

УДК 520.27

Н. Е. Кольцов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Е. В. Носов, С. А. Гренков, Л. В. Федотов

Институт прикладной астрономии Российской академии наук
(Санкт-Петербург)

Измерение параметров сигналов в широкополосных приемно-регистрирующих каналах радиотелескопа

Рассмотрена встроенная система измерения параметров широкополосного (до 512 МГц) сигнала в приемно-регистрирующем канале радиоинтерферометра. Дана оценка точности измерений групповых задержек сигналов в приемных каналах интерферометра. Показана возможность контроля фазочастотной и амплитудно-частотной характеристик приемного канала.

Радиотелескоп, цифровое преобразование широкополосных сигналов, групповые задержки и спектры сигналов

В комплексах радиоинтерферометрии со сверхдлинными базами (РСДБ) при вычислении геометрической групповой задержки шумового сигнала от наблюдаемого космического источника радиоизлучения должна учитываться разность $\Delta\theta$ групповых задержек сигнала в приемных каналах пары радиотелескопов интерферометра, регистрирующих сигналы в одной и той же полосе частот. На большинстве действующих РСДБ-радиотелескопов, где используются системы преобразования сигналов с видеоконверторами, выделяющими сравнительно узкополосные (до 16 МГц) сигналы, достаточно измерения электрических длин коаксиальных кабелей, передающих сигналы промежуточных частот (ПЧ) от радиоастрономического приемного устройства (РПУ) на антенне к системе преобразования сигналов, установленной в лабораторном корпусе обсерватории.

На новых РСДБ-радиотелескопах с небольшими антеннами (например, РТ-13) [1] используются цифровые системы преобразования широкополосных сигналов (СПШС) [2], [3], которые размещаются в кабине подвижной антенны рядом с РПУ [4], а полученные с каналов СПШС данные наблюдений передаются к системе буферизации данных (установленной в стационарном помещении), в цифровом виде по волоконно-оптическим линиям [5]. К радиоинтерферометрам с широкополосными (~500 МГц) каналами предъявляются более высокие требования по точности измерения геометрических групповых задержек

сигналов по сравнению с радиоинтерферометрами, содержащими узкополосные каналы. Здесь уже нельзя не учитывать групповых задержек сигнала в высокочастотных каналах РПУ, которые на действующих радиотелескопах с узкополосными каналами не измеряются.

В многоканальном радиоинтерферометре, в котором регистрируются несколько сигналов с полосами Δf_s в пределах рабочего диапазона частот РПУ $B_{\text{ПР}}$, необходимо выравнивать групповые задержки сигналов во всех приемно-регистрирующих каналах радиотелескопа, чтобы повысить точность определения геометрической групповой задержки сигнала на базе радиоинтерферометра за счет синтеза полосы частот $B_{\text{ПР}}$.

При регистрации широкополосных сигналов необходимо также контролировать равномерность амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) и нелинейность фазочастотных характеристик (ФЧХ) в полосе пропускания приемного канала, так как эти параметры влияют на чувствительность радиоинтерферометра.

Проведенные в 2014–2015 гг. исследования позволили откорректировать конфигурацию программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) и доработать программное обеспечение каналов СПШС, чтобы обеспечить возможность измерения групповых задержек сигналов в каналах радиотелескопа при работе в режиме РСДБ, а также контроль АЧХ и ФЧХ приемных каналов [6].

Приемно-регистрационный канал с доработанным СПШС. Функциональная схема указанного канала (рис. 1) включает в себя один из каналов РПУ [4] и доработанный канал СПШС [3], соединенный с модулем управления СПШС. Канал РПУ содержит охлаждаемый малошумящий усилитель МШУ с полосой пропускания $B_{\text{пр}}$, распределитель сигналов сверхвысоких частот (СВЧ), канал преобразования частот и распределитель сигналов базовых ПЧ, к выходу которого подключается канал СПШС, работающий в полосе частот 1024...1536 МГц. К входу РПУ подключены генератор пикосекундных импульсов с частотой следования $F_{\text{и}} = 1$ МГц, предназначенный для фазовой калибровки канала, и блок генераторов шума ГШ, используемый при радиометрических и спектральных измерениях. На радиотелескопе РТ-13 можно регистрировать до трех сигналов с полосами $\Delta f_s \leq 512$ МГц в диапазонах частот 28...34 ГГц ($B_{\text{пр}} = 6$ ГГц) или 7...9.5 ГГц ($B_{\text{пр}} = 2.5$ ГГц) по правой и по левой круговым поляризациям волн, а также один сигнал в полосе 2.2...2.55 ГГц. В отличие от многоканальных радиотелескопов с узкополосными каналами здесь

принимаемый сигнал с полосой $B_{\text{пр}}$ распределяется по каналам преобразования и регистрации сигналов с полосами до 512 МГц не на выходе ПЧ, а на СВЧ непосредственно после МШУ. Поскольку приемные каналы содержат преобразователи сверхвысоких частот с независимо настраиваемыми гетеродинами, усилители и фильтры ПЧ, устройства коммутации каналов и большое число кабельных перемычек, значительно увеличивается неидентичность каналов по задержкам и смещениям фаз сигналов.

Канал СПШС содержит усилитель промежуточной частоты УПЧ, аналого-цифровой преобразователь АЦП ADC081500, считывающий 8-разрядные выборки шумового сигнала с тактовой частотой $F_{\text{д}} = 1024$ МГц, ПЛИС XC6SLX100T и трансивер X2, обеспечивающий передачу данных в формате 10G Ethernet к устройству буферизации данных. Для связи ПЛИС с управляющим компьютером радиотелескопа используется микросхема Miine Port EI, в которой коды формата UART преобразуются в интерфейс Ethernet. В УПЧ имеется фильтр, ограничивающий полосу частот Δf_s шумового сигнала на входе АЦП, и аттенуатор для установки уровня сигнала. Полоса пропускания УПЧ

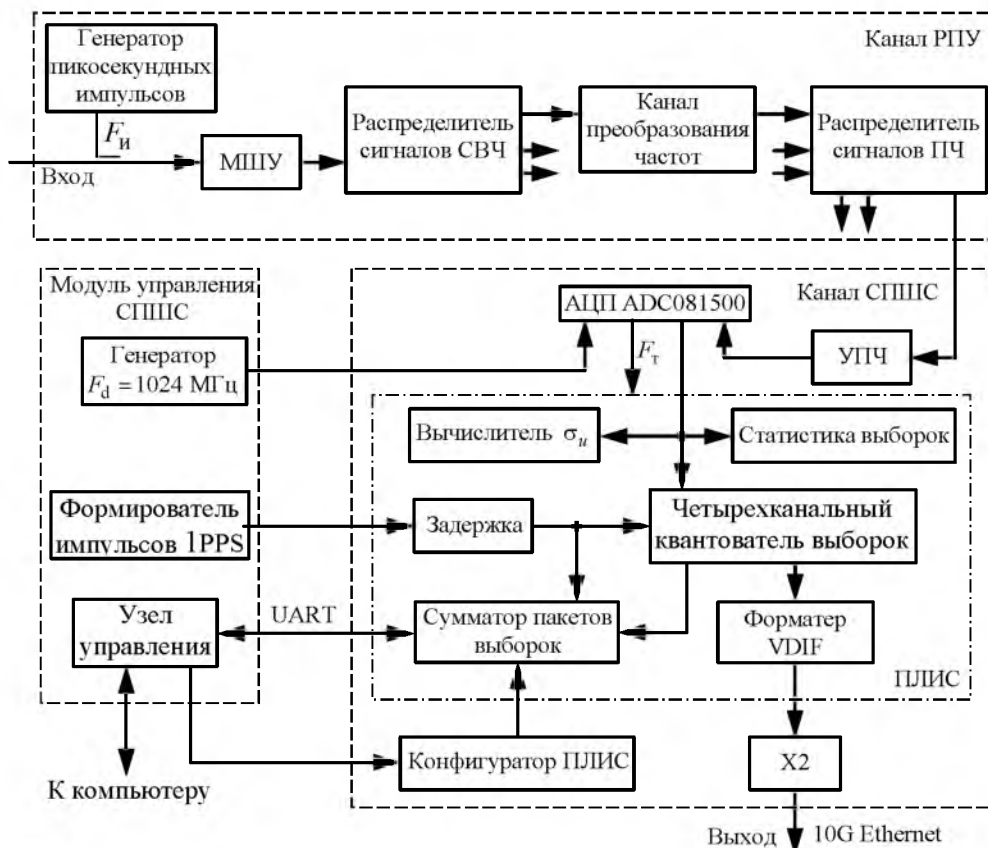


Рис. 1

Δf_s на уровне пульсаций АЧХ 0.1 дБ на 6 % меньше максимальной полосы $\Delta f_0 = 0.5F_d = 512$ МГц, благодаря чему сводится к минимуму влияние эффекта перекрытия спектров при полосовом аналого-цифровом преобразовании шумового сигнала [2].

Шумовой сигнал, включающий в себя собственные шумы радиотелескопа и принимаемый широкополосный сигнал, преобразуется с частотой дискретизации $F_d = 1024$ МГц в 8-разрядные цифровые выборки, которые транслируются в ПЛИС в сопровождении меандра тактовой частоты $F_T = F_d/4$. В ПЛИС сформированы модуль статистического анализа цифровых выборок сигнала, позволяющий контролировать режим работы АЦП, вычислитель среднеквадратического отклонения (СКО) напряжения сигнала σ_u , четырехуровневый квантователь выборок u по порогам $-\sigma_u$, 0 и σ_u и форматер данных в международном стандарте VDIF (VLBI Digital Interferometry Format) с выходом на трансивер X2. Шкала времени в форматере данных устанавливается с помощью формирователя импульсов секунд 1PPS, фронты которых совмещаются с передними фронтами импульсов меандра тактовой частоты F_T . Подробнее структура ПЛИС и алгоритмы преобразования и форматирования сигналов в радиоинтерферометрическом канале представлены в [7].

Частотные характеристики приемного канала. Характеристики контролируются с помощью генератора пикосекундных импульсов и введенного в структуру ПЛИС сумматора пакетов цифровых выборок. Пикосекундные импульсы с частотой следования $F_{\text{и}} = 1$ МГц возбуждают в каналах РПУ когерентные гармонические пилот-сигналы $U \cos(2\pi f_i t)$, где U – амплитуда; $f_i = iF_{\text{и}}$ – частоты гармонических сигналов; i – порядковые номера частот; t – текущее время. Гармонические пилот-сигналы поступают в АЦП вместе с шумовым сигналом. В сумматоре пакетов выборок на интервалах времени, равных периоду следования пикосекундных импульсов $1/F_{\text{и}} = 1$ мкс, суммируются пакеты из $F_d/F_{\text{и}} = 1024$ выборок. На интервале времени 1 с, который задается импульсами 1PPS, суммируются 10^6 пакетов выборок, в результате чего в 10^3 раз уменьшаются шумовые флуктуации выборок в суммарном пакете. Поскольку суммируемые выборки разнесены по времени на период следования пикосекундных

импульсов $1/F_{\text{и}}$, на фоне шума выделяются гармонические сигналы фазовой калибровки с частотами $F_i = iF_{\text{и}}$ ($i = l = l_m$, причем l_m – номер гармоники, соответствующей нижней границе полосы пропускания приемно-регистрирующего канала). Отношения амплитуд выделенных гармонических сигналов к остаточному шуму увеличиваются до значений $q_i = 10^3 U_i/\sigma_u$, где U_i – амплитуды преобразованных сигналов, выделенных на низких частотах F_i . Если при этом не учитываются шумы квантования (достаточно малые при 8-разрядных выборках), то мощность пилот-сигнала на частоте F_i составит

$$P_i = U_i^2 / (2\sigma_i^2) \approx \bar{A}_i^2 / (2\sigma_i^2) = 0.5 \cdot 10^{-6} q_i^2,$$

где \bar{A}_i – математические ожидания амплитуд A_i гармонических пилот-сигналов. Выделенные гармонические сигналы в совокупности формируют короткий импульс, близкий по форме к исходному пикосекундному импульсу [8].

Суммарный пакет из 1024 выборок передается в управляющий компьютер радиотелескопа, где в результате дискретного преобразования Фурье регистрируются по 1024 отсчетам амплитуд A_i и фаз ψ_i компонентов спектральной функции с частотами $F_i = iF_{\text{и}}$. К положительной полуоси частот относятся $n = 512$ спектральных компонентов в полосе Δf_0 . Фазовый спектр $\psi_i(F_i)$ позволяет оценить нелинейность ФЧХ приемного канала от точки ввода пикосекундных импульсов на входе РПУ до АЦП.

Чтобы получить отношение "сигнал/шум" $q_i > 20$, при котором фазы выделенных сигналов измеряются с достаточно высокой точностью, отношение мощности пилот-сигнала P на входе АЦП к мощности шумового сигнала в полосе пропускания канала $P_{\text{ш}} = p_i q_i^2$ должно быть не менее 10^{-4} . В полосу Δf_0 попадает $n = 0.5 F_d/F_{\text{и}} = 512$ пилот-сигналов, суммарная мощность которых достигает $0.1P_{\text{ш}}$. Допускать дальнейшего повышения мощности пилот-сигналов при приеме и регистрации сигнала наблюдаемого источника не следует, так как это может привести к существенному снижению чувствительности радиоинтерферометра. В каналах РПУ, выполненных на микросборках с соединительными переключками из жесткого коаксиала, групповые задержки сигналов достаточно стабильны по крайней мере в те-

чение времени сопровождения космического источника радиоизлучения (0.5...1 мин). Поэтому потерь чувствительности интерферометра можно избежать, если частотные характеристики канала и групповые задержки сигналов измерять перед регистрацией сигналов наблюдаемых источников, а на время приема и регистрации сигнала отключать генератор пикосекундных импульсов. В этом случае при повышении мощности пикосекундных импульсов увеличиваются значения q_i и уменьшаются СКО вычисленных фаз $\sigma_{\psi_i} \approx 1/q_i$.

На рис. 2 показана зависимость фаз $\partial\psi_i = \psi_i - \psi_1$ выделенных гармонических сигналов от частот F_i , измеренная в одном из каналов РПУ диапазона частот 7...9.5 ГГц. В основной части (~90 %) полосы пропускания канала нелинейность ФЧХ незначительна, но на краях полосы Δf_s (в области скатов АЧХ фильтра УПЧ) она увеличивается. Точность оценки нелинейности определяет СКО флюктуаций фаз σ_{ψ} , которое при $q = 20$ не превосходит 2.9° . СКО задержек сигналов с частотами F_i при таких флюктуациях фаз составляют $\sigma_{\theta_i} = \sigma_{\psi_i} / (2\pi F_i)$.

На этом же рисунке показана выраженная в децибелах зависимость отношений квадратов вычисленных амплитуд гармонических пилот-сигналов A_i^2 к квадрату амплитуды сигнала $A^2(F_{cp})$ на средней частоте полосы пропускания канала. При одинаковых амплитудах пилот-сигналов на входе приемного канала по этой зависимости можно оценить неравномерность АЧХ приемного канала от входа РПУ до АЦП.

Энергетический спектр и мощность шумового сигнала на входе АЦП можно вычислить при выключенном генераторе пикосекундных импульсов с помощью предусмотренного в ПЛИС модуля вычисления СКО σ_u . В этом модуле за ми-

нимальное время измерения $t_{min} = 10$ мс накапливается $m = 1.024 \cdot 10^7$ выборок сигнала. При этом СКО оценки мощности $\sigma_p = \sqrt{2/m} (\sigma_u^2 / z_0)$, где $z_0 = 50$ Ом – волновое сопротивление каскадов УПЧ. Анализ зависимости дисперсии Аллана (широко используемой для анализа нестационарных шумовых процессов [9]) при измерении мощности стационарного шумового сигнала показал, что максимальное время эффективного накопления сигнала для данного измерителя мощности составляет $t_{max} = 160$ мс, что позволяет уменьшить СКО σ_p в четыре раза. Такой точности достаточно для контроля мощности шумового сигнала на входе АЦП и для установки порогов четырехуровневого квантования цифровых выборок сигнала.

Групповая задержка сигнала. В приемно-регистрирующем канале задержка вычисляется компьютером по значениям фаз ψ_i выделенных гармонических сигналов. Для этого методом наименьших средних квадратов определяется линейная функция $\psi(F) = \psi_0 - bF$, по которой вычисляются коэффициент b и первичная оценка групповой задержки сигнала $\theta^* = b/(2\pi)$ радиан. При линеаризации исключаются компоненты спектра за пределами полосы Δf_s .

Искомая групповая задержка сигнала в приемном канале от входа РПУ до формatera определяется суммой задержек: $\theta = \theta_\phi + \theta^* + \theta_\psi$, где θ_ϕ – смещение начальных моментов формирования пакетов выборок относительно моментов ввода в канал пикосекундных импульсов; θ_ψ – задержка сигнала в цифровом преобразователе, которая определена при программировании ПЛИС. Значение θ_ϕ можно найти, если запустить генератор пикосекундных импульсов меандром тактовой частоты, синхронизирующим работу ПЛИС, и измерить электрическую длину коаксиального кабеля, по которому запускающий сигнал передается на указанный генератор. Поскольку кабель между СПШС и РПУ [4] имеет небольшую (менее 10 м) длину и хорошо закреплен, смещение θ_ϕ достаточно стабильно. Таким образом, значения θ_ψ и θ_ϕ постоянны, а СКО задержки равно СКО θ^* : $\sigma_\theta = \sigma_{\theta^*}$. Поэтому для оценки точности вычисления задержки θ достаточно определить СКО σ_{θ^*} .

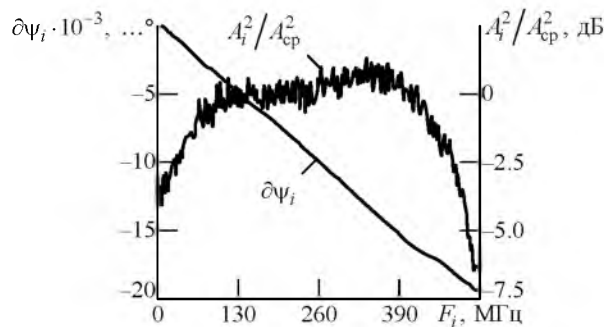


Рис. 2

При вычислении геометрической групповой задержки принимаемого радиосигнала в качестве одной из поправок учитывается разность $\Delta\theta$ групповых задержек сигналов θ в приемно-регистрационных каналах пары радиотелескопов интерферометра. Если на радиотелескопах используются одинаковые СПШС и одинаковые линии подключения генераторов пикосекундных импульсов, то разности значений $\theta_{\text{ц}}$ и $\theta_{\text{ф}}$ равны нулю и разность $\Delta\theta$ равна разности $\Delta\theta^*$ вычисленных в каналах СПШС оценок θ^* . В этом случае поправка при вычислении геометрической групповой задержки τ определяется с СКО $\sigma_{\Delta\theta} = \sqrt{2}\sigma_{\theta}$.

Для определения СКО $\sigma_{\theta} = \sigma_b / (2\pi)$ необходимо найти СКО σ_b коэффициента b линейной функции $\psi(F)$. При линеаризации зависимости фаз от частоты этот коэффициент вычисляется по формуле [10]

$$b = \frac{\sum_{i=i_m}^{i_M} F_i \psi_i - F_{\text{ср}} \sum_{i=i_m}^{i_M} \psi_i}{\sum_{i=i_m}^{i_M} F_i^2 - \frac{1}{n_s} \left(\sum_{i=i_m}^{i_M} F_i \right)^2}, \quad (1)$$

где i_m, i_M – номера нижней и верхней граничных частот полосы Δf_s соответственно; $F_{\text{ср}} = i_{\text{ср}} F_{\text{и}}$ [$i_{\text{ср}} = 0.5(i_m + i_M)$ – номер средней частоты диапазона]; $n_s = i_M - i_m + 1$ – количество дискретных частот в полосе Δf_s . Оценивая СКО σ_b при достаточно широкой полосе пропускания канала (например, если, как показано в [2], для минимизации потерь чувствительности используется $\Delta f_s \approx 0.94\Delta f_0$), можно без ущерба для точности принять $F_{\text{ср}} \approx 0.5nF_{\text{и}}$, заменив n_s на n .

Все частоты в (1) – известные постоянные величины, так как на радиотелескопе генераторы пикосекундных импульсов и сигналов тактовой частоты $F_{\text{д}}$, а также формирователи импульсов 1PPS синхронизированы сигналом высокостабильной ($\sim 3 \cdot 10^{-15}$) опорной частоты от водородного стандарта.

Фазу ψ_i выделенного гармонического сигнала можно представить суммой: $\psi_r = \psi_{0r} + \Delta\psi_r$, где ψ_{0r} – номинальное значение, соответствующее линейной функции $\psi(F)$; $\Delta\psi_r$ – случайное

отклонение фазы, обусловленное шумовыми флуктуациями, а также незначительной нелинейностью ФЧХ приемного канала.

Для определения СКО σ_b (1) удобнее представить в виде

$$b_0 + \Delta b = \frac{1}{CF_{\text{и}}} \left(\sum_{i=i_m}^{i_M} i \psi_i - i_{\text{ср}} \sum_{i=i_m}^{i_M} \psi_i \right) = \frac{1}{CF_{\text{и}}} \left[\left(\sum_{i=i_m}^{i_M} i \psi_{0i} - i_{\text{ср}} \sum_{i=i_m}^{i_M} \psi_{0i} \right) + \left(\sum_{i=i_m}^{i_M} i \Delta\psi_i - i_{\text{ср}} \sum_{i=i_m}^{i_M} \Delta\psi_i \right) \right], \quad (2)$$

где b_0 и Δb – номинальное значение и отклонение коэффициента b соответственно;

$$C = \sum_{i=i_m}^{i_M} i^2 - \frac{1}{n_s} \left(\sum_{i=i_m}^{i_M} i \right)^2$$

Используя очевидные формулы

$$\sum_{i=i_m}^{i_M} i = \sum_{i=1}^{i_M} i - \sum_{i=1}^{i_m-1} i; \quad \sum_{i=1}^{i_M} i = \frac{1}{2} i_M (i_M + 1);$$

$$\sum_{i=1}^{i_M} i^2 = \frac{1}{6} i_M (i_M + 1) (2i_M + 1)$$

и учитывая, что в широкополосных каналах $i_m \ll i_M$ и $2n_s \gg 6$, получим

$$C = \frac{1}{3} (i_M^3 - i_m^3) + \left(\frac{1}{6} - \frac{1}{2n_s} \right) (i_M^2 + i_m^2 + i_M) - \left(\frac{1}{6} + \frac{1}{2n_s} \right) i_m \approx \frac{1}{3} i_M^3.$$

Если амплитуды гармонических пилот-сигналов на входе приемного канала одинаковы для всех частот ($U_i = U, q_i = q$), а нелинейность ФЧХ канала мала и отклонения фаз $\Delta\psi_i$ обусловлены в основном шумами, то при $q \geq 20$ СКО фаз $\sigma_{\psi} \approx 1/q \approx 10^{-3} \sigma_u / U$. В широкополосном канале

($n_s > 400$) можно считать $\sum_{i=i_m}^{i_M} \Delta\psi_i \approx 0$. Тогда при

$\Delta\psi_i \approx \Delta\psi$ из (2) следует:

$$\Delta b \approx \frac{1}{CF_{\text{и}}} \sum_{i=i_m}^{i_M} i \Delta\psi_i \approx \frac{\Delta\psi}{CF_{\text{и}}} \sum_{i=i_m}^{i_M} i,$$

откуда

$$\sigma_b = \frac{\sigma_\Psi}{CF_{\text{и}}} \sum_{i=i_m}^{i_M} i. \quad (3)$$

Учитывая, что $\sigma_\Psi \approx 1/q$, а при широкой полосе спектра регистрируемого сигнала ($\Delta f_s/\Delta f_0 \approx 0.94$), можно принять

$$\sum_{i=i_m}^{i_M} i \approx \sum_{i=1}^{i_M} i \approx \frac{1}{2} i_M^2,$$

из (3) получим

$$\sigma_b \approx \frac{3\sigma_\Psi}{2F_{\text{и}} i_M} \approx 3 \cdot 10^{-9}/q.$$

При $q = 20$ СКО групповой задержки сигнала θ , вычисленной для рассмотренного приемно-регистрирующего канала, составляет $\sigma_\theta = \sigma_b/(2\pi) \approx 43$ пс. Такие малые погрешности почти не влияют на точность оценки геометрической групповой задержки сигнала τ , определяемой радиоинтерферометром.

В многоканальных радиоинтерферометрах, используя вычисленные во всех каналах РПУ значения θ^* , можно выравнивать групповые задержки θ в каналах для обеспечения синтеза полосы частот. Если выравнивать задержки шумовых сигналов с помощью линий задержки в каскадах СВЧ или ПЧ, добиться высокой точности установки и стабильности задержек затруднительно. Значительно проще, не меняя задержек

сигналов в каналах радиотелескопа, в процессе цифровой обработки сигналов смещать формируемые в каналах потоки данных в формате VDIF относительно единой шкалы времени.

Среднеквадратическая погрешность выравнивания задержки в r -м канале относительно задержки в первом канале составляет

$$\sigma_{\theta_r} \approx \sqrt{2(\sigma_\theta^2 + \sigma_d^2)},$$

где $\sigma_d \approx 1/(\sqrt{12} \cdot F_d)$ – ошибка из-за дискретизации шкалы времени. При $q > 20$ $\sigma_{\theta_r} \approx \sqrt{2} \cdot \sigma_d \approx 403$ пс.

Такая погрешность выравнивания задержек дает СКО фазы сигнала, принимаемого на частоте f_r ,

$$\sigma_{\varphi_r} = 2\pi f_r \sigma_{\theta_r} \approx \pi \sqrt{2/3} (f_r/F_d).$$

Используя полученные значения СКО σ_{φ_r} , можно, в дальнейшем, оценить влияние остаточных погрешностей выравнивания задержек сигналов в приемно-регистрирующих каналах радиотелескопа на эффективность синтеза полосы частот в многоканальном радиоинтерферометре.

Реализация рассмотренных функций измерения параметров сигналов проверена в лабораторных условиях и на экспериментальных образцах СПШС. Контроль частотных характеристик каналов например, успешно используется при подготовке и проведении РСДБ-наблюдений на радиотелескопах РТ-13 интерферометра Зеленчукская–Бадары [11].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ипатов А. В. Радиоинтерферометр нового поколения для фундаментальных наук и прикладных исследований // Усп. физ. наук. Т. 183, № 7. С. 769–777.
2. Цифровая система преобразования широкополосных сигналов для астрономических радиоинтерферометров / Н. Е. Кольцов, Л. В. Федотов, Д. А. Маршалов, Е. В. Носов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 1. С. 34–40.
3. Цифровая широкополосная система преобразования сигналов для радиотелескопов / С. А. Гренков, Л. В. Федотов, Е. В. Носов, Д. А. Маршалов, А. В. Крохалев, А. С. Бердников // XX Междунар. науч.-техн. конф. "Радиолокация, навигация, связь" (RLNC 2014): сб. докл., 15–17 апр. 2014, Воронеж. Воронеж: НПФ "САКВОЕЕ" ООО, 2014. Т. 1. С. 284–295.
4. Трехдиапазонная приемная система для радиотелескопов с малыми антеннами / Д. В. Иванов, В. В. Мardyshkin, А. С. Лавров, А. А. Евстигнеев // Тр. ИПА РАН. 2013. Вып. 27. С. 197–203.
5. Система буферизации и передачи данных нового поколения / И. А. Безруков, А. И. Сальников, В. А. Яковлев, А. В. Вылегжанин // Тр. ИПА РАН. 2015. Вып. 32. С. 3–9.
6. Результаты предварительных испытаний широкополосной цифровой системы преобразования сигнала

- лов для радиотелескопов / Д. А. Маршалов, А. С. Бердников, С. А. Гренков, А. В. Крохалев, Е. В. Носов, Л. В. Федотов, А. В. Шеманаев // Тр. ИПА РАН. 2015. Вып. 32. С. 27–33.
7. Пат. RU 122810 U1. МПК H03D7/00 (2006.01). Система преобразования и регистрации сигналов для радиоастрономического интерферометра / А. В. Ипатов, Н. Е. Кольцов, Л. В. Федотов. Оpubл. 10.12.2012. Бюл. № 34.
8. Носов Е. В. Реализация на ПЛИС контроля фазовой калибровки в перспективной широкополосной системе преобразования сигналов // Тр. ИПА РАН. 2013. № 27. С. 499–503.
9. Allan D. W. Should the Classical Variance be Used as a Basic Measure in Standard Metrology? // IEEE Trans. on Instrum. and Measurement. 1987. Vol. IM-36, № 2. P. 646–654.
10. Кассандрова О. Н., Лебедев В. В. Обработка результатов наблюдений. М.: Наука. ФИЗМАТЛИТ, 1970. 104 с.
11. Russian Radio Interferometer of New Generation / A. Ipatov, D. Ivanov, G. Ilin, V. Olifirov, V. Mardyshkin, I. Surkis, L. Fedotov, I. Gayazov, V. Stempkovsky, Y. Bondarenko // Proc. of the 22nd Europ. VLBI Group for Geodesy and Astrometry Working Meeting. Ponta Delgada, Azores, Portugal. 17–21 May 2015. Yebes: IGN, 2015. P. 75–79.

N. E. Koltsov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

E. N. Nosov, S. A. Grenkov, L. V. Fedotov

Institute of Applied Astronomy of Russian Academy of Sciences (Saint Petersburg)

Measuring signal parameters in wideband receiving and recording channels

The built-in system of parameter measurement for wideband (up to 512 MHz) receiving and recording channel of radio interferometer is considered. The estimation of measurement accuracy and the precision alignment of group delays in the receiving channel are investigated. In addition, this system provides the control of receiving channel frequency response and phase response functions.

Radio telescope, digital wideband signal processing, signal group delay and signal spectrum

Статья поступила в редакцию 11 апреля 2016 г.

УДК 621.396.9

В. А. Данилов

Северокавказский филиал Московского технического университета
связи и информатики (Ростов-на-Дону)

Л. В. Данилова

Ростовский государственный университет путей сообщения

Связь распределения огибающей квазигармонического случайного процесса с порождающим двумерным распределением

Рассмотрена методика моделирования стационарного случайного процесса с заданным двумерным распределением. В основе моделирования лежит использование квазидетерминированного гармонического колебания с заданными параметрами. Модификацией указанного колебания установлена связь характеристической функции модели с заданным двумерным распределением.

Гармоническое колебание, вероятностное моделирование, порождающее распределение, характеристическая функция

Квазидетерминированное гармоническое колебание (ГК)

$$y(t) = A \cos(\omega t + \varphi), \quad (1)$$

где A , ω , φ – случайные величины с заданными плотностями вероятностей $W_A(A)$, $W_\omega(\omega)$, $W_\varphi(\varphi)$, часто используется в практике радиотехнических расчетов [1]. Колебание $y(t)$ может быть, например, использовано для вероятностного моделирования стационарных случайных процессов по заданной одномерной плотности вероятности $w_1(x)$ и корреляционной функции (КФ) $B_x(\tau)$ [2]. Несколько модифицировав процесс (1), можно также обеспечить требуемую двумерную плотность вероятности $w_2(x_1, x_2)$ для совокупности сосед-

них отсчетов $\{x_1 = x(t), x_2 = x(t + \tau)\}$ стационарного случайного процесса $x(t)$. Заданную двумерную плотность вероятности (ПВ) будем называть порождающим распределением.

В настоящей статье рассмотрен способ модификации процесса (1), при котором обеспечивается заданное двумерное распределение. Также исследованы вероятностные характеристики модели на примере моделирования гауссовских и негауссовских случайных процессов.

Основные функциональные соотношения. Квазидетерминированное ГК (1) определяет стационарный случайный процесс при условии независимости случайных величин A , ω , φ и при равномерном распределении начальной фазы φ на интервале $[0, 2\pi]$ [2]. При этом условии в [1] получены