два приведенных примера показывают, как снижаются требования к НЧ усилению при увеличении частоты оцифровки сигнала радиометра: увеличение НЧ полосы сигнала до  $8000\text{ Гц}$  привело к уменьшению требуемого усиления почти в  $90$  раз, с одновременным увеличением динамического диапазона измерений, (при условии, конечно, квадратичности детектора).



## Приложение С

# Синхронное детектирование сигнала модуляционного радиометра

Модуляционный способ приема в радиоастрономии был впервые предложен Дике (R. Dicke) в 1946 году [1] как альтернатива приемнику полной мощности. Реальный радиометр полной мощности не реализует расчетную чувствительность из-за флуктуаций коэффициента передачи и флуктуаций шумовой температуры радиометра. Эти флуктуации имеют СПМ вида  $1/f$  и обусловлены внутренними процессами, протекающими в усилителях и квадратичном детекторе радиометра (нестабильности питаний, температур, случайные процессы в полупроводниках и пр.). Поэтому измерения выходного сигнала радиометра на постоянном токе показывают сильный вклад указанного шума вида  $1/f$ .

Основной принцип, реализованный в схеме модуляционного радиометра, заключается в измерении входного сигнала путем переключения с антенны на эталонный источник сигнала с последующим выделением полезного сигнала на частотах, свободных от шума  $1/f$ . Роль детектора сигнала в данной схеме выполняет синхронный детектор (СД) – устройство, работающее синхронно со входным переключателем на выходе приемника.

В настоящее время модуляционный способ приема широко применяется в радиоастрономических наблюдениях, требующих реализации предельной чувствительности. Существует несколько основных схем построения модуляцион-

ного радиометра, таких как классический радиометр Р. Дике (Dicke-switched radiometer), радиометр с диаграммной модуляцией (beam switching), радиометр с добавлением шума (РДШ, noise adding radiometer, NAR). Управляющим сигналом (сигналом модуляции) является прямоугольный периодический сигнал типа “меандр” (square wave). Такой вид управления позволяет наиболее просто реализовать модуляцию входного сигнала радиометра путем построения переключающей схемы, коммутирующей сравниваемые СВЧ-сигналы. Во всех способах модуляции на выходе квадратичного детектора выделяется полезный сигнал уже не на постоянном токе (DC), а на переменном, а именно - в некоторой полосе частот  $\Delta\Omega$  около всех гармоник частоты модуляции  $\omega_r$  (где нижний индекс “r” означает опорный сигнал, reference). Тогда, если подъем на низких частотах в спектре флуктуаций вида  $1/f$  приемника начинается на частоте  $\omega_{knee}$ , то, выбрав частоту  $\omega_r$  в несколько раз выше чем  $\omega_{knee}$ , получим ситуацию, когда полезный сигнал и сигнал мешающего шума разнесены на достаточно большой интервал частот и полезный сигнал может быть выделен без влияния указанного шума вида  $1/f$ .

Расчетная чувствительность модуляционного радиометра вдвое хуже, чем у радиометра полной мощности, однако данная чувствительность может быть реализована на практике, в то время как реальная чувствительность РПМ в несколько раз хуже расчетной.

Применение модуляции сигнала радиометра и синхронное детектирование полезного сигнала накладывают, однако, определенные требования к модулирующим и детекторным схемам приемника для достижения предельной чувствительности. Эти и другие вопросы будут детально рассмотрены в следующих разделах.

## С.1 Основы синхронного детектирования

“Синхронный детектор” – это общее название класса устройств, предназначенных для выделения полезного сигнала методом, в котором детектирование осуществляется с помощью вспомогательных колебаний, совпадающих по частоте с несущей частотой принимаемых сигналов, см. рис.С.1. СД применяется тогда, когда известна форма полезного сигнала, но неизвестна его амплитуда

и фаза. Избирательные свойства СД активно применяются в измерительной технике, поскольку в данном методе значительно ослабляются все другие сигналы, несущая частота которых не совпадает с частотой вспомогательных ( $R(t)$  с частотой  $\omega_r$ ) колебаний.

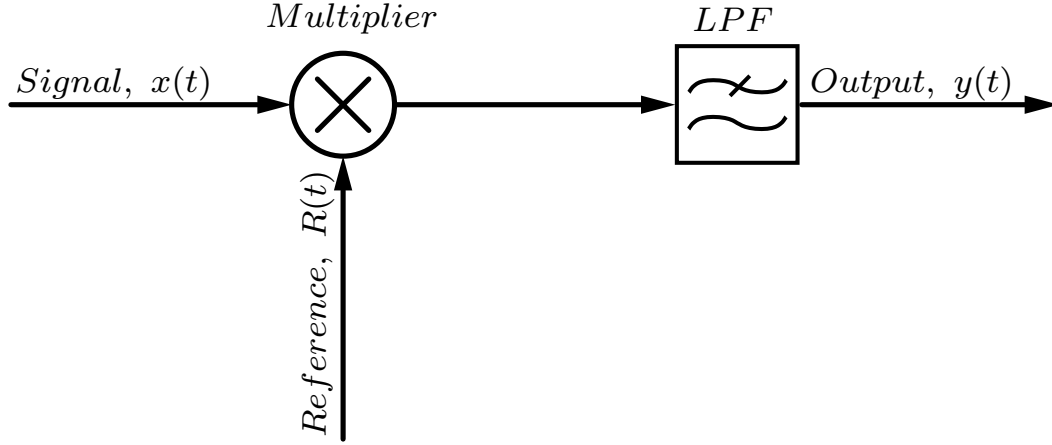


Рис. С.1. Иллюстрация к принципу синхронного детектирования

Рассмотрим схему на С.1. Пусть на вход подается синусоидальный сигнал  $x(t)$  с амплитудой  $A$  имеющий частоту  $\omega_s$  и фазу  $\phi_s$ , а на опорный вход подается также синусоидальный сигнал  $R(t)$  с единичной амплитудой и частотой  $\omega_r$  и фазой  $\phi_r$ . Оба сигнала подаются на умножитель, а результат умножения – на фильтр нижних частот (ФНЧ, low-pass filter, LPF). Тогда сигнал на выходе умножителя будет равен:

$$\begin{aligned}
 V_{mul} &= A \sin(\omega_s t + \phi_s) \cdot \sin(\omega_r t + \phi_r) = \\
 &= \frac{1}{2} A \cos([\omega_s - \omega_r]t + \phi_s - \phi_r) - \\
 &\quad - \frac{1}{2} A \cos([\omega_s + \omega_r]t + \phi_s + \phi_r).
 \end{aligned} \tag{C.1}$$

Как видно из формулы (С.1), в результате умножения появляются две спектральные компоненты: низкочастотная ( $\omega_s - \omega_r$ ) и высокочастотная ( $\omega_s + \omega_r$ ). Параметры фильтра выбираются так, чтобы отфильтровать высокочастотную компоненту  $\omega_s + \omega_r$ .

Далее следует сделать следующие 2 примечания:

- 1) в измерительных синхронных детекторах широкого применения входной сигнал умножается на 2 опорных сигнала с одинаковой частотой и разностью фаз, равной  $\pi/2$ . В результате получают 2 квадратурных составляющих, которые вместе дают амплитуду и фазу изучаемого колебания  $x(t)$ .

Однако, в радиоастрономических измерениях с опорным сигналом типа “меандр” нет необходимости измерения фазы входного модулированного колебания, поскольку она уже задана в процессе модуляции. Поэтому в СД сигнал  $x(t)$  умножен на сигнал модуляции один раз.

- 2) В измерительных синхронных детекторах требуется равенство сигнала и опоры ( $\omega_r = \omega_s$ ), чтобы разностная гармоника перенеслась на нулевую частоту (постоянный ток).

С учетом этих примечаний на выходе ФНЧ получаем:

$$y(t) = \frac{1}{2}A \cdot \cos(\phi_s - \phi_r). \quad (\text{C.2})$$

Таким образом, на выходе ФНЧ устанавливается постоянное напряжение, пропорциональное амплитуде входного сигнала. Видно, что это напряжение зависит от разности фаз между входным и опорным сигналом, поэтому – синхронный детектор называют также **фазочувствительным детектором, ФЧД (phase-sensitive detector, PSD)**. Если разность фаз сделать равной нулю (что и делается на практике в радиометрии), тогда на выходе СД установится напряжение, равное:

$$y(t) = \frac{1}{2}V_s \quad (\text{C.3})$$

В зарубежной литературе пара умножитель-ФНЧ получила название **lock-in detector** или просто **lock-in**. Процесс, происходящий в умножителе и ФНЧ также называют **демодуляцией**, как операцию, обратную к процессу модуляции, переносящую спектр сигнала с частоты модуляции на нулевую частоту. При этом полезный сигнал измеряется на постоянном токе (DC), как видно из формулы (C.3), а гармоники частоты модуляции отфильтровываются ФНЧ.

Если рассматривать работу схемы ФЧД в частотной области – видно, что при синусоидальной демодуляции происходит перенос любой гармоники сигнала (в случае широкополосного сигнала) на частоты  $\pm\omega_r$ . В этом можно убедиться пользуясь фактом **линейности** СД и учитывая что при широкополосном входном сигнале каждая гармоника сигнала умножится на опорный сигнал  $\omega_r$ .

Если для измерений необходимо знать изменения сигнала со временем в некоторой полосе частот – тогда полосу ФНЧ согласовывают с требуемой полосой сигнала, тем самым предельно увеличивая отношение сигнал/шум. При

этом, в процессе переноса спектра сигнала с частоты модуляции на нулевую частоту переносится не только сама частота модуляции, но и прилегающие к ней частоты в полосе ФНЧ, содержащие всегда шумы приемно-измерительной системы.

С развитием вычислительной техники и элементной базы радиоэлектроники стала возможна реализация ФЧД несколькими способами:

- 1) аналоговый умножитель. Применяется, как правило, при синхронных измерениях с синусоидальной модуляцией – синусоидальной демодуляцией.
- 2) Ключ для аналоговых сигналов. Применяется в измерительной технике при прямоугольной демодуляции. Тогда операция умножения сигнала на  $\pm 1$  выполняется поочередной коммутацией прямого и инверсного сигналов (требуется инвертор сигнала).
- 3) Цифровой умножитель. Применяется, в основном, в измерительной технике. Требуется оцифровки сигнала на частоте, не ниже удвоенной частоты опорного сигнала с последующим умножением в системах Цифровой Обработки Сигналов (ЦОС). Выходной ФНЧ выполняется в виде цифрового фильтра. Применяется как для синусоидальных так и для прямоугольных модуляции-демодуляции.

## С.2 Синхронное детектирование в радиоастрономии

Следует подчеркнуть, что применение синхронного детектирования в измерительной технике сопровождается различными подходами к измерениям и детектированию. Различия заключаются в методах модуляции, в частотном составе исследуемого сигнала, в методах выделения полезного сигнала.

В радиометрических измерениях применяется метод измерений, основанный на прямоугольной (“меандр”) модуляции сигнала путем попеременного подключения к радиометру двух источников сигнала: измеряемого сигнала от антенны радиотелескопа с эквивалентной шумовой температурой  $T_A$  (“Антенна”) и опорного сигнала, (“Эквивалент”,  $T_C$ , здесь нижний индекс **С** означает *Comparison*

*load*). На выходе квадратичного детектора радиометра происходит синхронное детектирование сигнала радиометра на частоте модуляции. ФЧД здесь выполняется, как правило, методами **2** и **3**, см. предыдущий раздел.

Для того, чтобы вычислить отклик такой системы (выходной сигнал), удобно рассмотреть сначала схему измерения амплитуды синусоидального сигнала  $x(t)$  путем синхронного детектирования с опорным сигналом “меандр”  $R(t)$ .

### С.2.1 Синусоидальная модуляция – прямоугольная демодуляция, шум отсутствует

Данный случай описывает измерение амплитуды одиночного синусоидального колебания, шум пока не вводится в рассмотрение. Примером такой модуляции может быть измерение температуры с помощью моста Уитстона, когда на него подается не постоянное напряжение, а переменное синусоидальное. При этом сигнал разбаланса моста подается на синхронный детектор с прямоугольным опорным сигналом. Здесь частота входного синусоидального сигнала кратна частоте основной гармоники “меандра” демодуляции  $\omega_r$  и равна  $m\omega_r$ , где  $m$  – любое натуральное число. Кроме того, здесь и далее полагаем что начальная фаза измеряемого колебания совпадает с начальной фазой опорного сигнала ( $\phi_s = \phi_r$ ).

Итак, входной сигнал равен:

$$x(t) = A \sin(m\omega_r t), \quad (\text{C.4})$$

где  $m$  – любое натуральное число. Опорный периодический сигнал  $R(t)$  с периодом  $T$  запишем как:

$$R(t) = \begin{cases} -1 & \text{при } -T/2 < t < 0 \\ +1 & \text{при } 0 \leq t < T/2 \end{cases} \quad (\text{C.5})$$

где  $T$  – период управляющего сигнала типа “меандр”. Применяя разложение в ряд Фурье для  $R(t)$  с учетом того что  $\omega_r = 2\pi/T$ , получим:

$$R(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\omega_r t)}{n}. \quad (\text{C.6})$$

Здесь и далее  $n$  – только нечетные числа. Коэффициенты ряда равны  $\frac{4}{\pi n}$ .

Перемножая сигналы  $x(t)$  и  $R(t)$ , получим:

$$x(t) \cdot R(t) = \frac{2A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} [\cos((m-n)\omega_r t) - \cos((m+n)\omega_r t)]. \quad (C.7)$$

Таким образом, на выходе перемножителя получаем сигнал, в спектре которого существуют гармоники частот  $(m-n)\omega_r$  и  $(m+n)\omega_r$ , то есть при умножении произошло преобразование спектра сигнала. Данное преобразование и позволяет измерить амплитуду синусоидального сигнала не на его частоте, а на постоянном токе, если произвести перенос гармоники частоты  $m\omega_r$  на нулевую частоту, что выполняется только при  $m = n$ , где  $n$  – положительные нечетные числа. ФНЧ после умножителя удалит все гармоники с частотами  $(m+n)\omega_r$ , так что вторая сумма в формуле (C.7) не даст вклада в выходной сигнал. Из первой суммы вклад в постоянную составляющую даст только одно слагаемое, для которого выполняется условие  $m = n$ . Таким образом, для сигнала на выходе ФНЧ ( $y(t)$ ) можно записать:

$$y(t) = \overline{x(t)R(t)} = \frac{2A}{m\pi}, \quad (C.8)$$

Тогда, если входной синусоидальный сигнал имеет частоту  $m\omega_r$ , то при  $m = 1$  напряжение на выходе ФНЧ будет равно  $\frac{2A}{\pi}$ , при  $m = 3$  напряжение на выходе ФНЧ будет равно  $\frac{2A}{3\pi}$  и т.д.

Из формулы (C.8) видно, что вклад в усредненное значение выходного напряжения даст только входной сигнал с частотой, равной частоте основной гармоники опорного “меандра” или его нечетным кратным частотам. Таким спектральным составом обладает сам “меандр”, то есть – данный синхронный детектор является идеальным измерителем амплитуды входного сигнала, имеющего форму “меандра” (оптимальным фильтром для такого сигнала, данный фильтр является гребенчатым фильтром).

## С.2.2 Прямоугольная модуляция – прямоугольная демодуляция, шум отсутствует

Теперь можно перейти к рассмотрению случая, более близкого к радиометрическим измерениям, с попеременной коммутацией сигналов “Антенна” и “Эк-

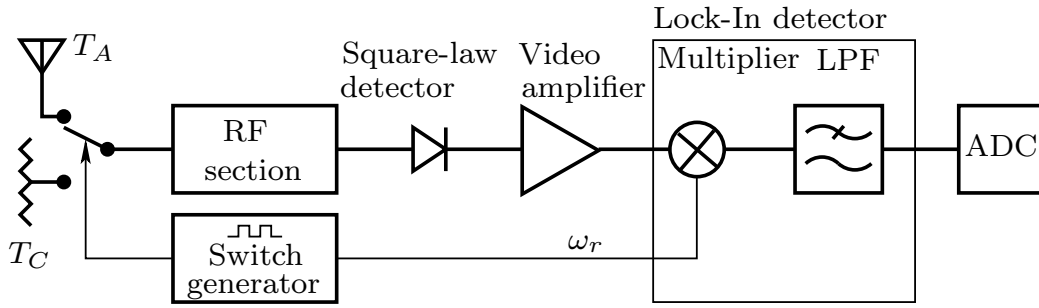


Рис. С.2. Модуляционный радиометр Р.Дике

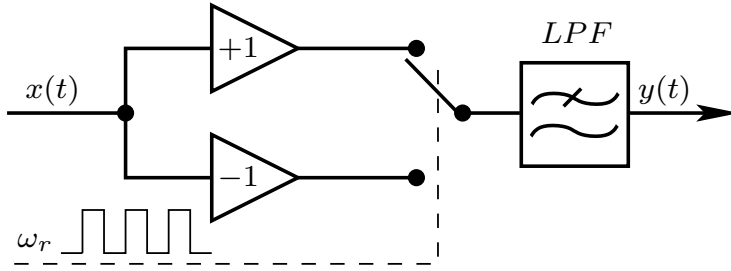


Рис. С.3. Один из вариантов практической реализации синхронного детектора, показанного на рис. С.1 и рис. С.2 для случая прямоугольной модуляции и прямоугольной демодуляции

вивалент” ( $T_A$  и  $T_C$ , рис. С.2), управляемой сигналом “меандр”. Здесь пока предполагается, что шумы в тракте сигнала отсутствуют. На сигнальный вход СД подается “меандр” с амплитудой одного полупериода, равной  $A$  (половина “размаха меандра”), и синхронное детектирование осуществляется таким же опорным сигналом с единичной амплитудой полупериода. Также предполагается, что основной и опорный сигналы полностью синфазны. Тогда можно записать:  $x(t) = A \cdot R(t)$ , поскольку сигнал и опора одинаковы за исключением множителя  $A$  у сигнала (эту, неизвестную пока амплитуду, должен продетектировать синхронный детектор). Запишем сигнал на выходе умножителя:

$$x(t) \cdot R(t) = A \cdot R^2(t), \quad (\text{С.9})$$

который является просто квадратом опорного сигнала, умноженного на амплитуду измеряемого сигнала. С помощью ФНЧ выделяется только постоянная составляющая сигнала с выхода умножителя, так что задача сводится к нахождению только этой постоянной составляющей, без учета переменной. Следовательно, необходимо найти величину

$$y(t) = A \cdot \overline{R(t) \cdot R(t)}, \quad (\text{С.10})$$



по аналогии с формулой (С.8). Пользуясь результатом предыдущей задачи, а также фактом линейности ФНЧ, можно показать, что выходной сигнал ФНЧ будет равен сумме откликов СД на каждую спектральную составляющую опорного сигнала. Если теперь в формуле (С.8) заменить  $A$  на  $A \frac{4}{n\pi}$  (амплитуда каждой гармоники входного сигнала, согласно Фурье коэффициентам опорного сигнала, формула (С.6)), то, суммируя отклики на каждую синусоидальную компоненту входного “меандра”, получим:

$$y(t) = A \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \cdot \frac{4}{n\pi} = A \frac{8}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} = A, \quad (\text{С.11})$$

поскольку сумма ряда в данном выражении равна  $\pi^2/8$  (здесь суммирование также производится только по нечетным целым числам). Таким образом, ам-

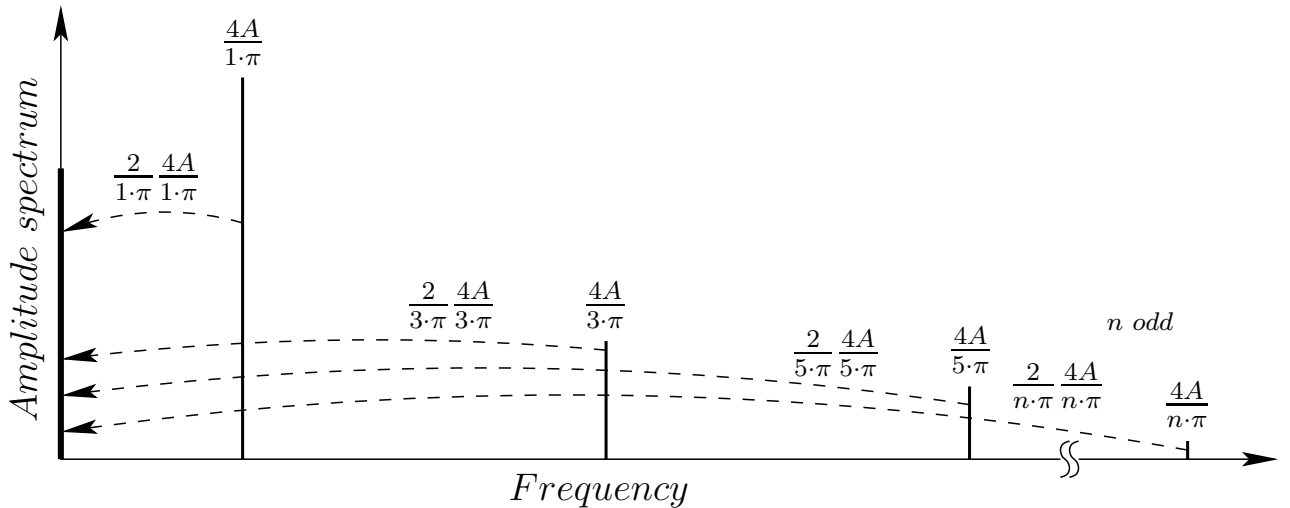


Рис. С.4. Иллюстрация к синхронному детектированию амплитуды “меандра”

плитуда на выходе ФНЧ в данной задаче равна амплитуде полупериода входного “меандра”, т.е. – половине его размаха.

В действительности невозможно подать на сигнальный вход СД “меандр” с бесконечным числом гармоник основной частоты, чтобы суммирование производить до бесконечности, поскольку полоса сигнала на входе СД формируется конкретными радиотехническим устройством (в случае радиометра – Предварительным Усилителем Низкой Частоты, ПУНЧ) с заданной полосой пропускания  $\Delta\Omega_x$ . Предполагается, что полоса частот, занимаемая “сигнальным меандром”, такая, чтобы в рассмотрении участвовало достаточно большое число гармоник опорного сигнала модуляции. На практике достаточно полосы, вклю-

чающей в себя  $\sim 30$  гармоник опорного “меандра”. Тогда в реальном рассмотрении будет участвовать усеченный ряд Фурье для опорного и измеряемого сигналов, и суммирование в формуле (С.11) будет производиться до некоторой граничной частоты. Это допустимо, поскольку числовой ряд  $1/n^2$  достаточно быстро убывает с ростом  $n$ , и высокие гармоники вносят все меньший вклад в сумму. Так, при суммировании от единицы до 59 включительно (30 нечетных гармоник в формуле (А.12)), отклонение результата от “идеального” будет составлять примерно 0.7%, что приемлемо.

### С.2.3 Прохождение шума через синхронный детектор

Рассмотрим низкочастотный белый шум  $x(t)$  в полосе частот  $\Delta\Omega_x$  (как указано в предыдущем параграфе для сигнала). Спектральная плотность мощности этого шума равна  $C$ . На выходе СД установлен ФНЧ с полосой  $\Delta\Omega_y$  ( $\Delta\Omega_y \ll \Delta\Omega_x$ ). Если шум  $x(t)$  подать только на этот ФНЧ, то дисперсия шума будет:

$$\sigma_y^2 = C \cdot \Delta\Omega_y. \quad (\text{С.12})$$

Этот случай соответствует радиометру полной мощности.

Теперь подадим шум  $x(t)$  на вход умножителя СД. Нетрудно проверить прямым моделированием, что умножение такого шума на опорный “меандр” не изменит статистические параметры шума (СПМ останется той же, равной  $C$ ), так что после ФНЧ результат будет таким же, как в (С.12). Спектральный состав шума перераспределится из-за переносов частот гармоник шума на  $\pm n\omega_r$ , но для данной задачи это несущественно.

Математически это можно показать с помощью простых выкладок. Процесс  $x(t)$  равен сумме синусоид. Амплитуда каждой синусоиды равна  $A$ , фаза случайна (равномерно распределена в интервале от  $-\pi$  до  $\pi$ ) в интервале частот  $0 < \omega < \Omega_x$ . Это модель *низкочастотного белого шума*. Тогда средняя мощность каждой синусоидальной компоненты шума равна  $A^2/2$ . Это и есть спектральная плотность мощности шума:

$$\frac{A^2}{2} = C. \quad (\text{С.13})$$

Подадим шум  $x(t)$  на синхронный детектор. ФНЧ имеет ширину полосы

$\Delta\Omega_y$  с граничной частотой  $\Omega_y$ . Согласно формуле (С.8), синусоидальные гармоники с амплитудой  $A$  переносятся в полосу  $0 < \omega < \Omega_y$  с коэффициентом  $\frac{2}{n\pi}$ . Рассмотрим, как формируется квадрат амплитуды (мощность) каждой гармоники в полосе  $0 < \omega < \Omega_y$  на примере гармоники частоты  $\omega_0$  ( $0 < \omega_0 < \Omega_y$ ). Мощность (амплитуда в квадрате) каждой “перенесенной” на частоту  $\omega_0$  гармоники равна  $\frac{4A^2}{n^2\pi^2}$ . Теперь нужно просуммировать по всем нечетным  $n$  мощности всех “перенесенных” гармоник:

$$\frac{4A^2}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} = \frac{A^2}{2} = C. \quad (\text{С.14})$$

То есть, мощность синусоидальной компоненты шума с частотой  $\omega_0$  осталась такой же, как и до синхронного детектирования. На языке спектральной плотности мощности мощности этот процесс будет выглядеть так, как показано на рис. С.5.

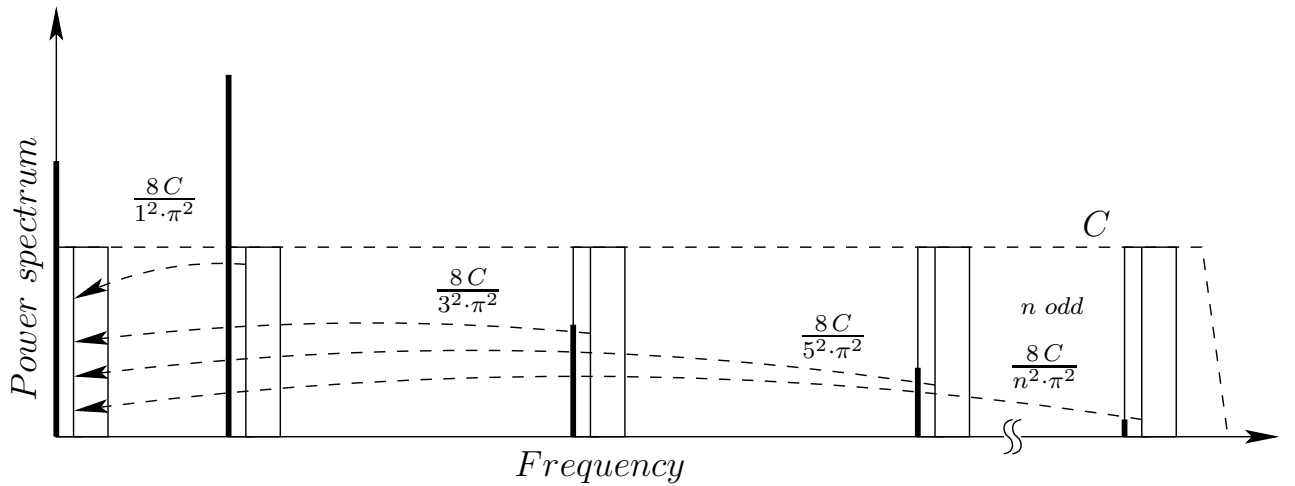


Рис. С.5. Иллюстрация к прохождению шума через СД

## С.2.4 Прохождения сигнала и шума через синхронный детектор

Синхронный детектор обладает свойством линейности, так что его отклик на аддитивную смесь сигнала (“меандр”) и шума будет таким же, как если просуммировать отдельно отклики на сигнал и на шум.

В параграфе “Прямоугольная модуляция – прямоугольная демодуляция, шум отсутствует” показано, что если на вход СД подать модулированный

сигнал с неизвестным полным размахом  $2A$ , то в результате синхронного детектирования получим постоянный сигнал равный половине размаха входного сигнала, то есть -  $A$ . В предыдущем параграфе показано, что шум не “замечает” присутствия СД, и будет таким же, как и у радиометра полной мощности.

Таким образом, измерение приращения шумовой температуры модуляционным радиометром с помощью СД, изображенного на рис. С.1, показало только половину данного приращения. Шум остался таким же, как у радиометра полной мощности. Напротив, радиометр полной мощности измеряет приращения шумовой температуры как они есть, 1 : 1. Следовательно отношения сигнал/шум (С/Ш, signal to noise, S/N) для двух схем радиометров следующие:

$$\frac{(S/N)_{total\ power}}{(S/N)_{mod}} = 2. \quad (C.15)$$

Приведем здесь еще раз формулу для сигнала и шума радиометра полной мощности, с учетом того что, измеряется очень малая разность 2-х мощностей, а радиометры прокалиброваны в единицах мощности (формула (А.37)):

$$\begin{cases} \Delta y = \Delta P, \\ \sigma_{yf} = P \sqrt{\frac{2\Delta F}{B}}. \end{cases} \quad (C.16)$$

Тогда для сигнала и шума модуляционного радиометра с синхронным детектором (рис. С.1) можно записать:

$$\begin{cases} \Delta y = \frac{\Delta P}{2}, \\ \sigma_{yf} = P \sqrt{\frac{2\Delta F}{B}}. \end{cases} \quad (C.17)$$

Этот вывод относится только к схеме СД, показанной на рис. С.1, и к ее практической реализации, (рис. С.3).

### С.2.5 Альтернативная реализация синхронного детектора

На рис. С.6 представлена другая реализация СД, более часто применяющаяся в на выходе модуляционных радиометров. Переключатель здесь в точности

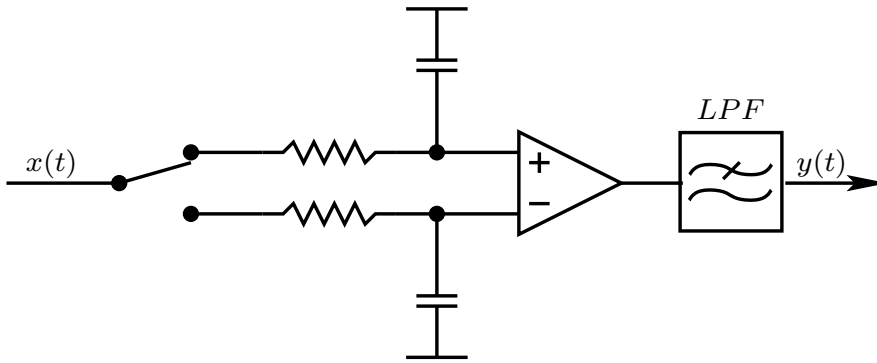


Рис. С.6. Вариант реализации синхронного детектора

передает амплитуду модулированного сигнала радиометра, так что при вычитании разность (размах меандра) сохраняется такой, как есть, в отличие от предыдущей схемы, которая измеряет только половину размаха. Однако шум в выходной полосе  $\Delta F$  будет в 2 раза больше, чем в предыдущей схеме СД. Для радиометра с такой конструкцией СД (рис. С.3) можно записать:

$$\begin{cases} \Delta y = \Delta P \\ \sigma_{yf} = 2P \sqrt{\frac{2\Delta F}{B}}, \end{cases} \quad (\text{С.18})$$

так что отношение С/Ш такое же, как для первого варианта СД (ср. с формулой (С.15)). Радиометристы, как правило, пользуются формулой (С.18) для записи чувствительности модуляционного радиометра. Из сравнения формул (С.17) и (С.18) видно, что независимо от схемы СД результат остается одинаковым при сравнении отношений С/Ш модуляционного приемника и приемника полной мощности. Технические различия, однако, есть. Они касаются измерения выходных сигналов в двух схемах СД: первый вариант СД имеет вдвое меньшие сигнал и шум (одновременно), чем второй СД при одинаковых сигналах от радиометра на входах этих СД. Данный результат явно не отражен в литературе, поэтому приведен здесь. Необходимо подчеркнуть что обе схемы технически реализуемы на практике, и выбор конкретной схемы остается за разработчиком. Первый вариант СД более удобен для теоретического описания работы модуляционного радиометра, поскольку позволяет более просто вычислить аналитически (и подтвердить прямым моделированием) шум на выходе радиометра с этим типом СД.

# Литература

## Статьи в журналах, рекомендованных ВАК

- A1. *Цыбулев П. Г.* Система Сбора Данных и Управления нового поколения для проведения радиоастрономических наблюдений в континууме на радиотелескопе РАТАН-600: разработка, наблюдения, измерения // *Астрофизический бюллетень*. — 2011. — Т. 66(1). — С. 118—133.
- A2. *Цыбулев П. Г., Дугин М. В., Берлин А. Б., Нижельский Н. А., Кратов Д. В., Удовичкий Р. Ю.* Шум вида  $1/f$  в радиометре полной мощности // *Астрофизический бюллетень*. — 2014. — Т. 69(2). — С. 256—262.
- A3. Противопомеховая активность на радиотелескопе РАТАН-600 / П. Г. Цыбулев, А. Б. Берлин, Н. А. Нижельский, М. Г. Мингалиев, Д. В. Кратов // *Астрофизический бюллетень*. — 2007. — Т. 62(2). — С. 208—217.
- A4. *Берлин А. Б., Парийский Ю. Н., Нижельский Н. А., Мингалиев М. Г., Цыбулев П. Г., Кратов Д. В., Удовичкий Р. Ю., Смирнов В. В., Пилипенко А.* Матричная Радиометрическая Система для РАТАН-600 МАРС-3 // *Астрофизический Бюллетень*. — 2012. — Т. 67(3). — С. 354—366.
- A5. *Семенова Т. А., Парийский Ю. Н., Цыбулев П. Г.* О требованиях к методам “просветления” атмосферы при наземных радиоастрономических наблюдениях фоновых радиоизлучений Вселенной // *Астрофизический бюллетень САО РАН*. — 2009. — Т. 64(2). — С. 196—204.
- A6. *Naselsky P., Novikov I., Parijskij Y., Tsibulev P.* CMB anisotropy and polarization measurements with RATAN-600 // *International Journal of Modern Physics*. — 1999. — Vol. 8, no. 5. — Pp. 581—605.

- A7. *Jorgensen H. E., Novikov I. D., Kotok E. V., Naselsky P. D., Naselsky I. P., Vasil'ev E. V., Parijskij Y., Tsibulev P.* The Cosmological Gene Project: cluster analysis of the atmospheric fluctuations on arcmin-scale imaging of the cosmic microwave background // *International Journal of Modern Physics*. — 2000. — Vol. 9(2). — Pp. 127–142.
- A8. *Богод В. М., Голубчина О. А., Жеканис Г. В., Коржавин А. Н., Котельников В. С., Нижельский Н. А., Цыбулев П. Г.* Исследование северной полярной области Солнца по микроволновым наблюдениям полного затмения Солнца // *Астрофизический Бюллетень*. — 2007. — Т. 62(4). — С. 360–368.
- A9. *Парийский Ю. Н., Бурсов Н. Н., Берлин А. Б., Нижельский Н. А., Мингалеев М. Г., Цыбулев П. Г., Богданцов А. В., Майорова Е. К., Пилипенко О. М., Балановский А. А., Жеканис Г. В.* Исследование Юпитера с высоким разрешением на частоте 30 ГГц // *Письма Астрон. ж.* — 2000. — Т. 30(4). — С. 315–320.
- A10. *Парийский Ю. Н., Бурсов Н. Н., Берлин А. Б., Нижельский Н. А., Богданцов А. В., Цыбулев П. Г.* Макромолекулы в галактике и реликтовое радиоизлучение Вселенной // *Астрономический Журнал*. — 2002. — Т. 79(7). — С. 583–588.
- A11. *Parijskij Y. N., Bursov N. N., Berlin A. B., Balanovskij A. A., Khaikin V. B., Majorova E. K., Mingaliev M. G., Nizhelskij N. A., Pylypenko O. M., Tsibulev P. G., Verkhodanov O. V., Zhekanis G. V., Zverev Y. K.* RATAN-600 new zenith field survey and CMB problems // *Gravitation & Cosmology*. — 2005. — Vol. 11. — Pp. 139–144.
- A12. *Парийский Ю. Н., Мингалеев М. Г., Нижельский Н. А., Бурсов Н. Н., Берлин А. Б., Гречкин А. А., Жаров В. И., Жеканис Г. В., Майорова Е. К., Семенова Т. А., Столяров В. А., Цыбулев П. Г., Кратов Д. В., Удовицкий Р. Ю., Хайкин В. Б.* Многочастотный обзор по фоновым излучениям Вселенной. Проект "Генетический код Вселенной". Первые результаты // *Астрофизический Бюллетень*. — 2011. — Т. 66(4). — С. 453–466.

- A13. Столяров В. А., Парийский Ю. Н., Бурсов Н. Н., Мингалиев М. Г., Семенова Т. А., Цыбулёв П. Г. Наблюдения мелкомасштабных флуктуаций галактического излучения на радиотелескопе РАТАН-600 // *Астрофизический Бюллетень*. — 2012. — Янв. — Т. 67(1). — С. 31—47.
- A14. Парийский Ю. Н., Бурсов Н. Н., Берлин А. Б., Мингалиев М. Г., Нижельский Н. А., Цыбулев П. Г., Семенова Т. А. Обзор околосенитной области неба на частоте 30 ГГц с 32-элементной матрицей радиометров РАТАН-600 // *Астрофизический Бюллетень*. — 2013. — Т. 68(2). — С. 249—256.
- A15. Ковалев Ю. А., Васильков В. И., Попов М. В., Согласнов В. А., Войцук П. А., Лисаков М. М., Кутькин А. М., Николаев Н. Я., Нижельский Н. А., Жеканис Г. В., Цыбулев П. Г. Проект РадиоАстрон. Измерения и анализ основных параметров космического телескопа в полете в 2011—2013 гг. // *Космические исследования*. — 2014. — Т. 52(5). — С. 1—10.

## Другие публикации автора по теме диссертации

- B1. Ковалев Ю. А., Ковалев Ю. Ю., Нижельский Н. А., Коновалов Ю. Н., Берлин А. Б., Жеканис Г. В., Черненко В. Н., Цыбулев П. Г., Богданцов А. В., Мингалиев М. Г. Первые результаты 13-18 частотных измерений мгновенных радиоспектров 600 компактных внегалактических объектов в апреле 1998 года // *Актуальные проблемы внегалактической астрономии*, изд. ПРАО АКЦ ФИАН. — Пущино, 1998. — С. 34.
- B2. *Parijskij Y. N., Tsyboulev P. G.* Limit on the Ground-Based CMBA Experiments // In Proceedings of GMIC'99. — St. Petersburg, 1999.
- B3. *Tsyboulev P. G.* Atmosphere foreground in the RATAN-600 CMB investigation // In proceedings of 31 Young European Radio Astronomers Conference. — NRAO Jodrell Bank, Aug. 1999.
- B4. *Parijskij Y., Tsiboulev P.* Limit on ground-based CMBA experiments // *Astronomical and Astrophysical Transactions*. — 2000. — Vol. 19(3). — Pp. 287—295.



- B5. *Pariskij Y., Bursov N., Nizhelskij N., Berlin A., Bogdantsov A., Tsibulev P.* CMB and Spinning dust problem // Workshop “Cosmic Genome” / ed. by Y. Parijskij. — 2000.
- B6. *Парийский Ю. Н., Бурсов Н. Н., Нижельский Н. А., Цыбулев П. Г., Богданцов А. В., Берлин А. Б.* Поиск “Окна” в Раннюю Вселенную // ВАК-2001. Тезисы докладов. — С.-Петербург, 2001. — С. 140.
- B7. *Мингалиев М. Г., Кононов В. К., Берлин А. Б., Нижельский Н. А., Цыбулев П. Г., Богданцов А. В., Трушкин С. А., Жеканис Г. В., Бурсов Н. Н., Парийский Ю. Н., Ларионов М. Г., Амирханян В. Р., Горшков А. Г., Ковалев Ю. Ю., Соболева Н. С., Темирова А. В.* О космологическом архиве данных РАТАН-600 // Актуальные проблемы внегалактической астрономии. — Пущино, 2002.
- B8. *Парийский Ю. Н., Бурсов Н. Н., Берлин А. Б., Нижельский Н. А., Мингалиев М. Г., Цыбулев П. Г., Богданцов А. В., Майорова Е. К., Балановский А. А., Жеканис Г. В.* Исследование Юпитера с высоким угловым разрешением на частоте 30 ГГц // Тез. докл. Всерос. астрон. конф. ВАК-2004 “Горизонты Вселенной”. — Москва, 2004. — С. 62.
- B9. *Ковалев Ю. А., Ковалев Ю. Ю., Жеканис Г. В., Нижельский Н. А., Цыбулев П. Г.* Внегалактические релятивистские струи по совместным исследованиям на телескопах РАТАН-600, VLBA и FERMI // Труды Всероссийской астрономической конференции ВАК-2013. — 2013.
- B10. *Ковалев Ю. А., Берлин А., Ковалев Ю. Ю., Нижельский Н. А., Жеканис Г. В., Богданцов А., Цыбулев П. Г.* 100 квазаров и галактик: сильная долговременная переменность мгновенных широкодиапазонных спектров радиоизлучения по 10-летним измерениям на 6 частотах от 1 до 22 ГГц на РАТАН-600 // Труды Всероссийской астрономической конференции ВАК-2013. — 2013.
- B11. *Majorova E. K., Nizhel'sky N. A., Troushkin S. A., Tsibulyov P. G.* A study of characteristics of the RATAN-600 radio telescope equipped with anti-noise screens // *Astrofiz. Issled.*(Izvest.SAO). — 1990. — Vol. 5. — Pp. 18–27.

- B12. *Zhekanis G. V., Kononov V. K., Mingaliev M. G., Tsybulev P. G.* USSR - the Project of a Complex for Automatization of Preparing and Making Observation at the Radio Telescope RATAN-600 // *Bull. Spec. Astrophys. Obs.* — 2003. — Vol. 55. — P. 133.
- B13. *Берлин А. Б., Нижельский Н. А., Цыбулев П. Г., Лебедь В. И., Пилипенко А. М.* Входной криоблок диапазона 2,7 см. на транзисторных усилителях типа НЕМТ для РАТАН-600 // Сб. тезисов докл. 25-й радиоастрономической конференции. — Пущино, 1993.
- B14. *Берлин А. Б., Нижельский Н. А., Ловкова И. М., Тимофеева Г. М., Цыбулев П. Г., Гудзь Ю. Д.* Комплекс радиометров континуума РАТАН-600 нового поколения // Сб. тезисов докл. 25-й радиоастрономической конференции. — Пущино, 1993.
- B15. *Нижельский Н. А., Майорова Е. К., Трушкин С. А., Цыбулев П. Г.* Шумовая температура антенны РАТАН-600 с противощумовыми экранами // Сб. тезисов докл. 25-й радиоастрономической конференции. — Пущино, 1993.
- B16. *Верходанов О. В., Кононов В. К., Майорова Е. К., Цыбулев П. Г.* Разработка формата записи данных: РАТАН-FLEX: тех. отч. ; SAO RAS. — 1994.
- B17. *Верходанов О. В., Черненко В. Н., Кононов В. К., Трушкин С. А., Цыбулев П. Г.* Описание формата записи многочастотных данных RFLEX, приходящих с широкополосных приемников 1-ого облучателя РАТАН-600: тех. отч. ; SAO RAS. — 1995.
- B18. *Берлин А. Б., Нижельский Н. А., Цыбулев П. Г.* Применение усилителей на НЕМТ-транзисторах в радиометрах континуума на РАТАН-600 // Сб. тезисов докл. 26-й радиоастрономической конференции. — С.-Петербург., 1995.
- B19. *Черненко В. Н., Цыбулев П. Г.* Многопользовательская система сбора наблюдательных данных для радиометров непрерывного спектра на РАТАН-600 // Сб. тезисов докл. 26-й радиоастрономической конференции. — С.-Петербург., 1995. — С. 389—390.

- B20. *Berlin A. B., Chmil V. M., Gloukhova E. N., Gol'nev V. Y., Goudz Y. D., Il'in G. N., Kabakov L. T., Ksenzenko P. Y., Lebed V. I., Lesovoy V. Y., Lovkova I. M., Maksiasheva A. A., Moushkin Y. N., Nazarenko L. S., Narytnik T. N., Nizhel'sky N. A., Pilipenko A. M., Pinchouk G. A., Potienko V. P., Prozorov V. A., Romanenko Y. N., Sankin V. A., Timofeeva G. M., Tcibulyov P. G., Venger A. P.* SRI 'SATURN' and RATAN-600: twenty years of collaboration in microwave receivers design for radio astronomy // Proc.of the 5th International Symposium on Recent Advances in Microwave Technology. — Kiev, 1995.
- B21. *Верходанов О. В., Кононов В. К., Цыбулев П. Г., Черненко В. Н.* Формат записи многочастотных континуальных данных на выходе системы регистрации РАТАН-600 // XXVI Радиоастрономическая конференция. Тезисы докл. — С.Петербург, сент. 1995. — С. 316—317.
- B22. *Черненко В. Н., Верходанов О. В., Витковский В. В., Малькова Г. А., Мингалиев М. Г., Пляскина Т. А., Трушкин С. А., Цыбулев П. Г.* MCOSS-U - мобильная многопользовательская система поддержки наблюдения на радиометрах непрерывного спектра радиотелескопа РАТАН-600: тех. отч. ; SAO RAS. — 1995. — С. 10—24.
- B23. *Tcibulyov P. G.* Continuum radiometers of the RATAN-600 radio telescope. Sensitivity limit problems // In Proceedings of 28 Young European Radio Astronomers Conference. — Kapteyn Institute, Groningen, Netherlands, Sept. 1995. — Pp. 18—21.
- B24. *Верходанов О. В., Кононов В. К., Цыбулев П. Г., Черненко В. Н.* Формат записи многочастотных континуальных данных на выходе системы регистрации РАТАН-600 // XXVI Радиоастрономическая конференция. Тезисы докл. — С.Петербург, сент. 1995. — С. 316—317.
- B25. *Берлин А. Б., Булаенко Е. В., Гольнев В. Я., Ловкова И. М., Нижельский Н. А., Тимофеева Г. М., Тузенко С. В., Фридман П. А., Цыбулев П. Г.* Противопомеховая приставка к радиометру РАТАН-600 на волну 13 см. // Сб. тезисов докл. 27-й радиоастрономической конференции. — С.-Петерб, 1997. — С. 158—159.

- В26. *Столяров В. А., Цыбулев П. Г.* Методика и программное обеспечение обработки данных цифровых систем помехоподавления на РАТАН-600 // Сб. тезисов докл. 27-й радиоастрономической конференции. — С.-Петербург, 1997. — С. 182—183.
- В27. *Берлин А. Б., Максяшева А. А., Нижельский Н. А., Пилипенко А. М., Цыбулев П. Г.* Комплекс радиометров сплошного спектра РАТАН-600. Завершение этапа реконструкции // В сб.: Проблемы современной радиоастрономии, 27-я радиоастрономическая конференция. — Санкт-Петербург, 1997. — С. 115—116.
- В28. *Berlin A. B., Nizhelsky N. A., Friedman P. A., Timofeeva G. M., Chmil' V. M., Pylypenko O. M., Tsiboulev P. G.* RATAN-600 multifrequency focal plane receiver array for separation of the CMBA from screen effects // In Proceeding of Gamov Memorial International Conference “Early Universe: Cosmological Problems and Instrument Technologies”. — St-Peterburg, 1999.
- В29. *Нижельский Н. А., Берлин А. Б., Тимофеева Г. М., Парийский Ю. Н., Богданцов А. В., Цыбулев П. Г., Пилипенко А. М.* Радиометрический модуль на основе ММИС-технологии (“МАРС”): первые результаты исследования макета на РАТАН-600 // ВАК-2001. Тезисы докладов. — С.-Петербург, 2001. — С. 133.
- В30. *Берлин А. Б., Тимофеева Г. М., Богданцов А. В., Нижельский Н. А., Цыбулев П. Г., Мингалиев М. Г., Парийский Ю. Н., Пилипенко А. М., Балановский А. А.* Приемная решетка диапазона 1 см на основе модулей “МАРС”: поиск оптимального решения // Тез. докл. Конф. РТ-2002. — Пущино, 2002. — С. 22.
- В31. *Жеканис Г. В., Кононов В. К., Мингалиев М. Г., Цыбулев П. Г.* Проект комплекса автоматизации подготовки и проведения наблюдений на радиотелескопе РАТАН-600 // Тез. докл. Конф. РТ-2002. — Пущино, 2002. — С. 47.
- В32. *Жеканис Г. В., Кононов В. К., Мингалиев М. Г., Цыбулев П. Г.* Концепция USS-комплекса автоматизации подготовки и проведения наблюдений на радиотелескопе РАТАН-600: тех. отч. ; SAO RAS. — 2002. — С. 27.

- В33. *Цыбулев П. Г.* Цифровая Обработка Сигналов при наблюдениях в континууме на РАТАН-600 // Работа секции “Радиотелескопы и методы”. — 2006.
- В34. *Берлин А. Б., Нижельский Н. А., Мингалиев М. Г., Цыбулёв П. Г., Кратов Д. В., Смирнов В. В., Пилипенко О. М.* Матричная радиометрическая система для РАТАН-600 "МАРС-3": пробные наблюдения // Труды Всероссийской астрономической конференции ВАК-2007. — 2007.
- В35. *Богод В. М., Мингалиев М. Г., Цыбулев П. Г.* Неохлаждаемый высокочувствительный радиометрический комплекс РАТАН-600 в диапазоне 0.6-30 ГГц // Труды Всероссийской астрономической конференции ВАК-2007. — 2007.
- В36. *Берлин А. Б., Парийский Ю. Н., Мингалиев М. Г., Цыбулёв П. Г., Тимофеева Г. М., Кратов Д. В.* Модернизация радиометров дециметрового диапазона РАТАН-600: проект "Октава // Труды Всероссийской астрономической конференции ВАК-2007. — 2007.
- В37. *Цыбулёв П. Г., Берлин А. Б., Парийский Ю. Н., Нижельский Н. А., Мингалиев М. Г., Кратов Д. В., Удовицкий Р. Ю.* Сбор данных и противопомеховая активность на радиотелескопе РАТАН-600 // Труды всероссийской астрономической конференции ВАК-2007. — 2007.
- В38. *Berlin A. B., Nizhelsky N. A., Mingaliev M. G., Tsiboulev P. G., Kratov D. V.* The "MARS-3" Matrix Radiometric System for RATAN-600 Radio Telescope: Trial Observations // The International Conference «Cosmic Physics». — 2007.
- В39. *Берлин А. Б., Нижельский Н. А., Цыбулёв П. Г., Кратов Д. В.* Аппаратура и методика многочастотных наблюдений микроволнового фона на РАТАН-600 // Международная конференция “Сахаровские осцилляции и радиоастрономия”. — 2007.
- В40. *Цыбулёв П. Г., Берлин А. Б., Нижельский Н. А., Мингалиев М. Г., Кратов Д. В., Удовицкий Р. Ю.* Проблемы помехозащиты рабочих диа-

- пазонов РАТАН-600 // Международная конференция “Сахаровские осцилляции и радиоастрономия”. — 2007.
- В41. Берлин А. Б., Нижельский Н. А., Мингалиев М. Г., Цыбулёв П. Г., Кратов Д. В., Удовицкий Р. Ю., Смирнов В. В., Пилипенко О. М. Современное состояние и перспективы матричных радиометров на РАТАН-600 // Международная конференция “Сахаровские осцилляции и радиоастрономия”. — 2007.
- В42. Цыбулев П. Г. О чувствительности радиометров континуума // Труды Всероссийской конференции “Повышение эффективности и модернизация радиотелескопов России”. — 2008.
- В43. Kratov D. V., Berlin A. B., Nizhelskij N. A., Tsybulev P. G., Mingaliev M. G., Udovitskiy R. Y. Techniques for excision RFI on RATAN-600 radio telescope in dm ranges // Proceedings of the RFI Mitigation Workshop. — 2010.
- В44. Кратов Д. В., Берлин А. Б., Нижельский Н. А., Цыбулев П. Г., Удовицкий Р. Ю. Помеховая обстановка на радиотелескопе РАТАН-600 и перспективные методы подавления помех // Труды ИПА РАН. — 2012. — Т. 24. — С. 222.
- В45. Кратов Д. В., Цыбулев П. Г., Нижельский Н. А., Удовицкий Р. Ю. Исследование возможности применения адаптивной фильтрации для чистки помех на РАТАН-600: первые результаты // Труды Всероссийской астрономической конференции ВАК-2013. — 2013.
- В46. Нижельский Н. А., Кратов Д. В., Берлин А. Б., Цыбулев П. Г., Удовицкий Р. Ю. Радиометры континуума РАТАН-600: от “водорода” к “теплу” // Труды Всероссийской астрономической конференции ВАК-2013. — 2013.
- В47. Удовицкий Р. Ю., Цыбулев П. Г., Нижельский Н. А., Мингалиев М. Г., Сотникова Ю. В., Кратов Д. В., Ковалев Ю. А. Автоматизация мониторинга параметров радиотелескопа РАТАН-600 по наблюдениям калибровочных источников // Труды Всероссийской астрономической конференции ВАК-2013. — 2013.

- В48. *Цыбулев П. Г., Нижельский Н. А., Берлин А. Б., Кратов Д. В., Удовичкий Р. Ю.* Система сбора данных и управления для наблюдений в континууме на РАТАН-600: завершение модернизации // Труды Всероссийской астрономической конференции ВАК-2013. — 2013.
- В49. *Цыбулев П. Г., Нижельский Н. А., Берлин А. Б., Кратов Д. В., Удовичкий Р. Ю.* Шум вида  $1/f$  в радиометре // Труды Всероссийской астрономической конференции ВАК-2013. — 2013.

## Цитируемая литература

1. *Dicke R. H.* The Measurement of Thermal Radiation at Microwave Frequencies // Review of Scientific Instruments. — 1946. — Vol. 17, no. 7. — Pp. 268–275. — DOI: 10.1063/1.1770483.
2. *Meinhold P.* [et al.] Noise Properties of the Planck-LFI Receivers // Journal of Instrumentation. — 2009. — Vol. 12. — T12009.
3. *Кардашев Н. С.* [и др.] “РАДИОАСТРОН” – телескоп размером 300000 км: основные параметры и первые результаты наблюдений // Астрономический журнал. — 2013. — Т. 90(3). — С. 179–224.
4. *Berlin A. B., Friedman P. A.* Real Time Radiometric Data Processing against Electromagnetic Pollution. // 25-th General Assembly of the International Union of Radio Science. — Lille, France, 1996. — P. 750.
5. *Fridman P. A., Bulaenko E. V., Tuzenko S. V.* // Proceedings of the First International Conference and Exhibition, Digital Signal Processing and its Applications. — 1998. — Vol. III-E. — Pp. 55–66.
6. *Нижельский Н.* Комплекс высокочувствительных криогенных радиометров сплошного спектра для глубоких обзоров и других астрофизических задач на РАТАН-600: дис. ... канд. физ.-мат. наук / Нижельский Н.А. — Специальная Астрофизическая Обсерватория РАН, 1992.
7. <http://www.sao.ru/hq/lrk/index.html.en> / Laboratory of Continuum Radiometers SAO RAS.

8. *Нижельский Н. А., Балановский А. А., Карабашев Б. И., Берлин А. Б., Пилипенко А. М.* Двухканальный криорадиометр РАТАН-600 диапазона 6.3 см: первый опыт эксплуатации. // Тезисы докладов на Всероссийской астрономической конф. ВАК-2004 “Горизонты Вселенной”. — ГАИШ МГУ, 2004. — С. 26.
9. *Черненко В. Н.* Комплекс средств развития многоуровневой территориально-распределенной системы сбора и обработки данных радиотелескопа РАТАН-600: дис. . . . канд. физ.-мат. наук / Черненко В. Н. — Специальная Астрофизическая Обсерватория РАН, 1996.
10. *Wollack E. J.* High-electron-mobility-transistor gain stability and its design implications for wide band // Review of Scientific Instruments. — 1995. — Vol. 66. — Pp. 4305–4312.
11. *Artal E. [et al.]* LFI 30 and 44 GHz receivers Back-End Modules // Journal of Instrumentation. — 2009. — Vol. 12. — T12003.
12. *Tsybulev P. G., Berlin A. B., Nizhel'skij N. A., Mingaliev M. G., Kratov D. V.* Interference-Mitigation Measures at RATAN-600 Radio Telescope // Astrophysical Bulletin. — 2007. — Vol. 62(2). — Pp. 193–201.
13. *Горбачев А. А., Данилов В. И., Модеев Ю. И.* Устройство обработки шумовых сигналов на фоне помех в модуляционном радиометре. // ПТЭ. — 1987. — Т. 4. — С. 83–86.
14. *Берлин А. Б., Гассанов Л. Г., Гольнев В. Я., Корольков Д. В., Лебедь В. И., Нижельский Н. А., Спангенберг Е. Е., Тимофеева Г. М., Яременко А. В.* Радиотелескоп РАТАН-600 в режиме низких собственных шумов. // Радиотехника и электроника. — 1982. — Т. 27, № 7. — С. 1268–1273.
15. *Tsybulev P. G.* New-Generation Data Acquisition and Control System for Continuum Radio-Astronomic Observations with RATAN-600 Radio Telescope: Development, Observations, and Measurements // Astrophysical Bulletin. — 2011. — Vol. 66(1). — Pp. 109–123.
16. <http://docs.blackfin.uclinux.org> / Analog Devices Open Source Software.



17. *Lyons R. G.* Understanding Digital Signal Processing. — NJ, USA : Prentice Hall, 2004.
18. *Parijskij Y. N.* Ratan-600 cosmological gene project // Astronomical and Astrophysical Transactions. — 2000. — Vol. 19. — P. 265.
19. *Tiuri M.* Radio astronomy receivers // IEEE Trans on Antennas and Propagation. — 1964. — Vol. 12, no. 7. — Pp. 930–938. — DOI: 10.1109/TAP.1964.1138345.
20. *Kraus J. D.* Radio Astronomy. — Powell, Ohio : Cygnus-Quasar Books, 1986. — Pp. 7–12.
21. *Есенкина Н. А., Корольков Д. В., Парийский Ю. Н.* Радиотелескопы и радиометры. — Москва : Наука, 1973. — С. 319.
22. *Nuttall A., Carter G.* Spectral estimation using combined time and lag weighting // Proceedings of the IEEE. 70(9). — Sept. 1982. — Pp. 1115–1125. — DOI: 10.1109/PROC.1982.12435.
23. *Golnev V., Korolkov D., Fridman P.* A Pilot-Signal Adaptive Radiometer // Bull. Spec. Astrophysical Obs. — 1981. — Vol. 13. — P. 52.
24. *Little M. A., McSharry P. E., Roberts S. J., Costello D. A., Moroz I. M.* Exploiting Nonlinear Recurrence and Fractal Scaling Properties for Voice Disorder Detection // Biomed Eng Online <http://ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC1913514>. — 2007. — Vol. 6.
25. *Tsybulev P. G., Dugin M. V., Berlin A. B., N.A.Nizhelskij, Kratov D. V., Yu.Udovitskiy R.* 1/f-Type Noise in a Total Power Radiometer // Astrophysical Bulletin. — 2014. — Vol. 69(2). — P. 240.
26. *Ипатов А. В.* Некоторые вопросы повышения чувствительности радиометров и наблюдения предельно слабых объектов на радиотелескопе РАТАН-600: дис. ... канд. физ.-мат. наук / Ипатов А. В. — Специальная Астрофизическая Обсерватория АН СССР, 1985.
27. *Wollack E., Pospieszalski M. W.* Characteristics of broadband InP millimeter-wave amplifiers for radiometry // Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International. — 1998. — T. 2. — С. 669–672.

28. *Гоноровский И.* Радиотехнические цепи и сигналы. Т. 2. — Москва : Советское Радио, 1967.
29. *Ахманов С., Дьяков Ю., Чиркин А.* Введение в статистическую радиофизику и оптику. — Наука, 1981.
30. *Harris A.* Noise level effects in radiometers // Review of Scientific Instruments. — 1989. — Vol. 60(8). — Pp. 2777–2779.