

УДК 535.3

О.В. Карпенко, В.В. Онищенко

Харьковский университет Воздушных Сил им. Ивана Кожедуба, Харьков

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТРОВ В МНОГОПОЗИЦИОННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ КОМПЛЕКСАХ

В статье рассматривается возможность применения радиоинтерферометров для повышения качества приема/передачи радиолокационной информации и помехоустойчивости в многопозиционных радиолокационных комплексах (МП РЛК). Представлены результаты теоретических исследований энергетических и пространственных характеристик радиоинтерферометров на примере двухканального радиоинтерферометра. Рассмотрены вопросы пространственно-временной обработки когерентного сигнала на фоне активных маскирующих помех в МП РЛК. Предложена схема устройства двухпозиционного РЛК с малыми базами для оптимальной обработки сигналов.

**Ключевые слова:** радиоинтерферометр, радиолокационная станция, многопозиционный радиолокационный комплекс, разрешающая способность, антенно-фидерное устройство, диаграмма направленности

### Введение

В последние годы неуклонно повышается интерес к вопросам теории и практики МП РЛК, создания электромагнитного поля с заданными характеристиками, обнаружения и управления аэродинамическими объектами [1-6].

Отличительной особенностью МП РЛК является использование пространственно-временных методов обработки информации, заложенной в когерентном электромагнитном поле и радиосигналах, принимаемых одновременно в пространственно-разнесенных точках приема с использованием однобазовой и многобазовой архитектуры.

Основной причиной актуальности МП РЛК является широкая сфера их использования и разнообразие применения в радионавигации, радиолокации, радиоуправлении и радиоастрономии. Такие МП РЛК предполагают использование высокой информативности и реализацию высокочастотных характеристик, которые не под силу однопозиционным радиолокационным станциям (РЛС), которые слабо используют пространственную когерентность радиосигналов.

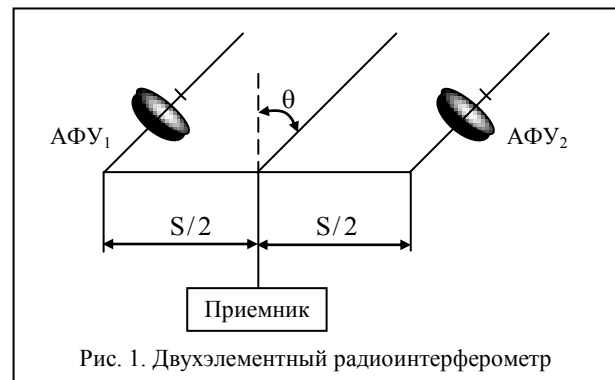
Одним из методов решения этой проблемы является переход к МП РЛК с большой базой разнесения радиоинтерферометров приема/передачи когерентных сигналов.

Элементом архитектуры МП РЛК является многофункциональная РЛС на базе радиоинтерферометров, многопозиционность которой позволяет качественно решить задачу угловой юстировки радиоинтерферометров. Основная цель создания МП РЛК на базе радиоинтерферометров заключается в значительном увеличении информационной емкости физического канала передачи информации и его пропускной способности при условии многолучевого распространения сигналов. Важным свойством МП РЛК является также лучшая способность к адаптации [2].

**Целью статьи** является рассмотрение возможности применения радиоинтерферометров для повышения качества приема/передачи радиолокационной информации и помехоустойчивости в МП РЛК.

### Результаты исследований

Рассмотрим работу радиоинтерферометра при приеме монохроматического излучения удаленного точечного источника, состоящего из двух одинаковых антенно-фидерных устройств (АФУ), разделенных большим по отношению к длине волны расстоянием  $S$  и расположенных на одинаковом расстоянии по отношению к приемнику (рис. 1).



Когда направление на точечный источник излучения составляет угол  $\theta$  с нормалью к линии, соединяющей АФУ, напряжения, возбуждаемые в каждом устройстве, определяются следующими формулами:

$$U_1(\theta) = E_i h(\theta) \exp\left(2\pi j \frac{S \sin \theta}{2\lambda}\right); \quad (1)$$

$$U_2(\theta) = E_i h(\theta) \exp\left(-2\pi j \frac{S \sin \theta}{2\lambda}\right), \quad (2)$$

где  $E_i$  – вектор напряженности электрического поля падающей волны;  $E_i^*$  – величина комплексно сопряженная с  $E_i$ ;  $h(\theta)$  – эффективная высота АФУ;  $S = \langle E_i E_i^* \rangle / 2W_0$  – плотность потока мощности па-

дающей волны;  $W_0$  – волновое сопротивление свободного пространства;  $\langle \dots \rangle$  – операция усреднения по времени,

$$\langle \delta \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \delta(t) dt. \quad (3)$$

В соответствии с эквивалентной схемой (рис. 2) напряжение холостого хода на входе приемника можно записать в следующем виде:

$$U_{np} = U_1 - IR_{\Sigma} = U_2 + IR_{\Sigma} = (U_1 + U_2)/2. \quad (4)$$

При этом сопротивление излучения антенно-фидерных устройств  $R_{\Sigma}$  соответствует сопротивлению антенны  $R_a$ , а напряжение  $U_R$  соответствует напряжению приемника  $U_{np}$ .

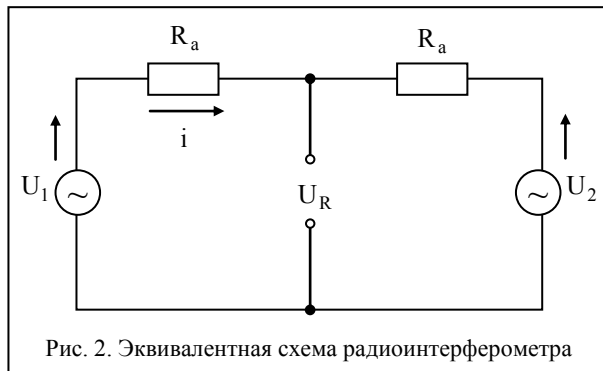


Рис. 2. Эквивалентная схема радиоинтерферометра

Мощность сигнала на выходе радиоинтерферометра определяется выражением

$$\begin{aligned} P(\theta) &= \frac{\langle U_{np} U_{np}^* \rangle}{4 R_{\Sigma}} = \frac{\langle (U_1 + U_2)(U_1 + U_2)^* \rangle}{16 R_{\Sigma}} = \\ &= \frac{|E_i(\theta) h(\theta)|^2}{8 R_{\Sigma}} \cdot \frac{1}{2} \left[ \exp\left(2\pi j \frac{S \sin \theta}{2\lambda}\right) + \right. \\ &+ \exp\left(-2\pi j \frac{S \sin \theta}{2\lambda}\right) \left. \right] \left[ \exp\left(-2\pi j \frac{S \sin \theta}{2\lambda}\right) + \right. \\ &+ \exp\left(2\pi j \frac{S \sin \theta}{2\lambda}\right) \left. \right] = \\ &= P_0(\theta) \left[ 1 + \cos\left(2\pi \frac{S}{\lambda} \sin \theta\right) \right], \quad (5) \end{aligned}$$

где  $P_0(\theta) = |E_i(\theta) h(\theta)|^2 / 8R_{\Sigma}$  – мощность, развиваемая на выходе каждого АФУ;  $U_{np}^*$  – величина комплексно сопряженная с  $U_{np}$ .

Для малых  $\theta$  можно положить  $\sin \theta \approx \theta$ , и равенство (4) примет вид

$$P(\theta) = P_0(\theta) \left[ 1 + \cos\left(2\pi \frac{S}{\lambda} \theta\right) \right]. \quad (6)$$

Таким образом, мощность выходного сигнала радиоинтерферометра  $P(\theta)$  зависит от угла падения

волны  $\theta$  и достигает максимума, равного  $2P_0(\theta)$ , когда

$$\theta = \theta_{max} = \frac{n\lambda}{S} = \frac{nc}{Sf}, \quad |n| = 0, 1, 2, \dots, \quad (7)$$

и имеет минимальное значение, когда

$$\theta = \theta_{min} = \frac{m\lambda}{S} = \frac{mc}{Sf}, \quad |m| = \frac{1}{2}, \frac{3}{2}, \frac{5}{2}, \dots, \quad (8)$$

Следовательно, диаграмма направленности антенной системы радиоинтерферометра разбивается на узкие лепестки с размером  $\lambda/S$  рад, которые являются точным аналогом интерференционных полос известного в оптике интерферометра Майкельсона. Каждое значение  $n$  соответствует определенному направлению максимального приема (порядку интерференционного максимума). На рис. 3 представлен типичный график выходного сигнала радиоинтерферометра при перемещении точечного источника излучения относительно самого радиоинтерферометра вследствие вращения Земли.

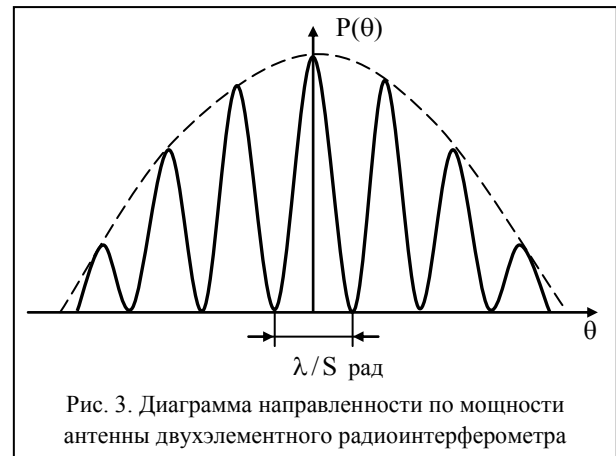


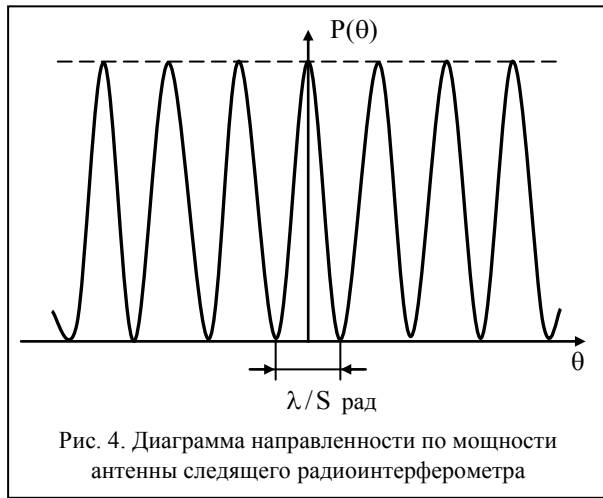
Рис. 3. Диаграмма направленности по мощности антенны двухэлементного радиоинтерферометра

Если АФУ радиоинтерферометра допускают слежение за источником излучения, т. е. мощность на выходе каждого АФУ остается постоянной, то зависимость выходного сигнала от положения источника имеет вид, показанный на рис. 4.

Угол между двумя соседними минимумами диаграммы направленности радиоинтерферометра равен  $\lambda/S$  рад, поэтому ширина луча по половинной мощности или разрешающая способность составляет  $\lambda/2S$  рад. Следовательно, разрешающая способность радиоинтерферометра с расстоянием  $S$  между элементами равна разрешающей способности непрерывной линейной антенны общей длиной  $2S$ . Таким образом, с помощью радиоинтерферометра можно достаточно точно определить положение радиоисточника.

**Пространственно-временная обработка когерентных сигналов на фоне активных маскирующих помех в МП РЛК.** Рассмотрим особенности пространственно-временной обработки на примере

МП РЛК, включающего два приемных пункта с  $M$ -элементными радиоинтерферометрами. Передающий пункт может быть совмещен с одним из приемных. Пусть в зоне действия рассматриваемого РЛК находятся источник сигнала и источник активных маскирующих помех.



Вектор колебаний, принимаемых радиоинтерферометром  $k$ -го пункта, можно представить в виде

$$y_k(t) = \text{Re} \{ \dot{Y}_k(t) e^{j\omega_0 t} \} = \text{Re} \{ \dot{X}_k(\alpha_c) \dot{X}(t - t_{ck}) \times e^{j\omega_0(t-t_{ck})} + \sqrt{P_k} \dot{X}_k(\alpha_n) \dot{N}(t - t_{nk}) \times e^{j[\omega_0(t-t_{nk}) - \varphi_{nk}] + \dot{n}_{0k}(t)} \}, \quad (9)$$

где  $\dot{X}_k(\alpha_c)$ ,  $\dot{X}_k(\alpha_n)$  – векторы фазового распределения сигнала и помехи соответственно на апертуре  $k$ -го радиоинтерферометра;  $\dot{X}(t - t_{ck})$ ,  $\dot{N}(t - t_{nk})$  – комплексные огибающие;  $t_{ck}$ ,  $t_{nk}$  – время запаздывания огибающих сигнала и помехи;  $P_k$  – мощность помехи в одном элементе  $k$ -го радиоинтерферометра;  $\dot{n}_{0k}(t)$  – комплексная реализация некоррелированных (внутриприемных) шумов.

Размерность векторов  $\dot{X}_k(\alpha_c)$ ,  $\dot{X}_k(\alpha_n)$  будет равна  $M$ . Применительно к МП РЛК с малыми базами разностью доплеровских частот колебаний в пунктах приема можно пренебречь.

Результирующее колебание, принимаемое двухпозиционным РЛК, представим вектором-столбцом, состоящим из двух блоков:

$$y(t) = \begin{Bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{Bmatrix}. \quad (10)$$

Синтезируем устройство оптимальной обработки сигналов.

В данном случае эту задачу удобно решать в частотной области, поэтому перейдем к преобразованию Фурье для векторов и матриц

$$\dot{y}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (11)$$

$$\dot{x}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (12)$$

$$\dot{\varphi}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau) e^{-j\omega \tau} d\tau. \quad (13)$$

Соответственно для комплексных амплитуд

$$\dot{Y}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (14)$$

$$\dot{X}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (15)$$

$$\dot{\Phi}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{\Phi}(\tau) e^{-j\omega \tau} d\tau. \quad (16)$$

Тогда модуль нормированного весового интеграла представляется следующим образом:

$$z_n(\alpha) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}^{*T}(\omega) \dot{\Phi}^{-1}(\omega) \dot{Y}(\omega) d\omega \right| / \sqrt{2\gamma(\alpha)}, \quad (17)$$

где  $\gamma(\alpha)$  – энергетический параметр ожидаемого сигнала.

Конкретизируем выражение для корреляционной матрицы помех

$$\dot{\Phi}(\tau) = M \{ [\dot{N}(t) + \dot{N}_0(t)] \times [\dot{N}(t - \tau) + \dot{N}_0(t - \tau)]^{*T} \}. \quad (18)$$

Подставляя в это выражение значения комплексных амплитуд из (9), получим

$$\dot{\Phi}(\tau) = \begin{Bmatrix} \Phi_{11}(\tau) & \Phi_{12}(\tau) \\ \Phi_{21}(\tau) & \Phi_{22}(\tau) \end{Bmatrix}, \quad (19)$$

где  $\Phi_{11}(\tau) = P_1 \dot{X}_1(\alpha_n) \dot{X}_1^{*T}(\alpha_n) \rho(\tau) + N_0 \delta(\tau) \cdot I$ ;

$\Phi_{12}(\tau) = \sqrt{P_1 P_2} \dot{X}_1(\alpha_n) \dot{X}_2^{*T}(\alpha_n) \rho(\tau + \Delta t_3) e^{j\Delta\varphi}$ ;

$\Phi_{21}(\tau) = \sqrt{P_1 P_2} \dot{X}_2(\alpha_n) \dot{X}_1^{*T}(\alpha_n) \rho(\tau - \Delta t_3) e^{-j\Delta\varphi}$ ;

$\Phi_{22}(\tau) = P_2 \dot{X}_2(\alpha_n) \dot{X}_2^{*T}(\alpha_n) \rho(\tau) + N_0 \delta(\tau) \cdot I$ ;

$\Delta t_3 = t_{n1} - t_{n2}$  – время взаимного запаздывания помеховых колебаний;  $\rho(\tau) = M \{ \dot{N}(t) \dot{N}(t - \tau) \}$  – корреляционная функция комплексной огибающей помехи;  $N_0 \delta(\tau)$  – автокорреляционная функция белого шума;  $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$  – разность фаз колебаний помех;  $I$  – единичная матрица.

Матрица характеризует статистическую связь колебаний помех в АФУ как внутри одного радиоинтерферометра, так и между радиоинтерферомет-

рами разнесенных приемных пунктов. Как видно из (19), эта матрица не является эрмитовой.

Осуществляя преобразование Фурье для соотношения (19), получим

$$\Phi(\omega) = \begin{vmatrix} \Phi'_{11} & \Phi'_{12} \\ \Phi'_{21} & \Phi'_{22} \end{vmatrix}, \quad (20)$$

где  $\Phi'_{11} = N_0 h_1 \dot{X}_1(\alpha_n) \dot{X}_1^{*T}(\alpha_n) \dot{G}(\omega) + N_0 \cdot I$ ;  
 $\Phi'_{12} = \sqrt{h_1 h_2} \dot{X}_1(\alpha_n) \dot{X}_2^{*T}(\alpha_n) \dot{G}(\omega) e^{j(\omega\Delta t_3 + \Delta\varphi)}$ ;  
 $\Phi'_{21} = \sqrt{h_1 h_2} \dot{X}_2(\alpha_n) \dot{X}_1^{*T}(\alpha_n) \dot{G}(\omega) e^{-j(\omega\Delta t_3 + \Delta\varphi)}$ ;  
 $\Phi'_{22} = N_0 h_2 \dot{X}_2(\alpha_n) \dot{X}_2^{*T}(\alpha_n) \dot{G}(\omega) + N_0 \cdot I$ ;  
 $\dot{G}(\omega) = \Pi_n \int_{-\infty}^{\infty} \rho(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau$  – нормированный энергетический спектр комплексной огибающей помехи;  
 $\Pi_n$  – ширина энергетического спектра помехи;  
 $h_k = P_k / \Pi_n N_0$  – отношение помеха-шум на выходе  $k$ -го пункта.

Матрица энергетических спектров (20) является эрмитовой. Пусть

$$\dot{W}_i(\omega) = \sqrt{h_i} \dot{X}_i(\alpha_n) e^{j(\omega t_{ni} + \varphi_i)}, \quad (21)$$

$$\dot{W}(\omega) = \begin{vmatrix} \dot{W}_1(\omega) \\ \dot{W}_2(\omega) \end{vmatrix}. \quad (22)$$

Тогда матрицу (20) можно представить в виде

$$\Phi(\omega) = N_0 [I + \dot{G}(\omega) \dot{W}(\omega) \dot{W}^{*T}(\omega)]. \quad (23)$$

Используя правило Дуайра, получим

$$\Phi^{-1}(\omega) = \frac{1}{N_0} [I - \dot{C}(\omega) \dot{W}(\omega) \dot{W}^{*T}(\omega)], \quad (24)$$

где  $\dot{C}(\omega) = [\dot{G}^{-1}(\omega) + M(h_1 + h_2)]^{-1}$ ;

$$\dot{W}(\omega) \dot{W}^{*T}(\omega) = \begin{vmatrix} \dot{F}_{11}(\omega) & \dot{F}_{12}(\omega) \\ \dot{F}_{21}(\omega) & \dot{F}_{22}(\omega) \end{vmatrix};$$

$$\dot{F}_{11}(\omega) = h_1 \dot{X}_1(\alpha_n) \dot{X}_1^{*T}(\alpha_n);$$

$$\dot{F}_{12}(\omega) = \sqrt{h_1 h_2} \dot{X}_1(\alpha_n) \dot{X}_2^{*T}(\alpha_n) e^{j(\omega\Delta t_3 + \Delta\varphi)};$$

$$\dot{F}_{21}(\omega) = \sqrt{h_1 h_2} \dot{X}_2(\alpha_n) \dot{X}_1^{*T}(\alpha_n) e^{-j(\omega\Delta t_3 + \Delta\varphi)};$$

$$\dot{F}_{22}(\omega) = h_2 \dot{X}_2(\alpha_n) \dot{X}_2^{*T}(\alpha_n).$$

Вектор комплексных амплитуд ожидаемого сигнала в частотной области имеет вид

$$\dot{X}(\omega) = \begin{vmatrix} \dot{X}_1(\omega) \\ \dot{X}_2(\omega) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \dot{X}_1(\alpha) \dot{G}_c(\omega) \\ \dot{X}_2(\alpha) \dot{G}_c(\omega) e^{j\omega\Delta t_c} \end{vmatrix}, \quad (25)$$

где  $\Delta t_c$  – время взаимного запаздывания сигнала.

Подставляя (24) и (25) в выражение для комплексного весового интеграла

$$\dot{Z}(\alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}^{*T}(\omega) \dot{\Phi}^{-1}(\omega) \dot{Y}(\omega) d\omega, \quad (26)$$

получим

$$\begin{aligned} \dot{Z}(\alpha) = & \frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} \{ \dot{X}_1^{*T}(\omega) \dot{Y}_1(\omega) - \dot{C}(\omega) \dot{X}_1^{*T}(\omega) \times \\ & \times [F_{11}(\omega) \dot{Y}_1(\omega) + \dot{F}_{12}(\omega) \dot{Y}_2(\omega)] + \\ & + \dot{X}_2^{*T}(\omega) \dot{Y}_2(\omega) - \dot{C}(\omega) \dot{X}_2^{*T}(\omega) \times \\ & \times [\dot{F}_{21}(\omega) \dot{Y}_1(\omega) + F_{22}(\omega) \dot{Y}_2(\omega)] \} d\omega. \quad (27) \end{aligned}$$

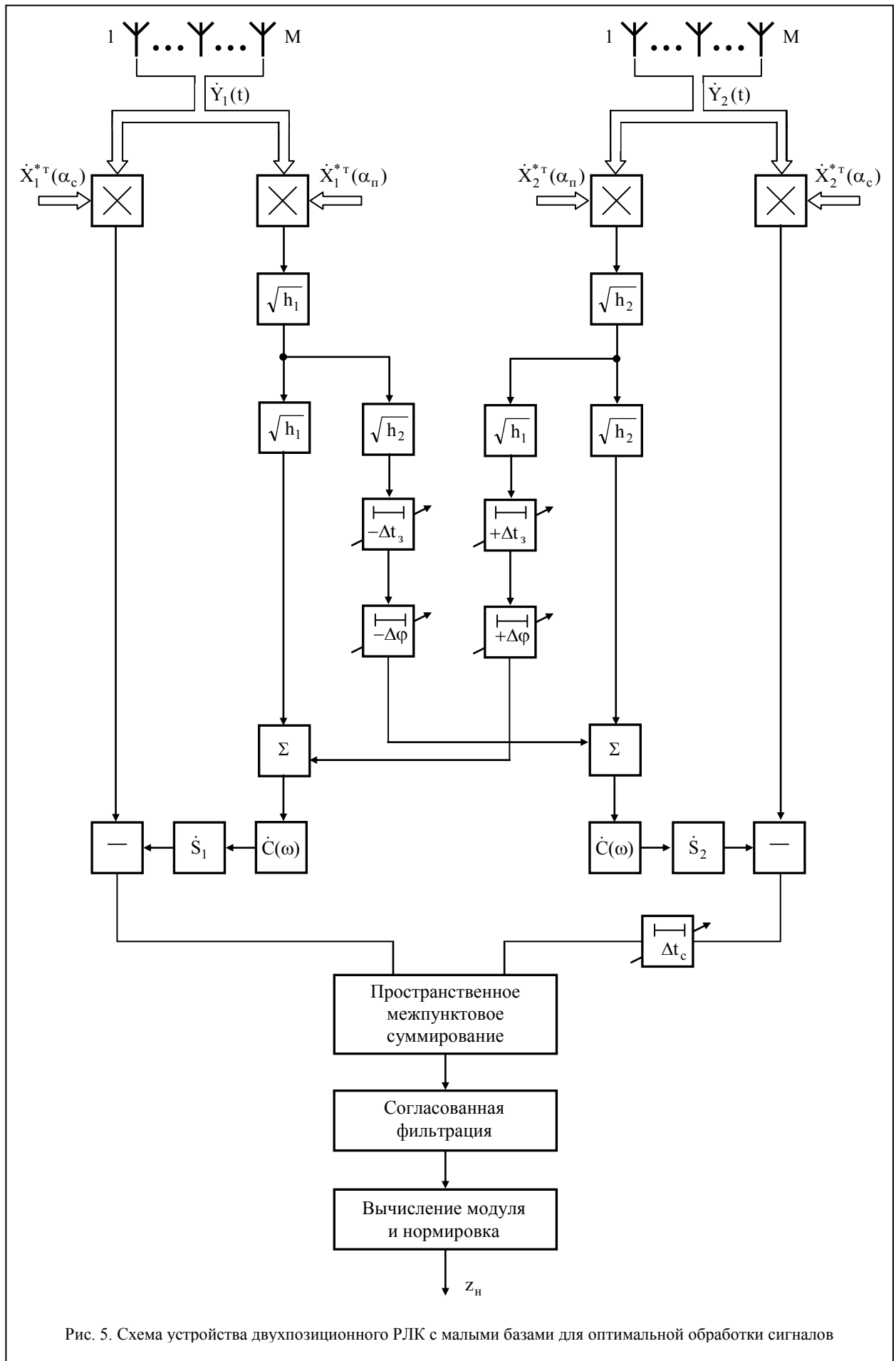
Обозначим через  $\dot{S}_k = \dot{X}_k^{*T}(\alpha_c) \dot{X}_k(\alpha_n)$  коэффициент пространственной корреляции между сигналом и помехой. Тогда окончательно получим

$$\begin{aligned} \dot{Z}(\alpha) = & \frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} \{ [ \dot{X}_1^{*T}(\alpha_c) \dot{Y}_1(\omega) - \dot{S}_1 \dot{C}(\omega) \times \\ & \times (h_1 \dot{X}_1^{*T}(\alpha_n) \dot{Y}_1(\omega) + \sqrt{h_1 h_2} \dot{X}_2^{*T}(\alpha_n) \dot{Y}_2(\omega) e^{j\Delta\varphi} e^{j\omega\Delta t_3}) ] \times \\ & \times \dot{G}_c^*(\omega) + [ \dot{X}_2^{*T}(\alpha_c) \dot{Y}_2(\omega) - \dot{S}_2 \dot{C}(\omega) (h_2 \dot{X}_2^{*T}(\alpha_n) \dot{Y}_2(\omega) + \\ & + \sqrt{h_1 h_2} \dot{X}_1^{*T}(\alpha_n) \dot{Y}_1(\omega) e^{-j\Delta\varphi} e^{-j\omega\Delta t_3}) ] \times \\ & \times \dot{G}_c^*(\omega) e^{-j\omega\Delta t_c} \} d\omega. \quad (28) \end{aligned}$$

Схема устройства обработки сигналов на фоне активной маскирующей помехи в двухпозиционном РЛК во временной области, построенная в соответствии с (17) и (28), представлена на рис. 5.

Перемножение векторов  $\dot{X}_k^{*T}(\alpha_c) \dot{Y}(t)$  и  $\dot{X}_k^{*T}(\alpha_n) \dot{Y}(t)$  соответствует формированию лучей диаграмм направленности радиоинтерферометров в направлениях, задаваемых векторами фазовых распределений сигнала  $\dot{X}_k(\alpha_c)$  и помехи  $\dot{X}_k(\alpha_n)$ . Операция  $\dot{X}_k^{*T}(\alpha_c) \dot{Y}(t)$  соответствует согласованной пространственной обработке сигнала в каждом радиоинтерферометре.

Перед компенсацией (вычитанием) помех последние выравниваются по запаздыванию в линиях задержки ( $\Delta t_3$ ) и по фазе в фазовращателях ( $\Delta\varphi$ ). Эти колебания суммируются с колебаниями помехи, принятыми другим приемным пунктом, образуя два компенсационных канала. Результирующая помеха на выходе каждого сумматора пропускается через фильтр с частотной характеристикой  $\dot{C}_k(\omega)$  и весом  $\dot{S}_k$  и вычитается из колебания, принятого сигнальным каналом  $k$ -го пункта. Коэффициент пространственной корреляции  $\dot{S}$  характеризует степень различия источников сигнала и помехи по угловым координатам. После когерентной компенсации помехи производится выравнивание сигналов по запаздыванию и фазе, пространственное межпунктовое суммирование (накопление) и согласованная фильтрация (временное накопление).



Выравнивание сигнала и помехи осуществляется относительно первого пункта. В зависимости от углового положения источников сигнала и помехи величина задержки может быть как положительной, так и отрицательной. Поскольку "отрицательные" задержки не имеют физического смысла, то они могут быть скомпенсированы введением постоянной задержки в опорном (центральном) пункте обработки. Информация о величине  $\Delta t_3$  может быть получена от пассивной части активно-пассивного МП РЛК.

В двухпозиционном РЛК с малыми базами для выделения сигнала на фоне активной шумовой помехи (АШП) используются их различия по направлению прихода и по запаздыванию. Это позволяет обеспечить более высокое значение коэффициента использования энергии сигнала (отношения сигнал-помеха) по сравнению с однопозиционным РЛК при воздействии АШП по главным лепесткам диаграммы направленности разнесенных приемных радиointерферометров.

Оптимальная пространственно-временная обработка сигнала на фоне АШП в МП РЛК не разделяется на пространственную и временную. В этой связи для компенсации помех необходимо предварительное выравнивание их огибающих по запаздыванию с помощью линий задержки. При неизвестных запаздываниях помех возможен переход к цифровой обработке в частотной (пространственно-частотной) области.

### Заклучение

Изложенные результаты теоретических исследований подтверждают возможность применения

многофункциональных радиointерферометров для интеграции РЛС в многопозиционную архитектуру. Информационная избыточность таких радиотехнических систем позволяет добиться повышения углового разрешения для множества целей. Возникает возможность разрешения множества элементов вторичного излучения для одной протяженной цели. При этом значительно повышается помехозащищенность и многофункциональность МП РЛС.

### Список литературы

1. Карпенко В.И. Развитие теории и техники обработки радиосигналов / В.И. Карпенко, О.В. Карпенко, Р.А. Збрицкий // Прикладная радиоэлектроника. – 2009. – Т. 8. № 4. – С. 501 – 509.
2. Черняк В.С. О новом направлении в радиолокации: ММО РЛС / В.С. Черняк // Прикладная радиоэлектроника, – 2009. – Т. 8. № 4. – С. 477 – 489.
3. Карпенко В.И. Голографический принцип компенсации фазовых искажений фронта электромагнитной волны в многопозиционных радиотехнических сетевых системах / В.И. Карпенко, О.В. Карпенко // Прикладная радиоэлектроника. – 2009. – Т. 8. № 1. – С. 24 – 32.
4. Карпенко В.И. Статистика адаптивных оптоуправляемых антенн / В.И. Карпенко, О.В. Карпенко, Р.А. Збрицкий, В.В. Онищенко // Прикладная радиоэлектроника, – 2010. – Т. 9. № 1. – С. 78 – 93.
5. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация / В.С. Черняк. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.
6. Радіоелектронні системи: навч. посіб. для студ. вищ. навч. закл. за напрямом підготовки "Радіотехніка" / Ю.М. Седішев, В.І. Карпенко, Д.В. Атаманський та ін.; за заг. ред. Ю.М. Седішева. – Х.: ХУПС, 2010. – 360 с.

Поступила в редколлегию 12.06.2012

**Рецензент:** д-р техн. наук, проф. Л.Ф. Купченко, Харьковский университет Воздушных Сил имени Ивана Кожуба, Харьков.

### ВИКОРИСТАННЯ РАДІОІНТЕРФЕРОМЕТРІВ У БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ КОМПЛЕКСАХ

О.В. Карпенко, В.В. Онищенко

*В статті розглядається можливість застосування радіointерферометрів для підвищення якості прийому/передачі радіолокаційної інформації та завадостійкості в багатопозиційних радіолокаційних комплексах (БП РЛК). Надані результати теоретичних досліджень енергетичних і просторових характеристик радіointерферометрів на прикладі двоканального радіointерферометра. Розглянуті питання просторово-часової обробки когерентного сигналу на фоні активних маскувальних завад у БП РЛК. Запропонована схема пристрою двопозиційного РЛК з малими базами для оптимальної обробки сигналів.*

**Ключові слова:** радіointерферометр, радіолокаційна станція, багатопозиційний радіолокаційний комплекс, роздільність, антенно-фідерний пристрій, діаграма спрямованості.

### THE USE OF RADIOINTERFEROMETERS IN THE MULTISITE RADAR COMPLEXES

O.V. Karpenko, V.V. Onischenko

*The possibility of radiointerferometers application for upgrading reception/transmission of radar information and interference immunity in multisite radar complexes (MSRCs) is examined in the paper. The results of theoretical researches of energy and spatial performance of radiointerferometers are presented by example of double-channel radiointerferometer. The questions of the spatio-temporal coherent signal processing are considered against the background of active disabling interference in MSRCs. The small-base bistatic RC device chart for optimal signal processing is offered.*

**Key words:** radiointerferometer, radar station, multisite radar complex, resolution, antenna-feeder device, directional pattern.