

УДК 523 164

## ДВУХЧАСТОТНЫЙ РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТР С НЕЗАВИСИМЫМИ ГЕТЕРОДИНАМИ

*В. А. Алексеев, В. Д. Кротиков, В. Н. Никонов, В. С. Троицкий*

Рассмотрена схема двухчастотного радиоинтерферометра с независимыми гетеродинами. Сигналы с выходов приемников разделяются по спектру на два частотных канала. Каждый канал образует интерферометр, в котором выделяется «интерференционная составляющая». Далее находится взаимная корреляция «интерференционных составляющих», амплитуда которой является мерой видимости интерферометрии. Это позволяет уменьшить влияние флуктуаций доплеровской частоты за счет изменения условий распространения, а также влияние разности частот гетеродинов и их флуктуаций и получить более высокую чувствительность измерений, чем для одночастотного интерферометра. Обсуждается вопрос применения радиоинтерферометров высокого разрешения для измерения угловых расстояний между двумя источниками квазимонохроматического излучения.

1. В настоящее время для исследования источников малых угловых размеров стали употребляться интерферометры интенсивности и интерферометры с независимыми гетеродинами, позволяющие в принципе безгранично увеличивать разрешающую способность путем увеличения базового расстояния между приемными антеннами. Интерферометр интенсивности обладает, однако, малой чувствительностью, и его применение ограничивается кругом задач, связанных с исследованием достаточно мощных источников излучения [1]. Интерферометр с независимыми гетеродинами требует применения высокостабильных гетеродинов (атомные или молекулярные генераторы) [2].

При интерферометрических измерениях угловых размеров протяженных источников определению подлежит функция видимости источника, т. е. отношение амплитуды взаимной функции корреляции принимаемых в двух различных пунктах сигналов к их среднему значению [3]. При применении независимых гетеродинов нестабильность частот их сигналов приводит к дополнительной частотной модуляции функции взаимной корреляции сигналов принимаемого излучения, оставляя ее амплитуду неизменной. С искажениями спектра функции взаимной корреляции (в дальнейшем для краткости будем называть ее «интерференционной составляющей») связаны ограничения времени накопления выходного каскада и, следовательно, ухудшение чувствительности измерений.

В данной работе рассматривается возможность повышения чувствительности радиоинтерферометра с независимыми гетеродинами путем разделения по частоте спектра сигналов принимаемого излучения на два канала и взаимно корреляционной обработки «интерференционных составляющих» обоих каналов.

2. Блок-схема анализатора двухчастотного интерферометра представлена на рис. 1. Передача сигналов промежуточных частот от приемников к анализатору может осуществляться либо по радиорелейным линиям связи, либо с помощью предварительного запоминания на

пунктах приема и последующего сведения блоков памяти к месту обработки. В анализаторе сигналы, занимающие полосу  $\Pi$ , разделяются фильтрами  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$  и  $\Phi'_1$ ,  $\Phi'_2$  на два частотных канала с одинаковой полосой  $\Pi/2$ . Корреляторы  $K_1$  и  $K_2$  выделяют «интерференционные

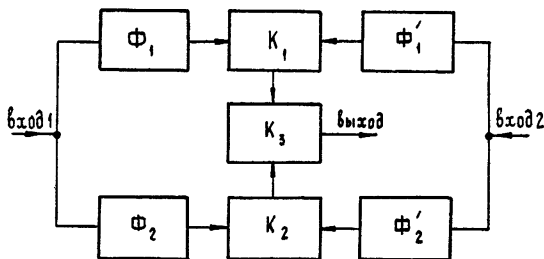


Рис. 1.

составляющие» сигналов излучения, принятых по первому и второму каналу,

$$V_1(t) = \Psi(\tau) \cos [(\omega_{r_2} - \omega_{r_1}) t + \omega_1 \tau + \varphi_{r_2}(t) - \varphi_{r_1}(t)] \quad (1)$$

и

$$V_2(t) = \Psi(\tau) \cos [(\omega_{r_2} - \omega_{r_1}) t + \omega_2 \tau + \varphi_{r_2}(t) - \varphi_{r_1}(t)],$$

где величина  $\Psi(\tau)$  пропорциональна амплитуде функции взаимной корреляции сигналов, принимаемых различными антеннами интерферометра и занимающих полосу  $\Pi/2$ ,  $\tau$  — время задержки приема одного и того же сигнала одной антенной относительно другой,  $\omega_1$  и  $\omega_2$  — средние частоты принимаемых сигналов соответственно по первому и второму каналам,  $\omega_{r_1}$  и  $\omega_{r_2}$ ,  $\varphi_{r_1}$  и  $\varphi_{r_2}$  — частоты и фазы гетеродинных сигналов. Коррелятор  $K_3$  выделяет низкочастотную составляющую функции взаимной корреляции «интерференционных составляющих», полученных по первому и второму каналам,

$$V_3(t) = \frac{1}{T_n} \int_t^{t+T_n} V_1(x) V_2(x) dx = \Psi^2(\tau) \cos [(\omega_1 - \omega_2) \tau]. \quad (2)$$

Амплитуда сигнала  $V(t)$  равна квадрату функции  $\Psi(\tau)$ , подлежащей определению. Как видно из (2), параметры колебаний гетеродинов не вошли в окончательный результат обработки. Это обстоятельство позволяет ослабить требования к стабильности частоты местных гетеродинов.

3. Флуктуации параметров радиорелейных линий передач приводят к флуктуациям разности времен распространения сигналов от приемных пунктов к анализатору  $\Delta\tau(t) = \delta l(t)/c$ , где  $l(t) = l_1(t) - l_2(t)$  — разность эффективных длин линий связи различных антенн с анализатором, изменяющаяся во времени случайным образом,  $c$  — скорость распространения электромагнитных волн.

Легко видеть, что эти флуктуации приведут к флуктуациям фазы результирующего напряжения (2) вида

$$\Phi_{\text{фл}}(t) = (\omega_1 - \omega_2) \Delta\tau(t). \quad (3)$$

В обычном интерферометре с единым гетеродином флуктуации длин его плеч приводят к флуктуациям фазы выходного напряжения вида

$$\Phi'_{\text{фл}}(t) = (\omega_1 + \omega_2) \Delta\tau(t)/2. \quad (3a)$$

При использовании систем памяти (например, магнитофонов) с компенсацией нестабильностей скоростей записи и воспроизведения информации с помощью стабильных опорных сигналов флуктуации фазы результирующего напряжения (2) будут иметь вид, аналогичный (3), где  $\Delta\tau(t)$  будет определяться различием и флуктуациями периодов  $T$  опорных сигналов.

Целесообразно привести оценку среднеквадратичного разброса фазы результирующего напряжения. Полагая, что относительная флуктуация длин радиорелейных линий связи равна  $\sqrt{\overline{\delta l^2(t)}/l} = 10^{-6}$ , длина базы  $l = 10^3$  км,  $(\omega_1 - \omega_2) = 2\pi \cdot 10^6$  рад·сек<sup>-1</sup>, а относительная нестабильность опорных сигналов  $\sqrt{\overline{\Delta T^2}}/T = 10^{-9}$  при применении систем памяти, получим  $\sqrt{\overline{\Phi_{\text{фл}}^2(t)}} = 2 \cdot 10^{-2}$  рад для релейных линий связи и  $\sqrt{\overline{\Phi_{\text{фл}}^2(t)}} = 2 \cdot 10^{-5}$  рад для систем памяти.

Пренебрежимо малые флуктуации фазы сигнала (2) позволяют использовать для измерения его амплитуды оптимальные методы с длительным накоплением. Следует отметить также, что при применении описанной обработки сигналов интерферометра уменьшается влияние эффекта мерцания атмосферы на измерение «интерференционной составляющей». Можно показать, что фазовая нестабильность принимаемых сигналов, вызываемая движением неоднородностей в атмосфере, приводит при использовании интерферометра Майкельсона к уменьшению амплитуды взаимной функции корреляции принятых сигналов в  $\exp[-\omega^2 \overline{\Delta\tau^2} (l/d)^2]$  раз, где  $\omega$  — принимаемая частота,  $l$  — расстояние между антеннами интерферометра,  $d$  — средний размер неоднородности,  $\overline{\Delta\tau^2}$  — средний квадрат флуктуации разности времени прихода сигнала от источника к различным антеннам интерферометра. При использовании рассматриваемой взаимно корреляционной обработки флуктуации атмосферы приводят к уменьшению амплитуды сигнала (2) в  $\exp[-(\omega_1 - \omega_2)^2 \overline{\Delta\tau^2} (l/d)^2]$  раз.

4. Чувствительность измерений. Если положить спектральные интенсивности сигналов на входах приемников интерферометра равными  $A_s$ , а спектральные интенсивности шумов приемников равными  $A_s$ , то амплитуда интерференционной составляющей отдельного канала (на выходе корреляторов  $K_1$  и  $K_2$ ) равна  $U_{V_{1,2}} \propto A_s (\Pi/2)$ , а стандартное отклонение шумов  $\sigma_{ш_{1,2}} \propto A_s \sqrt{\Pi \Delta\Omega/2}$ . Здесь  $\Delta\Omega$  — ширина полосы выходов корреляторов  $K_1$  и  $K_2$  — определяется, в основном, шириной линий сигналов местных гетеродинов. С выхода коррелятора  $K_3$  снимается полезный сигнал амплитудой  $U_{V_3} \propto A_s^2 (\Pi/2)^2$  и шумы со стандартным отклонением  $\sigma_{ш_3} \propto A_s^2 (\Pi/2) \sqrt{\Delta\Omega/T_n}$ , где  $T_n$  — время усреднения выходного каскада. Приравнявая величину стандартного отклонения полезному сигналу, получим, что минимально обнаружимая спектральная интенсивность сигнала равна

$$A_{V_{\min}} = A_s \sqrt{\frac{2}{\Pi} (\Delta\Omega/T_n)^{1/2}} = A_s \sqrt{\frac{1}{\Pi \tau_{\text{эфф}}}}, \quad (4)$$

где  $\tau_{\text{эфф}} = (1/2) \sqrt{T_n/\Delta\Omega}$  — эффективное время усреднения. Выигрыш в соотношении сигнал/шум на входах приемников, получаемый в результате двойного перемножения, в общем случае имеет вид

$$Q = \frac{A_V}{A_s} \sqrt{\frac{\Pi}{2\Delta\Omega}} \sqrt{\frac{\Pi}{2}} T_n = \frac{A_V}{A_s} \Pi \tau_{\text{эфф}}. \quad (5)$$

Интересно для сравнения привести оценки выигрыша  $Q$  для фазокогерентного интерферометра Майкельсона и интерферометра интенсивностей. Для первого  $Q_1 = \sqrt{\Pi T_n}$ , для второго  $Q_2 = A_V \sqrt{\Pi T_n} / A_s$ . Для одночастотного интерферометра  $Q_3 = \sqrt{\Pi / \Delta\Omega}$ . В том случае, если произведение  $A_V \sqrt{\Pi / 2\Delta\Omega} / 2A_s = 1$ , выигрыш  $Q$  двухчастотного интерферометра равен выигрышу интерферометра Майкельсона, а по сравнению с интерферометром интенсивностей в  $\sqrt{\Pi / \Delta\Omega} / 2$  раз больше.

Таким образом, двухчастотный интерферометр является своеобразной комбинацией интерферометра Майкельсона и интерферометра интенсивностей, объединяя высокую чувствительность одного и разрешающую способность другого.

5. Представляет интерес возможность использования радиointерферометров для определения углового расстояния между объектами, излучающими квазимонохроматические сигналы. При этом возникает ряд специфических требований к интерферометрической аппаратуре и к параметрам искусственных источников (выбор частот излучения, требования к стабильности генераторов и т. д.), отличных от предъявляемых в радиоастрономии.

Предполагаем, что угол  $\theta$  характеризует положение геометрического центра системы объектов  $O'$  и  $O''$  относительно нормали к базовой линии интерферометра в плоскости, проходящей через базовую линию и центр системы. Пусть они находятся на угловом расстоянии  $2\Delta\theta$  друг от друга (угол  $2\Delta\theta$  лежит в указанной плоскости) и излучают квазимонохроматические сигналы со средними частотами  $\omega'$  и  $\omega''$  и изменяющимися фазами  $\varphi'(t)$  и  $\varphi''(t)$ . Нетрудно показать, что сигналы, принимаемые антеннами интерферометра  $A_1$  и  $A_2$  соответственно, можно записать в виде

$$U'_1 = E'_1 \sin [\omega'(t - \tau'_1) + \varphi'(t - \tau'_1)], \quad U''_1 = E''_1 \sin [\omega''(t - \tau''_1) + \varphi''(t - \tau''_1)] \\ \text{и} \\ U'_2 = E'_2 \sin [\omega'(t - \tau'_2) + \varphi'(t - \tau'_2)], \quad U''_2 = E''_2 \sin [\omega''(t - \tau''_2) + \varphi''(t - \tau''_2)], \quad (6)$$

где  $\tau'_{1,2}$  — время распространения сигналов от источников излучения до антенн интерферометра,  $E'_{1,2}$  — амплитуды принимаемых сигналов.

Для получения информации об угловом положении источников могут быть применены две схемы радиointерферометра: интерферометр с независимыми гетеродинами и интерферометр интенсивности. В первом случае при помощи независимых гетеродинов в каждом пункте приема осуществляется преобразование принятых сигналов на промежуточные частоты, а затем, после передачи на пункт обработки, перемножение  $U'_{1\text{пр}}$  на  $U'_{2\text{пр}}$  и  $U''_{1\text{пр}}$  на  $U''_{2\text{пр}}$  с последующим определением разности фаз низкочастотных составляющих выходов умножителей:

$$V'(t) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} U'_{1\text{пр}} U'_{2\text{пр}} dt = \\ = E'_1 E'_2 \cos [\omega'(\tau'_1 - \tau'_2) + (\omega_{r_2} - \omega_{r_1})t + \Delta\varphi'_{\Delta\tau}(t) + \varphi_{r_2}(t) - \varphi_{r_1}(t)],$$

$$V''(t) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} U''_{1\text{пр}} U''_{2\text{пр}} dt = \quad (7)$$

$$= E''_1 E''_2 \cos [\omega''(\tau'_1 - \tau'_2) + (\omega_{r_2} - \omega_{r_1})t + \Delta\varphi''_{\Delta\tau}(t) + \varphi_{r_2}(t) - \varphi_{r_1}(t)],$$

$$\Phi = \omega'(\tau'_1 - \tau'_2) - \omega''(\tau'_1 - \tau'_2) - \Delta\varphi'_{\Delta\tau}(t) + \Delta\varphi''_{\Delta\tau}(t),$$

где  $\omega_{r_1}$  и  $\omega_{r_2}$  — средние частоты сигналов гетеродинов,  $\varphi_{r_1}(t)$  и  $\varphi_{r_2}(t)$  — их случайные фазы,  $\Delta\varphi_{\Delta\tau}(t)$  — случайный набег фазы сигнала, излучаемого объектом, за время, равное разности времен распространения сигналов от источника до различных антенн интерферометра,  $T = 2\pi/\Delta\Omega_{\text{пр}}$ ,  $\Delta\Omega_{\text{пр}}$  — полоса частот на выходе перемножителей,  $\Phi$  — разность фаз сигналов  $V'(t)$  и  $V''(t)$ .

Во втором случае осуществляется детектирование суммы принимаемых в каждом пункте сигналов, выделение сигналов разностной частоты  $\omega' - \omega''$  и затем, после передачи на пункт обработки, определение разности их фаз. Легко заметить, что оба варианта обработки принимаемых сигналов приводят к одному и тому же результату. Выбор той или иной схемы интерферометра может быть сделан лишь с точки зрения удобства передачи информации на пункт обработки.

Из рассмотрения геометрических соотношений можно получить следующие связи между разностью времен распространения сигналов от источников до антенн и угловым положением источников на небесной сфере:

$$\begin{aligned} \tau'_1 - \tau'_2 &= \frac{D \sin(\theta - \Delta\theta)}{c}, \\ \tau''_1 - \tau''_2 &= \frac{D \sin(\theta + \Delta\theta)}{c}, \end{aligned} \quad (8)$$

где  $D$  — расстояние между антеннами интерферометра,  $c$  — скорость распространения электромагнитной волны. Полагая  $(\omega' + \omega'')/2 = \omega_0$ ,  $\omega' - \omega'' = \Delta\omega_0$ , из (8) с учетом и того, что угловое расстояние между объектами достаточно мало, получим

$$\begin{aligned} \frac{D[\sin(\theta - \Delta\theta) + \sin(\theta + \Delta\theta)]}{c} &= \frac{D \sin \theta}{c} = \tau_0, \\ \frac{D[\sin(\theta + \Delta\theta) - \sin(\theta - \Delta\theta)]}{c} &= \frac{D \cos \theta \Delta\theta}{c} = \Delta\tau, \end{aligned}$$

а выражение для разностной фазы  $\Phi$  запишем в виде

$$\Phi = \omega_0 \Delta\tau + \Delta\omega_0 \tau_0 - \Delta\varphi'_{\Delta\tau}(t) + \Delta\varphi''_{\Delta\tau}(t) = \bar{\Phi} + \Delta\Phi_{\tau}(t), \quad (9)$$

где  $\bar{\Phi}$  — среднее значение разности фаз,  $\Delta\Phi_{\tau}(t)$  — ее флуктуации.

Составляющая  $\omega_0 \Delta\tau$  (9) несет в себе информацию об угловом расстоянии между объектами, а составляющая  $\Delta\omega_0 \tau_0$  — информацию о положении геометрического центра системы. Очевидно, что определение углового расстояния возможно при условии

$$\omega_0 \Delta\tau_0 \gg \Delta\omega_0 \tau_0, \quad (10)$$

которое тем легче выполнимо, чем ближе располагается геометрический центр системы от нормали к базовой линии интерферометра и чем меньше разность частот излучаемых сигналов. При этом будем иметь

$$\Delta\theta = \frac{\Phi c}{\omega_0 D \cos \theta} \quad (11)$$

С другой стороны, при выполнении обратного неравенства

$$\omega_0 \Delta\tau_0 \ll \Delta\omega_0 \tau_0 \quad (12)$$

можно определить угловую координату центра системы излучающих объектов

$$\theta = \arcsin \frac{\Phi c}{\Delta\omega_0 D} \quad (13)$$

Условие (12) легче выполнить при малых угловых расстояниях и большой разности излучаемых частот. При осуществлении манипуляции частоты одного из передаваемых сигналов появляется возможность получения данных как об угловом расстоянии между объектами (для малых значений  $\Delta\omega_1$ ), так и об угловом положении центра системы (для больших значений  $\Delta\omega_0$ ).

Остановимся на определении углового расстояния между объектами. Необходимые условия для выполнения неравенства (10) можно найти, исходя из требований минимально разрешаемых угловых расстояний  $\Delta\theta_{\min}$ . Так, например, если  $\Delta\theta_{\min} = 0'',005$  при  $D = 1000$  км,  $\omega_0 = 2\pi \cdot 10^9$  рад·сек<sup>-1</sup> и  $\theta = 30^\circ$ , то  $\Delta\omega_0 \tau_0 \ll \pi/10$ . Отсюда максимально допустимая разность частот излучаемых сигналов  $\Delta\omega_0 \ll 2\pi \cdot 30$  рад·сек<sup>-1</sup>, а стабильность частоты генераторов определяется из условия  $\sqrt{\Delta f^2} / f_0 \ll 3 \cdot 10^{-8}$ .

Однако нетрудно показать, что требования к разности частот сигналов и их стабильности могут быть ослаблены. Возможность этого основана на компенсации разности времен распространения сигналов до различных антенн путем введения линии задержки в соответствующее плечо интерферометра, характерное время которой должно быть равным  $\tau_0$ . При этом необходимо проводить измерения угловой координаты центра системы  $\theta$ . Например, полагая  $\tau'_1 > \tau'_2$  и  $\tau''_1 > \tau''_2$  и осуществляя задержку сигнала  $V_2$  на время  $\tau_3 = D \sin \theta' / c$  (где  $(\theta' - \theta)$  — ошибка в определении  $\theta$ ), получим

$$\Phi' = \omega_0 \Delta\tau + \Delta\omega_0(\tau_0 - \tau_3) - \Delta\varphi'_{\tau_0 - \tau_3}(t) + \Delta\varphi''_{\tau_0 - \tau_3}(t) \quad (14)$$

В этом случае условие (10) записывается в виде

$$\omega_0 \Delta\tau \gg \Delta\omega_0(\tau_0 - \tau_3).$$

Для вышеприведенного примера при осуществлении задержки с ошибкой, соответствующей определению  $\theta$  с точностью  $\pm 1^\circ$ , получим  $\Delta f_0 \ll 1,5 \cdot 10^3$  гц и  $\sqrt{\Delta f^2} / f_0 \ll 1,5 \cdot 10^{-6}$ . Кроме ошибок измерения фазы, вызванных разностью частот сигналов излучения и их нестабильностью, дополнительные ошибки будут создаваться шумами приемников и запаздыванием сигналов в цепях приемной и измерительной аппаратуры. Уровень шумов, полученный на выходе фазового детектора, в обеих схемах обработки

$$\sigma_{\text{ш}} \propto A_s^2 \Pi \sqrt{\frac{\Delta\Omega}{T_n 2\pi}} \quad (15)$$

где  $A_s$  — спектральная интенсивность шумов приемников,  $\Pi$  — входная полоса частот приемников,  $\Delta\Omega = 2\pi \Delta f$  — полоса частот на выходе

смесителя (в первом случае) или на выходе квадратичного детектора (во втором случае),  $T_n$  — время усреднения в выходном каскаде анализатора.

Задание допустимой ошибки измерений фазы позволяет определить требование к мощности излучения объектов и к приемным антеннам интерферометра из условий обеспечения необходимого соотношения сигнал/шум на выходе анализатора. Так, для фазового детектора с линейной характеристикой  $U_{\text{вых}} = k\Phi$  при допустимой ошибке измерений  $\Delta\varphi_{\text{доп}}$  необходимо

$$\frac{U_{\text{вых}}}{\sigma_{\text{ш}}} > \frac{2\pi}{\Delta\varphi_{\text{доп}}} = N,$$

где  $U_{\text{вых}} \propto P_{\text{пер}}^2 A_{\text{эфф}}^2 / (4\pi R^2)^2$ , откуда приемно-передающая аппаратура должна удовлетворять условию

$$\frac{P_{\text{пер}} A_{\text{эфф}}}{4\pi R^2} > \sqrt{N \sigma_{\text{ш}}} = \sqrt{N k^2 T_{\text{ш}} \Pi (\Delta\Omega/T_n)^{1/2}}. \quad (16)$$

В этих выражениях  $P_{\text{пер}}$  — мощность ненаправленного излучения объектов,  $A_{\text{эфф}}$  — эффективная площадь приема антенн интерферометра,  $R$  — расстояние от антенн до излучающих объектов,  $T_{\text{ш}}$  — температура шумов приемников,  $k$  — постоянная Больцмана. Передача низкочастотных квазисинусоидальных сигналов с выходов приемников к анализатору (например, для второго случая) может быть осуществлена по линиям связи как в виде непрерывных сообщений, так и в закодированном виде путем передачи в выбранной системе единиц значения времени в момент перехода сигнала через «нуль».

Для получения высокого разрешения при измерении углового расстояния между взаимно неподвижными объектами, когда вопросы оперативности играют второстепенную роль, возможно применение систем памяти (например, магнитофонов) для записи информативных сигналов в каждом пункте приема с последующим сведением записей для совместной обработки.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. В. R. Hanbury, R. Q. Twiss, *Phil. Mag.*, **45**, 663 (1954).
2. Л. И. Матвеев, Н. С. Кардашов, Г. Б. Шоломицкий, *Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика*, **8**, № 4, 651 (1965).
3. L. L. McGready, J. L. Pawsey, R. Payne-Scott, *Proc. Roy. Soc.*, **A-190**, 357 (1947).

Научно-исследовательский радиофизический институт  
при Горьковском университете

Поступила в редакцию  
в мае 1968 г.,  
после доработки  
11 декабря 1968 г.

#### TWO-FREQUENCY RADIO INTERFEROMETER WITH INDEPENDENT HETERODYNES

V. A. Alekseev, V. D. Krotikov, V. N. Nikonov, V. S. Troitskii

Two-frequency radio interferometer with independent heterodynes is considered. The receiver outputs are derived into two-frequency channels, thus each of them forms an interferometer in which the interference component is singled out. Then, there is found the mutual correlation of interference components, the amplitude of which is a visibility measure of interferometry. This enables to diminish the effect of Doppler frequency fluctuations due to the changes of conditions of propagation, as well as the effect of the frequency difference of heterodynes and their fluctuations and also to obtain the more high sensitivity of measurements than for a one-frequency interferometer. The problem on applying the radio interferometers of the high resolution for measuring the angular distances between two sources of quasi-monochromatic radiation is discussed.