

НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ
СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

УДК 621.391,621.396

СВЕРХРАЗРЕШЕНИЕ В СИСТЕМАХ РАДИОЛОКАЦИИ
И РАДИОГОЛОГРАФИИ НА ОСНОВЕ МІМО АНТЕННЫХ РЕШЕТОК
С РЕЦИРКУЛЯЦИЕЙ СИГНАЛОВ

© 2021 г. В. И. Калинин^{а, *}, В. В. Чапурский^{а, b, **}, В. А. Черепенин^а

^аФрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
пл. Введенского, 1, Фрязино Московской обл., 141195 Российская Федерация

^bМГТУ им. Н.Э. Баумана,

ул. 2-я Бауманская, 5, Москва, 105005 Российская Федерация

*E-mail: val.kalinin@mail.ru

**E-mail: valch2008@yandex.ru

Поступила в редакцию 10.09.2019 г.

После доработки 22.01.2021 г.

Принята к публикации 23.01.2021 г.

Исследованы системы ближней радиолокации и мультистатической радиоголографии на основе многоэлементных МІМО антенных решеток с рециркуляцией ортогональных сигналов в кольцах пространственной обратной связи “передающий элемент АР–цель–приемный элемент АР–передающий элемент АР”. Получена обобщенная функция неопределенности по пространственным координатам для ансамбля когерентных ортогональных зондирующих сигналов с учетом парциальных коэффициентов передачи колец рециркуляции. Характеристики разрешения по дальности, азимуту и углу места в МІМО системах с рециркуляцией сигналов определены на основе анализа двумерных и одномерных сечений ОФН. Для сантиметрового диапазона волн дано сравнение сечений ОФН “азимут–угол места” и “дальность–угол места” при наличии и отсутствии рециркуляции и различной дальности до цели. Результаты свидетельствуют о наличии эффектов сверхразрешения в МІМО системах с пространственной рециркуляцией сигналов и нетривиальной зависимости разрешающей способности от дальности цели.

DOI: 10.31857/S0033849421060139

ВВЕДЕНИЕ

Создание перспективных систем широкополосной радиолокации и радиоголографии может быть основано на применении антенных решеток (АР) с пространственной рециркуляцией сигналов [1–3]. Многоэлементные антенны таких систем принимают отраженные от цели зондирующие сигналы (ЗС) и автоматически ретранслируют их в направлении облучаемого объекта [4, 5]. Обнаружение объекта с помощью рециркуляционных АР происходит без априорного знания его местоположения. При этом возникает известный эффект самофокусировки по координатам цели за счет рециркуляции излучений в пространственном кольце обратной связи, содержащим источник отражений. Отличительным свойством АР с рециркуляцией является управление диаграммой направленности антенн (ДНА) в режиме поиска и сопровождения без использования электронных фазовращателей, что упрощает такие системы [6–9].

Один из методов повышения разрешающей способности в радиовидении был основан на принципе радиокамеры (РК) [10], которая состояла из многоэлементной разреженной антенной системы (АС) с неточно расположенными приемными элементами и одним передающим элементом в X-диапазоне волн. Для РК в [10] была предложена процедура адаптивного диаграммо-формирования (АДФ) и сопряжения фаз. С помощью РК было получено многоточечное 2D-радиоизображение (РИ) летящего самолета с высоким разрешением.

В настоящее время в публикациях по радиолокационным системам (РЛС) и радиоголографии (РГ) много внимания уделяется теории и практике их построения на основе принципов МІМО (Multiple Input Multiple Output), см., например, [11–13]. В МІМО-системах с точно известным положением приемных и передающих элементов при ортогональных когерентных сигналах процедура АДФ и метод сопряжения фаз, заявленные в [10], не требуются. В то же время в [11–13] отсутствуют теория и анализ применения методов рециркуляции в

ММО РЛС и ММО РГ с использованием ансамбля регулярных ортогональных ЗС. Вместе с тем системы ММО с пространственной рециркуляцией шумовых сигналов уже анализировались в [14–16] на основе усредненного обобщенного корреляционного интеграла (ОКИ) обработки рециркулированных шумовых статистически независимых шумовых компонент. Для оперативного анализа разрешающей способности ММО-систем с пространственной рециркуляцией сигналов использовалась усредненная обобщенная функция неопределенности (ОФН) по пространственным координатам [8, 15, 17].

В данной статье проведено исследование и дан сравнительный анализ сечений ОФН по дальности и угловым координатам на примере РЛС малой дальности и систем РГ типа ММО с детерминированными ЗС при отсутствии и наличии пространственной рециркуляции ортогональных компонент ансамбля регулярных ЗС, ортогональность которых обусловлена их разделением по спектру.

1. ОБОБЩЕННАЯ ФУНКЦИЯ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ПО ПРОСТРАНСТВЕННЫМ КООРДИНАТАМ В ММО-СИСТЕМАХ РАДИОВИДЕНИЯ

При оценке разрешающей способности систем радиовидения с пространственно-временной обработкой (ПВО), к которым можно отнести ММО РЛС малой дальности и системы мультистатической радиоголографии (МРГ), для оценки совместного разрешения по дальности, азимуту, углу места и радиальной скорости может использоваться многомерная ОФН по пространственным координатам и скорости [13]. В данной статье при теоретическом анализе систем ММО радиовидения с отсутствием и наличием рециркуляции мы ограничимся рассмотрением задачи разрешения *неподвижных* целей в ММО РЛС и системах МРГ, что позволяет использовать ОФН только по пространственным координатам, определяемую в [13] формулой

$$\Psi(\vec{R}; \vec{R}_0) = \frac{|\dot{Q}(\vec{R}; \vec{R}_0)|}{|\dot{Q}(\vec{R}_0; \vec{R}_0)|}. \quad (1)$$

Здесь $|\cdot|$ – символ взятия модуля, $\dot{Q}(\vec{R}; \vec{R}_0)$ – комплексный ОКИ ПВО ансамбля ЗС, отраженных от точечной цели с вектором координат \vec{R} , с опорным векторным сигналом, пришедшим из опорной точки пространства с вектором координат \vec{R}_0 . ОФН (1) нормирована, т.е. $\Psi(\vec{R}; \vec{R}) = 1$, и пропорциональна модулю ОКИ $|\dot{Q}(\vec{R}; \vec{R}_0)|$ системы ПВО.

1.1. Отсутствие рециркуляции

Выражение для комплексного ОКИ в отсутствие рециркуляции приведем для случая, когда антенная система (АС) ММО РЛС или системы МРГ типа ММО, которую можно называть ММО АС, состоит из $N_t + 1$ передающих и $N_r + 1$ приемных элементов с номерами $n = 0, \dots, N_t$ и $k = 0, \dots, N_r$. Передающие элементы излучают ЗС со взаимно ортогональными компонентами, например, с неперекрывающимися спектрами, на средних частотах ω_n с шагом $\Delta\omega$ и общей комплексной огибающей $\dot{A}(t)$ с полной шириной спектра, равной $\Delta\omega$:

$$\dot{s}_n(t) = \dot{A}(t) \exp(j\omega_n t), \quad \omega_n = \omega_0 + n\Delta\omega. \quad (2)$$

Принятый k -м приемным элементом АС суммарный отраженный сигнал неподвижного отражателя с вектором координат \vec{R} за счет всех компонент ЗС, излучаемых передающими элементами ММО АС, можно записать в виде суммы независимых или ортогональных компонент:

$$\dot{V}_k(t, \vec{R}) = \sum_{n=0}^{N_t} \dot{v}_{n,k}(t, \vec{R}), \quad (3)$$

где

$$\dot{v}_{n,k}(t, \vec{R}) = P(r) \dot{s}_n(t - \tau_{n,k}(\vec{R})), \quad (4)$$

а бистатические задержки $\tau_{n,k}(\vec{R})$ для пары элементов АС (n, k) “передача–прием” определяются по формуле

$$\tau_{n,k}(\vec{R}) = c^{-1} \{ |\vec{R} - \vec{r}_{in}| + |\vec{R} - \vec{r}_{rk}| \}, \quad (5)$$

где c – скорость света, $|\vec{r}|$ – символ модуля вектора \vec{r} , а \vec{r}_{in} и \vec{r}_{rk} – векторы координат n -го передающего и k -го приемного элементов ММО АС. В приближении больших дальностей точечного отражателя, много превосходящих размеры АС, $P(r) = K_t K_r q(r)$ в формуле (4) есть произведение множителей усиления K_t и K_r элементов ММО АС на передачу и на прием, принятых далее одинаковыми для всех пар элементов (n, k) , и множителя ослабления при распространении $q(r)$ для дальности отражателя $r = |\vec{R}|$.

При оценке положения неподвижного точечного объекта с вектором координат \vec{R} для заданных выше условий в [13] получено выражение для ОКИ в спектральной форме в отсутствие рециркуляции в виде

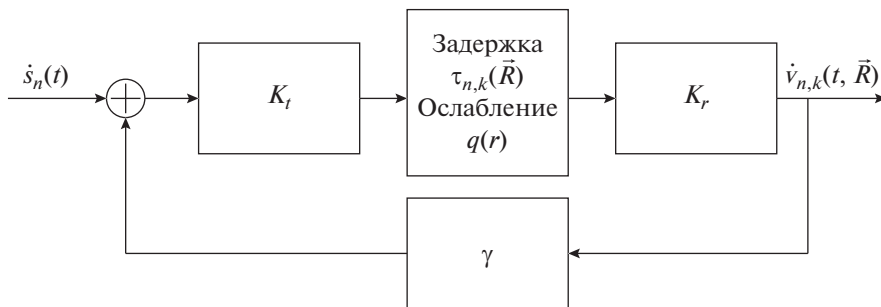


Рис. 1. Структура пространственной рециркуляции ортогональных сигналов для ММО АС в частичном кольце ОС.

$$\dot{Q}(\vec{R}; \vec{R}_0) = \sum_{k=0}^{N_r} \sum_{n=0}^{N_t} \int_{-\Delta\omega/2}^{\Delta\omega/2} \exp\{j(\omega + \omega_n)[\Delta\tau_{n,k}(\vec{R}, \vec{R}_0)]\} |\dot{G}_A(\omega)|^2 d\omega, \quad (6)$$

где \vec{R}_0 – вектор координат текущей опорной точки, изменяемой при “цифровом” обзоре пространства, $\dot{G}_A(\omega)$ – спектр комплексной огибающей $\dot{A}(t)$, и введены приращения задержек:

$$\Delta\tau_{n,k}(\vec{R}, \vec{R}_0) = \tau_{n,k}(\vec{R}_0) - \tau_{n,k}(\vec{R}). \quad (7)$$

При этом все векторы в (3)–(7) могут рассматриваться в единой декартовой системе координат (x, y, z) , от которой возможен переход к сферической координатной системе.

1.2. Наличие рециркуляции

При наличии рециркуляции каждая из ортогональных компонент (2) ЗС $\dot{s}_n(t)$, $n = 0, 1, \dots, N_t$, излучаемых ММО АС, многократно распространяется в замкнутом пространственном кольце обратной связи (ОС) “ n -й передающий элемент АС с вектором координат \vec{r}_m – отражатель с вектором координат $\vec{R} - k$ -й приемный элемент АС с вектором координат \vec{r}_{rk} – n -й передающий элемент”. Структурная схема частичных колец обратной связи с задержками $\tau_{n,k}(\vec{R})$ и ослаблением $q(r)$ в прямом канале представлена на рис. 1 в виде системы ортогональных по (n, k) гребенчатых фильтров с задержкой в прямом канале и положительной обратной связью с коэффициентом ослабления γ по аналогии со случаем шумовых ЗС в [15, 16].

На вход n -элемента передающей АР согласно рис. 1 поступает аддитивная смесь, состоящая из n -й частичной компоненты ЗС (2) и принимаемых k -м приемным элементом на той же частот-

ной компоненте рециркулированных сигналов с множителями γ_0^m и задержками $m\tau_{n,k}(\vec{R})$ в виде

$$\dot{s}_n(t) + \sum_{m=1}^{\infty} \gamma_0^m \dot{v}_{n,k}(t - m\tau_{n,k}(\vec{R})). \quad (8)$$

Здесь $\gamma_0 = \gamma P(r)$ является общим коэффициентом передачи замкнутого кольца пространственной обратной связи для гребенчатого фильтра на рис. 1. Сигнал, излучаемый n -м передающим элементом АС, отличается от входного сигнала (8) множителем усиления K_r .

Ввиду предположения об отсутствии перекрытия спектров частичных сигнальных компонент (2) каждая из компонент $\dot{v}_{n,k}(t, \vec{R})$ в составе суммы (3), начиная с начальной компоненты на входе $\dot{s}_n(t)$, имеющей нулевые задержку и ослабление, распространяется в кольце пространственной рециркуляции независимо от других компонент. Переизлучение n -м передающим элементом АР производится только для компонент $\dot{v}_{n,k}(t - m\tau_{n,k}(\vec{R}))$ ($m = 1, 2, \dots$) с бистатическими задержками $m\tau_{n,k}(\vec{R})$. В данной работе не учитывается эффект слабого (при $\gamma_0 < 1$) многократного переизлучения (или рассеяния) отраженных сигналов, которые поступают на вход n -элемента передающей решетки от других k' -элементов ($k' \neq k$) приемной антенны с иными бистатическими задержками $\tau_{n,k'}(\vec{R}) \neq \tau_{n,k}(\vec{R})$. Влияние слабого рассеяния отраженных рециркулированных сигналов за счет других ($k' \neq k$) приемных элементов приведет, возможно, к незначительному изменению ОФН [8, 15], что потребует дополнительного исследования.

В приближении слабого рассеяния ортогональных компонент достаточно ограничиться описанием распространения только частич-

ных компонент ЗС сигналов в кольцах пространственной обратной связи для пар элементов (n, k) . Полагаем также, что принимаемые рециркулированные парциальные сигналы вводятся в тракт передачи с одинаковыми коэффициентами обратной связи $\gamma < 1$, а сами кольца обратной связи для разных пар элементов (n, k) отличаются только разными бистатистическими задержками $\tau_{n,k}(\vec{R})$.

Структурная схема на рис. 1 отвечает известному гребенчатому фильтру – рециркулятору [16, 18]. Частотный коэффициент передачи гребенчатых фильтров, отвечающих пространственным кольцам рециркуляции для парциальных сигналов $\dot{v}_{n,k}(t, \vec{R})$, в соответствии с теорией [18] может быть записан с точностью до несущественного постоянного множителя в числителе в виде

$$\dot{K}_{n,k}(\omega; \vec{R}) = \frac{\exp(j\omega\tau_{n,k}(\vec{R}))}{1 - \gamma_0 \exp(j\omega\tau_{n,k}(\vec{R}))}. \quad (9)$$

Для устойчивости гребенчатых фильтров с характеристикой (9) должно выполняться условие $0 < \gamma_0 < 1$ относительно γ_0 общего коэффициента передачи в кольце задержанной обратной связи [18]. На практике устойчивость гребенчатых фильтров достигается соответствующей автоматической регулировкой усиления на передачу и на прием $K_t K_r$ при заданном ослаблении $q(r)$ от дальности. При этом спектры Фурье $\tilde{v}_{n,k}(j\omega, \vec{R})$ парциальных сигналов $\dot{v}_{n,k}(t, \vec{R})$ на выходе пространственного рециркулятора при отражении от точечного объекта с вектором координат \vec{R} равны

$$\begin{aligned} \tilde{v}_{n,k}(j\omega, \vec{R}) &= \dot{K}_{n,k}(\omega; \vec{R}) \tilde{s}_n(j\omega) = \\ &= \dot{K}_{n,k}(\omega; \vec{R}) \dot{G}_A(\omega - \omega_n), \end{aligned} \quad (10)$$

поскольку $\tilde{s}_n(j\omega) = \dot{G}_A(\omega - \omega_n)$ – спектр Фурье сигнала (2) излучения n -го передающего элемента АР.

С учетом (9) и того, что спектр рециркулированного опорного сигнала для опорной точки пространства \vec{R}_0 равен $\tilde{v}_{n,k}(j\omega, \vec{R}_0)$, ОКИ в спектральной форме при наличии рециркуляции и отсутствии перекрытия спектров компонент (2) по аналогии с формулой (6) может быть получен в виде

$$\begin{aligned} \dot{Q}(\vec{R}, \vec{R}_0) &= \sum_{k=0}^{N_r} \sum_{n=0}^{N_t} \int_{-\Delta\omega/2}^{\Delta\omega/2} \dot{K}_{n,k}(\omega + \omega_n; \vec{R}) \times \\ &\times \dot{K}_{n,k}^*(\omega + \omega_n; \vec{R}_0) |\dot{G}_A(\omega)|^2 d\omega. \end{aligned} \quad (11)$$

Здесь $\Delta\omega$ – шаг частотных компонент (2), символ * означает комплексно сопряженную величину.

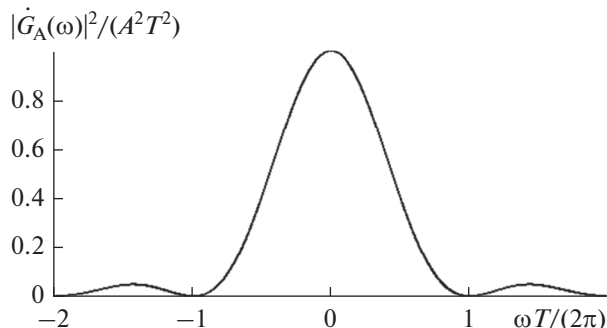


Рис. 2. Квадрат модуля спектра огибающей радиоимпульса.

1.3. Расчетные формулы для ОКИ в МИМО системах с рециркуляцией

В дальнейшем расчеты по формулам (6) и (11) проводились для компонентных ЗС передающих элементов вида (2), которые являются многочастотными прямоугольными радиоимпульсами длительности T и амплитуды A на частотах $\omega_n = \omega_0 + n\Delta\omega$, одновременно излучаемыми всеми передающими элементами. В (6) и (11) квадрат модуля спектра огибающей $|\dot{G}_A(\omega)|^2$ такого радиоимпульса задается выражением [18]

$$|\dot{G}_A(\omega)|^2 = A^2 T^2 \left[\frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} \right]^2, \quad (12)$$

и его зависимость от частоты в безразмерном виде представлена на рис. 2.

В случае одновременно излучаемых передающими элементами МИМО АС одинаковых многочастотных радиоимпульсов ЗС с прямоугольной огибающей ширина спектра $\Delta\Omega$ индивидуально импульса обычно много меньше шага по несущим частотам компонент ЗС в (2), т.е. $\Delta\Omega \ll \Delta\omega$. Из рис. 2 видно, что ширина по нулям главного лепестка квадрата модуля спектра огибающей такого импульса составляет $\Delta\Omega = 4\pi/T$. После подстановки в (11) выражения (12) интегрирование в первом приближении может выполняться по значительно более короткому интервалу частот $(-\Delta\Omega/2, \Delta\Omega/2)$:

$$\begin{aligned} \dot{Q}(\vec{R}, \vec{R}_0) &\approx \sum_{k=0}^{N_r} \sum_{n=0}^{N_t} \int_{-\Delta\Omega/2}^{\Delta\Omega/2} \dot{K}_{n,k}(\omega + \omega_n; \vec{R}) \times \\ &\times \dot{K}_{n,k}^*(\omega + \omega_n; \vec{R}_0) \left| \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} \right|^2 d\omega. \end{aligned} \quad (13)$$

Выражения для ОКИ (6) и (13), так же как (11), записаны с точностью до несущественных постоянных

ных сомножителей, которые сокращаются при вычислении ОФН по формуле (1).

Записывая векторы цели $\vec{R} = \|x, y, z\|^T$ и варьируемой опорной точки пространства $\vec{R}_0 = \|x_0, y_0, z_0\|^T$ через их декартовы координаты, получаем ОКИ в виде шестимерной функции

$$\dot{Q}(\vec{R}; \vec{R}_0) = \dot{Q}(x, y, z; x_0, y_0, z_0).$$

При фиксированных координатах цели (x, y, z) это позволяет рассчитывать двумерные сечения ОФН по любой паре из трех опорных декартовых координат (x_0, y_0, z_0) . В то же время для РЛС традиционно используют сферические координаты дальность—азимут—угол места (r, β, ε) . Если полагать, что МІМО АС находится в вертикальной плоскости $(x, y, 0)$, ее условный центр совпадает с началом координат, а нормаль к АС совпадает с осью $0z$, то переход от сферических координат к декартовым имеет вид

$$x = r \sin \varepsilon, \quad y = r \cos \varepsilon \sin \beta, \quad z = r \cos \varepsilon \cos \beta. \quad (14)$$

Используя замену (14) для координат цели (x, y, z) и аналогичную замену для (x_0, y_0, z_0) , находим, что преобразованный к сферическим координатам ОКИ \dot{Q}_0 связан с ОКИ в декартовых координатах \dot{Q} формулой

$$\begin{aligned} \dot{Q}_0(r, \beta, \varepsilon; r_0, \beta_0, \varepsilon_0) &= \\ &= \dot{Q}(r \sin \varepsilon, r \cos \varepsilon \sin \beta, r \cos \varepsilon \cos \beta; \\ &r_0 \sin \varepsilon_0, r_0 \cos \varepsilon_0 \sin \beta_0, r_0 \cos \varepsilon_0 \cos \beta_0). \end{aligned} \quad (15)$$

В последующих примерах расчета ОФН (1) в сферических координатах использовали ОКИ вида (15) и ограничивались вычислением характерных двумерных (2D) сечений ОФН “азимут—угол места” и “дальность—угол места” при выбранных радиолокационных координатах цели.

2. АНАЛИЗ ДВУМЕРНЫХ СЕЧЕНИЙ ОФН ДЛЯ МІМО АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Рассмотрим МІМО РЛС малой дальности, работающую в сантиметровом диапазоне длин волн ($\lambda_0 = c/f_0 = 0.1$ м), с конкретными параметрами передающей и приемной АР в составе МІМО АС. Проанализируем результаты двух вариантов РЛС: при отсутствии и наличии рециркуляции, в последнем случае — при вариации коэффициента передачи γ в пространственной петле обратной связи.

2.1. Описание МІМО антенной системы и зондирующих сигналов

Рассмотрим МІМО АС, состоящую из $N_t + 1$ передающих элементов (ПдЭ) и $N_r + 1$ приемных

элементов (ПрЭ). Согласно принципам МІМО радиолокации ПдЭ излучают ортогональные от элемента к элементу сигналы, а ПрЭ принимают отраженные от цели сигналы всех ПдЭ. На выходе каждого приемного канала возможно разделение отраженных ортогональных сигналов, вследствие чего общее число пространственно-временных или пространственно-частотных каналов, подлежащих пространственно-временной обработке, составляет $N_\Sigma = (N_r + 1)(N_t + 1)$. В результате пространственно-временной обработки (ПВО) образуется виртуальная АР [12] из N_Σ приемопередающих элементов, вид которой зависит от взаимного расположения ПрЭ и ПдЭ исходной МІМО АС.

Положения приемопередающих элементов виртуальной АР вычисляются как полусуммы векторов координат передающих и приемных элементов МІМО АС [12]. Решетки, образованные приемными и передающими элементами, могут быть разреженными, и при специальном подборе их положения виртуальная АР может стать эквидистантной и даже плотной. На рис. 3а представлен вид МІМО АС, состоящей из $N_t + 1 = 25$ ПдЭ и $N_r + 1 = 25$ ПрЭ, которая используется в дальнейших расчетах. В данном примере МІМО АС ПдЭ (кружки) и ПрЭ (квадраты) расположены эквидистантно, но шаг их существенно отличается (см. рис. 3а). Характерно, что двумерная виртуальная АР (рис. 3б) содержит $(N_r + 1)(N_t + 1) = 625$ виртуальных приемопередающих элементов, в данном случае является эквидистантной и имеет почти вдвое меньший размер 0.54×0.54 м² чем размер приемной АР, составляющий 0.9×0.9 м². Вся МІМО АР находится в плоскости $(x, y, 0)$ декартовой системы координат (x, y, z) .

Выбранный вариант МІМО АС соответствовал малым физическим размерам АС, характерным, например, для РЛС и систем МРГ малой дальности. Конфигурация передающей и приемной АР такова, что определяет плотную виртуальную АР, состоящую из приемопередающих элементов и свободную от дифракционных лепестков. В этом состоит основной принцип подбора положения элементов и конструирования МІМО АР, позволяющий получить значительную экономию общего числа элементов, в том числе приемных, и расположенных разреженным образом. Для других конкретных задач могут использоваться иные конструкции МІМО АС.

Отметим, что возможен синтез МІМО АС, для которых виртуальные АР будут иметь размеры, близкие к полному физическому размеру заданной МІМО АС. Однако рассмотрение таких АС выходит за рамки данной работы.

В случае многочастотных моноимпульсных ЗС к передающим элементам МІМО АС *одновременно*

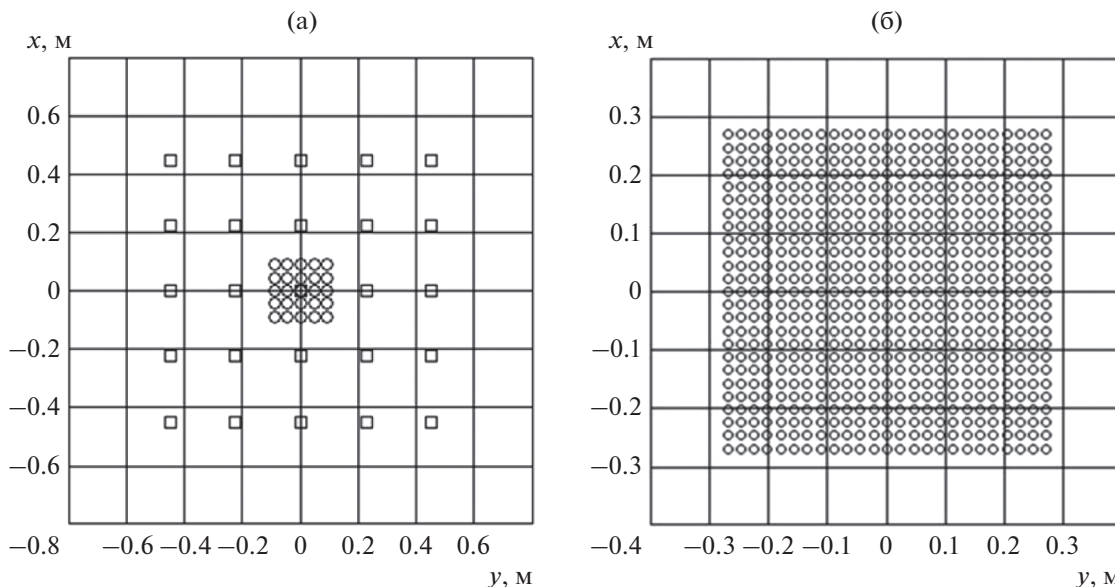


Рис. 3. Пример МИМО АС: а) ПдЭ – кружки, ПрЭ – квадраты; б) виртуальная АР, соответствующая МИМО АС.

подводятся компонентные прямоугольные радиоимпульсы вида (2) на частотах ω_n длительностью T с прямоугольной огибающей вида $A(t) = A \text{rect}(t/T)$. Обычно выбор длительности зондирующих импульсов T в РЛС обусловлен наличием “слепой” зоны на малых дальностях за счет блокирования приема на время излучения T зондирующего импульса. Так, размер слепой зоны по дальности для импульса длительностью $T = 0.5$ мкс составит $\Delta r = cT/2 = 75$ м. При такой длительности импульсов расчеты сечений ОФН следует проводить для дальностей $r > 75$ м.

При анализе двумерных сечений ОФН на ПЭВМ были приняты следующие параметры ЗС:

- частота начальной частотной компоненты $f_0 = 3$ ГГц;
- шаг частотных компонент $\Delta f = 25$ МГц;
- число частотных компонент 25;
- полная ширина полосы излучения $\Delta F = 625$ МГц;
- длительность импульса $T = 0.5$ мкс $\gg \Delta f^{-1} = 0.04$ мкс;
- длина волны $\lambda_0 = 10$ см (на начальной частоте $f_0 = 3$ ГГц).

2.2. Сравнительный анализ сечений ОФН при отсутствии и наличии рециркуляции

Для сравнительной характеристики пространственной разрешающей способности МИМО РЛС при *отсутствии* и *наличии* рециркуляции рассчитаны два вида двумерных сечений ОФН: в плос-

кости азимут–угол места “ $\beta_0 - \varepsilon_0$ ” и в плоскости дальность–угол места “ $r_0 - \varepsilon_0$ ”. Расчеты проводились при одних и тех же параметрах АС и ЗС вида (2), (8) для разных дальностей r до точечного отражателя.

В случае *отсутствия рециркуляции* примеры двумерных сечений ОФН представлены на рис. 4а в плоскости “азимут–угол места” и на рис. 4б в плоскости “дальность–угол места” при конкретной дальности цели $r = 100$ м.

При этом формы данных сечений *при отсутствии рециркуляции* не зависят от изменения расстояния до точечной цели r в дальней зоне наблюдения и от малого удаления цели относительно нормали к центру МИМО АС.

В случае *наличия рециркуляции* с коэффициентом $\gamma_0 = 0.7$ топографические диаграммы двумерных сечений ОФН “азимут–угол места” и “дальность–угол места” при дальности до цели $r = 100$ м представлены соответственно на рис. 5а и 5б, а при дальности до цели $r = 500$ м соответственно на рис. 6а и 6б.

Диаграммы аналогичных двумерных сечений ОФН при увеличенной глубине пространственной обратной связи $\gamma_0 = 0.9$ даны на рис. 7 и рис. 8.

Сопоставление рассчитанных сечений “азимут–угол места” при *отсутствии* рециркуляции (рис. 4а) и ее *наличии* (рис. 5а, 6а, 7а, 8а) с учетом различия масштабов по осям координат для угловых переменных свидетельствует о значительном уменьшении угловой ширины главного лепестка ОФН в системах с пространственной рециркуляцией зондирующих сигналов. Кроме того, анализ угловых сечений ОФН при повышении глубины

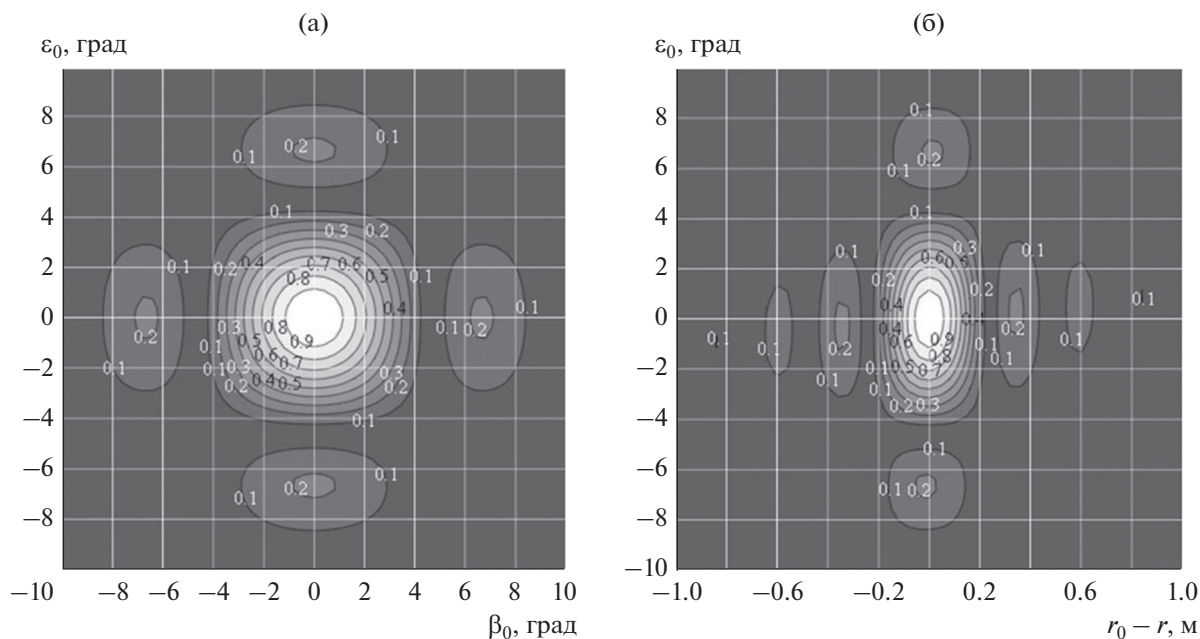


Рис. 4. Двумерные сечения ОФН “азимут–угол места” (а) и “дальность–угол места” (б) в отсутствие рециркуляции.

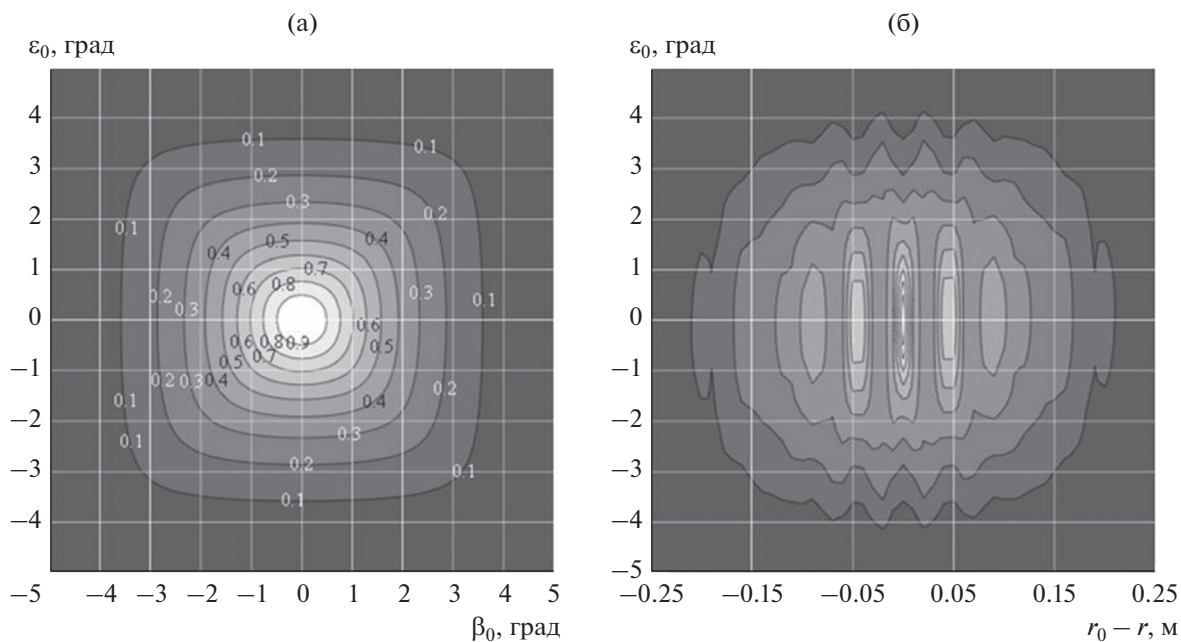


Рис. 5. Двумерные сечения ОФН “азимут–угол места” (а) и “дальность–угол места” (б) в случае рециркуляции при $\gamma_0 = 0.7$ и дальности до цели $r = 100$ м.

обратной связи γ_0 показал, что в системе с рециркуляцией подавляются боковые лепестки ОФН, присущие системам на основе традиционных антенных решеток при отсутствии рециркуляции.

Детальный анализ двумерных сечений ОФН на рис. 5а, 5б для систем ближней радиолокации с пространственной рециркуляцией ортогональных сигналов при глубине обратной связи $\gamma_0 = 0.7$ пока-

зывает значительное уменьшение угловой ширины главного лепестка ОФН с увеличением дальности r до точечной цели от 100 до 500 м. Нетривиальный эффект сокращения ширины главного лепестка ОФН по мере увеличения дальности до цели становится более наглядным из сравнения двумерных сечений ОФН, построенных на рис. 7а и 8а, при высоком коэффициенте $\gamma_0 = 0.9$.

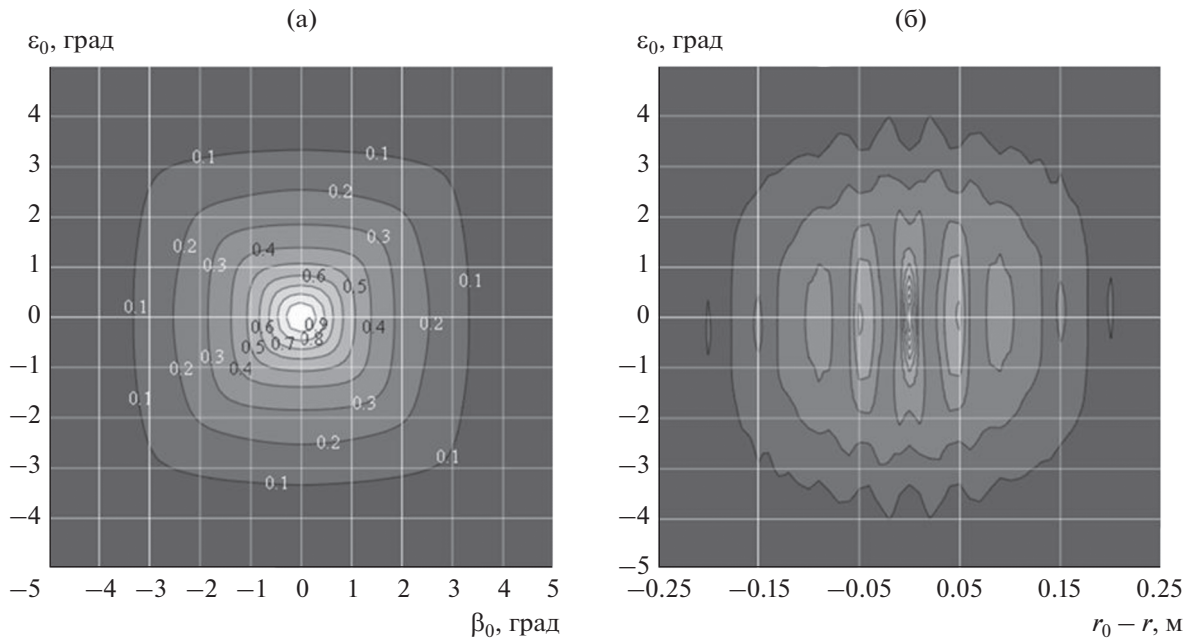


Рис. 6. Двумерные сечения ОФН “азимут–угол места” (а) и “дальность–угол места” (б) в случае рециркуляции при $\gamma_0 = 0.7$ и дальности до цели $r = 500$ м.

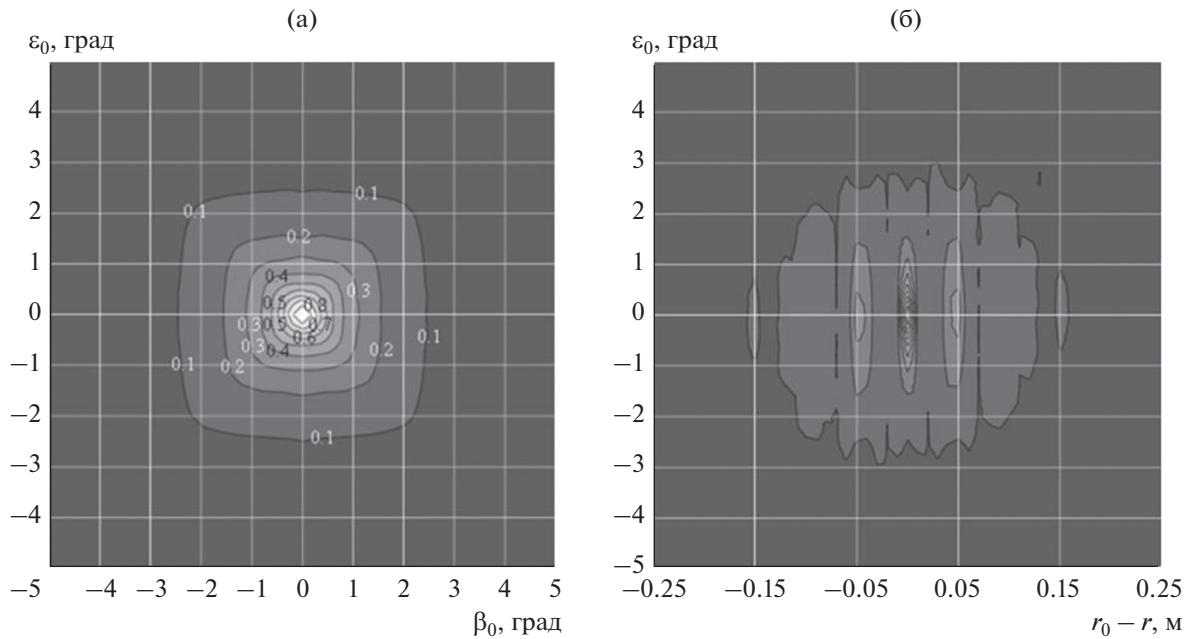


Рис. 7. Двумерные сечения ОФН “азимут–угол места” (а) и “дальность–угол места” (б) в случае рециркуляции при $\gamma_0 = 0.9$ и дальности до цели $r = 100$ м.

Анализ сечений ОФН в плоскости координат “дальность–угол места” при отсутствии (см. рис. 4б) и наличии рециркуляции (рис. 5б, 6б, 7б, 8б) также свидетельствует об уменьшении ширины главного лепестка и боковых выбросов ОФН в системе радиолокации с пространственной рециркуляцией

сигналов. Разрешающая способность дистанционного зондирования, которая определяется шириной главного лепестка и низким уровнем боковых выбросов ОФН, повышается при увеличении глубины обратной связи γ_0 в системе и дальности r до цели.

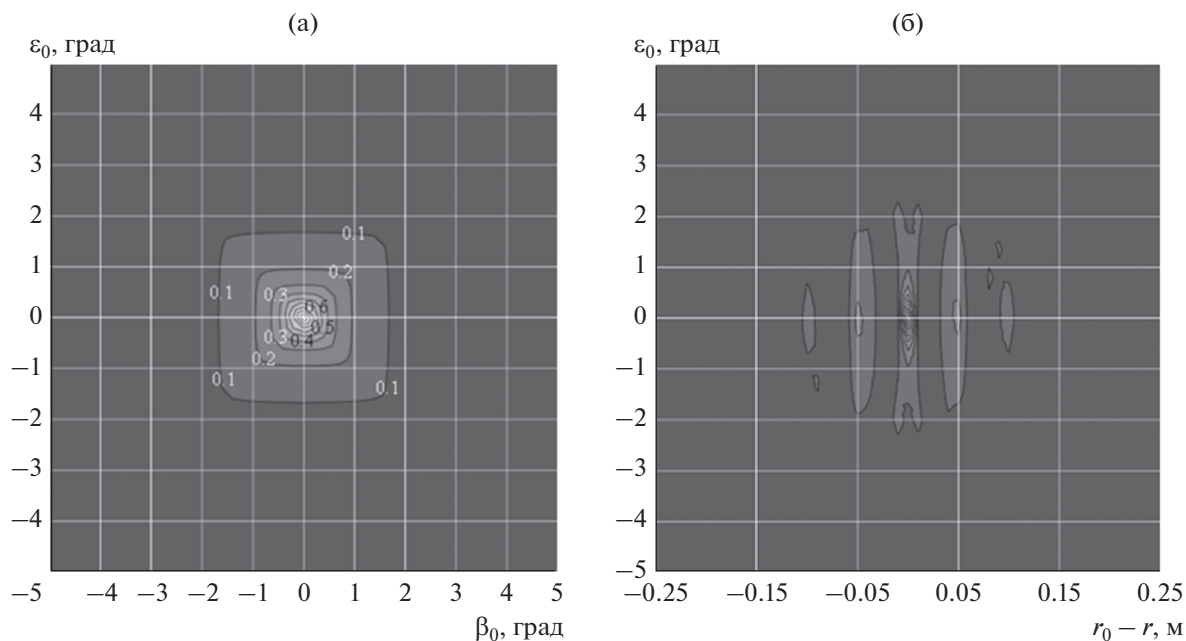


Рис. 8. Двумерные сечения ОФН “азимут–угол места” (а) и “дальность–угол места” (б) в случае рециркуляции при $\gamma_0 = 0.9$ и дальности до цели $r = 500$ м.

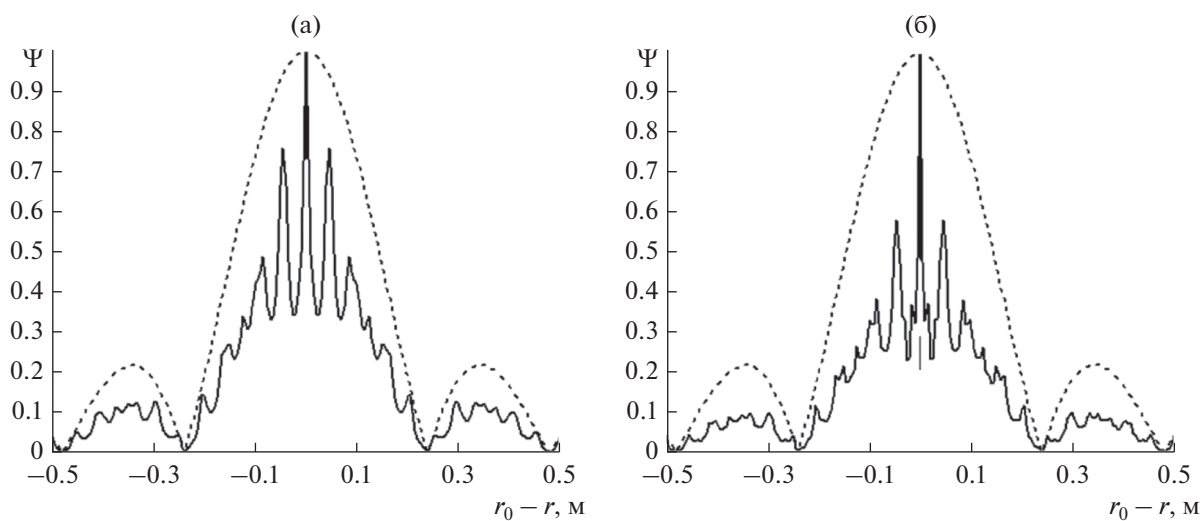


Рис. 9. Одномерные сечения ОФН по дальности при $\gamma_0 = 0.7$ и $r = 100$ (а) и 500 м (б) при наличии рециркуляции (сплошные кривые) и при ее отсутствии (пунктирные).

Исследование дробления главного лепестка ОФН выполнено на основе детального расчета одномерных сечений по дальности, результаты которого в форме центрированных сечений ОФН по дальности при различных значениях коэффициента рециркуляции γ_0 и удаления цели r приведены на рис. 9 и 10 (сплошные кривые), а также в отсутствие рециркуляции (пунктир).

На рис. 9а, 9б при $\gamma_0 = 0.7$ видна зависящая от расстояния до цели $r = 100$ и 500 м структура дробле-

ния главного лепестка ОФН по дальности, вызванного интерференцией рециркулирующих компонент разных частот. При этом главный и боковые интерференционные лепестки имеют ширину по дальности, на несколько порядков меньшую ширину главного лепестка по дальности в отсутствие рециркуляции (пунктир). При увеличении коэффициента обратной связи в петле рециркуляции до значения $\gamma_0 = 0.9$ на рис. 10а, 10б имеет место заметное подавление интерференционных

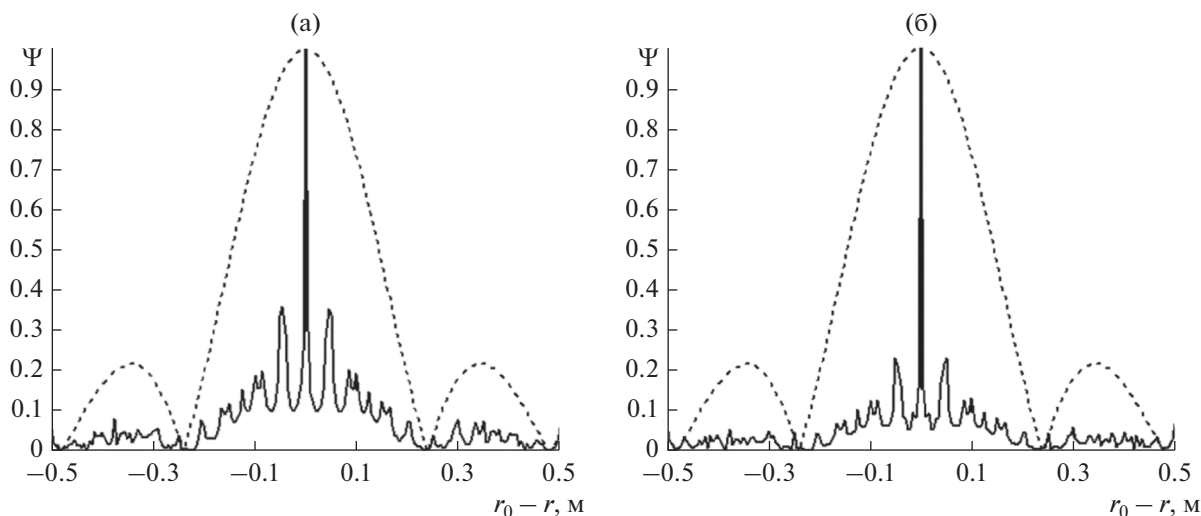


Рис. 10. Одномерные сечения ОФН по дальности при $\gamma_0 = 0.9$ и $r = 100$ (а) и 500 м (б) при наличии рециркуляции (сплошные кривые) и при ее отсутствии (пунктирные).

максимумов. Данное явление подлежит дополнительному исследованию в части возможности построения дальностных портретов со сверхразрешением менее сантиметра для протяженных многоточечных объектов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведено теоретическое исследование и сопоставление методов радиолокации и радиоголографии на основе ММО антенных систем с отсутствием и наличием рециркуляции парциальных сигналов в петле пространственной обратной связи “передающий элемент—цель—приемный элемент—передающий элемент”. Получены аналитические выражения для обобщенных функций неопределенности в спектральной области, учитывающие частотные коэффициенты передачи парциальных пространственных каналов распространения сигналов при отсутствии и наличии рециркуляции. В результате численного расчета нормированных ОФН в сферических координатах построены двумерные сечения “азимут—угол места” и “дальность—угол места”. На основе оценки ширины главного лепестка и низкого уровня боковых выбросов ОФН при анализе двумерных сечений проведено сравнение разрешающей способности дистанционного зондирования точечной цели в ММО-системе локации при наличии и отсутствии пространственной рециркуляции ортогональных сигналов.

В качестве примера проведен анализ РЛС малой дальности с ММО-антенной в сантиметровом диапазоне волн, которая содержит плотную антенную решетку из 25 передающих элементов и разреженную приемную антенную решетку из

25 элементов. Рассмотрено моноимпульсное излучение передающими элементами ММО антенной решетки парциальных прямоугольных сигналов на фиксированных частотах с общей полосой частот 625 МГц при шаге частотных компонент 25 МГц. Сопоставление ММО РЛС с данными параметрами при отсутствии и наличии рециркуляции показало следующее.

При наличии рециркуляции с увеличением дальности до цели проявляется специфический эффект сужения главных лепестков ОФН как в сечениях “азимут—угол места”, так и в сечениях “дальность—угол места” по сравнению с отсутствием рециркуляции. Так, при коэффициенте обратной связи $\gamma_0 = 0.7$ и увеличении дальности до цели с 100 до 500 м ширина главного лепестка, определяющая разрешение и точность измерения, уменьшилась примерно в два-три раза как по угловым координатам, так и по дальности по сравнению с отсутствием рециркуляции. Эффект проявляется сильнее при увеличении коэффициента обратной связи до значения $\gamma_0 = 0.9$.

При наличии рециркуляции обнаружен эффект интерференционного дробления главного лепестка ОФН в сечении по дальности с подавлением боковых интерференционных лепестков, зависящий от дальности и коэффициента обратной связи γ_0 в петле пространственной рециркуляции. Обнаруженный эффект может быть положен в основу решения практических задач получения дальностных портретов со сверхразрешением, достигающем нескольких сантиметров, для протяженных по дальности объектов, например, посторонних предметов на водной или земной поверхности (взлетной полосе).

ФИНИНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в рамках государственного задания по программе фундаментальных научных исследований № 0030-2019-0006.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Pon C.Y.* // IEEE Trans. 1964. V. AP-12. № 2. P. 176.
2. *Van Atta L.G.* Electromagnetic Reflector. US Pat. 2908002, 1959.
3. Морская радиолокация / Под ред. В.И. Винокурова. Л.: Судостроение, 1986.
4. *Fusco V., Buchanan N.* // IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2013. V. 7. № 2. P. 131.
5. *Волжин А.Н., Залогин Н.Н., Калинин В.И. и др.* Способ радиолокации со спектральной обработкой сигналов. А. с. СССР №792183. Опубл. 30.12.1980. Б.И. № 48. С. 23.
6. *Leong K.H., Wang Y., Itoh T.* // IEEE Trans. 2004. V. MTT-52. № 5. P. 1479.
7. *Li Y., Jandhyala V.* // IEEE Trans. 2012. V. AP-60. № 1. P. 206.
<https://doi.org/10.1109/TAP.2011.2167897>
8. *Chapursky V.V., Cherepenin V.A., Kalinin V.I.* // Proc. PIERS. 2009. Moscow. 18–21. Aug 2009. Cambridge (MA): The EM Academy, 2009. Pt. 1. P. 276.
9. *Malyuskin O., Fusco V.* // IEEE Trans. 2016. V. AP-64. № 7. P. 2923.
10. *Стайнберг Б.Д.* // ТИИЭР. 1988. Т. 76. № 12. С. 26.
11. *Fishler E., Haimovich A., Blum R. et al.* // Proc. IEEE. Radar Conf. Philadelphia, PA, USA, 26–29 April 2004, P. 71.
12. *Вовшин Б.М.* // РЭ. 1999. Т. 44. № 12. С. 1478.
13. *Чапурский В.В.* Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем. 3-е изд. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2017.
14. *Gupta S., Brown E.R.* // IEEE Trans. 2007. V. AES-43. № 2. P. 472.
<https://doi.org/10.1109/TAES.2007.4285347>
15. *Калинин В.И., Чапурский В.В.* // РЭ. 2008. Т. 53. № 10. С. 1266.
16. *Быстров Р.П., Кузмичев В.Е.* // Успехи совр. Радиоэлектроники. 2015. № 8. С. 47.
17. *Чапурский В.В., Калинин В.И., Бугаев А.С., Разевиг В.В.* // ЖТФ. 2019. Т. 89. № 8. С. 1265.
<https://doi.org/10.21883/JTF.2019.08.47901.272-18>
18. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Сов. радио, 1966. Ч. 1.