

УДК 520.8.056

СПЕКТРАЛЬНО-СЕЛЕКТИВНЫЙ МОДУЛЬ РАДИОМЕТРА С ЗАЩИТОЙ ОТ РАДИОПОМЕХ

С. А. Гренков^{1*}, *Н. Е. Кольцов*²

¹ Институт прикладной астрономии РАН;

² ЗАО «Радиоэлектронная технологическая аппаратура», г. Санкт-Петербург, Россия

Рассматривается принцип действия спектрально-селективного модуля радиометра с шириной полосы до 1 ГГц, в котором в реальном времени вычисляются спектры принимаемых антенной сигналов, после чего исключаются спектральные компоненты на частотах радиопомех. Последнее даёт возможность проводить радиометрические измерения в континууме при воздействии радиопомех, не применяя фильтровые методы их селекции в широкополосном приёмном тракте радиометра. Результаты наблюдений в условиях воздействия радиопомех подтвердили высокую точность радиометрических измерений в континууме, проведённых на радиотелескопах комплекса «Квазар-КВО».

ВВЕДЕНИЕ

Энергетические параметры широкополосного космического радиоизлучения в настоящее время измеряются с помощью радиометров, в которых шумовой сигнал в полосе пропускания приёмного устройства детектируется амплитудным квадратичным детектором и затем интегрируется на временном интервале τ [1, 2]. Для высокочувствительных радиометров, принимающих сигналы в широких частотных полосах Δf порядка сотен мегагерц, серьёзной проблемой является борьба с радиопомехами, создаваемыми средствами радиосвязи и другими радиотехническими системами. Если в полосу пропускания приёмного канала попадают радиопомехи, то радиометр регистрирует суммарную мощность исследуемого широкополосного сигнала и принятых радиопомех, а оценки мощности исследуемого сигнала завышаются и имеют большой разброс из-за изменения мощности радиопомех. Результаты измерений становятся недостоверными и не дают оснований для анализа нестационарности радиоизлучения космических источников. Известные способы борьбы с радиопомехами не всегда эффективны, особенно в диапазонах дециметровых и метровых длин волн, где быстро увеличивается число работающих радиопередатчиков систем связи и телекоммуникаций. Если в полосе Δf радиопомех немного (например, $1 \div 3$), то подавить их можно режекторными фильтрами в широкополосном приёмном канале до детектора. Для режекции радиопомех с узким спектром (с шириной полосы менее $0,01\Delta f$) в большом динамическом диапазоне необходимы фильтры с высокой избирательностью и стабильностью частоты настройки. Поскольку избирательность перестраиваемых режекторных фильтров недостаточна, чаще применяются режекторные фильтры с фиксированной настройкой, которые подбираются индивидуально на каждом радиотелескопе с учётом воздействующих на него радиопомех. Поэтому режекторные фильтры в случае необходимости их использования приходится вводить в приёмный канал радиометра уже в процессе эксплуатации.

Другой способ борьбы с радиопомехами — создание многоканальной радиометрической системы, в которой каждый из каналов принимает сигнал в более узком поддиапазоне частот, а совокупность поддиапазонов перекрывает рабочую полосу частот Δf . Поддиапазоны, в которые попадают радиопомехи, исключаются. Поскольку при увеличении числа каналов значительно

* skynet81@yandex.ru

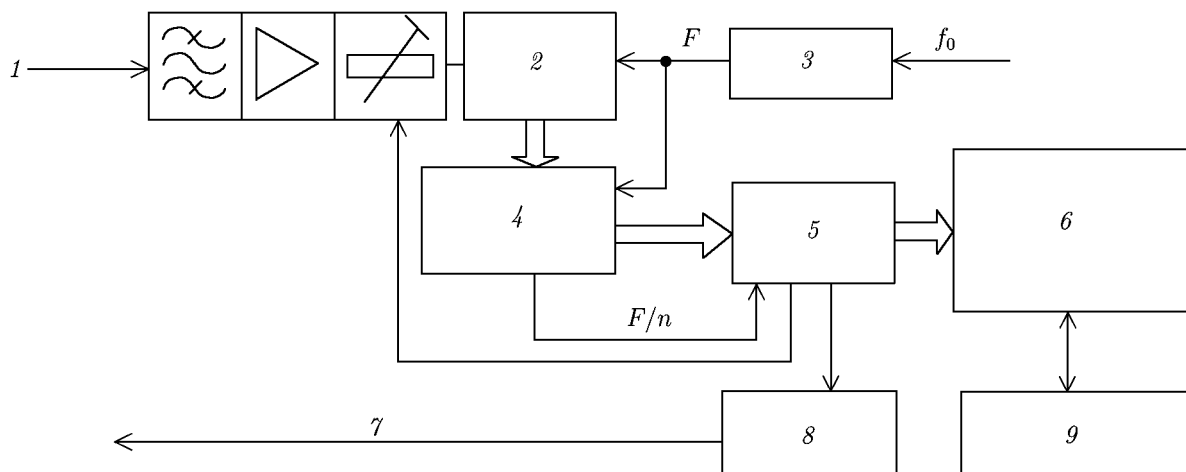


Рис. 1. Спектрально-селективный модуль для радиометра с защитой от радиопомех: 1 — вход промежуточной частоты, 2 — аналого-цифровой преобразователь, 3 — генератор сигнала тактовой частоты, 4 — демультимплексор, 5 — программируемая логическая интегральная схема, 6 — устройство передачи данных, 7 — выход к модуляторам радиоастрономического передающего устройства, 8 — генератор меандра, 9 — компьютер

усложняется конструкция аппаратуры и повышается её стоимость, их количество обычно не превышает 8 даже в радиометрических системах крупных уникальных радиотелескопов [3]. При ограниченном числе каналов отключение каждого из них заметно сужает общую полосу приёма и, соответственно, снижает чувствительность радиометра.

Влияние сильных импульсных помех, создаваемых радиолокаторами, иногда уменьшают, стробируя по времени выбросы напряжения на выходе квадратичного детектора, амплитуда которых превышает заданный уровень. Для борьбы с помехами от систем радиосвязи, которые можно рассматривать как квазинепрерывные сигналы, этот способ не применим.

Проблема защиты радиометров от воздействия радиопомех становится всё более сложной, особенно в диапазоне метровых и дециметровых длин волн. Наибольшее влияние помехи оказывают на радиометры с широкой полосой приёма (с шириной порядка сотен мегагерц), которые имеют высокую чувствительность и способны регистрировать сигналы с шумовой температурой T_s на 4 порядка меньше температуры T_n собственных шумов радиотелескопа [2, 4]. При такой чувствительности радиотелескопа даже сравнительно слабые радиопомехи, мощность которых значительно меньше мощности собственных шумов радиотелескопа в полосе приёма Δf , могут вносить ошибки, превышающие измеряемую шумовую температуру сигнала.

Высокую точность радиометрических измерений в континууме при воздействии радиопомех можно обеспечить с помощью цифрового спектрально-селективного модуля [5].

1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ РАДИОМЕТРА СО СПЕКТРАЛЬНО-СЕЛЕКТИВНЫМ МОДУЛЕМ

Помехозащищённый радиометр состоит из радиоастрономического приёмного устройства и спектрально-селективного модуля, соединённого с управляющим компьютером радиотелескопа (рис. 1). При весьма широких полосах пропускания радиоастрономического приёмного устройства, например 900 МГц [2, 6], модуль подключается к выходу промежуточной частоты приёмного устройства непосредственно или через дополнительный полосно-пропускающий фильтр, огра-

ничающий полосу спектра сигнала Δf на входе аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Спектр шумового сигнала с полосой Δf должен находиться в пределах одной из зон Найквиста, ограниченных частотами $0,5(i-1)F$ и $0,5iF$, где i — порядковый номер зоны, $F \geq 2\Delta f$ — тактовая частота считывания цифровых выборок сигнала. Генератор сигнала тактовой частоты F синхронизован сигналом с опорной частотой f_0 , который поступает от стандарта частоты радиотелескопа. Радиоастрономическое приёмное устройство и спектрально-селективный модуль управляются центральным компьютером радиотелескопа.

Цифровые выборки сигнала с выхода аналого-цифрового преобразователя через демультимплексор, снижающий скорость потока выборок в n раз, поступают в программируемую логическую интегральную схему (ПЛИС), вычисляющую мгновенные спектры сигнала методом быстрого преобразования Фурье (БПФ) и накапливающую их на заданном временном интервале τ . Информация о спектрах передаётся в управляющий компьютер радиотелескопа для регистрации и отображения полученных результатов. Чтобы обеспечить непрерывное считывание цифровых выборок сигнала и исключить неоправданные потери времени наблюдения источника радиоизлучения, спектры сигнала должны вычисляться циклически с периодом $t_c = 2N/F = 1/\nu$, где N — число компонентов вычисляемого дискретного спектра, $\nu = 0,5F/N$ — интервал частотного разрешения спектральных компонентов. За время t_c , которое затрачивается на считывание пакета выборок с объёмом $2N$, необходимого для вычисления мгновенного спектра, программируемая логическая интегральная схема должна успеть вычислить мгновенный спектр по предшествующему пакету выборок. Это достигается за счёт распределения выборок сигнала по $2n$ параллельным каналам быстрого преобразования Фурье и формирования искомого спектра сигнала путём объединения результатов вычислений БПФ по принципу Кули—Тьюки [7]. В течение заданного времени накопления τ вычисляется $m = \tau/t_c$ мгновенных спектров широкополосного сигнала. В широкополосных радиометрах частота считывания выборок сигнала очень высока ($F \approx 1 \div 2$ ГГц), и даже при небольшом времени накопления ($\tau \approx 1$ с) число усреднённых мгновенных спектров достаточно большое ($m > 10^3$).

Радиометр с рассматриваемым модулем может работать как в модуляционном режиме, так и в режиме измерения полной мощности (без модуляции). Фронты меандра, управляющего модулятором радиоастрономического приёмного устройства и генератором шума, совпадают с моментами начала и конца циклов вычислений БПФ.

В модуляционном режиме работы радиометра при отсутствии радиопомех на вход аналого-цифрового преобразователя в течение одного полупериода модуляции поступает шумовой сигнал с дисперсией напряжения $\sigma_{u1}^2 \approx (T_s + T_n)kKR\Delta f$, где k — постоянная Больцмана, K — коэффициент усиления радиоастрономического приёмного устройства, R — волновое сопротивление на выходе приёмно-усилительного канала. В течение второго полупериода модуляции, когда коэффициент усиления радиоастрономического приёмного устройства уменьшается в L раз и от генератора шума вводится шум с температурой $T_{gn} = (L-1)T_n$, на АЦП воздействует шумовой сигнал с дисперсией $\sigma_{u2}^2 \approx (T_s + T_{gn} + T_n)kKR\Delta f/L$. При числе разрядов АЦП не менее 8 можно не учитывать шумы квантования и принять дисперсии цифровых выборок напряжения сигнала на двух полупериодах модуляции равными σ_{u1}^2 и σ_{u2}^2 .

По цифровым выборкам сигнала программируемая логическая интегральная схема вычисляет мгновенные спектры сигналов и накапливает их отдельно для разных полупериодов модуляции. За время накопления τ для каждого полупериода модуляции усредняется по $0,5m$ мгновенных спектров сигналов. В результате усреднения спектральных компонентов по ансамблям из $0,5m$ вычисленных спектров и сложения N спектральных компонентов усреднённых спектров в полосе Δf определяется разность мощностей сигналов, поступающих на аналого-цифровой преобразо-

ватель в разные полупериоды модуляции:

$$P^* = \left(\frac{2}{mR} \right) \sum_{i=1}^{0,5m} \left(\sum_{j=1}^N p_{1ij} - \sum_{j=1}^N p_{2ij} \right), \quad (1)$$

где p_{1ij} и p_{2ij} — амплитуды вычисленных спектральных компонентов для j -й частоты в i -м мгновенном спектре при 1-м и 2-м полупериодах модуляции соответственно. Здесь и далее звёздочкой помечены измеренные (вычисленные) значения параметров, которые в общем случае могут не совпадать с истинными значениями.

Если радиопомех нет, то по вычисленному значению P^* определяется шумовая температура наведённого в антенне сигнала $T_s^* = \alpha P^*$, где $\alpha = (1 - 1/L)/(kK \Delta f)$ — коэффициент пересчёта, выраженный в кельвинах, делённых на ватт. Значения α и K находят при амплитудной калибровке радиометра с помощью второго генератора шума с измеренной небольшой шумовой температурой порядка 1 К или по результатам наблюдений источника с априори известной интенсивностью потока радиоизлучения.

Если на радиотелескоп воздействуют узкополосные радиопомехи в полосе приёма Δf , то вычисленное значение P^* соответствует суммарной мощности исследуемого радиосигнала и радиопомех на входе аналого-цифрового преобразователя, вследствие чего результаты радиометрических измерений становятся недостоверными. Чтобы устранить влияние радиопомех и определить шумовую температуру T_s^* исследуемого сигнала, исключают спектральные компоненты на частотах радиопомех. Спектральные компоненты, подлежащие исключению, легко определить, поскольку после усреднения $0,5m$ мгновенных спектров спектры узкополосных радиопомех чётко просматриваются в виде выбросов на фоне полученного гладкого спектра исследуемого широкополосного сигнала. Для их исключения достаточно совместить маркеры на экране монитора управляющего компьютера с изображениями спектров радиопомех. Измеренная мощность и шумовая температура исследуемого сигнала в этом случае вычисляются в полосе частот $\Delta f - \Delta f_{rfi}$, где Δf_{rfi} — суммарная полоса частот, занятая радиопомехами. Процедура исключения спектров радиопомех может выполняться как в процессе наблюдения источника радиоизлучения, так и после наблюдений при обработке зарегистрированных спектров принятых сигналов.

Рассматриваемый модуль может быть использован не только для радиометрии в континууме, но и для регистрации радиоизлучений в спектральных линиях с помощью предложенного в работах [8, 9] способа. В этом случае используется одна и та же аппаратура, но радиоастрономическое приёмное устройство и основной генератор шума не модулируются, а модулируется второй генератор шума с небольшой шумовой температурой. Для регистрации радиоизлучений в спектральных линиях необходима высокая разрешающая способность по частоте. Это достигается либо за счёт использования программируемой логической интегральной схемы, обеспечивающей получение большого числа N дискретных компонентов спектра, либо при сужении полосы приёма Δf .

Совмещение высоких требований по разрешающей способности в широкой полосе частот и по быстродействию вычислителей спектров методом БПФ достигается правильным выбором элементной базы модуля: АЦП, демультимплексора и ПЛИС.

Аналого-цифровой преобразователь должен работать в базовой полосе промежуточных частот радиоастрономического приёмного устройства, например $0,1 \div 1,0$ ГГц [2] или $1 \div 2$ ГГц [10], при тактовой частоте считывания $F \geq 2$ ГГц. Радиоастрономические приёмные устройства радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО» обеспечивают приём сигналов с полосами до 900 МГц, а полосы пропускания разрабатываемых радиоастрономических приёмных устройств достигают $1 \div 2$ ГГц. Выбор аналого-цифровых преобразователей, отвечающих этим требованиям, достаточ-

но широкий. Одной из наиболее подходящих является микросхема EV10AS150A, содержащая 10-разрядный аналого-цифровой преобразователь, работающий с тактовыми частотами $F \leq 2,5$ ГГц, и встроенный демультимплексор с кратностью $n = 4$. Удобно использовать также микросхему 10-разрядного аналого-цифрового преобразователя ADC10D1500, которая может работать в двух режимах: при $F \leq 1,5$ ГГц с демультимплексированием $n = 2$ или при $1,5$ ГГц $\leq F \leq 3$ ГГц с демультимплексированием $n = 4$. Эти микросхемы непосредственно сопрягаются с программируемой логической интегральной схемой семейств «Virtex-5», «Virtex-6» или «Kintex-7», которые способны воспринимать входные потоки демультимплексированных выборок сигнала с тактовыми частотами до 550 МГц.

При радиометрических измерениях в континууме для исключения узкополосных радиопомех вполне подходит спектрально-селективный модуль, обеспечивающий вычисление 2^{10} спектральных компонентов в полосе Δf , но регистрировать радиоизлучения в спектральных линиях при этом можно лишь в сравнительно узких полосах частот (с шириной порядка 10 МГц). Для регистрации радиоизлучений в спектральных линиях при широких частотных полосах приёма (с шириной до 1 ГГц) необходима более высокая разрешающая способность по частоте ($N \approx 2^{15} \div 2^{16}$).

Чтобы выбрать программируемую логическую интегральную схему, обеспечивающую необходимое быстродействие спектрально-селективного модуля и высокую разрешающую способность по частоте, было проведено моделирование БПФ-вычислителей спектров с использованием пакета программ ISEWebPack, в результате которого были определены необходимые ресурсы ПЛИС по числу C_1 логических ячеек, числу C_2 ёмкости встроенных блоков памяти и числу C_3 аппаратных умножителей. В число логических ячеек C_1 включены ячейки, необходимые как непосредственно для быстрого преобразования Фурье и вычисления амплитуд спектральных компонентов, так и ячейки, необходимые для формирования устройства накопления спектров и устройства управления на базе процессора «Microblaze», а также резерв ячеек (2,5%), необходимый для организации соединений, сформированных в программируемой логической интегральной схеме устройств. Чтобы создать устройство управления на базе процессора «Microblaze», общая ёмкость используемой памяти C_2 была увеличена на 252 кБ.

При реализации алгоритма быстрого преобразования Фурье для полосы $\Delta f = 1024$ МГц без оптимизации по скорости вычислений необходимое число ячеек для программируемой логической интегральной схемы семейства «Virtex-6» составляет $C_1 = 10202$ при $N = 2^{10}$ и увеличивается до 14830 при $N = 2^{16}$ (рис. 2). Необходимая ёмкость памяти при этом изменяется от $C_2 = 2286$ до 10962 кБ (рис. 2), а число умножителей C_3 — от 311 до 535. Необходимый ресурс ячеек C_1 для ПЛИС семейства «Kintex-7» на 1,1% меньше, а для семейства «Virtex-5» — на 1,2% больше, чем для ПЛИС семейства «Virtex-6». Необходимая ёмкость памяти C_2 и число умножителей C_3 для этих трёх семейств ПЛИС одинаково. При реализации алгоритма БПФ с использованием оптимизации по скорости значение C_1 уменьшается примерно на 25%, ёмкость памяти C_2 остаётся такой же, а число умножителей C_3 увеличивается примерно в 2 раза.

При моделировании были определены также зависимости максимальной частоты считывания выборок сигнала F_{\max} от числа N дискретных частот спектра для типовой схемы с 4-кратным демультимплексированием и формированием в ПЛИС восьми каналов быстрого преобразования Фурье (рис. 3). С их помощью удобно подбирать аналого-цифровые преобразователи и демультимплексоры, сопрягаемые с ПЛИС.

Моделирование показало, что при $\Delta f \leq 1$ ГГц предпочтительно использовать ПЛИС семейства «Virtex-6», стоимость которых существенно ниже стоимости ПЛИС семейства «Kintex-7». Для рассматриваемого спектрально-селективного радиометра хорошо подходит, например, ПЛИС XC6VLX240T, имеющая 768 умножителей, число логических ячеек 150720 и объём встроенной памяти около 3,84 МБ. На базе этой ПЛИС можно, например, создать модуль с полосой

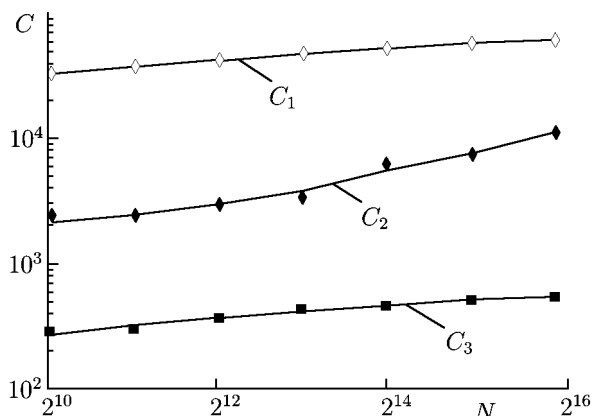


Рис. 2. Оценка необходимых ресурсов ПЛИС семейства «Virtex-6» для модуля с полосой $\Delta f = 1024$ МГц при быстром преобразовании Фурье без оптимизации по скорости вычислений

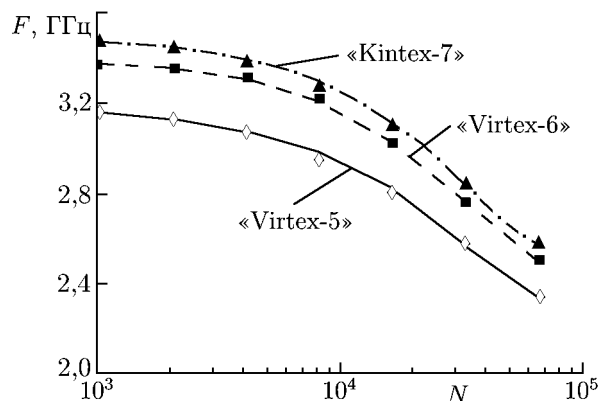


Рис. 3. Зависимости максимально возможных частот считывания выборок сигнала от числа N при $\Delta f = 1024$ МГц

приёма $\Delta f = 1024$ МГц ($F = 2048$ МГц), который в одноканальном радиометре обеспечивает получение $N = 2^{16}$ (разрешающая способность по частоте $\nu = 15,625$ кГц), а в двухканальном $N = 2^{15}$ дискретных компонентов спектра. При такой разрешающей способности можно проводить не только радиометрические измерения в континууме, но и регистрировать радиоизлучения в спектральных линиях. Если планируются только радиометрические измерения, когда допустимо снижение разрешающей способности по частоте ($N \approx 2^{10}$), следует использовать сравнительно недорогие ПЛИС семейства «Virtex-5», например XC5VSX95T.

2. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ РАДИОМЕТРА СО СПЕКТРАЛЬНО-СЕЛЕКТИВНЫМ МОДУЛЕМ

Чувствительность радиометра характеризуется минимальной шумовой температурой $T_{s \min}$ наведённого в антенне сигнала, при которой измеренная мощность сигнала P_s^* становится равной значению $P_{s \min}^* = h\sigma_P$, где σ_P — среднеквадратическое отклонение амплитуд усреднённых компонентов спектра, h — установленный пороговый коэффициент чувствительности (например, $h = 1$). Поскольку мощность сигнала распределяется по N дискретным частотам в полосе Δf , дисперсия компонентов мгновенного спектра сигнала на первом полупериоде модуляции составляет $\sigma_{1ij}^2 \approx 2\sigma_{u1}^4/N$. Аналогично для второго полупериода модуляции имеем $\sigma_{2ij}^2 \approx 2\sigma_{u2}^4/N$. Если глубина модуляции большая ($L \gg 1$), то при слабом сигнале ($T_s \ll T_n$), когда среднеквадратическое отклонение цифровых выборок определяются в основном собственными шумами радиотелескопа, имеем $\sigma_{u1} \approx \sigma_{u2}$ и $\sigma_{1ij} \approx \sigma_{2ij}$. При этом среднеквадратическое отклонение усреднённых согласно формуле (1) спектральных компонентов есть

$$\sigma_{P^*} = (2/R) \sqrt{(\sigma_{u1}^4 + \sigma_{u2}^4)/(mN)} \approx (2\sigma_{u1}^2/R) \sqrt{2/(mN)}. \tag{2}$$

Поскольку $m = \tau/t_c$ и $N = \Delta f/\nu$, то $mN = \tau\Delta f$. Подставив это значение в равенство (2), получим оценку шумовой температуры сигнала, характеризующую чувствительность модуляционного радиометра:

$$T_{s \min}^* = 2h\alpha\sigma_{u1}^2/R \sqrt{2/(\tau \Delta f)}.$$

Учитывая, что $\alpha\sigma_{u1}^2/R = (T_s + T_n)(1 - 1/L)$ и $T_s \ll T_n$, получаем формулу

$$T_{s \min}^* = 2h(1 - 1/L)T_n \sqrt{2/(\tau \Delta f)}, \quad (3)$$

которая совпадает с известной формулой для расчёта чувствительности традиционных модуляционных радиометров с амплитудными квадратичными детекторами при отсутствии радиопомех.

При работе радиометра в режиме без модуляции радиоастрономического приёмного устройства за время τ накапливается и усредняется m мгновенных спектров шумового сигнала. При этом

$$P^* = \frac{1}{Rm} \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^N p_{1ij},$$

а величина σ_{P^*} уменьшается в 2 раза по сравнению с равенством (2). Соответственно,

$$T_{s \min}^* = hT_n \sqrt{2/(\tau \Delta f)}, \quad (4)$$

что совпадает с широко применяемой формулой для расчёта чувствительности радиометра полной мощности [1].

Таким образом, при отсутствии радиопомех чувствительность радиометра со спектрально-селективным модулем в режимах работы с модуляцией радиоастрономического приёмного устройства и без модуляции такая же, как у традиционных радиометров с амплитудными квадратичными детекторами.

При воздействии радиопомех с помощью рассматриваемого модуля исключаются N_{rfi} спектральных компонентов, занятых радиопомехами, и в формулах (3) и (4) вместо величины Δf вводится полоса $\Delta f(1 - \Delta f_{rfi}/\Delta f)$, где $\Delta f_{rfi} = \nu N_{rfi}$ — суммарная полоса частот, занятая радиопомехами. Чувствительность радиометра при этом снижается в $\sqrt{(1 - \Delta f_{rfi}/\Delta f)}$ раз. При не слишком большом числе радиопомех ($\Delta f_{rfi}/\Delta f < 0,2$) потери чувствительности меньше чем $0,5\Delta f_{rfi}/\Delta f$. В отличие от радиометров с детекторами, результаты измерения шумовой температуры сигнала не зависят от мощностей помех и стабильно повторяются.

Чувствительность радиометра с полосой приёма Δf повышается пропорционально $\sqrt{7}$, но только до тех пор, пока среднеквадратическое отклонение флуктуаций компонентов усреднённого спектра, определяемое формулой (2), не станет равным погрешности вычислений. Чтобы регистрировать сигналы на уровнях $T_s \approx (10^{-4} \div 10^{-5})T_n$, операции вычисления и усреднения мгновенных спектров должны выполняться кодами с разрядностью не менее 24 бит.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Первые экспериментальные исследования радиометров со спектрально-селективными модулями проводились в обсерваториях «Бадары» и «Светлое» с использованием радиоастрономического приёмного устройства комплекса «Квазар-КВО» [2] и работающих с тактовой частотой $F = 32$ МГц модулей, которые изначально предназначались для регистрации радиоизлучений в спектральных линиях [9]. Радиометрические наблюдения в континууме сразу же подтвердили эффективность применения рассматриваемых модулей при воздействии радиопомех. Это наглядно иллюстрируют, например, проведённые в обсерватории «Бадары» наблюдения источника 3С295 в полосе частот $1\,392 \div 1\,408$ МГц. В течение 5 часов через каждые 15 мин проводились радиометрические измерения с интервалом накопления $\tau = 5$ с одновременной регистрацией сигналов штатным радиометрическим модулем с аналоговым амплитудным детектором (S_{det}^*) и с спектрально-селективным модулем (S^*). Значения S_{det}^* спектральной плотности потока радиоизлучения из-за радиопомех от систем мобильной связи, измеренные традиционным радиометром

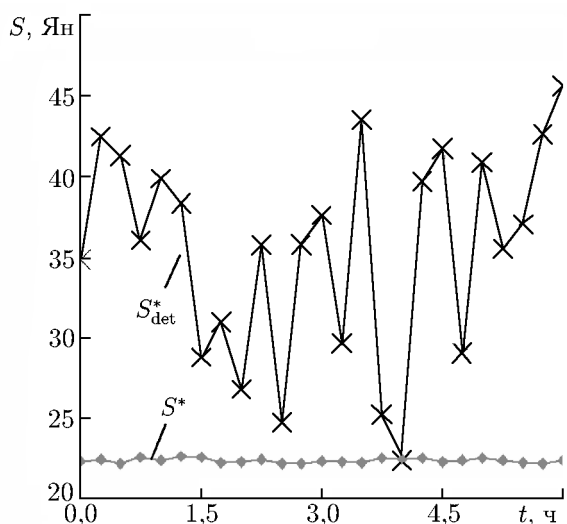


Рис. 4. Результаты наблюдений источника 3С295 ($S = 22,4$ Ян) в обсерватории «Бадары»

больше ширины спектра помехи. Проблема заключается в том, что для штатных радиометров радиотелескопов очень трудно подобрать режекторные фильтры, поскольку число радиопомех постоянно увеличивается, а их рабочие частоты меняются. Спектрально-селективный модуль даёт возможность быстро адаптироваться к меняющейся помеховой обстановке.

Для широкополосных ($\Delta f \leq 1$ ГГц) радиометров в обсерватории «Светлое» был изготовлен и установлен цифровой спектрально-селективный модуль, работающий с тактовыми частотами считывания выборок сигнала $F = 2048$ или 1024 МГц и обеспечивающий получение $N = 1024$ дискретных компонентов спектра в полосе частот $\Delta f = 1024$ или 512 МГц. Модуль, собранный на базе аналого-цифрового преобразователя AT84CS008, демультимплексора AT84CS001 и ПЛИС XC5VSX95T, был подключен к радиоастрономическому приёмному устройству комплекса «Квазар-КВО» параллельно штатному радиометрическому модулю с аналоговым детектором [2].

При наблюдениях в полосе частот $8,2 \div 9,1$ ГГц, где не было радиопомех, результаты измерений с помощью штатного модуля и спектрально-селективного модуля были одинаковыми (различия не превышали 1%). Этим подтверждается, что по чувствительности радиотелескопа и точности радиометрических измерений сравниваемые модули равноценны.

В диапазоне частот $2150 \div 2500$ МГц, где были радиопомехи, результаты измерений двумя радиометрическими модулями качественно различались. Это иллюстрируют, например, результаты сканирования источников 3С295 ($S = (13,9 \pm 0,2)$ Ян) и 3С309.1 ($S = (5,22 \pm 0,2)$ Ян) при времени интегрирования $\tau = 0,5$ с (рис. 5). Результаты измерений спектральных плотностей потоков S^*_{det} , полученные при сканировании источников с использованием штатного модуля с аналоговым детектором, во время действия радиопомех настолько сильно искажены, что выполнить наведение антенны на источник очень сложно (рис. 5а), а в отдельные периоды времени невозможно (рис. 5б). Полученные с помощью спектрально-селективного модуля результаты измерений величины S^* были достаточно стабильными, и отклики на сигналы источников при наведении на них антенны радиотелескопа просматривались чётко (рис. 5б, з). Это же относится и к импульсу амплитудной калибровки приёмного канала с помощью генератора шума, искажение формы которого влияет на точность оценок спектральной плотности мощности сигнала. Здесь уместно напомнить, что по отмеченным выше причинам в широкополосном приёмно-усилительном тракте не было режекторных фильтров. Для радиометра с цифровым спектрально-селективным

с детектором, имели очень большой разброс и сильно отличались от истинного значения $S = 22,4 \pm 0,2$ Ян. Радиометр с цифровым спектрально-селективным модулем давал стабильно повторяющиеся значения S^* , разброс которых в течение времени t не превышал 0,5%, а среднее значение почти не отличалось от истинного значения S (рис. 4).

Столь значительное отличие результатов измерений при использовании рассматриваемого и штатного модулей обусловлено тем, что в штатном радиометре нет средств защиты от помех. Если бы в приёмном тракте до амплитудного детектора был режекторный фильтр, настроенный на частоту принимавшейся радиопомехи, то и штатный радиометр давал бы стабильные результаты измерений, но полоса частот, режектируемая реальным фильтром, была бы несколько

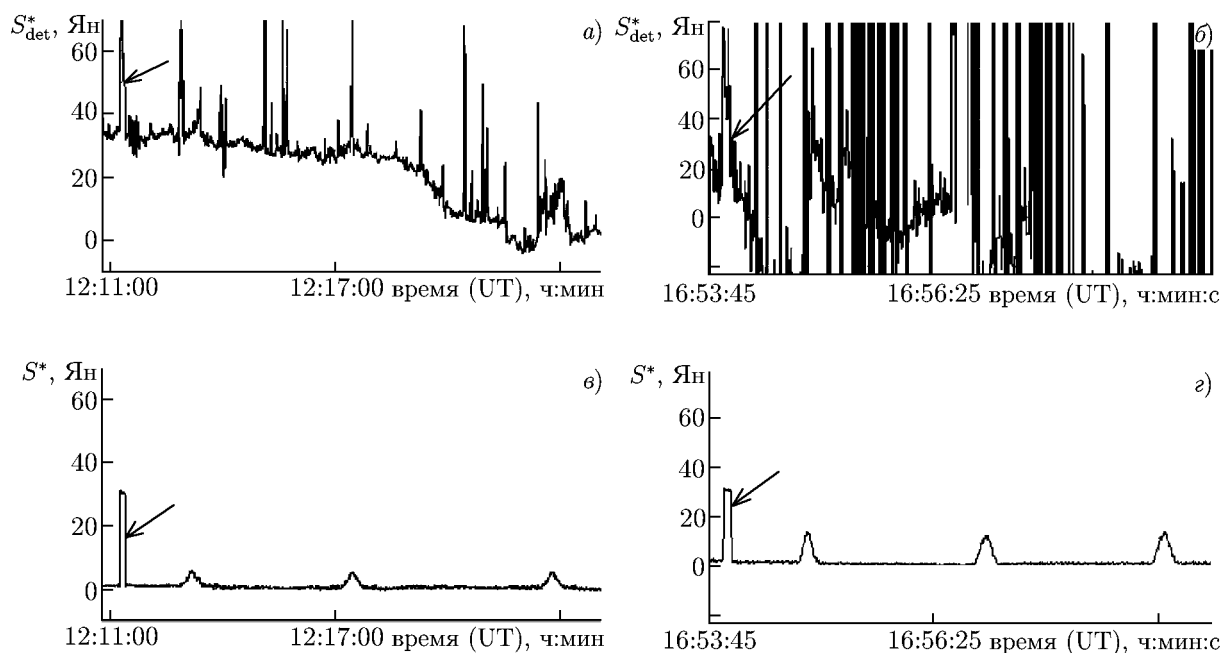


Рис. 5. Результаты сканирования источников 3C309.1 (а, в) и 3C295 (б, з) в условиях воздействия радиопомех при регистрации сигналов штатной аппаратурой (а, б) и спектрально-селективным модулем (в, з). Стрелками отмечена калибровка

модулем это не имело значения, т. к. исключаемые полосы частот совмещались со спектрами радиопомех непосредственно в процессе наблюдений.

Результаты многократных радиометрических измерений в континууме, проведённых с использованием спектрально-селективного модуля в течение полусуток, повторялись с высокой точностью.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Наблюдения показали, что радиометр с цифровым спектрально-селективным модулем по чувствительности и точности измерений энергетических параметров сигнала при отсутствии радиопомех не отличается от традиционного радиометра с аналоговым квадратичным детектором. Поэтому при наблюдениях в высокочастотной части сантиметрового диапазона длин волн, когда радиопомехи могут полностью отсутствовать, ни один из сравниваемых радиометрических модулей не имеет ощутимых преимуществ.

При наблюдениях в диапазонах метровых и дециметровых волн, где много радиопомех, значительно проще проводить радиометрические измерения в континууме при использовании цифрового спектрально-селективного модуля. Радиометром с таким модулем удобно исследовать, например, нестационарность интенсивности радиоизлучения космических источников даже при большом числе радиопомех.

Несомненным достоинством спектрально-селективного модуля является то, что для исключения влияния радиопомех не требуется вводить в приёмные каналы высоких или промежуточных частот каких-либо режекторных фильтров или иных устройств. Помехи селективируются программным способом непосредственно в процессе наблюдений или при последующей обработке зарегистрированных данных.

Рассматриваемый модуль можно использовать на радиотелескопе как многофункциональное устройство. Изменив управляющую программу, можно из режима радиометрических измерений в континууме перейти в режим регистрации радиоизлучений в спектральных линиях или в режим регистрации радиопомех. При тестировании приёмной аппаратуры радиотелескопа с помощью модуля можно контролировать амплитудно-частотные характеристики приёмно-усилительных трактов радиоастрономического приёмного устройства, а также частотную неравномерность и стабильность мощности генератора шума, используемого в модуляционном радиометре.

Первые образцы спектрально-селективных модулей установлены и успешно эксплуатируются в течение года на радиотелескопах РТ-32, входящих в комплекс «Квазар-КВО».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Есепкина Н. А., Корольков Д. В., Парийский Ю. Н. Радиотелескопы и радиометры. М.: Наука, 1973. 416 с.
2. Ипатов А. В., Кольцов Н. Е., Крохалев А. В. // Приборы и техника эксперимента. 2005. № 4. С. 66.
3. Цибулев П. Г., Берлин А. Б., Нижельский Н. А. и др. // Астрофизический бюллетень. 2007. Т. 62 (2). С. 208.
4. Финкельштейн А. М., Ипатов А. В., Смоленцев С. Г. // Земля и Вселенная 2004. № 4. С. 12.
5. Пат. RU 2431852 С2, МПК G01R 23/16 РФ. Радиометрический способ регистрации слабого широкополосного радиоизлучения / Кольцов Н. Е. Оpubл. 20.10.2011. Бюл. № 29. 13 с.
6. Кольцов Н. Е., Маршалов Д. А., Мардышкин В. В., Евстигнеев А. А. // Труды ИПА РАН. 2012. Вып. 23. С. 224.
7. Vlahut R. E. Fast algorithms for digital signal processing. Boston: Addison-Wesley Publishing Company, 1985. 455 p.
8. Пат. 2316775.1, 2008. МПК G 01 R 23/18 РФ. Способ измерения энергетического спектра узкополосного космического радиоизлучения / Кольцов Н. Е. Заявка 2008115184/28 от 02.05.2006. Оpubл. 10.02.2008. Бюл. № 14. 9 с.
9. Гренков С. А., Кольцов Н. Е. // Приборы и техника эксперимента. 2009. № 3. С. 160.
10. Евстигнеев А. А., Лавров А. С., Мардышкин В. В., Чернов В. К. // Труды ИПА РАН. 2014. Вып. 28. С. 110.

Поступила в редакцию 17 сентября 2014 г.; принята в печать 12 января 2015 г.

SPECTRAL-SELECTIVE RADIOMETER UNIT WITH RADIOINTERFERENCE PROTECTION

S. A. Grenkov and N. E. Kol'tsov

We consider the operation principle of the spectral-selective radiometer unit with a bandwidth of up to 1 GHz, which calculates the spectra of the signals received by the antenna in real time with subsequent exclusion of the spectral components at the radio-interference frequencies. The latter allows one to perform radiometric measurements in continuum when exposed to radio interference without using the filter methods of its selection in the broadband radiometer receiving channel. Under the radio-interference action, the observation results confirmed the high accuracy of the radiometric measurements in continuum, which were conducted using the “Kvazar-KVO” radiotelescope complex.