

## ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ СОЗДАНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ МОДЕМОВ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ АКТИВНО-ПАССИВНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Ю.Н. СЕДЫШЕВ, В.А. ТЮТЮННИК

Рассмотрены способы синтеза диаграммы направленности активных передающих антенных решеток (АПАР) при приеме сигналов, отраженных от радиолокационных целей. Показано, что при использовании многочастотных ортогональных когерентных сигналов в элементах АПАР и адресном доступе при их приеме (МИМО-радиолокация) можно обеспечить малый уровень боковых лепестков пространственной функции неопределенности в заданном секторе наблюдения путем выбора вида внутриимпульсной модуляции парциальных сигналов. Ортогонализация антенного базиса передающих и приемных антенн позволяет при цифровой спектрально-корреляционной обработке выборок совокупного сигнала от каждой цели решить технологическую проблему многомерности пространства наблюдения в многопозиционных системах когерентной радиолокации при обнаружении, разрешении, оценке координат и параметров движения целей. Приводятся результаты имитационного моделирования пространственно-временных радиолокационных модемов, реализованных по изложенным принципам.

**Ключевые слова:** МИМО-радиолокация, многочастотный пространственно-временной сигнал, антенная решетка, цифровая спектрально-корреляционная обработка.

### ВВЕДЕНИЕ

45 лет назад вышла книга Я.С. Шифрина «Вопросы статистической теории антенн» [1]. С тех пор научные положения, изложенные в ней, активно применяются для анализа и синтеза не только разнообразных физических конструкций антенн в освоенных диапазонах волн, но и в пространственно разнесенных передающих и приемных антенных системах, реализующих многообразие методов многопозиционной активно-пассивной радиолокации. Многомерность пространства измерений вектора положения целей в таких системах приводит к неоднозначности оценок, что обуславливает необходимость учета статистических характеристик совокупности многоканальных активных передающих и приемных антенн, трасс распространения и свойств радиолокационных объектов. Обеспечение адресной доступности к каждому из излучателей многоэлементной передающей антенны при приеме совокупных сигналов, отраженных от любой цели, в МИМО-радаре (концепция МИМО-радара представлена на рис. 1) достигается применением ортогональных парциальных сигналов передающей системы, их согласованной фильтрацией в каждом канале приема. Здесь же в приемнике должны быть синтезированы диаграммы направленности передающей системы на каждую цель (много входов –  $M$ ).

Кроме того, во всем пространстве наблюдения должны быть сформированы приемные лучи (много выходов –  $N$ ) при помощи антенной решетки с соответствующим количеством элементов управления амплитудно-фазовым распределением в раскрыве. Таким образом, в приемной системе необходимо осуществить согласованную пространственно-временную обработку на выходе эквивалентной «виртуальной» антенной решетки с числом пространственных каналов  $M \times N$  (рис. 2).

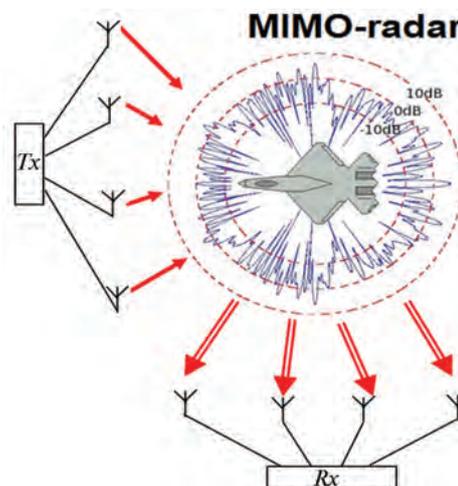


Рис. 1. Концепция МИМО-радара [5, с. 369]

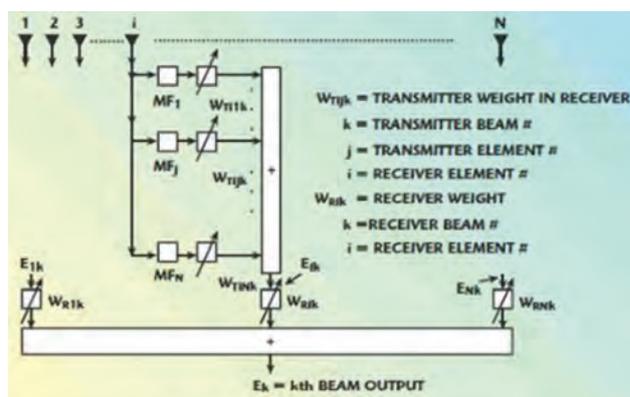


Рис. 2. Формирование диаграммы направленности в МИМО РЛС на одну цель [6]

Структурная схема, по аналогии с системами связи, соответствует **радиолокационному модему МИМО** с одним выходом, **адресно связанным** с пространственно-временным положением **конкретной цели**. Для решения задач радиолокационного наблюдения на дальностях энергетической до-

ступности по всем угловым направлениям приемной антенны необходимо иметь соответствующее число копий структуры рис. 2. При попытке прямого решения задачи необходимо обеспечить управление  $M \times N^2$  весовых коэффициентов, вычисление которых требует обращения матриц с размерностью  $M \times N$  [6].

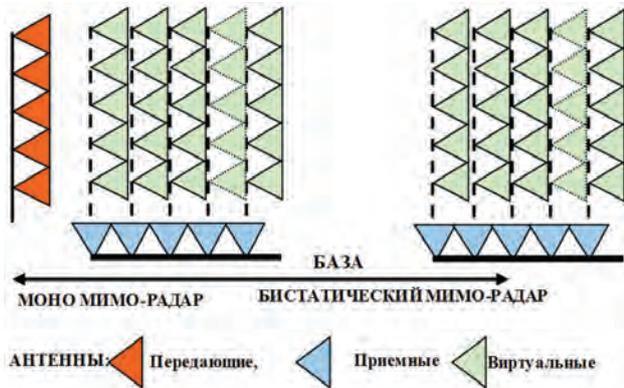


Рис. 3. Структура излучателей МИМО радаров при ортогональных плоскостях сканирования приемных и передающих антенных решеток

Сложная задача управления параметрами согласованных фильтров разделения сигналов виртуальных каналов передающей решетки при приеме, а также выбор амплитудно-фазового распределения в раскрыве, обеспечивающего фокусирование энергии излучения в направлении цели, может быть решена при использовании многочастотных (МЧ) динамических передающих АР со сверхбыстрым сканированием [3].

Общим свойством МЧ АР является формирование пространственно-временных полей импульсной формы. Вследствие эффекта «сжатия» парциальных сигналов излучателей МЧ АР в пространстве энергия концентрируется под огибающей импульсов вида  $\frac{\sin(X)}{X}$ . Длительность импульсов и время сканирования области видимости МЧ АР обратно пропорциональны: ширине спектра парциальных сигналов и разнесу средних частот спектров парциальных сигналов излучателей  $T = \Delta f^{-1}$  соответственно [3].

Техническая реализуемость таких МЧ АР в настоящее время оказывается возможной, благодаря созданию методов прямого синтеза сигналов векторными модуляторами на СВЧ и твердотельным усилителям мощности со стабильными характеристиками, а также освоенной высоко скоростной цифровой микроэлементной базе со стабильными тактовыми частотами до 1...3 ГГц и возможностью синхронизации от атомных эталонов частоты с точностью 1...3 нс [7, 8].

Это позволяет унифицировать сигнальные процессоры (рис. 4) на основе использования спектральных корреляторов с применением алгоритмов дискретного преобразования Фурье коротких выборок совокупного эхо-сигнала в строке дальности.

Тем самым решается проблема многомерности при синтезе (восстановлении) ДН МЧ АР в направлении на цель для последующего определения угловой координаты в плоскости сканирования.

Однако динамическое управление весовыми коэффициентами в спектральной области с целью уменьшения уровня боковых лепестков ДН во всем секторе наблюдения существенно зависит от вида угловой внутриимпульсной модуляции парциальных сигналов МЧ АР.

Поэтому проблема выбора вида модуляции сигнала для формирования пространственно-временной функции рассогласования в МИМО-радарх является актуальной и мало изученной.

Это обуславливает актуальность цели статьи, которая состоит в обосновании использования МЧ АР при ортогонализации антенного базиса передающих и приемных антенн, что позволяет при цифровой спектрально-корреляционной обработке выборок совокупного сигнала от каждой цели решить технологическую проблему учета многомерности пространства наблюдения в многопозиционных системах когерентной радиолокации.

В виду многообразия типов и параметров импульсных сигналов с угловой модуляцией и аналитических сложностей решения многомерных задач оценка влияния вида внутриимпульсной модуляции на параметры пространственно-временной функции рассогласования, определяющей разрешающую способность и точности совместного оценивания координат и параметров движения целей МИМО-радаров, производится методами статистического имитационного моделирования.

## ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Комплексная огибающая пространственно-временного сигнала (ПВС) в свободном пространстве и дальней зоне АР передающей позиции на ее главной поляризации, без учета эффектов взаимодействия излучателей, с точностью до константы, будет пропорциональна:

$$\dot{E}(\tilde{\mathbf{R}}^{TR}, t) = \sum_n^N F_n^{TR}(\tilde{\rho}_n \cdot \tilde{\mathbf{R}}_0^{TR}) \cdot T \left( t - \frac{|\tilde{\mathbf{R}}^{TR}|}{c} \right) \times \exp \left\{ j \frac{\omega_0}{c} (\tilde{\rho}_n \cdot \tilde{\mathbf{R}}_0^{TR}) \right\}; \quad (1)$$

где  $\tilde{\mathbf{R}}^{TR}$ ,  $\tilde{\mathbf{R}}_0^{TR} = \tilde{\mathbf{R}}_0^{TR} \cdot \tilde{\mathbf{R}}^{TR-1}$  и  $\tilde{\mathbf{R}}^{TR} = |\tilde{\mathbf{R}}^{TR-1}|$  – радиус-векторы, орт направления и дальность точки наблюдения цели в системе координат относительно центра передающей МЧ АР, соответственно;  $F_n^{TR}(\tilde{\rho}_n \cdot \tilde{\mathbf{R}}_0^{TR})$  – диаграмма направленности (ДН) единичного излучателя передающей МЧ АР;  $(\vec{a} \cdot \vec{b})$  – скалярное произведение векторов.

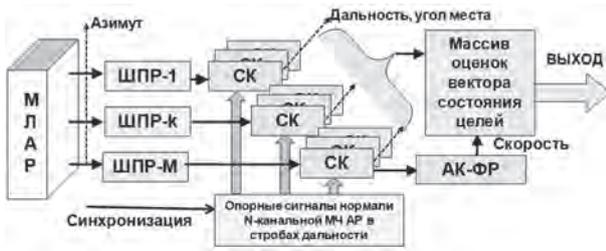


Рис. 4. Структурная схема приемной системы МИМО-радар с динамической N-элементной АР (МЛАР – многолучевая антенная решетка (антенна), M каналов: ШПР – широкополосный приемник; СК – спектрально-корреляционный процессор; АК-ФР – автокорреляционный фазоразностный измеритель доплеровского смещения частоты)

Спектр ПВС имеет вид:

$$\dot{E}^\omega(\vec{R}^{TR}, \omega) = \exp\left\{-j\frac{\omega}{c}\vec{R}^{TR}\right\} \cdot \sum_n^N F_n^{TR}(\vec{\rho}_n \cdot \vec{R}_0^{TR}) \times \exp\left\{j\frac{\omega_0}{c}(\vec{\rho}_n \cdot \vec{R}_0^{TR})\right\} \cdot \dot{S}_n(\omega); \quad (2)$$

где  $\dot{S}_n(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{T}_n(t) \exp\{j\omega t\} dt$  – комплексное значение спектра сигнала в n-м излучателе.

Как видно из (1), (2), изменение амплитудно-фазового распределения токов (полей) в решетке передающей позиции учитывает комплексный множитель  $\dot{T}_n(t)$  и  $\dot{S}_n(\omega)$ , следовательно параметры подводимых сигналов оказывают влияние как на пространственную, так и на временную структуру излучаемого сигнала.

Как известно, узкополосный в пространственно-временном смысле сигнал предполагает выполнение условия [4]:

$$\frac{2\pi f_0}{A} \cdot \max\left(\frac{\Delta F \cdot |\vec{\rho}|}{f}\right) \ll 1, \forall \vec{\rho} \in s, f \in \Delta F, \quad (3)$$

где  $\max\left(\frac{\Delta F \cdot |\vec{\rho}|}{f}\right)$  – функция, которая определяет

крайние частоты спектра сигнала и максимальный (характерный) размер антенны соответственно. При выполнении (3) в выражении для огибающей ПВС (3), можно пренебречь временным запаздыванием в  $\dot{T}(\vec{\rho}, t)$ , излучаемых различными точками антенны. В таком случае выражение для комплексной огибающей ПВС учитывает лишь разность фаз колебаний за счет распространения сигналов в точку наблюдения, рассчитанную на средней (несущей) частоте  $\omega_0$  [4]:

$$\dot{E}(\vec{R}_0, t') = \vec{F}_0(\vec{R}_0) \times \int_s \dot{T}(\vec{\rho}, t') \exp\left\{j\frac{\omega_0}{c}(\vec{\rho} \cdot \vec{R}_0)\right\} ds. \quad (4)$$

В частности данное упрощение имеет место, если произведение максимальной ширины спектра комплексных огибающих сигналов на разность хода волн от крайних точек МЧ АР много меньше единицы, что характерно для то-

чечной цели. Например, когда элемент разрешения МИМО РЛС по дальности  $\delta r$  много больше характерного размера передающей антенны. Из (4) следует, что с учетом запаздывания в общем случае это выражение представляет собой преобразование Фурье мгновенного распределения токов (полей) в антенне т.е. определяют форму ДН МЧ АР в направлении цели. Как видно функции временной –  $\dot{T}(\vec{\rho}, t')$  и пространственной модуляции –  $\vec{F}_0(\vec{R}_0)$ , а также интерференционный множитель на гармонике несущей частоты  $\omega_0$ , входят в выражения для огибающей ПВС в виде произведения. Временной (спектральной) состав ПВС (поля) связан с пространственной координатой точки наблюдения –  $\vec{R}_0$  и представляет собой результат суперпозиции комплексных огибающих парциальных токов (полей) подводимых к апертуре антенны: с учетом относительного запаздывания по апертуре –  $t' + \frac{\vec{\rho} \cdot \vec{R}_0}{c}$ .

В рассмотренном случае, адресация угловых направлений обеспечивается, когда временная (частотная) структура ПВС однозначно связана с пространственным положением цели. Известно [3], что если используемый набор сигналов в раскрыве передающей антенны отвечает условию ортогональности на интервале времени накопления

$$\dot{K}_{\vec{\rho}, \vec{\rho}'}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{\Theta_{\vec{\rho}} \Theta_{\vec{\rho}'}}} \int_{t'}^{t'+\tau_{acc}} \dot{T}(\vec{\rho}, t) \cdot \dot{T}(\vec{\rho}', t-\tau) dt \approx \begin{cases} \dot{K}_{\vec{\rho}}(\tau), & \vec{\rho} = \vec{\rho}' \\ 0, & \vec{\rho} \neq \vec{\rho}' \end{cases}$$

где  $\dot{K}_{\vec{\rho}, \vec{\rho}'}(\tau)$  – взаимная корреляционная функция (ВКФ) сигналов с энергией  $\Theta_{\vec{\rho}}$  и  $\Theta_{\vec{\rho}'}$ , в точках передающей антенны с координатами  $\vec{\rho}$  и  $\vec{\rho}'$  соответственно;  $\dot{K}_{\vec{\rho}}(\tau)$  – автокорреляционная функция сигнала (АКФ).

На основании приведенных соотношений структура поля имеет вид, представленный на рис. 5.

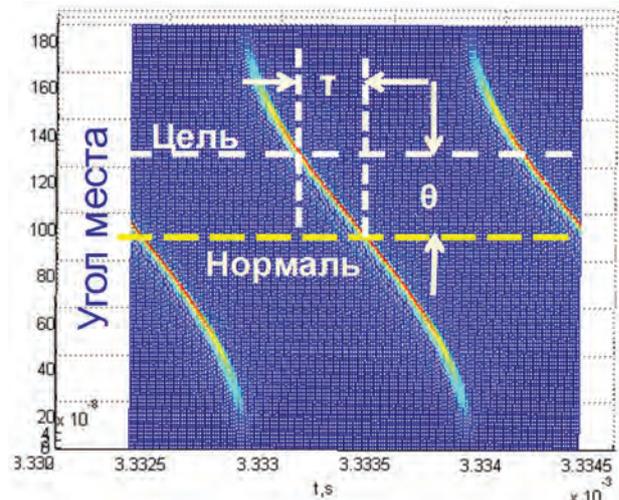


Рис. 5. Структура поля МЧ АР в стробе дальности цели

Такая структура указывает на линейную связь времени запаздывания  $\tau$  и смещения угловой координаты цели  $\theta$  относительно нормали передающей решетки МИМО-радар, что позволяет в схеме рис. 4 производить измерения по временному положению максимума главного лепестка взаимокорреляционной функции (синтезированной ДН) при помощи спектрального коррелятора относительно спектра опорного сигнала, соответствующего нормали передающей МЧАР.

### Моделирование процессов в пространственно-временном радиолокационном МИМО модеме с МЧАР

Для оценки влияния вида внутриимпульсной модуляции на параметры пространственно-временной функции рассогласования использовалась комплексная интерактивная имитационная модель радиолокационного модема МИМО (рис. 6), в которой предусмотрены все необходимые алгоритмы формирования и спектрально-корреляционной обработки пространственно-временных сигналов в структуре (рис. 4).

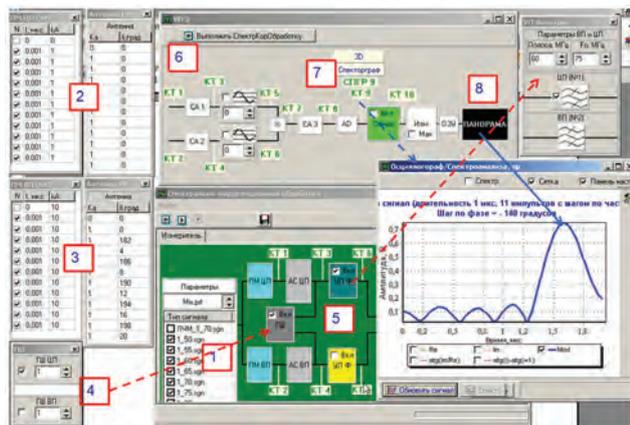
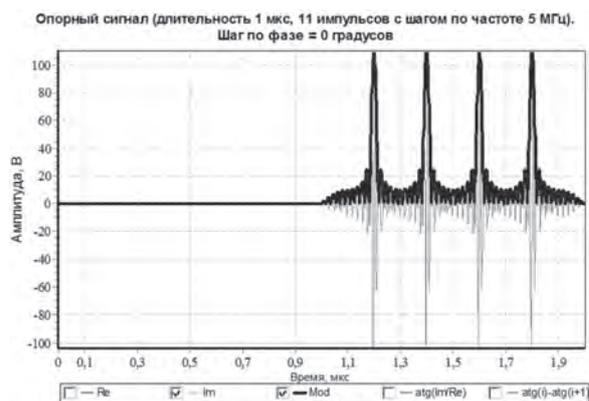


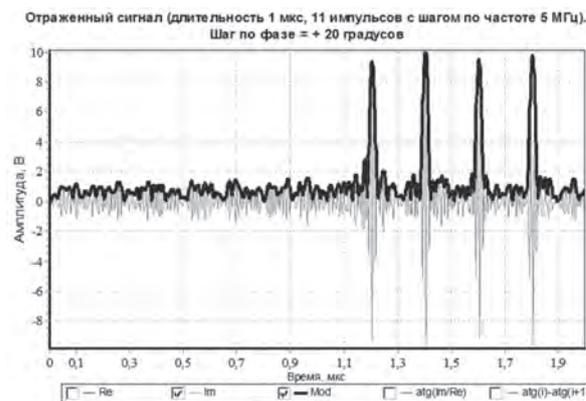
Рис. 6. Интерактивная имитационная модель радиолокационного модема МИМО и измерения угла места цели по максимуму синтезированной ДН МЧАР

Модель состоит из интерактивных функциональных блоков:

1. Конструктор любого количества радиолокационных сигналов с заданными видами модуляции.
2. Пространственно-временной модулятор на основе N-канальной МЧАР, формирующий также опорный сигнал, соответствующий направлению нормали (рис. 7, а).
3. Формирователь пространственно-временного сигнала, отраженного от цели под углом  $\theta$  (рис. 7, б). Шумы приемных каналов.
4. Шумы приемных каналов.
5. Полосовой фильтр ансамбля МЧ сигналов.
6. Процессор спектрально-корреляционной обработки МЧ сигналов на основе преобразователей Фурье (СА<sub>1,2,3</sub>) выборки эхо сигнала в стробе дальности.
7. Синтезированная ДН МЧАР.
8. Блок обнаружения и оценки пеленга цели по максимуму ДН.



а



б

Рис. 7. Структура пространственно-временных сигналов: а – в направлении нормали передающей антенной решетки (опорный сигнал) и б – эхо сигнал и шум на входе виртуальной приемной антенны МИМО-радар

Исследовались свойства радиолокационного модема МИМО с 11-канальной активной передающей АР (рис. 3) при возбуждении когерентными сигналами постоянной длительности 1,4 мкс при следующих видах модуляции:

- Немодулированные прямоугольные импульсы (ИМ) с центральными частотами спектров, отстоящими на базовую частоту  $\Delta f = 5$  МГц.
- ФКМ импульсы с 7-элементным кодом Баркера и длительностью дискрета 0,2 мкс (ВА).
- дискретно-частотно-кодированный (ДЧК) семи элементный сигнал Костаса (СО) с такой же длительностью дискрета.
- ДЧК сигнал Костаса, дополнительно модулированный по фазе 7-элементным кодом Баркера (СОВА).
- ЛЧМ сигнал с девиацией частоты 5 МГц (LFM) с разным знаком наклона относительно изменения частоты в элементах МЧАР.

Влияние вида внутриимпульсной угловой модуляции на параметры синтезированной ДН МЧАР иллюстрируется на рис. 8.

Моделирование показало, что при нахождении цели в направлении нормали МЧАР (рис. 8, а) ширина главных лучей синтезированных ДН зависит только от максимального разнеса частот АР.

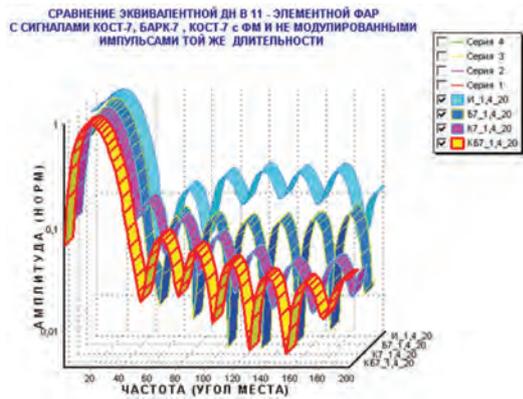
$$\Delta\tau_{\text{ДН}} = (\Delta f \cdot N)^{-1}.$$

В то же время по скорости спада боковых лепестков (БЛ), преимущественно обладают сигналы с частотно-фазовой угловой модуляцией ЛЧМ и ДЧК, дополнительно модулированный по фазе в совпадающих дискретах кодом Баркера.

Эти же сигналы обладают преимуществом и в случаях, когда синтез ДН происходит при угловом отклонении цели от направления нормали (рис. 8, б).



а



б

Рис. 8. Синтезированные ДН МЧ АР при положении цели в направлении нормали (а); синтезированные ДН МЧ АР при отклонении цели от нормали (б)

Для сигналов с частотно-фазовой угловой модуляцией малый уровень боковых лепестков синтезированной ДН обусловлен формой огибающей спектра опорного сигнала, которая близка к амплитудному распределению Хемминга (рис. 9).

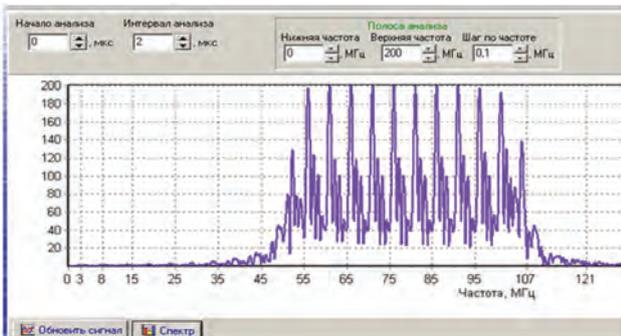


Рис. 9. Амплитудное распределение в раскрытии МЧ АР

Однако увеличение числа каналов МЧ АР может привести к нарушению условия узкополосности (3), (4). В этом случае АКФ совокупного сигнала (цель в

направлении нормали АР) не зависит от знака девиации (рис. 8, а), хотя пространственно эквидистантная АР становится электрически не эквидистантной для различных частот парциальных сигналов. Этот эффект наглядно проявляется при отклонении углового положения цели от нормали (рис. 10).

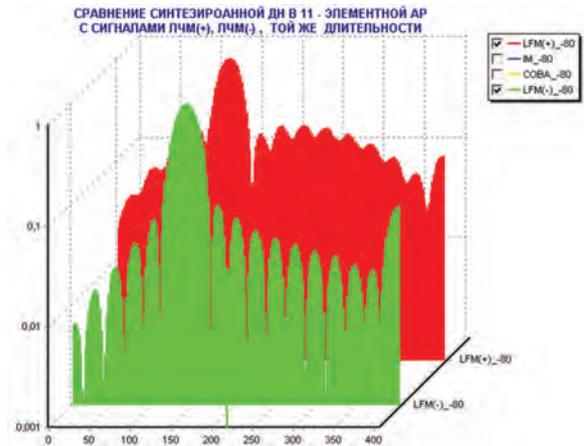


Рис. 10. Влияние знака девиации парциального ЛЧМ сигнала на изменение уровня БЛ в широкополосных МЧ АР

Как видно в этом случае, знак наклона ЛЧМ парциального сигнала, противоположный направлению сканирования (LFM(-)), оказывает корректирующее действие на АФР динамической МЧ АР.

В заключение важно отметить, что эффект «сжатия» ПВС в пространстве, преобразующий энергию в импульсных объемах всех парциальных сигналов в последовательность нескольких коротких импульсов большой амплитуды, позволяет снять ограничение на максимальную пиковую мощность твердотельных передающих модулей активной ФАР и обеспечить одноканальность обработки эхо-сигналов при синтезе ДН передающей ФАР в направлении на цель, максимум которой соответствует угловой координате цели в стробе дальности, а ширина – пространственной разрешающей способности.

## ВЫВОДЫ

Представленные результаты показывают, что использование современных промышленных, информационных и цифровых технологий открывают практическую возможность реализации одно- и многопозиционных систем радиолокации на принципах МИМО-модема, адресно связанного с пространственно-временным положением каждой радиолокационной цели. Ключевым моментом решения проблемы многоканальности в МИМО системах является использование активных передающих динамических антенных решеток с многочастотными сигналами (пространственно-временная модуляция) в сочетании с процессорами корреляционной обработки на основе цифровых Фурье-преобразователей, инвариантных к виду модуляции парциальных сигналов передающих АР (пространственно-временная демодуляция). Высокая стабильность эталонов частоты способна в настоящее время обеспечить *внутреннюю статистику про-*

странственно разнесенных антенных систем, позволяющую качественно синтезировать ДН передающих систем в направлениях на цели при приеме.

Установленное при моделировании влияние внутриимпульсной угловой модуляции парциальных сигналов на амплитудно-фазовое распределение МЧ АР открывает возможности управления параметрами синтезированных ДН в широком секторе углового положения целей.

Физические свойства динамических МЧ АРС, связанные со «сжатием» импульсов поля при быстром сканировании в значительной мере снимают ограничения при использовании твердотельных усилителей мощности СВЧ, обладающих стабильностью характеристик, удовлетворяющих требованиям для использования в динамических передающих АР.

В заключение хотелось бы поблагодарить нашего юбиляра, наставника и друга **Я.С. Шифрина** за постоянное стимулирование и поддержку научных работ данного направления и пожелать ему крепкого здоровья, юношеской активности и творческого долголетия.

#### Литература

- [1] Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. — М. «Сов. радио», 1970. — 384 с.
- [2] Yu.N.Sedyshv, V.N. Gordienko. "The Coherent Bistatic Radar with Multi – Stage Space -Time Adaptive Processing of Signals and Jamming", IEEE Int. RADAR2000, 8-12 May, 2000, Alexandria, VA, USA, pp. 329–334.
- [3] Yu.N.Sedyshv, P.Yu. Sedyshv, V. A. Tyutyunnik. «Coherent Bistatic Noise Radar with Space – Time Adaptive Processing of a Returns Signals and Jamming». Proc. First International Workshop on the Noise Radar Technology (NRTW 2002). Pp. 203...214
- [4] Sedyshv Yu., Sedyshv P., Shevchenko A., Tyutyunnik V. Peculiarities of Using Space-Time Multi-Frequency Signals for Fast Electronic Scanning in Radars with Active Phased Antenna Array. Radioelectronic and Communication System. USA, CRC Press — 2010, Vol. 53, No.4. — P. 173–184.
- [5] MIMO RADAR SIGNAL PROCESSING, Edited by Jian Li, Petre Stoica. Published by JohnWiley&Sons, Inc., Hoboken, NewJersey.2009.
- [6] Eli Brookner MIMO Radar Demystified. MICROWAVE JOURNAL. January 2013.
- [7] Yu.N.Sedyshv and A.S.Dudush. «Evaluation of the Impact of the Time Synchronization Accuracy of Multistatic Radar Positions on Errors in Determining the Spatial Coordinates of Aerial Objects». P.1A simultaneous English language translation of this journalis available from Allerton Press, Inc.Distributed worldwide by Springer. Radioelectronics and Communications Systems .Vol.56, No.4, 2013.
- [8] Allan D.W. «The science of timekeeping». Application Note1289 /DavidW. Allan, Neil Ashby, Clifford C. Hodge. — USA: Hewlett–Packard Company, 1997. — 88 p.

Поступила в редколлегию 23.03.2015  
**Седышев Юрий Николаевич**, доктор технических наук, профессор. Научные интересы: многопозиционная активно-пассивная радиолокация, адаптивные антенные решетки СВЧ, адаптивное пространственно-временное формирование и согласованная обработка пространственно-временных радиолокационных сигналов.



**Тютюнник Владислав Александрович**, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, ведущий научный сотрудник Научного центра Воздушных Сил Харьковского университета Воздушных Сил им. И. Кожедуба ВС Украины. Научные интересы: алгоритмы обнаружения и оценок параметров сложных сигналов в многопозиционных системах радиолокации, имитационное моделирование радиолокационных систем.

УДК 621. 396. 1

**Інформаційні технології створення просторово-часових модемів багатопозиційних активно-пасивних систем радіолокацій** / Ю. М. Седишев, В. О. Тютюнник // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2015. — Том 14. — № 1. — С. 105–110.

Розглянуто способи синтезу діаграми спрямованості активних передавальних антенних решіток (АПАР) під час прийому сигналів, відбитих від радіолокаційних цілей (МІМО-радіолокація). Показано, що в ході використання багаточастотних ортогональних когерентних сигналів в елементах АПАР і адресного доступу під час їхнього прийому можна забезпечити малий рівень бічних пелюсток просторової функції невизначеності в заданому секторі спостереження шляхом вибору виду внутрішньоімпульсної модуляції парціальних сигналів. Ортогоналізація антенного базису передавальних і приймальних антен дозволяє під час цифрової спектрально-кореляційної обробки вибірок сукупного сигналу від кожної цілі вирішити технологічну проблему багатовимірності простору спостереження в багатопозиційних системах когерентної радіолокації при виявленні, розрізненні, виміру координат і параметрів руху цілей. Наводяться результати імітаційного моделювання просторово-часових радіолокаційних модемів, реалізованих за викладеними принципами.

**Ключові слова:** МІМО-радіолокація, багаточастотний просторово-часовий сигнал, антенні решітки, цифрова спектрально-кореляційна обробка.

Лл.: 10. Бібліогр.: 09 найм.

UDC 621. 396. 1

**Information technologies of creating modems of multi-position active and passive radar systems** / Yu.N. Sedyshv, V.A. Tyutyunnik // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2015. — Vol. 14. — № 1. — P. 105–110.

Methods of pattern synthesis of active transmitting antenna arrays (ATAR) at receiving signals reflected from the radar targets are considered. It has been shown that at using the coherent orthogonal multifrequency signals in ATAR elements and address accessing during their reception (MIMO – radar) one can achieve a low level of spatial sidelobes of the ambiguity function in a given sector of observation by choosing a kind of intrapulse modulation of partial signals. Orthogonalization of the basis of transmitting and receiving antennas allows at digital spectral-correlation processing of total signal samples from each target to solve the technological problem of multidimensional surveillance space in multiposition coherent MIMO radar systems at detection, resolution, evaluation of coordinates and targets motion parameters. The results of space-time radar modems simulation are given.

**Keywords:** MIMO radar systems, multifrequency space-time signals, antenna arrays, digital spectral-correlation processing.

Fig.: 10. Ref.: 08 items.