

УДК 523.164

## ВЫСОКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ПРИЕМНИК ДЛЯ РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТРИИ

А. В. Мень

Исследуется более оптимальный (по сравнению с широко распространенным) тип корреляционного приемника, предназначенного для радиоинтерференционных измерений. Более высокая чувствительность и точность измерения модуля и фазы функции корреляции сигналов, принимаемых интерферометром от наблюдаемого космического радионисточника при наличии аддитивных помех, обеспечивается за счет уменьшения вдвое мощности всех шумов на выходе приемного устройства.

Корреляционные приемники применяются в радиоастрономии при радиоинтерференционных измерениях, обеспечивающих максимально достигнутое в настоящее время разрешение при исследовании угловой структуры излучения космических источников [1, 2].

В общем случае интерферометр с аналоговым корреляционным приемником для измерения двух составляющих функции корреляции принимаемых сигналов состоит из антенных систем 1, 2, радиоприемных каналов 3, 4 с независимыми высокостабильными гетеродинами 5, 6 (или с общим гетеродином с разветвлением и трансляцией его сигналов), регулируемой временной задержки 7, включаемой в один из приемных каналов, разветвителей сигналов 8, 9, перемножающих устройств 10, 11, фазовращателя 12 и выходных узкополосных фильтров 13, 14 (рис. 1). На первое перемножающее устройство 10 напряжения с выходов радиоприемников через симметричные двухканальные разветвители сигналов 8, 9 поступают непосредственно. На втором перемножающем устройстве 11 эти же сигналы перемножаются после изменения сдвига фаз между ними на  $\pm 90^\circ$ , для чего между одним из его входов и выходом одного из разветвителей включается недисперсионный фазовращатель 12, обеспечивающий одинаковый сдвиг фаз для всех спектральных составляющих в пределах полос пропускания приемных устройств. Выходные узкополосные фильтры 13, 14 пропускают только разностные биения в районе частоты

$$F_0 = F_{\text{и}} \pm (f_{\text{г}_1} - f_{\text{г}_2}), \quad (1)$$

где  $F_{\text{и}}$  — частота интерференции,  $f_{\text{г}_1}$  и  $f_{\text{г}_2}$  — частоты настройки гетеродинов соответствующих приемных каналов.

Несмотря на широкую распространенность интерферометра с корреляционным приемником, приведенным на рис. 1, он является неоптимальным, так как не позволяет реализовать максимально возможную чувствительность и точность измерений при заданных энергетических характеристиках системы — коэффициентах направленного и полезного действия антенн, шум-факторе радиоприемных каналов, полосах пропускания до и после перемножительных устройств. Связано это с повы-

\* На всех приведенных рисунках фазовращатели могут обеспечивать фазовый сдвиг с любым из этих знаков, одинаковым, однако, для всех фазовращателей данной схемы.

шенным уровнем шума на выходе такого корреляционного приемника, который, в принципе, может быть уменьшен в два раза. Наиболее простой в техническом отношении вариант оптимального с указанной точки зрения интерферометра с корреляционным приемником, измеряющим две составляющие функции корреляции, приведен на рис. 2.

Устройства 8—14 на этом рисунке те же, что и на рис. 1. С выхода переменных устройств устройств сигналы разностных биений через узкополосные фильтры 13, 14 поступают на симметричные двухканальные разветвители 15, 16 и с их выхода — на суммирующее разностные биения устройство 17 в первом (косинусном) канале и на вычитающее эти биения устройство 18 во втором (синусном) канале. При этом выходы разветвителей 15 и 16 соединяются с одним из входов суммирующего или вычитающего сигналы биений устройств 17, 18 своего канала непосредственно, а другого канала — через недисперсионные фазовращатели 19 и 20, обеспечивающие фазовый сдвиг  $\pm 90^\circ$  для всех спектральных составляющих разностных биений.

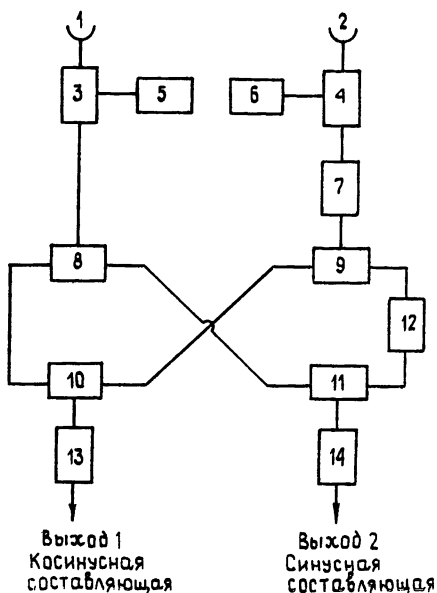


Рис. 1.

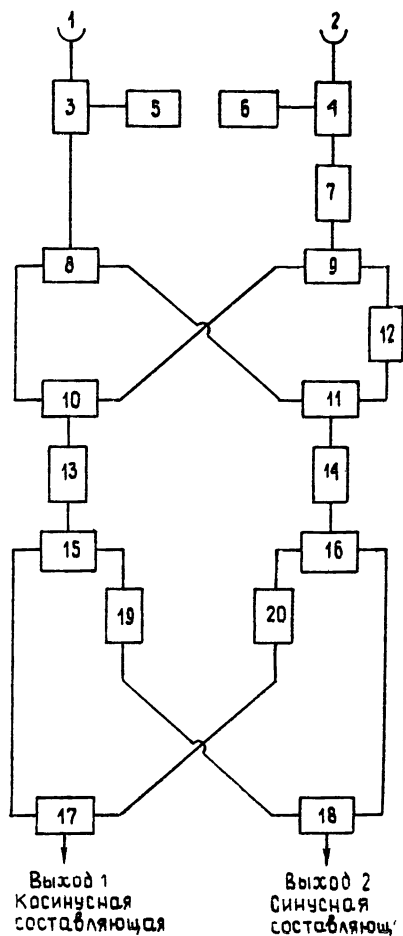


Рис. 2.

Блок-схема корреляционного приемника, приведенного на рис. 2, соответствует случаю, когда все спектральные составляющие полезных сигналов, подаваемых на вход первого приемного канала, смещены в сторону более высоких частот относительно соответствующих им спектральных составляющих сигналов, подаваемых на вход второго приемного канала. В противном случае знаки фазовых сдвигов, вводимых фазовращателями, включенными до или после перемножающих устройств, должны быть изменены на обратные, либо суммирующее и вычитающее устройства на выходе этих схем необходимо поменять местами. Отметим также, что в тех случаях, когда можно ограничиться измерениями только одной составляющей функции корреляции при

определении только ее модуля, приведенный на рис. 2 корреляционный приемник, как и на рис. 1, может иметь один выходной канал. При этом в схеме рис. 2 устройства 15, 16, 18 и 19 не нужны.

С учетом временной задержки  $\tau_k$  7, компенсирующей временное запаздывание  $\tau$  скоррелированных шумовых сигналов  $u_{вх_1}(t)$  и  $u_{вх_2}(t)$ , подаваемых на входы корреляционного приемника, на выходах схем рис. 1 и 2 при  $\tau_k = \tau$  на частоте  $F_0$  будут регистрироваться два интерференционных колебания  $e_{вых_1}(t)$  и  $e_{вых_2}(t)$ \*:

$$e_{вых_1}(t) \sim \overline{U_{вх_1}(t) U_{вх_2}(t)} \cos(2\pi F_0 t + \varphi_{12}); \quad (2a)$$

$$e_{вых_2}(t) \sim \overline{U_{вх_1}(t) U_{вх_2}(t)} \sin(2\pi F_0 t + \varphi_{12}), \quad (2б)$$

где  $U_{вх_1}(t)$  и  $U_{вх_2}(t)$  — модули высокочастотных сигналов, подаваемых на входы схем, а  $\varphi_{12}$  — разность фаз этих сигналов. Согласно (2) суммирование квадратов мгновенных значений сигналов на выходах корреляционного приемника позволяет измерять величину огибающей интерференционных колебаний, а их отношение — разность фаз сигналов, подаваемых на входы, т. е. одновременно определяются в любой момент времени  $t$  модуль и фаза функции корреляции.

Рассмотрим прием в общем случае двух стационарных шумовых сигналов с относительно широкими сплошными спектрами  $u_{вх_1}(t)$  и  $u_{вх_2}(t)$ , полагая для простоты, что в корреляционном приемнике они усиливаются и фильтруются до и после перемножения усилителями с прямоугольными амплитудно-частотными характеристиками, имеющими полосы  $\Delta f$  и  $\Delta F$  соответственно. Представим усиленные и преобразованные сигналы на входе разветвителей 8 и 9 рис. 2 в виде рядов Фурье:

$$u_1(t) = \sum_{i=1}^N U_{1_i}(t) \cos[2\pi(f_i + F_0)t + \varphi_{1_i}(t)]; \quad (3a)$$

$$u_2(t) = \sum_{i=1}^N U_{2_i}(t) \cos[2\pi f_i t + \varphi_{2_i}(t)], \quad (3б)$$

где все спектральные составляющие первого сигнала с частотой  $f_i$  смещены относительно соответствующих им компонент спектра второго сигнала на частоту  $F_0$ , определяемую (1), причем

$$f_{\text{мин}} \gg \Delta f \gg F_0 \geq \Delta F, \quad \Delta F = f_{i+1} - f_i, \quad N = \Delta f / \Delta F. \quad (4)$$

Здесь  $U_{1,2_i}(t)$  и  $\varphi_{1,2_i}(t)$  — медленно изменяющиеся во времени (за время  $\approx 1/\Delta F$ ) амплитуды и фазы спектральных составляющих шумовых сигналов с частотой  $f_i$  на выходе первого или второго усилительных каналов соответственно,  $\Delta f = f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}}$ ,  $f_{\text{макс}}$  и  $f_{\text{мин}}$  — граничные частоты полосы пропускания приемных каналов до перемножителей 10, 11 (рис. 2). Тогда сигналы биений  $e_{1,2}(t)$  на выходе фильтров 13, 14, подключенных к перемножителям, на частоте  $F$  ( $\Delta f - F_0 - \Delta F \geq F \geq F_0$ ) будут\*\*

$$e_1(t) = \frac{1}{4} \sum_{i=1+x_1}^N \overline{U_{1_i}(t) U_{2_{i-x_1}}(t - \Delta\tau)} \cos[2\pi Ft + \varphi_{1_i}(t) - \varphi_{2_{i-x_1}}(t - \Delta\tau)] +$$

\* Здесь и ниже индекс 1 относится к первому приемному каналу, а 2 — ко второму.

\*\* Для определенности все разветвители и сумматоры сигналов на рис. 1, 2 полагаем согласованными, а коэффициенты усиления по мощности всех устройств, кроме радиоприемных каналов, — равными единице.

$$+ \frac{1}{4} \sum_{i=1}^{N-x_2} \frac{U_{1_i}(t) U_{2_{i+x_2}}(t - \Delta\tau) \cos [2\pi Ft - \varphi_{1_i}(t) + \varphi_{2_{i+x_2}}(t - \Delta\tau)]; \quad (5a)$$

$$e_2(t) = \frac{1}{4} \sum_{i=1+x_1}^N \frac{U_{1_i}(t) U_{2_{i-x_1}}(t - \Delta\tau) \cos [2\pi Ft + \varphi_{1_i}(t) - \varphi_{2_{i-x_1}}(t - \Delta\tau) \mp 90^\circ] + \frac{1}{4} \sum_{i=1}^{N-x_2} \frac{U_{1_i}(t) U_{2_{i+x_2}}(t - \Delta\tau) \times \quad (5b)}{\times \cos [2\pi Ft - \varphi_{1_i}(t) + \varphi_{2_{i+x_2}}(t - \Delta\tau) \pm 90^\circ],$$

где первая сумма в (5а), (5б) описывает биения, когда « $i$ »-я спектральная компонента спектра первого перемножаемого сигнала выше, а вторая — ниже соответствующей (т. е. обеспечивающей биения с частотой  $F$ ) компоненты спектра второго перемножаемого сигнала. Здесь

$$\kappa_1 = (F - F_0) / \Delta F, \quad \kappa_2 = (F + F_0) / \Delta F, \quad \Delta\tau = \tau - \tau_{\text{к}}. \quad (6)$$

Чертой в (5) и ниже обозначено усреднение за время порядка  $1/\Delta F$ .

Из анализа (5а), (5б) следует, что эффект, вызываемый шумами на выходах корреляционного приемника, практически в равной степени определяется биениями, описываемыми обеими суммами в этих выражениях, в то время как биения полезного сигнала при любом типе схемы всегда определяются одной из этих сумм, так как появляются только в результате одного из двух возможных вариантов образования разностных биений. Благодаря этому при устранении всех сигналов, связанных с тем вариантом, который не образует полезные биения, в принципе появляется возможность уменьшить в два раза спектральную плотность шумов на всех частотах биений при неизменной величине полезного сигнала. Такое уменьшение шума проводится в корреляционном приемнике рис. 2, особенности которого анализируются ниже.

Исследуем вначале перемножение двух полностью скоррелированных шумовых сигналов типа «белых» шумов, что соответствует приему интерферометром сигналов точечного космического радиоисточника при отсутствии помех. Вследствие полной декорреляции различных спектральных составляющих — « $i$ »-й первого сигнала и « $j$ »-й второго сигнала при  $i \neq j = i - \kappa_1$  (декорреляции изменения их амплитуд и случайной величины разности фаз) — сигналы элементарных биений, описываемые слагаемыми первой суммы в (5а), (5б) для всех частот, кроме  $F = F_0$  ( $i = j$ , так как  $\kappa_1 = 0$ ), и второй суммы для всех частот без исключения, суммируются как некогерентные колебания. Это приводит к известному «треугольному» спектру биений на выходе перемножителей. Исключения представляют биения на частоте  $F = F_0$ , описываемые в рассматриваемом случае слагаемыми только первых сумм в (5а), (5б) при  $i = j$ , когда благодаря полной корреляции принимаемых сигналов (у « $i$ »-х спектральных компонент перемножаемых сигналов одинаково изменяются амплитуды, а разность фаз постоянная величина) происходит когерентное суммирование колебаний, образующих полезный сигнал на выходе. Заметим, что слагаемые вторых сумм в (5а), (5б), описывающие биения этой же частоты  $F = F_0$  при  $j = i + 2F_0/\Delta F$  из-за указанной декорреляции соответствующих спектральных компонент суммируются как некогерентные колебания, так же как на любой другой частоте  $F \neq F_0$ .

С учетом сказанного при приеме двух полностью скоррелированных шумовых сигналов биения полезного сигнала согласно (5а), (5б) на выходе фильтров 13 и 14 будут соответственно

$$e_{c_1}(t) = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^N \overline{U_{c_{1_i}}(t) U_{c_{1_i}}(t - \Delta\tau)} \cos [2\pi F_0 t + \varphi_{c_{1_i}}(t) - \varphi_{c_{1_i}}(t - \Delta\tau)]; \quad (7a)$$

$$e_{c_2}(t) = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^N \overline{U_{c_{1_i}}(t) U_{c_{2_i}}(t - \Delta\tau)} \cos [2\pi F_0 t + \varphi_{c_{1_i}}(t) - \varphi_{c_{2_i}}(t - \Delta\tau) \mp 90^\circ] \quad (7б)$$

и разностные шумовые биения, соответствующие треугольному спектру,

$$e_{c_{ш_1}}(t) = \frac{1}{4} \sum_{i=1+x_1}^N \overline{U_{c_{1_i}}(t) U_{c_{1-x_1}}(t - \Delta\tau)} \cos [2\pi Ft + \varphi_{c_{1_i}}(t) - \varphi_{c_{1-x_1}}(t - \Delta\tau)] + \frac{1}{4} \sum_{i=1}^{N-x_2} \overline{U_{c_{1_i}}(t) U_{c_{1+x_2}}(t - \Delta\tau)} \times \quad (7в)$$

$$\times \cos [2\pi Ft - \varphi_{c_{1_i}}(t) + \varphi_{c_{1+x_2}}(t - \Delta\tau)];$$

$$e_{c_{ш_2}}(t) = \frac{1}{4} \sum_{i=1+x_1}^N \overline{U_{c_{1_i}}(t) U_{c_{2-x_1}}(t - \Delta\tau)} \cos [2\pi Ft + \varphi_{c_{1_i}}(t) - \varphi_{c_{2-x_1}}(t - \Delta\tau) \mp 90^\circ] + \frac{1}{4} \sum_{i=1}^{N-x_2} \overline{U_{c_{1_i}}(t) U_{c_{2+x_2}}(t - \Delta\tau)} \times \quad (7г)$$

$$\times \cos [2\pi Ft - \varphi_{c_{1_i}}(t) + \varphi_{c_{2+x_2}}(t - \Delta\tau) \pm 90^\circ].$$

При приеме корреляционным приемником одних декоррелированных «белых» шумов разностные биения на выходе 13, 14,  $e_{ш_1}(t)$  и  $e_{ш_2}(t)$  на любой частоте  $F$  будут образовываться только путем некогерентного суммирования элементарных биений, описываемых слагаемыми обеих сумм в (5а), (5б):

$$e_{ш_1}(t) = \frac{1}{4} \sum_{i=1+x_1}^N \overline{U_{ш_{1_i}}(t) U_{ш_{1-x_1}}(t - \Delta\tau)} \cos [2\pi Ft + \varphi_{ш_{1_i}}(t) - \varphi_{ш_{1-x_1}}(t - \Delta\tau)] + \frac{1}{4} \sum_{i=1}^{N-x_2} \overline{U_{ш_{1_i}}(t) U_{ш_{1+x_2}}(t - \Delta\tau)} \times \quad (8а)$$

$$\times \cos [2\pi Ft - \varphi_{ш_{1_i}}(t) + \varphi_{ш_{1+x_2}}(t - \Delta\tau)];$$

$$e_{ш_2}(t) = \frac{1}{4} \sum_{i=1+x_1}^N \overline{U_{ш_{1_i}}(t) U_{ш_{2-x_1}}(t - \Delta\tau)} \cos [2\pi Ft + \varphi_{ш_{1_i}}(t) - \varphi_{ш_{2-x_1}}(t - \Delta\tau) \mp 90^\circ] + \frac{1}{4} \sum_{i=1}^{N-x_2} \overline{U_{ш_{1_i}}(t) U_{ш_{2+x_2}}(t - \Delta\tau)} \times \quad (8б)$$

$$\times \cos [2\pi Ft - \varphi_{ш_{1_i}}(t) + \varphi_{ш_{2+x_2}}(t - \Delta\tau) \pm 90^\circ].$$

Так как в этом случае полностью декоррелированы все спектральные составляющие спектров шумовых сигналов в обоих приемных каналах корреляционного приемника, в том числе  $u_{ш_{1_i}}(t)$  и  $u_{ш_{2_i}}(t)$ ,

то никакой особенности в спектре биений на частоте  $F = F_0$ , как в предыдущем случае, нет, и обе суммы в (8а), (8б) соответствуют практически одинаковым треугольным частотным спектрам шумов, наложенным друг на друга.

Теперь необходимо учесть разветвители сигналов биений 15, 16 и недисперсионные  $\pm 90^\circ$  фазовращатели 19, 20. При приеме только скоррелированных шумовых сигналов согласно (6а) и (6б) колебания полезного сигнала на частоте  $F_0$  на выходе суммирующего и вычитающего сигналы биений устройств 17 и 18 будут:

$$e_{c_2}(t) = e_{c_1}(t); \quad (9a)$$

$$e_{c_1}(t) = e_{c_2}(t). \quad (9б)$$

Шумовые биения на частоте  $F$ , согласно (7в) и (7г), при этом равны

$$e_{c_{ш_3}}(t) = \frac{1}{4} \sum_{i=1+x_1}^N \overline{U_{c_{1i}}(t) U_{c_{2i-x_1}}(t - \Delta\tau)} \cos [2\pi Ft + \varphi_{c_{1i}}(t) - \varphi_{c_{2i-x_1}}(t - \Delta\tau)]; \quad (9в)$$

$$e_{c_{ш_4}}(t) = \mp \frac{1}{4} \sum_{i=1+x_1}^N \overline{U_{c_{1i}}(t) U_{c_{2i-x_1}}(t - \Delta\tau)} \times \sin [2\pi Ft + \varphi_{c_{1i}}(t) - \varphi_{c_{2i-x_1}}(t - \Delta\tau)]. \quad (9г)$$

Аналогично при приеме только декоррелированных шумовых сигналов на выходе 17 и 18 согласно (8а) и (8б) на частоте  $F$  будут шумовые биения

$$e_{ш_3}(t) = \frac{1}{4} \sum_{i=1+x_1}^N \overline{U_{ш_{1i}}(t) U_{ш_{2i-x_1}}(t - \Delta\tau)} \times \cos [2\pi Ft + \varphi_{ш_{1i}}(t) - \varphi_{ш_{2i-x_1}}(t - \Delta\tau)]; \quad (10a)$$

$$e_{ш_4}(t) = \mp \frac{1}{4} \sum_{i=1+x_1}^N \overline{U_{ш_{1i}}(t) U_{ш_{2i-x_1}}(t - \Delta\tau)} \sin [2\pi Ft + \varphi_{ш_{1i}}(t) - \varphi_{ш_{2i-x_1}}(t - \Delta\tau)]. \quad (10б)$$

В соответствии с (7а), (7б) и (9а), (9б) мощности сигнальной составляющей биений на частоте  $F_0$  на выходе фильтров 13, 14  $P_{\text{вых}_{c_1}}$ ,  $P_{\text{вых}_{c_2}}$ , а также суммирующих и вычитающих сигналы биения устройств 17, 18  $P_{\text{вых}_{c_3}}$ ,  $P_{\text{вых}_{c_4}}$  будут

$$P_{\text{вых}_{c_1}} = P_{\text{вых}_{c_2}} = P_{\text{вых}_{c_3}} = P_{\text{вых}_{c_4}} = P_{c_1} P_{c_2} / 8. \quad (11a)$$

В этом случае мощности шумовых биений в полосе  $\Delta F$  на самых низких частотах  $F \ll \Delta F$ , т. е. в области максимальной спектральной плотности треугольного спектра шумов, на выходе устройств 13, 14, на основании (7в), (7г), равны

$$P_{\text{вых}_{c_{ш_1}}} = P_{\text{вых}_{c_{ш_2}}} = P_{c_1} P_{c_2} (4\Delta f / \Delta F)^{-1} \quad (11б)$$

и на выходе устройств 17, 18, согласно (9в), (9г),

$$P_{\text{вых}_{\text{с.ш}_2}} = P_{\text{вых}_{\text{с.ш}_4}} = P_{\text{с}_1} P_{\text{с}_2} (8\Delta f / \Delta F)^{-1}. \quad (11в)$$

Здесь

$$P_{\text{с}_1} = U_{\text{с}_1}^2 N/2, \quad P_{\text{с}_2} = U_{\text{с}_2}^2 N/2, \quad \overline{U_{\text{с}_1}^2} = U_{\text{с}_1}^2, \quad \overline{U_{\text{с}_2}^2} = U_{\text{с}_2}^2, \quad (11г)$$

$P_{\text{с}_1}$  и  $P_{\text{с}_2}$  — мощности скоррелированных сигналов на выходе первого и второго приемных каналов соответственно.

Сравнивая (11а) с (11б) и (11в), находим отношения мощности шумовой составляющей биений к мощности сигнальной составляющей биений на выходе фильтров 13, 14 с полосой  $\Delta F$ , настроенных на частоту полезного сигнала  $F = F_0$ , при приеме только скоррелированных шумовых сигналов

$$\frac{P_{\text{вых}_{\text{с.ш}_1}}}{P_{\text{вых}_{\text{с}_1}}} = \frac{P_{\text{вых}_{\text{с.ш}_2}}}{P_{\text{вых}_{\text{с}_2}}} = \frac{2\Delta F}{\Delta f} \ll 1 \quad (12а)$$

и на выходе устройств 17, 18

$$\frac{P_{\text{вых}_{\text{с.ш}_3}}}{P_{\text{вых}_{\text{с}_3}}} = \frac{P_{\text{вых}_{\text{с.ш}_4}}}{P_{\text{вых}_{\text{с}_4}}} = \frac{\Delta F}{\Delta f} \ll 1. \quad (12б)$$

Из (12а) и (12б) следует, что в обоих случаях на выходах корреляционного приемника всегда можно пренебречь шумом, обусловленным шумовым характером принимаемых скоррелированных сигналов.

При приеме декоррелированных шумовых сигналов (см. (8а) и (8б)) интенсивность шумовых биений на выходе фильтров 13, 14 в полосе  $\Delta F$  на самых низких частотах  $F \ll \Delta f$ , т. е. в области максимальной спектральной плотности шумов, определится как

$$P_{\text{вых}_{\text{ш}_1}} = P_{\text{вых}_{\text{ш}_2}} = P_{\text{ш}_1} P_{\text{ш}_2} (4\Delta f / \Delta F)^{-1} \quad (13а)$$

и на выходе суммирующих и вычитающих сигналы биений устройств 17, 18 в соответствии с (10а), (10б):

$$P_{\text{вых}_{\text{ш}_1}} = P_{\text{вых}_{\text{ш}_4}} = P_{\text{ш}_1} P_{\text{ш}_2} (8\Delta f / \Delta F)^{-1}. \quad (13б)$$

Здесь  $P_{\text{ш}_1}$  и  $P_{\text{ш}_2}$  — мощности декоррелированных шумовых сигналов на выходах первого и второго приемных каналов соответственно:

$$P_{\text{ш}_1} = U_{\text{ш}_1}^2 N/2, \quad P_{\text{ш}_2} = U_{\text{ш}_2}^2 N/2, \quad \overline{U_{\text{ш}_1}^2} = U_{\text{ш}_1}^2, \quad \overline{U_{\text{ш}_2}^2} = U_{\text{ш}_2}^2. \quad (13в)$$

В общем случае, при одновременном приеме корреляционным приемником различных шумовых сигналов — скоррелированных и декоррелированных, например, при наблюдениях интерферометром рис. 2 дискретных космических радионсточников на фоне распределенного радиоизлучения Галактики и собственных шумов радиоаппаратуры, на выходе перемножителей 10, 11 и, следовательно, устройств 13, 14 и 17, 18, кроме сигналов биений, интенсивность которых определяется (11а), (11б), (11в), (13а), (13б), появятся дополнительные шумы, связанные с «перекрестными» эффектами из-за перемножения полезных сигналов с шумами. Спектр этих сигналов на выходе перемножающих устройств вследствие полной декорреляции всех спектральных компонент полезных сигналов и шумов такой же, как и при перемножении одних шумов, а интенсивность в представляющем обычно при корреляционном приеме интерес случае  $P_{\text{ш}_{1,2}} \gg P_{\text{с}_{1,2}}$  во много раз меньше. Поэтому

этими шумовыми составляющими в спектре биений на выходе 13, 14 и 17, 18 можно пренебречь, так же как шумовыми биениями, описываемыми (7в), (7г) и (9в), (9г), или учесть их путем увеличения в  $\xi$  раз мощности шумов, определяемой (11б) и (11в):

$$\xi \simeq 1 + \frac{P_{c_1}}{P_{ш_1}} + \frac{P_{c_2}}{P_{ш_2}} + \frac{P_{c_1} P_{c_2}}{P_{ш_1} P_{ш_2}}. \quad (14)$$

С учетом сказанного при одновременном приеме шумовых полезных сигналов и помех при  $P_{c_{1,2}} \ll P_{ш_{1,2}}$  на выходе фильтров 13, 14 с полосой  $\Delta F$ , настроенных на частоту  $F_0$ , определим на основании (11а) и (13а) отношение мощностей полезного сигнала и шума:

$$\frac{P_{вых_{c_1}}}{P_{вых_{ш_1}}} = \frac{P_{вых_{c_2}}}{P_{вых_{ш_2}}} \simeq \frac{P_{c_1} P_{c_2} \Delta f}{2 P_{ш_1} P_{ш_2} \Delta F}. \quad (15а)$$

В частном случае симметричных сигналов на входе ( $P_{ш_1} = P_{ш_2} = P_{ш}$ ,  $P_{c_1} = P_{c_2} = P_c/2$ , где  $P_c$  — результирующая (суммарная) мощность полезного сигнала в обоих приемных каналах корреляционного приемника)

$$\frac{P_{вых_{c_1}}}{P_{вых_{ш_1}}} = \frac{P_{вых_{c_2}}}{P_{вых_{ш_2}}} \simeq \frac{P_c^2 \Delta f}{8 P_{ш}^2 \Delta F}. \quad (15б)$$

В этом же случае на выходе устройств 17, 18 на основании (11а) и (13б) отношение мощностей полезного сигнала и шума будет

$$\frac{P_{вых_{c_3}}}{P_{вых_{ш_3}}} = \frac{P_{вых_{c_4}}}{P_{вых_{ш_4}}} \simeq \frac{P_{c_1} P_{c_2} \Delta f}{P_{ш_1} P_{ш_2} \Delta F} \quad (15в)$$

и в частном случае симметричных сигналов на входе

$$\frac{P_{вых_{c_3}}}{P_{вых_{ш_3}}} = \frac{P_{вых_{c_4}}}{P_{вых_{ш_4}}} \simeq \frac{P_c^2 \Delta f}{4 P_{ш}^2 \Delta F}. \quad (15г)$$

Таким образом, отношение мощности полезного сигнала к мощности шума в полосе  $\Delta F$  на частоте  $F_0$  на выходах устройств 17, 18 корреляционного приемника рис. 2 в два раза выше, чем на выходах устройств 13, 14, что соответствует схеме классического корреляционного приемника рис. 1. Из сопоставления (8а), (8б) с (10а), (10б) и из (9а), (9б) следует, что на выходе сравниваемых схем при одинаковом уровне полезного сигнала интенсивность шума в схеме рис. 2 в два раза ниже, причем это относится ко всем рассмотренным выше источникам появления шумов на выходе. В описываемом корреляционном приемнике это обеспечивается за счет фазовой методики компенсации всех спектральных составляющих устраняемых элементарных биений, описываемых одной из сумм в (5а), (5б), путем дополнительного сдвига по фазе на  $\pm 90^\circ$  колебаний на выходах обычного корреляционного приемника и последующего суммирования их с исходными колебаниями в том канале, где устраняемые биения в противофазе, и вычитания в другом канале, где эти биения в фазе. Это возможно благодаря инвертированию фаз устраняемых составляющих биений на втором входе устройства 17 (соединенном с 20) относительно первого входа и инвертированию фаз пропускаемых составляющих биений на первом входе устройства 18 (соединенном с 19) относительно второго входа, которые обеспечиваются фазовращателями 12, 19 и 20.



Экспериментальная проверка разработанного корреляционного приемника оптимального типа путем сравнения с обычным проводилась как в ходе интерференционных наблюдений космических радионисточников на декаметровом радиointерферометре УРАН-1 [3], так и на специальной измерительной установке, приведенной на рис. 3. Здесь 1, 2, 3 — высокостабильные широкополосные генераторы «белого» шума, 4, 5, 6 — регулируемые аттенюаторы, 7 — широкополосный гибридный разветвитель сигналов с симметричными выходами, 8, 9 — фиксированные аттенюаторы, 10, 11 — широкополосные гибридные симметричные сумматоры сигналов, 12 — исследуемый корреляционный приемник. Установка позволяет воспроизводить работу корреляционного приемника в двухантенном интерферометре. С генераторов 1 и 3 через регулируемые аттенюаторы 4, 6 и гибридные сумматоры 10, 11 на входы корреляционного приемника подаются практически полностью декоррелированные шумовые сигналы, соответствующие аддитивным помехам. С генератора 2 через регулируемый аттенюатор 5, симметричный гибридный разветвитель 7, фиксированные аттенюаторы 8, 9 и гибридные сумматоры 10, 11 на входы корреляционного приемника подаются скоррелированные шумовые сигналы, имитирующие полезный сигнал. Устранение нежелательной связи между выходами аттенюаторов 4 и 6, приводящей к появлению корреляции между сигналами аддитивных шумов, обеспечивается развязками гибридных сумматоров 10, 11, гибридного разветвителя 7 и дополнительными фиксированными аттенюаторами 8, 9.

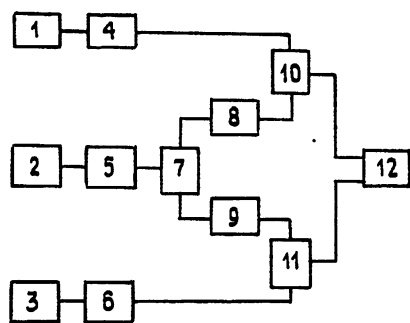


Рис. 3.

Отношение мощности «полезного» сигнала к шумам регулируется с помощью эталонных аттенюаторов 4, 5, 6, при этом на выходе сравниваемых корреляционных приемников записывались полезный сигнал, шумы или одновременно оба сигнала при различных отношениях мощности полезного сигнала и шумов  $P_c/P_{ш}$  на входе.

Типичные результаты одного из таких измерений иллюстрирует рис. 4. На рис. 4а приведена зависимость отношения мощности полезного сигнала к мощности шума на косинусном и синусном выходах корреляционных приемников двух типов от  $P_c/P_{ш}$  при симметричных входных сигналах. Различными значками отмечены экспериментальные данные, сплошные линии — расчет в соответствии с (15б) и (15г) при  $\Delta f = 46,5 \text{ кГц}$  и  $\Delta F = 0,74 \text{ Гц}$  для схемы рис. 1 (1) и рис. 2 (2). На рис. 4б приведено отношение  $P_{вых_{с,4}}/P_{вых_{ш,4}}$  на косинусном и синусном выходах схемы рис. 2 к отношению  $P_{вых_{с,1,2}}/P_{вых_{ш,1,2}}$  на соответствующих выходах схемы рис. 1

$\left( \chi = \frac{P_{вых_{с_2}}}{P_{вых_{ш_3}}} \Big/ \frac{P_{вых_{с_1}}}{P_{вых_{ш_1}}} \right)$  или  $\chi = \frac{P_{вых_{с_4}}}{P_{вых_{ш_4}}} \Big/ \frac{P_{вых_{с_2}}}{P_{вых_{ш_2}}}$  при различных значениях  $P_c/P_{ш}$  на входе. Видно,

что результаты эксперимента, как правило, хорошо согласуются с расчетом, за исключением данных при максимальном отношении  $P_c/P_{ш}$  на рис. 4а, что объясняется повышенными ошибками при минимальном уровне внешних шумов из-за влияния собственных шумов аппаратуры и системы дискретной записи. Согласно данным рис. 4б и результатам

других подобных измерений выигрыш в чувствительности и помехоустойчивости по отношению к аддитивным шумам и помехам при применении разработанных в соответствии с рис. 2 корреляционных приемников по сравнению с обычными схемами был заключен в пределах от 1,85 до 2.

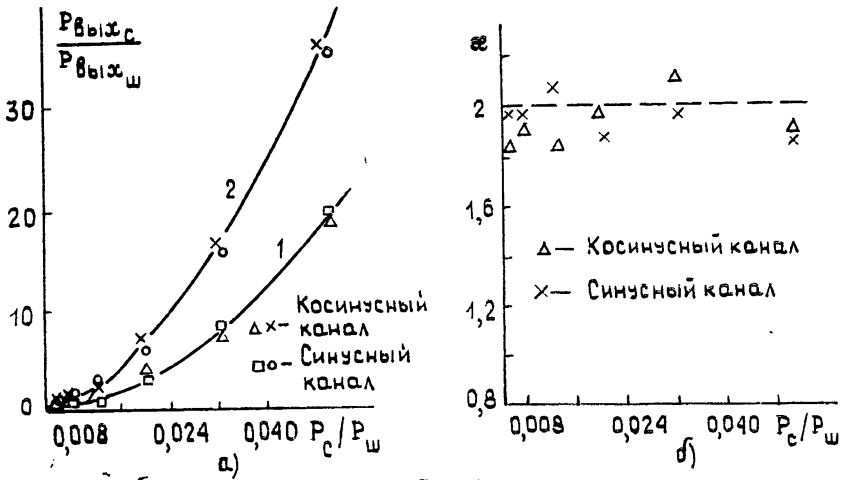


Рис. 4.

Уменьшение вдвое мощности аддитивных шумов и помех на выходах корреляционного приемника приводит, естественно, к повышению точности измерения огибающей и фазы интерференционных записей и, следовательно, модуля и фазы функции видимости наблюдаемых с помощью интерферометра космических радиосточников. Например, определим огибающую при наличии аддитивных шумов стандартной методикой — путем суммирования квадратов мгновенных значений отклонений на выходе косинусного и синусного каналов корреляционного приемника с последующим усреднением и извлечением корня квадратного из полученных результатов:

$$U = U_0 \sqrt{1 + (P_{\text{выхс}}/P_{\text{выхш}})^{-1}}. \quad (16)$$

Здесь  $U_0$  — точное значение огибающей, измеренное при отсутствии шумов. Результаты определения величины огибающей для данных рис. 4 приведены на рис. 5, где имеются экспериментальные данные и расчетные зависимости величины  $\xi = U/U_0$  от отношения  $P_c/P_{\text{ш}}$  на входе корреляционных приемников. Расчет для схемы рис. 1 (кривая 1) проведен в соответствии с (16) и (15б) и для схемы рис. 2 (кривая 2) — (16) и (15г). Как следует из (16) и рис. 5, ошибки измерения огибающей при применении новой схемы корреляционного приемника уменьшаются примерно в два раза. Аналогичные результаты получаются при определении фазы функции видимости.

Полученное повышение чувствительности, точности измерений и помехоустойчивости при применении описанного типа корреляционного приемника особенно ценно для интерферометров с большими антенны-

ми системами, где реализация такого же эффекта путем увеличения, например, апертур антенн сопряжена с большими техническими трудностями и затратами.

В заключение автор выражает благодарность В. Н. Цымбалу, С. Л. Рашковскому и А. Д. Христенко за участие в разработке аппаратуры и проведении экспериментов.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Есепкина И. А., Корольков Д. В., Парийский Ю. Н. Радиотелескопы и радиометры.— М.: Наука, 1973, с. 138.
2. Галактическая и внегалактическая радиоастрономия /Под ред. Г. П. Верскера и К. И. Келлермана— М.: Мир, 1976, с. 412.
3. Бобейко А. Л., Бовкун В. П., Брауде С. Я., Мень А. В., Сергиенко Ю. Ю.— Сб. Антенны. /Под ред. А. А. Пистолькорса.— М.: Связь, 1978, вып. 26, с. 121.

Институт радиофизики и электроники  
АН УССР

Поступила в редакцию  
21 июля 1982 г.,  
после доработки  
23 ноября 1982 г.

#### A HIGH-SENSITIVITY CORRELATION RECEIVER FOR RADIO INTERFEROMETRY APPLICATIONS

A. V. Men'

A radio correlometer is suggested which promises advantages over the conventional receivers employed in radio interferometry.

Because of a twice lower noise power at the receiver output, this device should provide a much better sensitivity and accuracy in measurements of the modulus and phase in the presence of additive noise of the cosmic radio emission correlation functions.

#### И Н Ф О Р М А Ц И Я

АСТРОНОМИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ, т. 59, вып. 3, 1982 г.

Аннотации статей, представляющих интерес для читателей «Радиофизики»

**Заботин Н. А., Насельский П. Д.** Нейтринный фон вселенной и флуктуации температуры микроволнового реликтового излучения.

В рамках космологической модели с массивными реликтовыми нейтрино рассчитаны корреляционные характеристики флуктуаций микроволнового космического излучения, формируемые в период рекомбинации водорода. Считается, что плотность нейтринного фона Вселенной  $\rho_\nu$  доминирует над плотностями вещества  $\rho_m$  и излучения  $\rho_r$  при  $z < 4,5 \cdot 10^4$  ( $m_\nu/30$  эВ). Рассмотрены варианты с  $\rho_m/\rho_{cr} \approx 0,1 \div 0,01$  и константой Хаббла  $H_0 = 50 \div 75$  км/с·Мпс. Для начальных адиабатических возмущений выбран «плоский» спектр  $g(k) = b_0 k$  с амплитудой  $b_0$ , нормированной условием  $\Delta\rho_\nu/\rho_\nu(z=0) = 2,25$ . Показано, что учет рассеяния квантов на движущихся электронах приводит к дисперсии флуктуаций температуры реликтового излучения  $\sigma_r \approx (3 \div 8) \cdot 10^{-5}$  при  $\rho_\nu/\rho_{cr} \approx 1 \div 5,1$ . Характерный корреляционный масштаб флуктуаций лежит в диапазоне  $\theta \approx 30 \div 50$  угл. мин. Обсуждаются ограничения, накладываемые экспериментами на момент выхода возмущений в нейтринном газе на нелинейный режим.

(Продолжение см. с. 794)