

УДК 523.164

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТРОВ С АВТОНОМНЫМ ПРИЕМОМ*

*В. А. Алексеев, Э. Д. Гатэлюк, В. Д. Кротиков, В. Н. Никонов,
В. С. Троицкий, А. И. Чикин*

Рассмотрены основные принципы построения радиоинтерферометров с автономным приемом. Приводятся оценки чувствительности интерференционных коррелометров с обработкой в знаковой форме и бинарным кодом на ЭВМ. Обсуждаются возможные методы реализации радиоинтерферометров высокого разрешения.

Развитие техники радиоастрономических наблюдений привело к созданию радиоинтерферометров с автономным приемом, отличающихся отсутствием линий связи между пунктами приема [1–4]. Первые же опыты, поставленные с радиоинтерферометрами с автономным приемом, показали на перспективность их применения для исследования дискретных источников космического излучения, имеющих малые угловые размеры, а также для решения целого ряда прикладных задач [5]. Этим объясняется все возрастающее внимание к ним, в силу чего представляется целесообразным сообщить имеющийся литературный материал по вопросам построения радиоинтерферометров с автономным приемом, дать достаточно подробный анализ их работы и по возможности определить пути их дальнейшего развития.

1. Блок-схема радиоинтерферометра с автономным приемом представлена на рис. 1. В каждом пункте приема используются независимые высокостабильные гетеродины для преобразования сигналов принимаемого излучения на видеочастоту, которые затем записываются системами памяти. Одновременно системами памяти записываются синхросигналы для задания начал записей и опорные сигналы от стандартов частоты, позволяющие при обработке воспроизвести масштаб времени записи.

Пользуясь известной теорией двухантенного интерферометра (см., например, [6]) и учитывая независимые преобразования частот сигналов принимаемого излучения при помощи местных гетеродинов и неточность совмещения записей по синхросигналам, можем написать выражение для выходного сигнала аддитивного радиоинтерферометра при приеме монохроматического излучения от точечного источника:

$$V(t) = V_0 \{1 + \cos [\omega_0 t + \Phi(t)]\}. \quad (1)$$

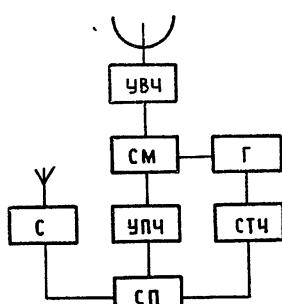


Рис. 1. Блок-схема пункта приема радиоинтерферометра: С — синхронизатор, СТЧ — стандарт частоты, СП — система памяти.

* Дополненный текст доклада на VI Всесоюзной конференции по радиоастрономии, Рига, 1968 г.

Здесь V_0 определяется интенсивностью излучения источника, ω_0 — частота принимаемого излучения, $\tau = S \sin \theta_0 / c$, причем S — длина базы интерферометра, θ_0 — угловое положение источника, отсчитываемое от нормали к базовой линии интерферометра, c — скорость распространения электромагнитных волн, $\Phi(t)$ — фазовый сдвиг интерференционных сигналов, определяемый несинфазностью гетеродинов и неточностью совмещения записей при обработке:

$$\Phi(t) = \omega_{pr} t + \omega_0 \Delta t - \omega_r \Delta t + \varphi_{r_2}(t) - \varphi_{r_1}(t), \quad (2)$$

где ω_{pr} — разностная частота местных гетеродинов, $\varphi_{r_1,2}(t)$ — случайные фазы гетеродинных сигналов, Δt — неточность совмещения записей.

На основании (1) и (2) можно записать выражение для диаграммы направленности двухантенного интерферометра с автономным приемом:

$$F(\theta) = F_1(\theta) F_2(\theta) 4 \cos^2 \left[\frac{\pi S}{\lambda} (\theta + \Delta\theta) \right], \quad (3)$$

где $F_1(\theta)$ и $F_2(\theta)$ — диаграммы направленности антенн интерферометра, λ — длина волны принимаемого излучения, $\Delta\theta \approx \Delta t c / S$.

При приеме излучения в полосе частот $\Delta\omega$ выражения (1) и (3) будут иметь вид

$$V(t) = V_0 \{1 + R(\tau + \Delta t) \cos [\omega_0 \tau + \Phi(t)]\}; \quad (4)$$

$$F(\theta) = F_1(\theta) F_2(\theta) R'(\theta + \Delta\theta) 4 \cos^2 \left[\frac{\pi S}{\lambda} (\theta + \Delta\theta) \right], \quad (5)$$

где $R(t + \Delta t)$ — нормированная автокорреляционная функция сигналов принимаемого излучения, $R'(\theta + \Delta\theta)$ — корреляционная огибающая диаграммы направленности интерферометра.

Таким образом, автономность пунктов приема интерферометра приводит к переносу частоты «интерференционной» составляющей $V_0 \cos [\omega_0 \tau + \Phi(t)]$ на величину ω_{pr} и дополнительной фазовой модуляции из-за нестабильности частот гетеродинов, а также к смещению диаграммы направленности $F(\theta)$ на угол $\Delta\theta$, определенный величиной Δt , при сохранении пространственного разрешения интерферометра.

2. Основными элементами схемы радиоинтерферометра с автономным приемом, отличающими его от классического интерферометра Майкельсона, являются независимые гетеродины и системы памяти для записи интерференционных сигналов. В настоящее время имеются стандарты с относительной нестабильностью частоты $\delta f = (10^{-9} \div 10^{-13})$ [7], что обеспечивает возможность получения гетеродинных сигналов с длительным интервалом когерентности $T_k \approx 1/f_0 \delta f$.

Очевидно, что выбор стандарта частоты зависит, прежде всего, от рабочего диапазона частот принимаемых сигналов, а также от общей чувствительности интерферометра (площади антенн, шумовой температуры приемников, полосы частот приема). Задавая предельную чувствительность измерений и определяя из этого необходимое время усреднения T интерференционного коррелометра, выделяющего интерференционную составляющую, можно получить требование к стабильности частот местных гетеродинов, приближенное выражение которого имеет вид

$$\sqrt{\overline{(\Delta f_r)^2}} < \frac{1}{T}, \quad (6)$$

где $\sqrt{\overline{(\Delta f_r)^2}_T} \simeq f_0(\delta f)_T$ — нестабильность частот гетеродинов за время T .

Системы памяти для записи интерференционных сигналов должны обладать соответствующими быстродействием и объемом для хранения информации, принимаемой в полосе частот $\Delta\omega$ в течение времени наблюдения T_n . Кроме того, системы памяти должны обеспечивать воспроизведение сигналов в масштабе времени записи или пропорциональном ему, так как в противном случае это приведет к флуктуации величины Δt во времени и соответствующему искажению интерференционной картины. Аналогично (6) можно задать требования к стабильности скоростей ввода и вывода информации системами памяти:

$$f_{\text{зап}} \frac{\sqrt{\overline{(\Delta V)^2}_T}}{V_{\text{зап}}} < \frac{1}{T}, \quad (7)$$

где $f_{\text{зап}}$ — средняя частота записываемых сигналов, $\sqrt{\overline{(\Delta V)^2}_T}$ — флуктуации скоростей за время T , $V_{\text{зап}}$ — средняя скорость записи и воспроизведения. В дополнение к этому системы памяти должны обеспечивать сохранение фазовых соотношений интерференционных сигналов во всем диапазоне частот записи.

Наиболее удовлетворительными как по техническим, так и по эксплуатационным параметрам в настоящее время являются системы памяти с накопителями на магнитной ленте или фотоматериалах. Соответствующие скорости ввода информации могут быть оценены следующими цифрами: для магнитной записи $V_{\text{зап}} \simeq 10^7$ бит/сек, для фотозаписи $V_{\text{зап}} \simeq (10^8 \div 10^{10})$ бит/сек. Существенным недостатком таких систем является довольно высокая нестабильность скоростей ввода и вывода информации, однако влияние этих нестабильностей может быть учтено и скомпенсировано в процессе обработки, для чего необходимо записать одновременно с информативным сигналом опорный сигнал от стандарта частоты. При этом могут быть скомпенсированы все низкочастотные флуктуации скоростей вплоть до частот $\sim 1/T_{\text{ос}}$, где $T_{\text{ос}}$ — период опорного сигнала [8].

Следующим определяющим фактором системы радиоинтерферометра с автономным приемом является точность синхронизации моментов записи интерференционных сигналов в разнесенных пунктах приема. Согласно (4) и (5) точность предварительной синхронизации должна быть не хуже интервала корреляции принимаемых сигналов, т. е. $\Delta t < \sqrt{2\pi/\Delta\omega}$. Это требование является трудно выполнимым уже для значений $\Delta\omega \simeq 1$ Мгц, когда необходимо обеспечить $\Delta t < 1$ мксек. Существующие системы синхронизации по сигналам точного времени, транслируемым по линиям радиосвязи, дают точность $\sim n(10 \div 1000)$ мксек, причем основным источником ошибок являются неопределенность длины трассы и конечное соотношение сигнал/шум на входе синхронизатора [9]. Наивысшую точность (~ 1 мксек) дают системы синхронизации с использованием транспортируемых часов и высокостабильных ($\delta f = 10^{-13} \div 10^{-14}$) хранителей шкал времени.

Недостаточная точность синхронизации приводит к необходимости сканирования диаграммы направленности интерферометра в области $\pm \Delta\theta_{\text{max}}$, что достигается введением в процессе обработки переменной задержки в пределах $\pm \Delta t_{\text{max}}$ одного из интерференционных сигналов. В свою очередь, при исследовании интенсивного точечного источника с известными координатами величина Δt может быть определена по результатам измерений, что позволяет решить обратную задачу — радиоастрономическую привязку часов в разнесенных пунктах с точностью $\sim 2\pi/\Delta\omega$ с помощью радиоинтерферометра с автономным приемом.

3. Порядок обработки интерференционных сигналов определяется решаемой задачей и в наиболее простом случае—при измерении эффективного размера источников излучения—сводится к определению нормированной амплитуды интерференционной составляющей, т. е. коэффициента видимости источника. При этом, согласно разд. 1 и 2, в процессе обработки необходимо осуществить поиск по времени (пространству) для наведения диаграммы направленности антенной системы интерферометра на источник и поиск по частоте для получения соответствующей чувствительности измерений.

Интервал поисков по времени (пространству) определяется как ошибками синхронизации записей, так и ошибками в априорном знании небесных координат исследуемого источника и географических координат пунктов приема. Интервал поисков по частоте определяется неопределенностью номинальных частот гетеродинов в момент измерений, а также ошибками в определении собственно частоты интерференции $f_i = \frac{2\pi S}{\lambda} \frac{d\theta}{dt}$ из-за незнания истинных величин S и $\frac{d\theta}{dt}$.

В соответствии с этим математическое описание процесса обработки сигналов интерферометра с автономным приемом при определении эффективных размеров источников излучения имеет вид

$$\langle V \rangle = \{ \langle \langle [z_1(t) z_2(t \pm n\Delta t')] \rangle_{T_1} \cos(\Omega \pm m\Delta\Omega') t \rangle_T^2 + \\ + \langle \langle [z_1(t) z_2(t \pm n\Delta t')] \rangle_{T_1} \sin(\Omega \pm m\Delta\Omega') t \rangle_T^2 \}^{1/2}, \quad (8)$$

где z_1 и z_2 —записанные интерференционные сигналы; предварительное усреднение T_1 выполняется с целью уменьшения объема информации, по которой производится фурье-анализ на частотах $(\Omega \pm m\Delta\Omega')$. Здесь $n = 0, 1, 2, \dots, N$ и $m = 0, 1, 2, \dots, M$, причем $N = \Delta t / \Delta t'$, $M = \Delta\Omega' / \Delta\Omega$; Ω определяется из априорных сведений о разностной частоте гетеродинов и собственно частоте интерференции; предварительное усреднение T_1 выбирается из условия $T_1 \ll 2\pi/\Omega$; разрешение по частоте $\Delta\Omega' < 2\pi/T$ и шаг задержки по времени $\Delta t' \ll \tau_{\text{кор}} = 2\pi/\Delta\omega$.

При исследовании радиоизображений источников программа обработки определяется методикой измерений и способом получения информации о фазах составляющих комплексного спектра пространственных частот распределения радиояркости по источнику [10–13].

Хорошо известно, что основная часть информации интерференционных сигналов записана в их фазе, в силу чего при обработке интерференционных сигналов целесообразно использовать полярный коррелометр с предварительным ограничением сигналов по амплитуде. При этом особенностью интерферометра с автономным приемом является

то, что записанные сигналы занимают полосу видеочастот, поэтому для анализа работы коррелометра не применима теория узкополосных процессов.

Схема обработки с ограничением интерференционных сигналов по амплитуде представлена на рис. 2. Процессы на входе рассматриваемой системы имеют вид

$$z_1 = s(t) + u_1(t), \\ z_2 = s(t) + u_2(t), \quad (9)$$

где полезный сигнал $s(t)$ и шумы $u_1(t)$ и $u_2(t)$ представляют собой взаимно статистически независимые стационарные процессы с нуле-

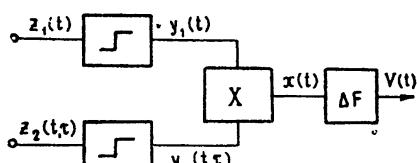


Рис. 2. Блок-схема знакового интерференционного коррелометра.

вым средним и равномерной спектральной плотностью мощности в полосе частот $|\omega| \leq \omega_b$.

Авто- и кросскорреляционные функции процессов имеют вид

$$K_s(\tau) = \sigma_s^2 \frac{\sin(\omega_b \tau)}{\omega_b \tau},$$

$$K_n(\tau) = \sigma_u^2 \frac{\sin(\omega_b \tau)}{\omega_b \tau}, \quad (10)$$

$$K_{su_1}(\tau) = K_{su_2}(\tau) = K_{u_1 u_2}(\tau) = 0,$$

где σ_s^2 и σ_u^2 — дисперсии сигнала и шумов.

Характеристика идеального ограничения описывается функцией

$$y = \text{sgn } x = \begin{cases} 1 & (x > 0) \\ 0 & (x = 0) \\ -1 & (x < 0) \end{cases}.$$

В этом случае полезный сигнал определяется корреляционной функцией ограниченных нормальных процессов, соответствующих интерференционным сигналам, и согласно [14] будет иметь вид

$$\bar{V}(t) = K_{y_1 y_2}(\tau) = \frac{2}{\pi} \arcsin R_{z_1 z_2}(\tau). \quad (11)$$

Для рассматриваемых процессов $R_{z_1 z_2}(\tau) = \sigma_s^2 R(\tau) / (\sigma_s^2 + \sigma_u^2)$, где $R(\tau) = \sin(\omega_b \tau) / \omega_b \tau$. Обычно в практике радиоастрономических наблюдений $\sigma_s^2 / \sigma_u^2 \ll 1$, тогда $\bar{V}(t) = 2R(\tau) \sigma_s^2 / \pi \sigma_u^2$. Флуктуационная ошибка измерений будет определяться мощностью шумовой составляющей $\sigma_v^2 = S_x(0) \Delta F$, где $S_x(\omega)$ — спектральная плотность мощности шумов на выходе перемножителя, ΔF — выходная полоса частот коррелометра ($\Delta F \sim 1/T$). Определим $S_x(\omega)$ через корреляционную функцию ограниченных сигналов, полагая $\tau = 0$:

$$K_x(t_0) = \overline{y_1(t) y_1(t + t_0) y_2(t) y_2(t + t_0)} - \overline{y_1^2(t)} \overline{y_2^2(t)}. \quad (12)$$

В общем случае, при произвольном соотношении σ_s^2 / σ_u^2 для вычисления величины $K_x(t_0)$ необходимо определение четвертого момента нормально распределенного случайного процесса, прошедшего через ограничитель:

$$\begin{aligned} & \overline{y_1(t) y_1(t + t_0) y_2(t) y_2(t + t_0)} = \\ & = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \text{sgn } z_1(t) \text{sgn } z_1(t + t_0) \text{sgn } z_2(t) \text{sgn } z_2(t + t_0) \times \\ & \times W_4(z_1, z_{1t_0}, z_2, z_{2t_0}) dz_1 dz_{1t_0} dz_2 dz_{2t_0}. \end{aligned} \quad (13)$$

Это выражение не удается проинтегрировать до конца, так как сигналы z_1 и z_2 частично коррелированы. Полагая, что $z_1(t)$ и $z_2(t)$ — полностью некоррелированные, получим верхнюю границу флуктуационной ошибки, которая будет тем ближе к реальной, чем меньше отношение σ_s^2 / σ_u^2 . В этом случае четвертый момент (13) может быть определен как произведение двумерных нормальных распределений:

$$\overline{[y'_1(t) y'_1(t + t_0)]} \overline{[y'_2(t) y'_2(t + t_0)]},$$

где $K y'_1 y'_2(\tau) = 0$. При этом получим $K_x(t_0) = K_{y'}^2(t_0) - K_y^2(0)$, где [14]

$$K_{y'}(t_0) = \frac{2}{\pi} \arcsin R(t_0) = 4 \sum_{k=1}^{\infty} [\Phi^{(k)}(0)]^2 \frac{R^k(t_0)}{k!}, \quad (14)$$

$$\Phi^{n+1}(z) = \frac{d^n}{dz^n} \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp \left(-\frac{1}{2} z^2 \right) \right], \quad R(t_0) = \frac{\sin(\omega_B t_0)}{\omega_B t_0}.$$

Отсюда спектральная плотность мощности ограниченного процесса

$$S_y(\omega) = \sum_{k=1}^{\infty} [\Phi^{(k)}(0)]^2 \frac{8}{k!} \int_0^{\infty} R^k(t_0) \cos(\omega t_0) dt_0. \quad (15)$$

Используя аппроксимацию, предложенную в [15],

$$\int_0^{\infty} R^k(t_0) \cos \omega t_0 dt_0 \simeq \frac{1}{2\omega_B} \sqrt{\frac{6\pi}{k}} \exp \left(-\frac{3\omega^2}{2k\omega_B^2} \right),$$

и ограничиваясь тремя членами суммы, получим (см. в связи с этим рис. 3)

$$S_y(\omega) = \begin{cases} 0,64 \frac{\pi}{\omega_B} + 0,21 \frac{\pi}{\omega_B} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-\omega^2/2\omega_B^2) & (|\omega| < \omega_B) \\ 0,21 \frac{\pi}{\omega_B} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-\omega^2/2\omega_B^2) & (|\omega| > \omega_B) \end{cases}. \quad (16)$$

При данном приближении мощность шумовой составляющей на выходе системы будет иметь величину

$$\sigma_V^2 = S_x(0) \Delta F = \frac{\Delta F}{\pi} \int_0^{\infty} S_y^2(\omega) d\omega \simeq 0,51 \frac{\Delta F}{\Delta f} \quad (17)$$

и соответствующее соотношение сигнал/шум на выходе коррелометра

$$\kappa = \frac{\overline{V(t)}}{\sigma_V} = 0,88 \sqrt{\frac{\Delta f}{\Delta F}} \frac{\sigma_s^2}{\sigma_u^2}. \quad (18)$$

Для оценки степени сделанного приближения был поставлен эксперимент, в результате которого получено значение $\kappa_{\text{эксп}} = (0,82 \div 0,88) \sqrt{\Delta f / \Delta F} (\sigma_s^2 / \sigma_u^2)$ для различных значений σ_s^2 / σ_u^2 , что свидетельствует о том, что основная доля энергии отброшенных слагаемых суммы (14) расположена в области высших частот, не ответственных за флюктуационную ошибку.

Обработку интерференционных сигналов в знаковой форме возможно осуществлять на цифровой электронно-вычислительной машине с дискретизацией сигналов по времени. В этом случае схема анализа тора имеет вид, представленный на рис. 4 а, однако для анали-

за ее работы целесообразно рассматривать эквивалентную схему рис. 4 б.

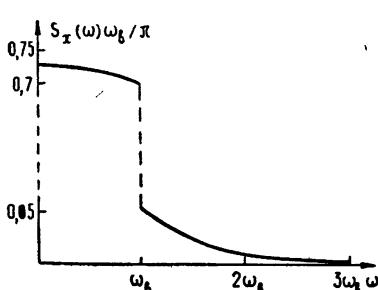


Рис. 3. Спектр широкополосного нормального процесса, прошедшего через идеальный ограничитель.

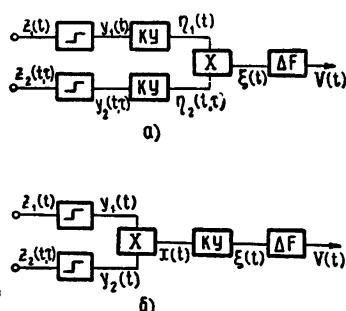


Рис. 4. а) Блок-схема обработки интерференционных сигналов с амплитудным ограничением и квантованием по времени. б) Эквивалентная схема; КУ — квантующее устройство.

Так как полезный сигнал, имеющийся на выходе перемножителя, имеет нулевую частоту (или близкую к нулевой при применении разнесенных по частоте гетеродинов), то, полагая частоту дискретизации $f_d \gg f_v$, можно на основании теоремы Котельникова записать

$$\begin{aligned} \overline{V(t)} &= \overline{y_1(n\Delta t) y_2(n\Delta t)} = K_{y_1 y_2}(\tau) = \frac{2}{\pi} \arcsin R_{z_1 z_2}(\cdot) \simeq \\ &\simeq \frac{2}{\pi} \frac{\sigma_s^2}{\sigma_u^2} \frac{\sin(\omega_b t)}{\omega_b t}. \end{aligned} \quad (19)$$

Для оценки шумовой составляющей на выходе коррелометра необходимо знать спектр сигнала на выходе перемножителя, который может быть получен как свертка спектров двух нормальных процессов, прошедших через ограничитель (рис. 3). При сделанных выше приближениях спектр свертки будет иметь вид, представленный на рис. 5. Квантование по времени сигнала (со спектром рис. 5) с интервалом между выборками $\Delta t = 1/f_d$ приводит к «перепутыванию» высоких частот с низкими в первоначальном сигнале [16]. Действительно, $\sin(2\pi f_d \Delta t) = \sin[2\pi(f + nf_d) \Delta t]$ для $n = 0, 1, 2, \dots$, т. е. энергию частот, разнесенных на $n f_d$, невозможно различить между собой.

Таким образом, на мощность нулевой гармоники непрерывного спектра на выходе ограничителя, величина которой определяет шумовую компоненту на выходе коррелометра, будут накладываться мощности гармоник, кратных f_d . Это приводит к дополнительному умень-

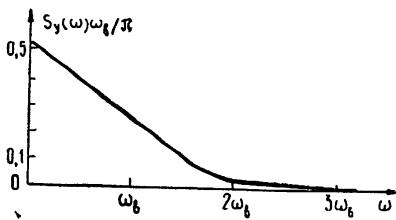


Рис. 5. Спектр свертки двух ограниченных нормальных процессов.

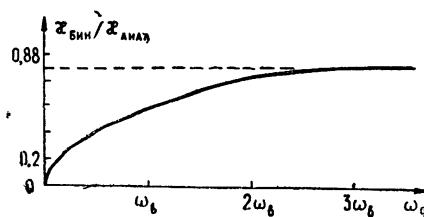


Рис. 6. Зависимость потерь в соотношении сигнал/шум на выходе коррелометра с квантованием по времени от частоты квантования ω_d .

шению чувствительности цифровой системы обработки по сравнению со знаковой, степень которого определяется спектром сигнала на выходе ограничителя в области частот $f > f_d$. Пользуясь этим рассуждением, получим (по рис. 5) зависимость соотношения сигнал/шум на выходе коррелометра при обработке сигналов бинарным кодом как функцию частоты дискретизации [16]. Эта зависимость приведена на рис. 6. Экспериментальная проверка показала, что на частоте $f_d = 2f_b$ дополнительные потери из-за дискретизации в соотношении сигнал/шум составляют величину $\sim 5\%$.

Таким образом, обработка интерференционных сигналов в знаковой форме или бинарным кодом на ЭВМ приводит к незначительным дополнительным потерям в чувствительности по сравнению с аналоговыми системами. Однако применение этих методов обработки в значительной мере ослабляет требования к динамическому диапазону приемно-измерительных трактов и облегчает переход от аналоговой формы к цифровой для обработки на ЭВМ [18, 19].

4. При применении знаковой обработки интерференционных сигналов в отсутствие шумов амплитуда интерференционной составляющей будет точно соответствовать коэффициенту видимости источника независимо от интенсивности его излучения и площади приемных антенн интерферометра. В реальных условиях, когда интенсивность шумов превышает интенсивность принимаемых сигналов, амплитуда интерференционной составляющей является функцией двух параметров — протяженности источника и соотношения сигнал/шум на входе коррелометра. В этом случае калибровка интерферометра может быть выполнена по опорному источнику известной интенсивности излучения и заданно точечному при данном разрешении. При этом коэффициент видимости будет определяться величиной $\gamma = \bar{V}_i J_{op} / \bar{V}_{on} J_i$, где \bar{V}_i и \bar{V}_{on} — соответственно амплитуды интерференционных составляющих исследуемого и опорного источников, J_i и J_{op} — интенсивности их излучения.

Использование опорного источника при сравнительно быстром сканировании от опорного источника к исследуемому позволяет исключить влияние нестабильности усиления в трактах приема-записи и таким образом получить высокую точность измерений. Одновременно опорный источник может использоваться для определения ошибок синхронизации записей (см. разд. 2), что позволит уменьшить общее время обработки информации.

5. Время усреднения интерференционного коррелометра ограничивается не только нестабильностью частот гетеродинов и флюктуациями фаз интерференционных сигналов на трассе источник — антенны интерферометра, но и временем нахождения источника в «зоне видимости» антенной системы интерферометра, определяемой корреляционной огибающей диаграммы направленности $R'(\theta)$. Для интерферометра с большой базой при широкой полосе частот приема время прохождения источника по диаграмме может оказаться недостаточным для получения необходимой чувствительности измерений (при $S = 10^4$ км, $\Delta f = 10^6$ гц, $T_{max} \sim 1$ сек), в силу чего необходимо «слежение» за источником. В интерферометре с автономным приемом слежение может быть выполнено в процессе обработки путем программной задержки одного из интерференционных сигналов. Кроме того, при наблюдении источника в большом интервале углов меняется частота интерференции из-за изменения эффективной длины базы. Это приводит к необходимости слежения за частотой интерференции, что может быть достигнуто либо путем изменения частот гетеродинов при приеме, либо путем

программного изменения частоты фурье-анализа. Зная координаты приемных пунктов и координаты исследуемого источника, можно задать закон изменения задержки и частоты [20]:

$$\tau_s(\theta) = \frac{X(\theta)}{c}, \quad f_i = (f_0/c) \frac{dX(\theta)}{dt},$$

где

$$X = r [\sin \varphi_1 \sin \delta + \cos \varphi_1 \cos \delta \cos (\Lambda_1 - \alpha + S_{rp}) - \sin \varphi_2 \sin \delta - \cos \varphi_2 \cos \delta \cos (\Lambda_2 - \alpha + S_{rp})],$$

$\varphi_{1,2}$, $\Lambda_{1,2}$ — географические координаты пунктов приема, δ — склонение источника, α — его прямое восхождение, S_{rp} — звездное гринвичское время, r — радиус Земли.

Требования к точности слежения по частоте интерференции и к стабильности частоты местных гетеродинов могут быть в значительной мере ослаблены при применении двухчастотного приема [21] и при фазоразностных методах получения радиоизображений [10–12]. При этом необходимо иметь двухканальные системы записи и обработки с дополнительной взаимокорреляционной обработкой либо интерференционных составляющих различных частотных каналов, либо интерференционных составляющих различных пространственных частот.

В конечном счете время усреднения T_n не должно превышать, как показано в работах [22, 23], некоторого значения T_{opt} , определяемого флуктуациями параметров измерительной аппаратуры. Учитывая, что в радиоинтерферометре с автономным приемом обработка ведется по переменному току, частота которого определяется разностной частотой гетеродинов и частотой интерференции, а также то, что спектр флуктуаций приближенно описывается функцией $\omega^{-\alpha}$, где $\alpha \geq 1$, можно утверждать, что практически в любом случае при соответствующем выборе разностной частоты гетеродинов ($\sim n \cdot 10 \text{ Гц}$) условие $T_n < T_{opt}$ будет выполнено. Кроме того, применение знаковой обработки дополнительно облегчает это условие [24].

6. На основании сказанного выше можно составить функциональную блок-схему анализатора интерферометра с автономным приемом. Ограничимся рассмотрением схемы интерферометра с обработкой по программе (8), представленной на рис. 7. В этой схеме управляемые линии задержки (УЛЗ) служат для компенсации нестабильностей скоростей ввода и вывода информации системами памяти (СП) по опорному сигналу (ОС), поисковые линии задержки (ПЛЗ) — для компенсации ошибок синхронизации, следящие линии задержки (СЛЗ) — для слежения за источником путем программной задержки информативного сигнала (ИС). Генератор частоты интерференции (ГЧИ) служит для формирования сигнала для фурье-анализа, при этом его частота изменяется через модулятор схемой поиска частоты интерференции (СПЧ) и схемой слежения

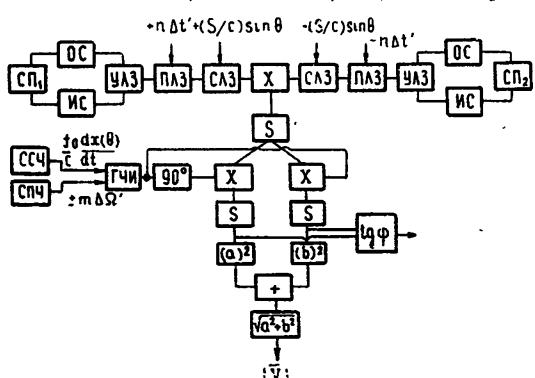


Рис. 7. Функциональная блок-схема анализатора интерферометра с автономным приемом.

за частотой (СЧИ). Назначение остальных блоков понятно из обозначений, приведенных на рис. 7, и программы обработки (8).

Измерение аргумента интерференционной составляющей ϕ необходимо при исследовании радиоизображений источников и их угловых координат по методу «опорного объекта» [13]. Подобная система обработки достаточно просто может быть реализована с помощью универсальных ЭВМ. В качестве систем памяти можно использовать машинные магнитофоны, блок задержек может быть выполнен на основе оперативной памяти машины (ОЗУ) при соответствующем вводе и выводе информации; остальные операции обеспечиваются с помощью арифметического устройства (АУ) и соответствующей программы вычислений. Недостатком существующих ЭВМ является их сравнительно малое быстродействие, что ограничивает полосу частот приема-обработки ($100 \div 1000$) кГц. В этом отношении более перспективными могут оказаться аналоговые системы, либо аналого-цифровые с применением параллельной обработки для различных временных сдвигов и частот фурье-анализа, что позволит получить время обработки информации, сравнимое с временем ее приема.

При рассмотрении возможных путей развития радиointерферометров высокого разрешения не следует совершенно исключать возможность применения релейных линий связи, по которым можно передавать сигналы принимаемого излучения, преобразованных на промежуточную частоту с помощью независимых гетеродинов. С этой целью могут быть использованы, например, линии фототелеграфной связи, либо телевизионные линии, обеспечивающие передачи сигналов в полосе от десятков килогерц до нескольких мегагерц. Используя тот же метод передачи (одновременно с информативным) опорного сигнала, можно с помощью обработки на ЭВМ исключить нестабильность длины линии связи и реализовать интерферометр с большой базой. В случае применения узкополосных линий передач возможно применение масштабно-временного преобразования интерференционных сигналов с помощью блоков оперативной памяти с объемом ($10^7 \div 10^9$) бит, вполне достаточного для одного сеанса наблюдений. В настоящее время имеются блоки памяти с объемом $\sim 10^9$ бит и быстродействием до 0,1 мксек, что позволяет делать ввод информации с частотой ~ 10 МГц и воспроизведение ее с необходимой частотой, определяемой линией передач. При стабильности электрической длины линии передач $\sim (10^{-6} \div 10^{-7})$ на базе $S = 10^4$ км возможно создание интерферометра с полосой частот приема $\sim n 10$ МГц (без компенсации нестабильности длины трассы) на аналоговых элементах, что в настоящее время трудно реализуемо с помощью систем с полностью автономным приемом. В миллиметровой интерферометрии возможно применение лазерных линий связи с полосой частот передач до нескольких сотен мегагерц; при этом на базе $S = 10$ км и $\lambda = 1$ мм будет получено разрешение $\Delta\theta_{min} = 0,02''$ при высокой чувствительности измерений.

В заключение авторы выражают благодарность за помощь в работе студентам Горьковского государственного университета В. И. Воронину, М. А. Лейких, Б. Л. Липатову.

ЛИТЕРАТУРА

- Л. И. Матвеенко, Н. С. Кардашев, Г. Б. Шоломицкий, Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика, 8, № 4, 651 (1965).
- В. И. Слыши, УФН, 87, № 3, 471 (1965).
- С. Ваге, В. Г. Clark, К. Џ. Kellerman, М. Н. Cohen, D. L. Yauncеу, Science, 157, 189 (1967).
- N. W. Brotén, T. H. Legg, J. L. Locke, C. W. Meleish, R. S. Richards, R. M. Chisholm, H. P. Gush, J. L. Yen, J. A. Galt, Science, 156, 1592 (1967).

5. В. С. Троицкий, Геодезия (в печати).
6. Сканирующие антенные системы СВЧ, перев. с англ., изд. Сов. радио, М., 1966.
7. Е. А. Gerber, R. Sykes, Proc. IEEE, 55, № 6, 56 (1967).
8. В. А. Алексеев, А. П. Барabanov, Э. Д. Гатэлюк, П. С. Живора, В. Д. Кротиков, Радиотехника и электроника, 16, № 3, 539 (1969).
9. Proc. IEEE (рус. перев.), 55, № 6, 56 (1967).
10. В. А. Алексеев, Изв. высш. уч. зав. — Радиофизика, 12, № 4, 491 (1969).
11. В. А. Алексеев, Изв. высш. уч. зав. — Радиофизика, 12, № 4, 497 (1969).
12. В. А. Алексеев, Радиотехника и электроника, 14, № 6, 1081 (1969).
13. Ю. Н. Парийский, А. А. Стоцкий, Тезисы докладов VI Всесоюзной конференции по радиоастрономии, Рига, 1968.
14. В. И. Тихонов, Статистическая радиотехника, изд. Сов. радио, М., 1966.
15. Б. Р. Левин, Теоретические основы статистической радиотехники, Физматгиз, М., 1963.
16. Дж. Бендат, Основы теории случайных шумов и ее применения, изд. Наука, М., 1965.
17. R. B. Blackman, J. W. Tukey, Bell Syst. Tech. J., 37, January (1958); 37, March (1958).
18. Ю. Б. Черняк, Радиотехника и электроника, 7, № 8, 1074 (1962).
19. С. Вольф, Ж. Томас, Т. Уильямс, Зарубежная электроника, № 11, -66, 1962.
20. В. А. Алексеев, В. Д. Кротиков, А Г Кунцевич, В. Г. Лазаревский, Изв. высш. уч. зав. — Радиофизика, 12, № 1, 139 (1969).
21. В. А. Алексеев, В. Д. Кротиков, В. Н. Никонов, В. С. Троицкий,
22. А. Г. Кисляков, Изв. высш. уч. зав. — Радиофизика, 2, № 2, 187 (1959).
Изв. высш. уч. зав. — Радиофизика, 2, № 2, 157 (1959).
23. А. Г. Кисляков, Изв. высш. уч. зав. — Радиофизика, 5, № 5, 945 (1962).
24. A. J. Rainal, Bell Syst. Tech. J., 47, № 3, 415 (1968).

Научно-исследовательский радиофизический институт
при Горьковском университете

Поступила в редакцию
30 декабря 1968 г.,
после доработки
17 сентября 1969 г.

SOME PROBLEMS IN DESIGNING RADIO INTERFEROMETERS WITH INDEPENDENT RECEPTION

V: A. Alekseev, E. D. Gatelyuk, V. D. Krotikov, V. N. Nikonorov,
V. S. Troitskii, A. I. Chikin

The main principles in designing radio interferometers with independent reception are considered. Estimations of the sensitivity of interferometric correlometers with processing in a digit form using a binary code and a computer are given. Possible methods of realizing the radio interferometers with a high resolution are discussed.