

В последнее десятилетие в литературе активно обсуждается такое направление в радиолокации как МИМО (Multiple – Input – Multiple – Output) РЛС. Авторы рассматривают ряд преимуществ таких систем: улучшение углового разрешения и точности оценки угловых координат, лучшие способности к адаптации и др. Однако, не все согласны с преимуществами МИМО систем, главным образом из-за потерь в отношении сигнал-шум. В данной работе проводится анализ некоторых характеристик МИМО РЛС, а также их сравнение с РЛС с обычной АФАР.

*Ключевые слова:* МИМО радиолокационная система, активная фазированная решетка.

### ВВЕДЕНИЕ

В последние годы, как в зарубежной, так и отечественной литературе, интенсивно развивается такое направление в радиолокации как МИМО (Multiple Input – Multiple Output – «много входов – много выходов») РЛС [1–15].

В самом общем смысле под МИМО радиолокационной системой (см. рис. 1) понимается совокупность  $K$  передающих элементов (позиций), излучающих  $K$  сигналов  $u_i(t, \theta)$ ,  $i = \overline{1, K}$ , и  $L$  приемных элементов (позиций), обеспечивающих одновременный прием и обработку аддитивной суммы этих сигналов  $m(t, \theta) = \sum_i u_i(t, \theta)$  [5]. В качестве системы сигналов чаще всего используются взаимно ортогональные сигналы.

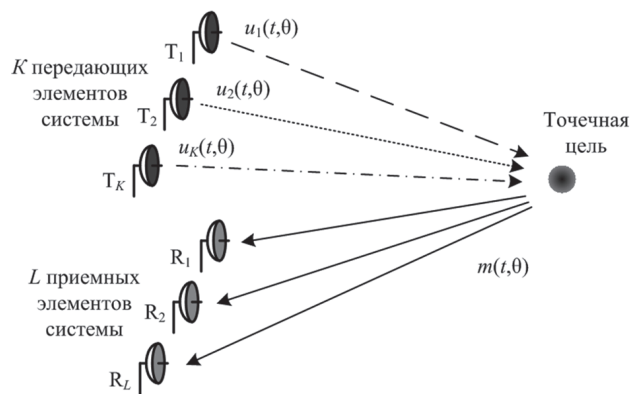


Рис. 1. Общий принцип МИМО РЛС

По общему определению, многие из классических радиолокационных систем можно рассматривать как МИМО РЛС. К примеру, РЛС с синтезом апертуры можно рассмотреть как МИМО РЛС с разнесенными (взаимно ортогональными) по времени сигналами.

В настоящий момент МИМО РЛС можно разделить, как предложено в [1], на два основных класса (см. рис. 2). Первый класс содержит МИМО РЛС с неразнесенными антеннами и кодированными сигналами. Второй класс включает РЛС с разнесенными антеннами, так называемые «Статистические МИМО РЛС».

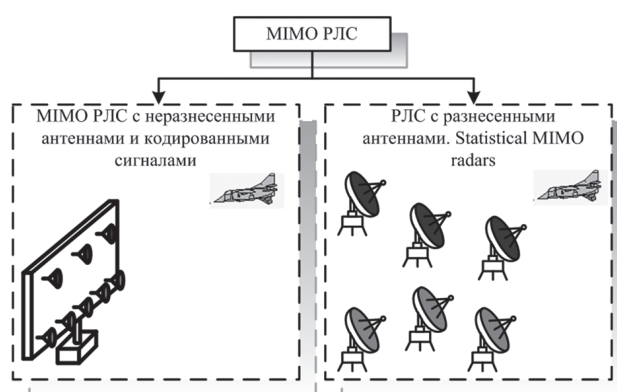


Рис. 2. Два основных класса МИМО РЛС

МИМО РЛС с разнесенными антеннами представляют собой ни что иное, как частный случай хорошо известных многопозиционных радиолокационных систем (МНРЛС) [16, 17]. О том, что идея Statistical MIMO Radars отнюдь не нова, оговаривалось в [1]. Действительно, к примеру, в [16] описаны многопозиционные системы с  $K$  передающими и  $L$  приемными позициями. При этом рассматриваются два варианта работы передающих позиций: каждая из передающих позиций излучает один и тот же сигнал, и, посредством жесткой синхронизации, обеспечивается их когерентное сложение; либо каждая из передающих позиций излучает сигнал на своей частоте (т.е. взаимно ортогональные по частоте сигналы). Таким образом, рассматривать давно описанные системы, лишь потому, что им присвоено новое название, не целесообразно.

МИМО РЛС с неразнесенными антеннами и кодированными сигналами были предложены как альтернатива обычным обзорным РЛС с узкими передающими лучами антенн и последовательным во времени сканированием пространства.

В работах, посвященных МИМО РЛС с неразнесенными антеннами, описывается ряд преимуществ таких систем, в сравнении с РЛС с обычными фазированными решетками. К примеру [1, 5, 15]: улучшение характеристик обнаружения; улучшение точности оценки углового

положения целей; улучшение углового разрешения; возможность обнаружения целей с минимальными скоростями; лучшие возможности к адаптации.

Однако, есть авторы, которые не согласны с преимуществами ММО РЛС [6]. Они утверждают, что большинство преимуществ таких РЛС перечеркивается одним из основных недостатков – потерями в отношении сигнал-шум (ОСШ).

Исходя из вышесказанного, данная работа посвящена сравнительному анализу некоторых тактико-технических характеристик РЛС с обычной активной фазированной антенной решеткой (в дальнейшем РЛС с АФАР) и ММО РЛС с неразнесенными антеннами и кодированными сигналами.

Тактические характеристики РЛС определяют ее назначение. К тактическим характеристикам можно отнести [18]: зона действия; измеряемые координаты, параметры движения целей и точность их измерения; разрешающие способности; помехозащищенность; надежность.

Технические характеристики обеспечивают требуемые тактические характеристики РЛС. К техническим характеристикам относятся [18]: несущая частота  $f_0$  (или длина волны  $\lambda$ ); импульсная мощность  $P_0$ ; вид зондирующего сигнала; коэффициент шума приемника  $K_{ш}$ ; методы обзора пространства; методы измерения координат; методы выделения сигналов на фоне мешающих отражений (МО) и мешающих излучений (МИ); форма и ширина диаграммы направленности антенны (ДНА), коэффициент направленного действия (КНД) и уровень боковых лепестков; потребляемая мощность от источника питания; габариты и вес.

Ряд характеристик главным образом зависит от конкретной технической реализации, поэтому их сравнивать не имеет смысла. В дальнейшем рассмотрении ММО РЛС с неразнесенными антеннами и РЛС с АФАР примем одинаковыми: несущую частоту  $f_0$  (или длину волны  $\lambda$ ); импульсную мощность передатчика одного канала (модуля)  $P_0$ ; число передающих ( $K$ ) и приемных ( $L$ ) каналов (модулей); вид зондирующего сигнала (ЗС); длительность импульса  $T_0$ ; ширину спектра закона модуляции  $\Delta f_0$ ; коэффициент шума приемника каждого из приемных каналов  $K_{ш}$ ; параметры цели, а именно будем рассматривать точечную цель на дальности  $r_{ц}$ , с эффективной отражающей поверхностью  $\sigma_{ц}$ .

Кроме того, в данной работе будем рассматривать только узкополосные системы.

Для начала необходимо оговорить типовые структуры ММО РЛС и РЛС с АФАР, для которых будет проводиться дальнейшее сравнение.

### 1. СТРУКТУРА АНАЛИЗИРУЕМЫХ РЛС

Рассмотрим структуры сопоставляемых ММО РЛС и РЛС с АФАР. При этом, для упрощения, антенные системы обоих РЛС будем рас-

сматривать в виде линейных антенных решеток (АР), а также не будем затрагивать междупериодную обработку.

**1.1 РЛС с АФАР.** Рассмотрим вариант структуры передающей части РЛС с  $K$ -элементной АФАР (см. рис. 3) [19].

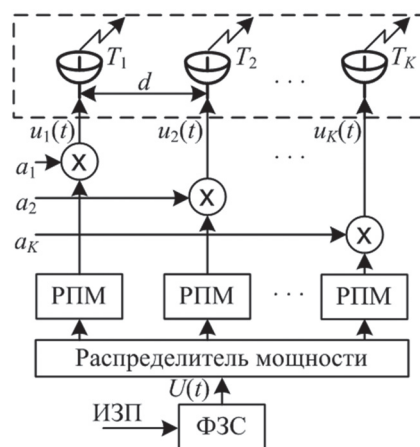


Рис. 3. Вариант передающей структуры РЛС с АФАР

Формирователь зондирующего сигнала (ФЗС) по импульсу запуска передатчика (ИЗП) формирует комплексный закон модуляции зондирующего сигнала  $\dot{U}(t)$ . Через распределитель, ЗС поступает в  $K$  передающих каналов.

В радиопередающем модуле (РПМ)  $m$ -го канала ( $m = \overline{1, K}$ ) сигнал переносится на несущую частоту  $f_0$  и усиливается до требуемой мощности  $P_0$ :

$$\dot{u}_m(t, \theta_0) = \dot{U}(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t} \cdot \dot{a}_m(\theta_0), \quad m = \overline{1, K}, \quad (1)$$

где  $\dot{a}_m$  – комплексный весовой коэффициент в  $m$ -м канале, который определяется исходя из требуемого отклонения максимума ДНА  $\theta_0$  (под ДНА будем понимать направленные свойства антенны с монохроматическим сигналом, т.к. для импульсного сигнала термин «диаграмма направленности» требует специального определения [20], [21]):

$$\dot{a}_m(\theta_0) = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(m-1)d \cdot \sin(\theta_0)}, \quad m = \overline{1, K}, \quad (2)$$

где  $d$  – интервал между элементами антенной решетки (см. рис. 3), обеспечивающий единственность главного лепестка ДНА.

Зондирующие сигналы (1) каждого канала излучаются  $m$ -м элементом передающей АР ( $T_m, m = \overline{1, K}$ ) в пространство. Сигналы, излученные каждым из  $K$  каналов, суммируются в пространстве, с учетом диаграммы направленности одного излучателя АР  $D_m(\theta)$ . Тогда, излучаемое пространственно-временное поле запишем как [21]:

$$\dot{i}_{\Sigma \text{ рпу}}(t, \theta, \theta_0) = D_n(\theta) \sum_{m=0}^{K-1} \dot{u}_m(t, \theta_0) \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda} m d \cdot \sin(\theta)}. \quad (3)$$

В требуемом угловом направлении  $\theta_0$  сигналы с выходов элементов АР суммируются синфазно.

Запишем выражение для сигнала, отраженного от цели с углового направления  $\theta_0$ :

$$f(t, \theta_0) = D_n(\theta_0) \cdot \dot{M}(t) \cdot \dot{u}_{\Sigma \text{рпн}}(t - t_r, \theta_0, \theta_0) \times e^{j2\pi F_{\text{ДЦ}} t} = D_n^2(\theta_0) \cdot \dot{M}(t) \dot{U}(t - t_r) \cdot e^{j2\pi(f_0 + F_{\text{ДЦ}})t}, \quad (4)$$

где  $\dot{M}(t)$  – комплексная огибающая отраженного сигнала (ОС);  $t_r$  – время запаздывания отраженного сигнала;  $F_{\text{ДЦ}}$  – частота Доплера.

Тогда сигнал, в  $n$ -м элементе  $L$ -элементной приемной АР ( $R_n, n = \overline{1, L}$ ) (см. рис. 4), с учетом фазовых набегов можно записать как:

$$f_n(t, \theta_0) = f(t, \theta_0) \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d \sin(\theta_0)} + \dot{h}_n(t), \quad n = \overline{1, L},$$

где  $\dot{h}_n(t)$  – внутренний шум в  $n$ -м приемном канале.

В каждом приемном канале компенсируется набег фазы, осуществляется усиление сигнала  $f_n(t, \theta_0)$  (в радиоприемном модуле – РПрМ) и его перенос на промежуточную частоту.

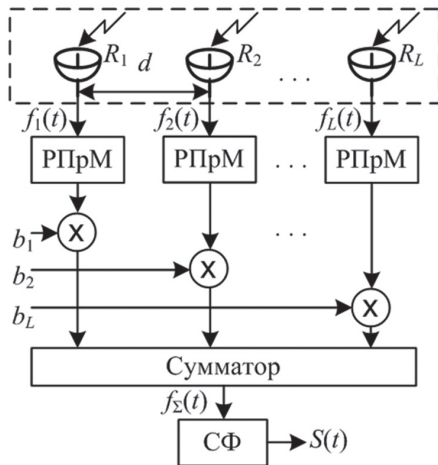


Рис. 4. Вариант приемной структуры РЛС с АФАР

На сумматоре осуществляется весовое пространственное когерентное накопление сигнала (формирование приемной ДНА):

$$f_{\Sigma}(t) = \frac{1}{L} \cdot \sum_{n=1}^L f_n(t, \theta_0) \cdot \dot{b}_n(\theta_0), \quad (5)$$

где  $\dot{b}_n$  – комплексные весовые коэффициенты, которые определяются исходя из требуемого направления максимума приемной ДНА  $\theta_0$ :

$$\dot{b}_n(\theta_0) = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d \sin(\theta_0)} \quad n = \overline{1, L}. \quad (6)$$

С выхода сумматора сигнал поступает на устройство внутрипериодной обработки, представленное, например, согласованным фильтром (СФ). Сигнал с выхода СФ поступает в дальнейшем на устройства междупериодной обработки.

Выходной эффект устройства пространственно-временной обработки ( $F(\alpha_c, \alpha)$ ) можно оценить при помощи многомерной функции рассогласования (МФР) [22]:

$$\Psi(\alpha_c, \alpha) = |F(\alpha_c, \alpha)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{X}^T(t, \alpha_c) \mathbf{X}^*(t, \alpha) dt \right|, \quad (7)$$

где  $\alpha_c$  – вектор параметров принятого сигнала;  $\alpha$  – вектор параметров ожидаемого сигнала;  $\mathbf{X}(t, \alpha)$  – ожидаемый сигнал;  $\mathbf{X}(t, \alpha_c)$  – принятый сигнал (при этом принятый сигнал полагают поданным на вход устройства обработки в отсутствие какой-либо помехи).

Наряду с МФР (7), часто вводят нормированную функцию рассогласования:

$$\rho(\alpha_c, \alpha) = \Psi(\alpha_c, \alpha) / \sqrt{\Psi(\alpha_c, \alpha_c) \Psi(\alpha, \alpha)}.$$

Каждое значение  $\rho = \rho(\alpha_c, \alpha)$  характеризует нормированное сигнальное напряжение на выходе детектора, после устройства оптимальной обработки при рассогласовании параметров  $\alpha_c$  и  $\alpha$ .

Для простоты будем анализировать функцию рассогласования по времени ( $\Delta\tau = t - t_r$ ) и одной угловой координате ( $\Delta\theta = \theta - \theta_0$ ), полагая рассогласование по прочим параметрам равным нулю.

Перепишем принятый сигнал с учетом отсутствия внутренних шумов:

$$\mathbf{X}(t, \theta_0) = f(t, \theta_0) \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin(\theta_0)} \\ \dots \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(L-1)d \sin(\theta_0)} \end{pmatrix}. \quad (8)$$

Тогда МФР (7), с учетом (4), (6) и (8), примет вид:

$$\Psi(\Delta\tau, \Delta\theta) = |F(\Delta\tau, \Delta\theta)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \left[ \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} f(t, \theta_0) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}nd \sin(\Delta\theta)} \right] u^*(t - \Delta\tau) dt \right|, \quad (9)$$

где  $u^*(t)$  – сигнал, комплексно-сопряженный закону модуляции ЗС.

Сечение функции рассогласования (9) плоскостью  $\Delta\theta = 0$  дает результат внутрипериодной обработки, а сечение плоскостью  $\Delta\tau = 0$  – форму приемной ДНА.

Кроме того, по виду выражения функции рассогласования можно построить структуру пространственно-временной обработки (см. выражение (9) и рис. 4).

Теперь, опираясь на структуру РЛС с АФАР, рассмотрим ММО РЛС с неразнесенными антеннами и кодированными сигналами.

**1.2. ММО РЛС с неразнесенными антеннами и кодированными сигналами.** По аналогии с РЛС с АФАР (см. рис. 3) определим передающую структуру для ММО РЛС (см. рис. 5).

По ИЗП сигнал с генератора опорного колебания (ГОК) поступает на  $K$  ФЗС, которые формируют систему  $K$  взаимно ортогональных сигналов [23]:

$$\dot{u}_m(t) = \dot{U}_m(t)e^{j2\pi f_0 t + \phi_0} \quad m = \overline{1, K};$$

$$\begin{cases} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{u}_m(t) \dot{u}_n^*(t) dt \approx 0, & m, n = \overline{1, K}; m \neq n; \\ \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{u}_m(t) \dot{u}_n^*(t) dt = 1, & m = n. \end{cases} \quad (10)$$

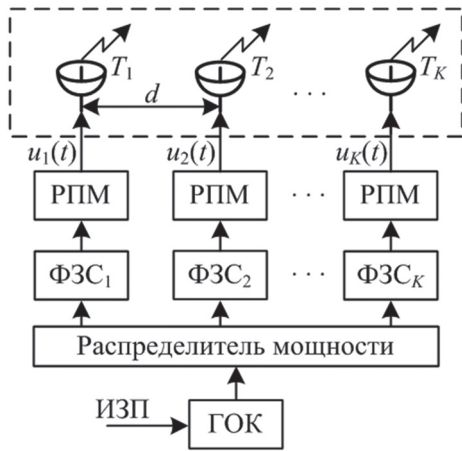


Рис. 5. Вариант передающей структуры МИМО РЛС с неразнесенными антеннами и кодированными сигналами

Как видно из рисунка 5, в передающей структуре МИМО, в отличие от РЛС с АФАР (см. рис. 3), отсутствует домножение на весовые коэффициенты  $\dot{a}_m(\theta_0)$ . Фазовые набеги, приобретаемые сигналами относительно передающей АР (см. выражение (11)), компенсируются при пространственно-временной обработке на приеме (см. рис. 6).

Каждый из  $K$  взаимно ортогональных сигналов излучается своим передающим элементом антенны  $T_m, m = \overline{1, K}$ . В каждом угловом направлении  $\theta$  излученные сигналы (10) суммируются, образуя аддитивную сумму. Тогда, по аналогии с (3), запишем излучаемое пространственно-временное поле как:

$$\dot{u}_{\Sigma \text{ рпу}}(t, \theta) = D_{\text{и}}(\theta) \sum_{m=1}^K \dot{u}_m(t) \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(m-1)d \cdot \sin(\theta)}. \quad (11)$$

Запишем выражение для аддитивной суммы (11), отраженной от цели с углового направления  $\theta_0$ :

$$f(t, \theta_0) = D_{\text{и}}(\theta_0) \cdot \dot{M}(t) \cdot \dot{u}_{\Sigma \text{ рпу}}(t - t_r, \theta_0, \theta_0) \times e^{j2\pi F_{\text{дс}} t} = D_{\text{и}}^2(\theta_0) \cdot \dot{M}(t) \cdot e^{j2\pi(f_0 + F_{\text{дс}})t} \times \sum_{m=1}^K \dot{U}_m(t - t_r) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(m-1)d \cdot \sin(\theta_0)}. \quad (12)$$

Тогда сигнал, в  $n$ -м элементе  $L$ -элементной приемной АР ( $R_n, n = \overline{1, L}$ ) с учетом фазовых набегов, можно записать как:

$$f_n(t, \theta_0) = f(t, \theta_0) \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d \sin(\theta_0)} + h_n(t), \quad n = \overline{1, L}.$$

Чтобы получить приемную структуру МИМО РЛС, по аналогии с (9), определим вид двумерной функции рассогласования.

Принятый сигнал с учетом отсутствия внутренних шумов можно записать аналогично (8). Тогда, по аналогии с (9), можно записать функцию рассогласования на выходе  $m$ -го ( $m = \overline{1, K}$ ) согласованного фильтра для  $m$ -го сигнала, выделенного из аддитивной суммы (12):

$$\Psi_m(\Delta\tau, \Delta\theta) = |F_m(\Delta\tau, \Delta\theta)| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \left[ \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} f(t, \theta_0) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} n d \sin(\Delta\theta)} \right] u_m^*(t - \Delta\tau) dt \right|, \quad (13)$$

где  $\dot{u}_m^*(t)$  – сигнал, комплексно-сопряженный  $m$ -му закону модуляции ЗС.

Аналогичная функция рассогласования будет на выходах остальных  $K-1$  СФ.

Сигналы с выходов СФ можно когерентно накопить с учетом фазовых набегов относительно передающей решетки (см. выражение (11)). Тогда функция рассогласования примет вид:

$$\Psi(\Delta\tau, \Delta\theta) = \left| \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{K-1} F_m(\Delta\tau, \Delta\theta) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} m d \sin(\Delta\theta)} \right|. \quad (14)$$

Из функции рассогласования (14), путем математических преобразований, можно получить ряд возможных структур пространственно-временной обработки в МИМО РЛС. При этом необходимо учитывать то, что сумму по  $K$  нельзя вносить под знак интеграла, т.к. информация о фазовых набегах относительно передающей АР может быть получена только после разделения сигналов в СФ.

На рисунке 6 представлен вариант приемной структуры МИМО, полученный в соответствии с (14).

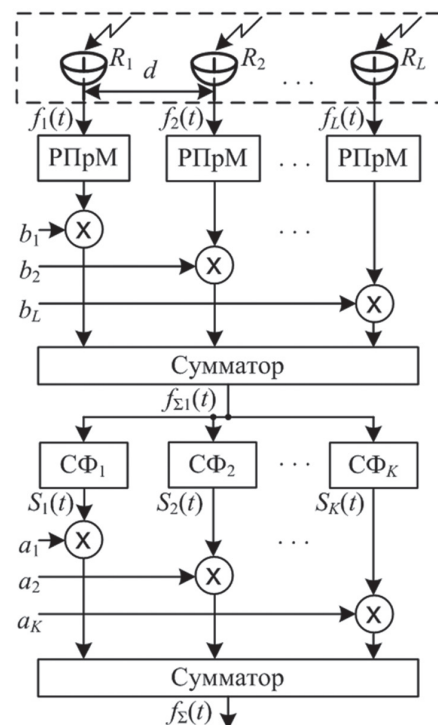


Рис. 6. Вариант приемной структуры МИМО РЛС с неразнесенными антеннами и кодированными сигналами



На первом сумматоре осуществляется пространственное когерентное накопление аддитивной суммы (12) по приемной решетке:

$$f_{\Sigma 1}(t) = \frac{1}{L} \cdot \sum_{n=1}^L f_n(t, \theta_0) \cdot \dot{b}_n(\theta_0), \quad (15)$$

где комплексные весовые коэффициенты  $\dot{b}_n$  рассчитываются в соответствии с (6).

Результат поступает на  $K$  согласованных фильтров, импульсная характеристика каждого из которых согласована со своим сигналом (10). На блоке СФ сигналы из аддитивной суммы (11) разделяются ( $S_m(t)$ ) и поступают на второй весовой сумматор, где осуществляется обработка, эквивалентная пространственному когерентному накоплению по передающей решетке:

$$f_{\Sigma}(t) = \frac{1}{K} \cdot \sum_{m=1}^K S_m(t, \theta_0) \cdot \dot{a}_m(\theta_0), \quad (16)$$

где комплексные весовые коэффициенты  $\dot{a}_m$  определяются в соответствии с (2).

Теперь проведем анализ некоторых тактико-технических характеристик для рассмотренных вариантов РЛС с АФАР и ММО.

## 2. ШИРИНА ДНА И КОЭФФИЦИЕНТ НАПРАВЛЕННОГО ДЕЙСТВИЯ

Для упрощения анализа, будем рассматривать линейную антенную решетку и, соответственно, ДНА в одной плоскости  $D(\theta)$ .

Выражение для амплитудной ДНА линейной эквидистантной (с расстоянием между элементами  $d \approx 0.5\lambda$ )  $L$ -элементной АР (см. рис. 7) имеет вид [24]:

$$D(\theta) = \left| \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} A_n e^{j(\frac{2\pi}{\lambda} n d \sin(\theta) - \varphi_n)} \right|, \quad (17)$$

где  $A_n$  и  $\varphi_n$  – амплитуда и фаза возбуждения  $n$ -го излучателя соответственно.

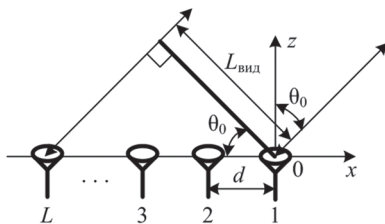


Рис. 7. Линейная эквидистантная АР

При этом будем считать, что амплитудное распределение на антенной решетке равномерное, а излучатели изотропны.

Чтобы получить ДНА на передачу для РЛС с АФАР (см. рис. 3), подставим (2) и экспоненциальную часть (3) в (17):

$$D_K(\theta) = \left| \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{K-1} \dot{a}_m(\theta_0) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} m d \sin(\theta)} \right|. \quad (18)$$

Очевидно, что приемная ДНА (см. рис. 4 и выражение (5)) рассчитывается аналогично (18):

$$D_L(\theta) = \left| \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} \dot{b}_n(\theta_0) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} n d \sin(\theta)} \right|. \quad (19)$$

Приемо-передающая ДНА будет определяться как произведение  $D_K(\theta)$  на  $D_L(\theta)$ .

Ширина ДНА прямо пропорциональна длине волны и обратно пропорциональна видимому раскрытию апертуры  $L_{\text{вид}}$  (см.рис. 7) [24]:

$$\Delta\theta = 51^\circ \frac{\lambda}{L_{\text{вид}}} = 51^\circ \frac{\lambda}{Ld \cdot \cos(\theta_0)}. \quad (20)$$

На рисунке 8 представлены передающая (приемная) и приемо-передающая ДНА для РЛС с АФАР при  $K = L = 4$ , и с межэлементным интервалом  $d = 0.5\lambda$ .

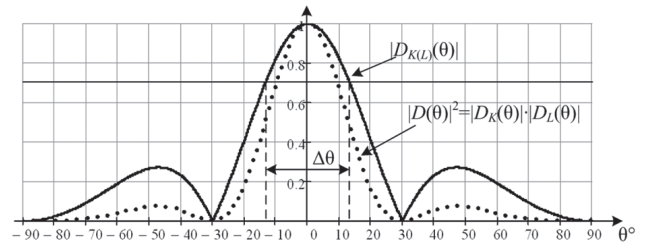


Рис. 8. Приемная (передающая) и приемо-передающая ДНА РЛС с АФАР

При равномерном амплитудном распределении коэффициент направленного действия  $L$ -элементной АР можно оценить по формуле [25]:

$$G = L \cdot G_{\text{и}}, \quad (21)$$

где  $G_{\text{и}}$  – КНД одного излучателя АР.

В соответствии с (21), для рассмотренного варианта РЛС с АФАР (см. рис. 3 и 4), КНД на передачу пропорционально  $K$ , а на прием –  $L$ .

Для ММО АР, ввиду излучения взаимно ортогональных сигналов, нельзя сформировать такое понятие как передающая ДНА, т.к. оно не имеет физического смысла. Можно говорить о передающей ДНА, которая соответствует ДН одного излучателя, для  $m$ -го сигнала.

Также сложно для ММО сформировать понятие приемной ДНА.

Из (15), зафиксировав время, можно получить выражение для условной приемной ДНА, которое будет аналогично (19).

После первого сумматора аддитивная сумма (12) разделяется в СФ. Сигналы на выходах СФ содержат информацию о фазовых набегках, которые сигналы приобрели при распространении от передающих элементов до цели (см. выражение (11)).

По аналогии с сигналом на выходе первого сумматора, из выражения (16), можно получить функцию от  $\theta$ , которая будет соответствовать (18). Эту функцию условно можно назвать передающей ДНА. Физически, на втором сумматоре осуществляется весовое пространственное когерентное накопление  $K$  сигналов.

В целом, зависимость сигнала на выходе второго сумматора от углового направления  $\theta$ , бу-

дет определяться как произведение (18) на (19), что по форме соответствует приемо-передающей ДНА РЛС с АФАР (см. рис. 8).

Таким образом, под приемной ДНА МИМО РЛС (в случае изотропного излучателя – приемо-передающей) будем понимать сечение функции рассогласования (14) плоскостью  $\Delta\tau = 0$ .

В соответствии с таким определением, для упрощения, под приемной ДНА МИМО также можно понимать произведение «условной» приемной ДНА (19) и «условной» передающей (18).

Ширина приемной ДНА МИМО будет в  $\sqrt{2}$  раз меньше значения, полученного в соответствии с (20).

Прежде чем определить значение КНД для приемной ДНА МИМО РЛС, рассмотрим возможность формирования более узкой приемной ДНА при неизменном числе передающих и приемных элементов АР [26].

Как видно из (20), с увеличением раскрыва апертуры, ширина ДНА уменьшается. При фиксированном значении длины волны, а также числа передающих и приемных элементов, увеличить размер антенны можно только увеличением межэлементного интервала. Однако это влечет за собой появление интерференционных максимумов.

Как было показано выше, приемную ДНА МИМО АР можно рассматривать как произведение  $D_K(\theta)$  на  $D_L(\theta)$ . Тогда, задав, например, в приемной решетке межэлементный интервал  $d_r = d$ , обеспечивающий единственность главного лепестка, можно увеличить интервал между передающими элементами  $d_t$  так, чтобы интерференционные максимумы  $D_K(\theta)$  попадали в нули  $D_L(\theta)$ .

Диаграмма направленности  $L$ -элементной АР имеет  $L-1$  нулей [24], положение которых  $\theta_{\text{нуль}}$  можно определить как:

$$\sin \theta_{\text{нуль}} = p \cdot \frac{\lambda}{Ld_r}, \quad (22)$$

где  $p = \pm 1, \pm 2, \dots$  номер нулевого излучения.

Положение главных лепестков  $\theta_{\text{max}}$  определяется как [24]:

$$\sin \theta_{\text{max}} = p \cdot \frac{\lambda}{d_t}, \quad (23)$$

где  $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$  номер главного лепестка.

Из выражений (22) и (23) видно, что для обеспечения единственности главного лепестка общей приемной диаграммы, необходимо обеспечить:

$$d_t = L \cdot d_r. \quad (24)$$

При этом ширина общей приемной ДНА будет эквивалентна ДН решетки с  $KL$  элементами. Более детально алгоритм синтеза геометрической структуры МИМО АР рассмотрен в [26].

На рисунке 9 представлен результат моделирования приемной ДН МИМО для  $K = L = 4$ , ин-

тервалом между приемными элементами  $d_r = 0.5\lambda$ , и интервалом между передающими  $d_t = Ld_r = 2\lambda$ .

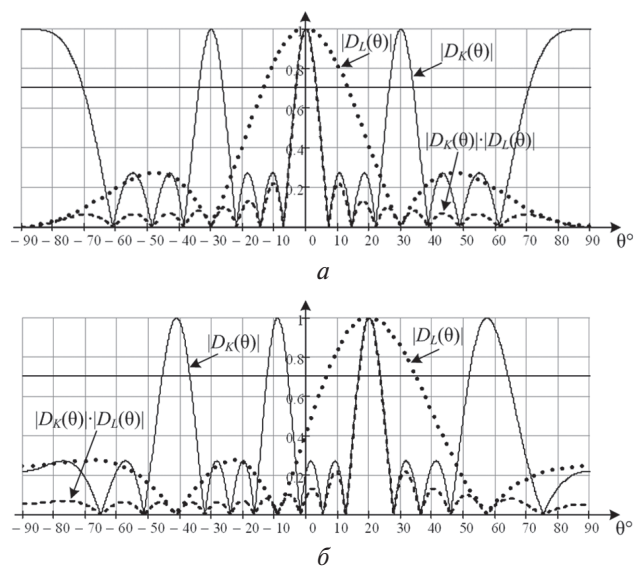


Рис. 9. Приемная ДНА МИМО АР при:  
 а — направлении главного максимума по нормали;  
 б — при отклонении максимума на  $\theta_0 = 20^\circ$

Из рисунка 9 видно, что при разнесении передающих элементов на расстоянии  $Ld$ , интерференционные максимумы  $D_K(\theta)$  попадают в нули  $D_L(\theta)$ .

Однако, в данном случае возникает вопрос о КНД. В классической теории антенн, КНД обратно пропорционально ширине ДНА. Но для МИМО АР КНД не изменится, т.к. число элементов решетки осталось неизменным. Применение разреженной решетки целесообразно с точки зрения улучшения разрешения по угловой координате.

Тогда под КНД приемной ДНА МИМО РЛС будем понимать КНД пропорциональное числу приемных элементов (см. выражение (21)).

### 3. СПОСОБЫ ОРГАНИЗАЦИИ ОБЗОРА ПРОСТРАНСТВА

Как оговаривалось в п. 3, мы рассматриваем линейную АР, а соответственно и обзор по одной угловой координате.

В литературе, как правило, рассматривается три вида обзора пространства [27]: последовательный, одновременный и смешанный (последовательный по одной координате и одновременный по другой). Так как мы рассматриваем обзор по одной координате, то будем анализировать только последовательный и одновременный обзоры.

В дальнейшем примем равными, для всех рассматриваемых вариантов, величину сектора обзора  $\theta_{\text{обз}}$  и время обзора данного сектора  $T_{\text{обз}}$ . При этом величина сектора обзора  $\theta_{\text{обз}}$  должна быть согласована с шириной ДНА одного элемента АР.

Рассмотрим последовательный обзор.

Для рассмотренных в п. 2 структур РЛС с АФАР и ММО последовательный обзор может быть организован как показано на рис. 10 (на рисунке штрихпунктирной линией показан сектор обзора, штриховой – передающая ДНА, сплошной – приемная).

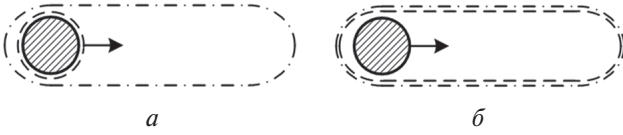


Рис. 10. Последовательный обзор пространства: а – для РЛС с АФАР; б – для ММО РЛС

В соответствии с рисунком 10, в РЛС с АФАР узкий приемо-передающий луч с КНД  $KG_n$  и подводимой мощностью  $KP_0$  (см. п.2 и п.3), последовательно во времени просматривает сектор сканирования  $\theta_{обз}$ .

В ММО РЛС каждый из  $K$  взаимно ортогональных сигналов с мощностью  $P_0$ , через свой элемент АР с КНД  $G_n$  облучает весь сектор, а узкая приемная ДНА осуществляет его последовательный обзор.

Определим количество раздельно разрешаемых секторов (элементов разрешения по угловой координате), просматриваемых за время обзора [27]:

$$m_\theta = \frac{\theta_{обз}}{\Delta\theta_p}, \quad (25)$$

где  $\Delta\theta_p$  – ширина ДНА на уровне половинной мощности.

В соответствии с п.3 можно сказать, что для ММО РЛС этот параметр будет идентичен. А соответственно будут одинаковыми и время облучения одного сектора:

$$t_{обл} = \frac{T_{обз}}{m_\theta} = T_{обз} \frac{\Delta\theta_p}{\theta_{обз}}. \quad (26)$$

Время облучения одного сектора непосредственно связано с числом накапливаемых импульсов, а соответственно и эффективностью устройств накопления отраженного сигнала.

Хоть и реализация последовательного обзора проще, но она существенно ограничивает количество накапливаемых импульсов (см. выражение (26)). В литературе это назвали «импульсным голодом» [27].

Рассмотрим одновременный обзор.

При реализации одновременного (или параллельного) обзора, на прием, как правило, формируют веер лучей, перекрывающий весь сектор сканирования (см. рис. 11). Веер приемных лучей можно реализовать, например, при помощи матрицы Батлера [28]. На передачу наиболее распространены два варианта [27]: формирование широкой ДНА, как правило, косеконсной формы (см. рис. 11, а), либо формирование веера передающих лучей при помощи той же матрицы Батлера (см. рис. 11, б).

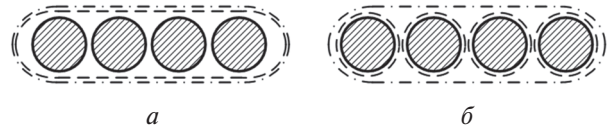


Рис. 11. Одновременный обзор пространства: а – для РЛС с АФАР с широкой передающей ДНА (для ММО РЛС); б – для РЛС с АФАР с веером лучей на передачу

Чтобы реализовать в РЛС с АФАР широкую ДНА на передачу, необходимо конструктивное изменение передающей антенны. При этом, при сохранившейся подводимой мощности  $KP_0$ , мы теряем в КНД ( $G_n$ ).

При реализации на передачу веера из  $K$  лучей [28], мы сохраняем КНД ( $KG_n$ ), но теряем мощность в каждом луче ( $P_0$ ), опять же при условии одинаковой подводимой мощности.

Однако, как показано в [27], мы размениваем эти потери на большее время облучения, а значит и число накапливаемых импульсов.

Для ММО РЛС реализация одновременного обзора значительно проще. В ней уже каждый сигнал облучает весь сектор. Остается лишь сформировать веер лучей на прием. При этом, энергетические параметры остаются неизменными, в отличие от РЛС с АФАР.

Вариант модификации приемной структуры рис. 6, для реализации веера лучей на прием, представлена на рис. 12.

Структура рис. 12 отличается от рассмотренной ранее структуры лишь тем, что пространственное когерентное накопление по приемной решетке (выход первого сумматора, см. рис. 6) осуществляется одновременно для  $L$  угловых направлений. Далее в каждом канале реализован идентичный блок обработки с  $K$  согласованными фильтрами и пространственным когерентным накоплением по передающей решетке. При этом все энергетические соотношения сохраняются такими же, как и для структуры рис. 6.

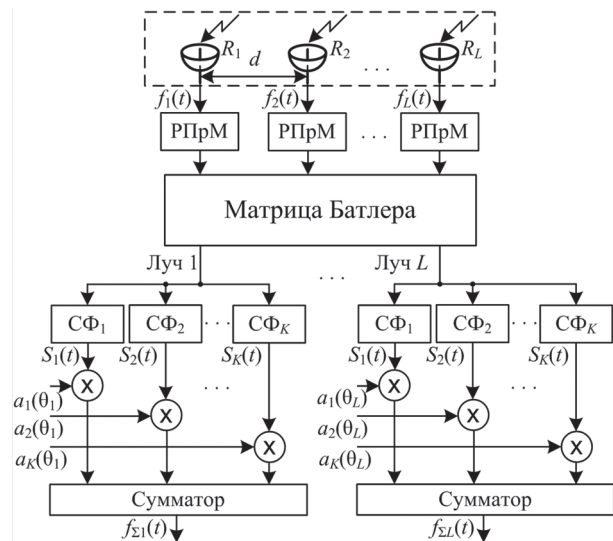


Рис. 12. Вариант приемной структуры ММО РЛС при реализации одновременного обзора



Также в этом пункте стоит оговорить одну особенность ММО РЛС.

Принципы ММО РЛС позволяют синтезировать ДНА на передачу требуемой формы [1, 5, 29]. Это можно использовать, например, для постановки прицельных по пространству активных шумовых помех, или, как предложено в [5], в медицинской отрасли для ультразвукового гипертермического лечения.

ДН передающей антенны по мощности можно записать в векторно-матричной форме [1]:

$$P(\theta) = \mathbf{a}(\theta)^{*T} \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{a}(\theta), \quad (27)$$

где

$\mathbf{a} = \left\| \exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda} \cdot T_{x_1} \sin \theta\right\}, \dots, \exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda} \cdot T_{x_K} \sin \theta\right\} \right\|^T$  – вектор, определяющий направление излучения передающей антенны;  $T_{x_m}$  – координата  $m$ -го передающего элемента.

$1/T_0 \int u_m(t) \cdot u_n^*(t) dt = R_{mn} \quad m, n = \overline{1, K}$  – элемент нормированной корреляционной матрицы  $\mathbf{R}$  излучаемых сигналов.

Из (27) видно, что для синтеза ДН на передачу требуемой формы, при заданном расположении элементов АР (значение вектора  $\mathbf{a}$ ), необходимо найти нормированную корреляционную матрицу излучаемых сигналов  $\mathbf{R}$ . Для определения матрицы  $\mathbf{R}$  из (27) используют, например, метод решения системы уравнений способом QR разложения [29]. После определения матрицы  $\mathbf{R}$ , можно найти структуру системы зондирующих сигналов:

$$\mathbf{U}(t) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{Y}(t), \quad (28)$$

где  $\mathbf{U}(t) = \|U_1(t) \dots U_K(t)\|^T$  – векторная функция  $K$  синтезированных взаимно-коррелированных узкополосных шумовых ЗС;

$\mathbf{Y}(t) = \|Y_1(t) \dots Y_K(t)\|^T$  – векторная функция  $K$  опорных взаимно-ортогональных узкополосных шумовых сигналов;  $\mathbf{H} = \mathbf{R}^{1/2}$  – квадратный корень из матрицы  $\mathbf{R}$ .

Однако, данный принцип вряд ли применим в активных РЛС. Из (28) очевидно, что требуемая форма ДНА достигается за счет внесения в исходные взаимно ортогональные сигналы частичной корреляции. А это будет ухудшать эффективность разделения аддитивной суммы таких сигналов согласованными фильтрами (см. рис. 6), что, в свою очередь, негативно повлияет на формирование приемной ДНА и ОСШ.

#### 4. ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ-ШУМ

В работах, посвященных ММО РЛС, анализу такой важнейшей характеристики, как ОСШ уделяется крайне мало внимания. При этом в некоторых работах (см., например, [6]) говорится об ухудшении ОСШ, но не оговаривается для какой структуры ММО РЛС проводится сравнение.

Цель данного пункта – проверить, как соотносятся ОСШ для рассмотренных в п. 1 ММО

РЛС и РЛС с АФАР при организации последовательного и одновременного обзоров. Значения ОСШ будем рассматривать: для РЛС с АФАР – на выходе СФ, а для ММО – на выходе устройства весовой пространственной обработки (выход второго сумматора) (см. рис. 4, 6 и 12).

**4.1. Последовательный обзор.** Определим ОСШ для РЛС с АФАР.

Сперва запишем плотность потока мощности у цели, создаваемую одним элементом АР [18]:

$$P_{ц1} = \frac{P_0 \cdot G_{ц}}{4\pi \cdot r_{ц}^2}. \quad (29)$$

Тогда плотность потока мощности у цели, создаваемой  $K$ -элементной АР:

$$P_{ц} = \frac{(K \cdot P_0) \cdot (K \cdot G_{ц})}{4\pi \cdot r_{ц}^2} = \frac{K^2 \cdot P_0 \cdot G_{ц}}{4\pi \cdot r_{ц}^2}. \quad (30)$$

Плотность потока мощности у приемной антенны:

$$P_{пр} = \frac{K^2 \cdot P_0 \cdot G_{ц} \cdot \sigma_{ц}}{(4\pi)^2 \cdot r_{ц}^4}. \quad (31)$$

Площадь приемной  $L$ -элементной АР:

$$S_{пр} = \frac{\lambda^2 \cdot (L \cdot G_{ц})}{4\pi}. \quad (32)$$

Тогда принятая мощность на выходе сумматора (см. рис. 4):

$$\sigma_{са}^2 = P_{пр} \cdot S_{пр} = \frac{K^2 L P_0 G_{ц}^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 r_{ц}^4}. \quad (33)$$

Отношение сигнал-шум на выходе устройства внутрипериодной обработки определяется как [18]:

$$\gamma = \frac{\sigma_{са}^2 \cdot T_0}{N_0}, \quad (34)$$

где  $N_0$  – спектральная плотность мощности (СПМ) внутренних шумов на выходе устройства пространственной обработки.

При этом, из (5) можно увидеть, что СПМ внутренних шумов на выходе сумматора (см. рис. 4), будет равна СПМ шумов в одном приемном канале, которая, в свою очередь, определяется коэффициентом шума РПРУ одного канала.

Тогда ОСШ для РЛС с АФАР:

$$\gamma_{афар} = \frac{K^2 L P_0 T_0 G_{ц}^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 r_{ц}^4 N_0}. \quad (35)$$

Теперь определим ОСШ для ММО РЛС.

Плотность потока мощности у цели, создаваемая  $m$ -м элементом передающей АР ( $m = \overline{1, K}$ ), будет аналогична (29). Так как излучаемые сигналы взаимно ортогональны, то считать суммарную плотность потока мощности у цели, с точки зрения ОСШ, некорректно. По аналогии с (31), определим плотность потока мощности у приемной АР, создаваемую  $m$ -м излучателем:

$$P_{пр1} = \frac{P_0 \cdot G_{ц} \cdot \sigma_{ц}}{(4\pi)^2 \cdot r_{ц}^4}. \quad (36)$$



Тогда принятая мощность от  $m$ -го излучателя на выходе первого сумматора (см. рис. 6):

$$\sigma_{cm1}^2 = \Pi_{пр1} \cdot S_{пр} = \frac{LP_0 G_{и}^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 r_{ц}^4}. \quad (37)$$

Отношение сигнал шум на выходе  $m$ -го СФ можно определить как:

$$\gamma_{mimo1} = \frac{LP_0 T_0 G_{и} \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 r_{ц}^4 N_0} \cdot \alpha_{СФ}, \quad (38)$$

где  $\alpha_{СФ}$  – потери на дешифрацию, возникающие при суммировании на выходах СФ боковых остатков автокорреляционной функции с остатками взаимно корреляционных функций других сигналов.

При одновременном излучении  $K$  взаимно ортогональных сигналов, ОСШ (38) будет на выходах каждого из  $K$  СФ. На втором сумматоре (см. рис. 6) осуществляется пространственное когерентное накопление, а соответственно ОСШ увеличится в  $K$  раз. Тогда ОСШ на выходе второго сумматора можно определить как:

$$\gamma_{mimo} = K \cdot \gamma_{mimo1} = \frac{KLP_0 T_0 G_{и}^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 r_{ц}^4 N_0} \cdot \alpha_{СФ}. \quad (39)$$

Из (35) и (39) получим отношение ОСШ РЛС с АФАР к ММО:

$$\frac{\gamma_{афар}}{\gamma_{mimo}} = K \cdot \alpha_{СФ}. \quad (40)$$

Если пренебречь потерями на дешифрацию, то из (40) видно, что при организации последовательного обзора ОСШ ММО РЛС в  $K$  раз хуже, чем в РЛС с АФАР. Это обусловлено отсутствием в ММО РЛС диаграммы направленности передающей решетки.

**4.2. Одновременный обзор.** При одновременном обзоре, без потери общности, ОСШ будем рассматривать в одном луче.

Определим ОСШ для РЛС с АФАР при одновременном обзоре.

Как оговаривалось в п.4, при реализации одновременного обзора в РЛС с АФАР, появляются потери либо в КНД, либо в мощности. Проведем сравнение для случая формирования на передачу широкой ДНА (см. рис. 15,а).

Тогда, по аналогии с (31), плотность потока мощности у цели, создаваемой  $K$ -элементной АР, равна:

$$\Pi_{ц} = \frac{(K \cdot P_0) \cdot G_{и}}{4\pi \cdot r_{ц}^2} = \frac{K \cdot P_0 \cdot G_{и}}{4\pi \cdot r_{ц}^2}. \quad (41)$$

Плотность потока мощности у приемной антенны:

$$\Pi_{пр} = \frac{K \cdot P_0 \cdot G_{и} \cdot \sigma_{ц}}{(4\pi)^2 \cdot r_{ц}^4}. \quad (42)$$

Тогда, с учетом (32), принятая мощность на выходе сумматора (см. рис. 4):

$$\sigma_{ca}^2 = \Pi_{пр} \cdot S_{пр} = \frac{KLP_0 G_{и}^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 r_{ц}^4}. \quad (43)$$

Тогда ОСШ для РЛС с АФАР:

$$\gamma_{афар} = \frac{KLP_0 T_0 G_{и}^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 r_{ц}^4 N_0}. \quad (44)$$

Для ММО РЛС значение ОСШ не изменится. А соответственно отношение ОСШ, с учетом (39) и (44):

$$\frac{\gamma_{афар}}{\gamma_{mimo}} = \alpha_{СФ} \approx 1. \quad (45)$$

Таким образом, при реализации одновременного обзора ОСШ РЛС с АФАР и ММО можно считать равными.

**4.3. Возможности по компенсации потерь в ОСШ.** Ухудшение ОСШ при последовательном обзоре обсуждалось в некоторых работах [1, 2]. Для частичной компенсации данного эффекта в [1] предлагалось увеличивать время наблюдения за счет реализации одновременного обзора.

Значение ОСШ на выходе устройства когерентного накопления можно записать как [18]:

$$\rho = \gamma \cdot v_{кн} = \gamma \cdot F_{п} / \Delta F_{п} \approx \gamma \cdot L_{кн}, \quad (46)$$

где  $v_{кн}$  – эффективность устройства когерентного накопления (КН);  $F_{п}$  – частота повторения импульсов;  $\Delta F_{п}$  – ширина АЧХ устройства когерентного накопления;  $L_{кн}$  – число когерентно накапливаемых импульсов.

Тогда, для компенсации потерь в ОСШ за счет КН, необходимо увеличивать число накапливаемых импульсов в  $L_{кн}$  раз. Для случая «дружных» флуктуаций отраженного сигнала  $L_{кн} \approx K$ .

Однако, для реализации КН на всем интервале наблюдения требуется значительное усложнение РЛС (длительная когерентность аппаратуры и т.п.) [22]. В [2] предлагалось перейти к некогерентному накоплению (НН) на всем интервале наблюдения. Но, как известно, это сопровождается энергетическими потерями (см., например, [27]).

Определим энергетические потери НН в сравнении с КН. При этом, в качестве предельного случая, рассмотрим эти потери для сигнала в отсутствии флуктуаций.

Чтобы определить энергетические потери, например, можно при заданном значении вероятности ложной тревоги  $F$ , построить характеристики обнаружения для КН и НН на всем интервале наблюдения. Далее, задав вероятность правильного обнаружения  $D$ , по кривым обнаружения опередить отношение ОСШ, при котором обеспечивается заданная вероятность при НН и КН.

Вероятность правильного обнаружения, при КН  $N$  импульсов в отсутствии флуктуаций, определяется через Q-функцию Маркума ( $Q[N\gamma, \ln(1/F)]$ ) [22]:

$$D(N\gamma) = Q[N\gamma, \ln(F^{-1})] = e^{-N\gamma - \ln(F^{-1})} \cdot \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{(N\gamma)^k}{k!} \sum_{l=0}^k \frac{(\ln(F^{-1}))^l}{l!}, \quad (47)$$

где  $\gamma$  – ОСШ на выходе устройства внутрипериодной обработки.

Вероятность правильного обнаружения, при  $N$  импульсов в отсутствии флуктуаций, определяется через модифицированную функцию Бесселя первого рода ( $I_{N-1}(u)$ ) [22]:

$$D(N\gamma) = \int_{s_0}^{+\infty} (s/N\gamma)^{(N-1)/2} e^{-(s+N\gamma)} I_{N-1}(2\sqrt{sN\gamma}) ds, \quad (48)$$

где  $s_0$  – значение порогового уровня, определяемое через вероятность ложной тревоги и отношение неполной  $\Gamma(n, x)$  и полной  $\Gamma(n)$  гамма-функций:

$$F(N) = \Gamma(N, s_0) / \Gamma(N). \quad (49)$$

На рисунке 13 представлена зависимость энергетических потерь от числа импульсов для различных  $D$  и  $F$ .

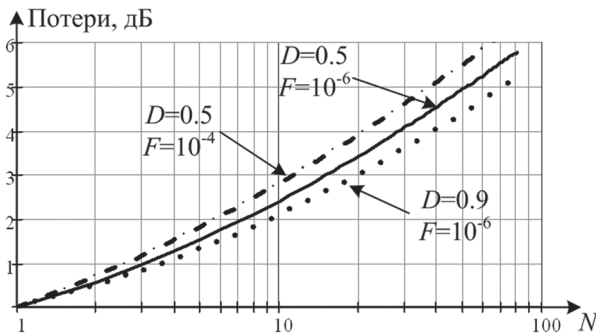


Рис. 13. Кривые потерь некогерентного накопления по сравнению с когерентным в отсутствии флуктуаций

В соответствии с (40) потери в ОСШ при последовательном обзоре  $\approx K$ . Тогда, для компенсации потерь необходимо увеличить количество когерентно накапливаемых импульсов в  $K$  раз. При этом, если их копировать некогерентно, потери определяются в соответствии с кривыми потерь (см. рис. 13).

Без потери общности, можно сказать, что расчет энергетических потерь рисунка 13 можно применить для пространственного накопления на втором сумматоре в ММО РЛС (см. рис. 6), т.е. если суммировать сигналы по передающей решетке некогерентно. Это позволит не усложнять передающую аппаратуру с целью обеспечения когерентности излучаемых сигналов.

### 5. СКРЫТНОСТЬ

Проблема скрытного радиолокационного зондирования или LPI проблема (Low Probability of interception – низкая вероятность перехвата), неоднократно обсуждалась в ряде работ [22, 30, 31]. Рассмотрим, как соотносятся характеристики скрытности в РЛС с АФАР и ММО.

В качестве критерия для оценки энергетической скрытности работы РЛС используем отношение дальности обнаружения РЛС  $r_{обн}$  к дальности разведки ЗС РЛС средствами РТР противника в режиме обнаружения  $r_{ртр}$  [30]:

$$Q = \frac{r_{обн}}{r_{ртр}}. \quad (50)$$

Определим коэффициент скрытности для РЛС с АФАР и ММО, при организации в обеих системах последовательного обзора.

Для упрощения, под дальностью обнаружения РЛС будем понимать дальность обнаружения в свободном пространстве в отсутствии накопления отраженного сигнала [18], тогда для РЛС с АФАР, учетом (35):

$$r_{обнАФАР} = \sqrt[4]{\frac{K^2 LP_0 T_0 G_{и}^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 N_0 \cdot \gamma_{ртр}}}, \quad (51)$$

где  $\gamma_{ртр}$  – ОСШ на выходе устройства внутрипериодной обработки, требуемое для обеспечения заданных  $D$  и  $F$ .

Дальность РТР определяется через требуемое ОСШ на выходе приемника станции РТР  $\gamma_{ртр}$  [32], с учетом (30):

$$r_{ртрАФАР} = \sqrt{\frac{K^2 P_0 G_{и} G_{ртр} \lambda^2 T_a}{(4\pi)^2 \gamma_{ртр} \cdot N_{0ртр}} \cdot K_{пот} \eta_{бок}}, \quad (52)$$

где  $G_{ртр}$  – КНД приемной антенны станции разведки,  $K_{пот}$  – коэффициент потерь в условиях априорной неопределенности структуры разведываемого сигнала;  $T_a$  – длительность временного наблюдения сигнала станцией РТР (время анализа);  $N_{0ртр}$  – СПМ внутренних шумов приемника станции РТР;  $\eta_{бок}$  – уровень боковых лепестков (УБЛ) ДНА РЛС.

Дальность обнаружения в свободном пространстве для ММО определяется с учетом (39):

$$r_{обнММО} = \sqrt[4]{\frac{KLP_0 T_0 G_{и}^2 \lambda^2 \sigma_{ц}}{(4\pi)^3 N_{0\Sigma} \cdot \gamma_{ртр}}}. \quad (53)$$

Соответственно дальность РТР:

$$r_{ртрММО} = \sqrt{\frac{KP_0 G_{и} G_{ртр} \lambda^2 T_a}{(4\pi)^2 \gamma_{ртр} \cdot N_{0ртр}} \cdot K_{пот} \eta_{бок1}}, \quad (54)$$

где  $KP_0$  – суммарная импульсная мощность передатчика, полученная некогерентным сложением взаимно ортогональных сигналов с  $K$  передающих элементов;  $\eta_{бок1}$  – УБЛ ДНА одного элемента АР.

Подставим (51), (52) и (53), (54) в (50), и определим отношение коэффициентов скрытности ММО системы и РЛС с АФАР:

$$\frac{Q_{ММО}}{Q_{АФАР}} = \sqrt[4]{K \cdot \left( \frac{\eta_{бок}}{\eta_{бок1}} \right)^2}. \quad (55)$$

Для главного лепестка  $\theta = \theta_0$  ( $\eta_{бок} / \eta_{бок1} = 1$ ), можно сказать, что скрытность ММО РЛС в  $\sqrt[4]{K}$  раз лучше, чем в РЛС с АФАР. Однако, для  $\theta \neq \theta_0$  значение (55) будет зависеть от соотношения УБЛ передающей  $K$ -элементной АР (для РЛС с АФАР) и ДН одного элемента (для ММО) в заданном угловом направлении  $\theta$ .

Определим отношение коэффициентов скрытности ММО системы и РЛС с АФАР с различными амплитудными распределениями по АР. В качестве исходных данных примем: длина волны  $\lambda = 3$  см; межэлементный интервал, обеспечивающий единственность главного лепестка  $d = 0.5\lambda$ ; число элементов АР  $K = L = 9$ ; тип одного излучателя АР – полуволновой вибратор с КНД  $G_{и} = 3.5$ ; типы амплитудного распределения – равномерное, косинусоидальное (окно Ханна) и комбинированное (окно Хэмминга).

Введем в (55) зависимость от углового направления  $\theta$ :

$$\Delta Q(\theta) = \frac{Q_{\text{ММО}}(\theta)}{Q_{\text{АФАР}}(\theta)} = 4 \sqrt{K' \cdot \left( \frac{|D(\theta)|^2}{|D_{и}(\theta)|^2} \right)^2},$$

где  $K'$  – отношение мощностей ЗС РЛС с АФАР к ММО ( $K$  для равномерного амплитудного распределения,  $< K$  для других распределений);  $D(\theta)$  – нормированная к единице ДН АФАР;  $D_{и}(\theta)$  – нормированная к единице ДН полуволнового вибратора.

Результат расчета зависимости отношения коэффициентов скрытности ММО системы и РЛС с АФАР представлен на рис. 14.

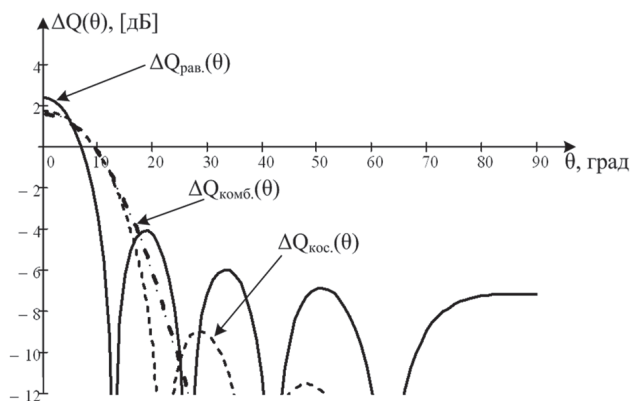


Рис. 14. Зависимость отношения  $Q_{\text{ММО}}$  к  $Q_{\text{АФАР}}$  от углового направления  $\theta$  для различных амплитудных распределений

Из рис. 14 видно, что коэффициент скрытности у ММО РЛС лучше лишь в пределах главного лепестка ДН АФАР, что объясняется значительно большим УБЛ одного излучателя в сравнении с УБЛ АФАР.

Теперь определим коэффициент скрытности для РЛС с АФАР и ММО, при организации в обеих системах одновременного обзора.

В соответствии с (45) можно сказать, что дальности обнаружения будут одинаковыми.

При одновременном обзоре в РЛС с АФАР формируется веер передающих лучей или широкая передающая ДНА (см. п. 4), согласованная с сектором сканирования, который в свою очередь, должен быть согласован с ДН одного элемента. Тогда можно сказать, что при организации одновременного обзора скрытность РЛС с АФАР и ММО одинаковы.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенный в работе анализ некоторых тактико-технических характеристик узкополосной ММО РЛС с неразнесенными антеннами и кодированными сигналами позволил сделать следующие выводы.

1. В ММО системе цель облучается аддитивной суммой  $K$  взаимно ортогональных сигналов, излученных  $K$  передающими элементами, а  $L$  -элементная приемная решетка обеспечивает одновременный прием и обработку этих сигналов.

2. Для ММО РЛС сложно сформировать понятия передающей и приемной ДНА. Передающую ДНА можно рассматривать лишь как ДН одного элемента АР для  $m$ -го сигнала. Под приемной ДНА ММО понимается сечение двумерной функции рассогласования (14) плоскостью  $\Delta\tau = 0$ . Кроме того, принципы ММО РЛС позволяют получать более узкую приемную ДНА, за счет формирования разреженной передающей (приемной) решетки.

3. ММО систему наиболее целесообразно применять для реализации одновременного обзора по угловым координатам. В РЛС с АФАР, чтобы реализовать одновременный обзор, необходимо на передачу формировать веер передающих лучей, либо широкую ДНА, перекрывающую весь сектор, что сопровождается энергетическими потерями. В ММО РЛС, изначально каждый сигнал облучает весь сектор. Остается лишь сформировать веер лучей на прием. При этом, энергетические параметры остаются неизменными, в отличие от РЛС с АФАР.

5. При реализации последовательного обзора в ММО РЛС отношение сигнал-шум на выходе устройства пространственно-временной обработки примерно в  $K$  раз хуже, чем в РЛС с АФАР, что обусловлено ненаправленным излучением на передачу. При одновременном обзоре, ОСШ в обеих системах примерно одинаковы, т.к. энергетические характеристики РЛС с АФАР ухудшаются (примерно в  $K$  раз), а у ММО – остаются неизменными, что говорит в пользу применения ММО при одновременном обзоре по угловым координатам.

6. При организации последовательного обзора ММО РЛС обеспечивает лучшую скрытность радиолокационного наблюдения, чем РЛС с АФАР в области главного лепестка ДН АФАР, но в области боковых лепестков скрытность ММО хуже, что объясняется значительно большим УБЛ одного излучателя в сравнении с УБЛ АФАР. При этом, при одновременном обзоре, скрытность обеих систем можно считать примерно одинаковой.

7. Одно из направлений применения ММО РЛС – повышение живучести, чего можно добиться разнесением элементов передающей АР в пространстве.



## Литература

- [1] Черняк В.С. О новом направлении в радиолокации: ММО РЛС. // Прикладная радиоэлектроника. – 2009. – № 7. – С.34–46.
- [2] Черняк В.С. Многопозиционные радиолокационные системы на основе ММО РЛС. // Успехи современной радиоэлектроники. – 2012. – № 8. С. 29–45.
- [3] Li J., Stoica P., Xie Y. On probing signal design for MIMO radar // IEEE Trans. on Signal Processing. Vol. 55, No. 8. P. 4151–4161.
- [4] Frazer G.J., Abramovich Y.I., Johnson B.A., and Robey F.C. Recent Results in MIMO Over-the-Horizon Radar. // Proc. 2008 IEEE Radar Conf. Rome, Italy. P. 789–794.
- [5] Jiane Li, Petre Stoica MIMO radar signal processing. New Jersey: A John Wiley & sons inc., 2009. – 448 p.
- [6] Fred Daum, Jim Huang. MIMO Radar: Snake Oil or Good Idea MIMO РЛС. // IEEE A&E Systems Magazine, May 2009.
- [7] Dorey J., Blanchard Y., Christophe F. Le projet RIAS, une approche nouvelle du radar de surveillance айrienne // Colloque International dur le radar. 1984. Versailles, France.
- [8] Dorey J., Garnier G., Auvray G. RIAS, synthetic impulse and antenna radar // Proc. Int. Conf on Radar. 1989. Paris, P 556–562.
- [9] Alamouti S.M. A simple transmit diversity technique for wireless communications // J. Sel. Areas Commun. 1998. Vol.16, No. 8. – P. 1451–1458.
- [10] Foshini G.J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas // Bell Labs. Tech. J. 1996. Vol. 1, No. 2. – P. 41–59.
- [11] Tarokh V., Seshadri N., and Calderbank A. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction //IEEE Trans. Inf. Theory. 1998. Vol. 44, No. 2. –P. 744–765.
- [12] Rabideau D.J., Parker P.A. Ubiquitous MIMO Multifunction Digital Array Radar...and the Role of Time-Energy Management in Radar. Project Report DAR-4. Lincoln Laboratory Massachusetts Institute of Technology, 2004.
- [13] Rabideau D.J., Parker P. Ubiquitous MIMO multifunction digital array radar // Conference Records of the 38<sup>th</sup> Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA. USA. 2003. Vol. 1. – P. 1057–1064.
- [14] Fishler E. et al. MIMO radar: an idea whose time has come. //Proc. of the IEEE Radar Conf. April 2004, Philadelphia, USA. – P.71–78.
- [15] Hongbin Li, Braham Himed. Transmit Subaperturing for MIMO Radars With Co-Located Antennas. // IEEE journal of selected topics in signal processing, vol. 4, no.1, february 2010.
- [16] Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.
- [17] Многопозиционные радиотехнические системы / В.С. Кондратьев, А.Ф. Котов, Л.Н. Марков; Под. ред. проф. В.В. Цветнова. – М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.
- [18] Охрименко А.Е. Теоретические основы радиолокации и РЭБ. Часть I. – М.: Воениздат, 1983.
- [19] Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004.
- [20] Пистолькорс А.А. Антенны. – М.: Государственное издательство литературы по вопросам радио и связи, 1947.
- [21] Вовшин Б.М. Сверхширокополосные РЛС обнаружения и классификации воздушных объектов с безынерционным обзором пространства: диссертация доктора технических наук: 05.12.14. – М., 2005. – 360 с.
- [22] Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп./ Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007.
- [23] Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 2000.
- [24] Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: Учеб. пособие для вузов/ Под ред. Д.И. Воскресенского. 3-е изд. доп. и перераб. – М.: Радиотехника, 2003.
- [25] Справочник по радиолокации. Под ред. М. Скольника. Нью-Йорк, 1970. Пер. с англ. (в четырех томах) под общей ред. К.Н.Трофимова. Том 2. Радиолокационные антенные устройства. Под ред. П.И. Дудника. – М., «Сов. радио», 1977.
- [26] Горшков С.А., Оргиш П.И. Алгоритм синтеза геометрической структуры антенной решетки ММО РЛС. // Мн: «Доклады БГУИР», 2012, №8 (70). – С. 93–99.
- [27] Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д. Ширмана. Учебное пособие для ВУЗов – М.: «Советское радио», 1970.
- [28] Вендик О.Г., Парнес М.Д. Антенны с электрическим сканированием / Под ред. Л.Д. Бахраха. – М.: 2001.
- [29] Горшков С.А., Оргиш П.И. Синтез временной структуры системы шумовых сигналов ММО РЛС по заданной характеристике направленности АФАР на передачу. // Мн: «Доклады БГУИР», 2011, № 6 (60). – С. 26–33.
- [30] Ткаченко В.П. Комплексное решение проблемы обнаружения, опознавания, распознавания целей, помехозащищенности и живучести радиолокационного вооружения на основе синтеза шумоподобных сигналов. – СПб.: МВАА, 2008. – 260 с.
- [31] К вопросу о сигналах с минимальными и максимальными вероятностями обнаружения в радиолокации / Я.Д. Ширман, В.М. Орленко, // Прикладная радиоэлектроника. 2002. №1. – С. 27–35.
- [32] Смирнов Ю.А. Радиотехническая разведка. – М. 2001.

Поступила в редколлегию 21.06.2013

**Горшков Сергей Анатольевич**, кандидат технических наук, доцент. В настоящее время начальник кафедры радиолокации и приемопередающих устройств учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь». Научные интересы: моделирование, обнаружение, измерение и распознавание локационных сигналов.







**Оргиш Павел Иванович**, магистр технических наук. В настоящее время аспирант кафедры радиолокации и приема-передающих устройств учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь». Научные интересы: МИМО (Multiple Input Multiple Output) радиолокационные системы, повышение скрытности и живучести средств активной локации.

УДК 621.396.96

**Аналіз характеристик МИМО РЛС / П.І. Оргиш, С.А. Горшков // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2013. – Том 12. – № 3. – С. 387–399.**

У статті розглянуто аналіз деяких тактико-технічних характеристик МИМО РЛС. Показано переваги МИМО РЛС у кутовому розмірі цілей, що досягаються формуванням розрідженої антенної решітки. Також у роботі показано, що МИМО РЛС найбільш до-

цільно застосовувати для реалізації одночасного огляду за кутовими координатами.

*Ключові слова:* МИМО радіолокаційна система, активна фазована решітка.

Іл.: 14. Бібліогр.: 32 найм.

UDC 621.396.96

**Analysis of MIMO radar characteristics / P.I. Orgish, S.A. Gorshkov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2013. – Vol. 12. – № 3. – P. 387-399.**

The MIMO (Multiple – Input – Multiple – Output) radar has been actively discussed in the literature in the last ten years. The authors consider a number of advantages of such systems: improvement of angular resolution and accuracies of evaluating angular coordinates, the best abilities to adapt etc. However, not all agree to the merits of MIMO systems, mainly because of the losses in the signal-noise ratio. The paper presents an analysis of some MIMO radar characteristics and compares the said characteristics with a radar having an ordinary active phased array.

*Keywords:* MIMO radar, active phased array.

Fig.: 14. Ref.: 32 items.