

СВЕРХБЫСТРОЕ СКАНИРОВАНИЕ ЛУЧА  
И СИНТЕЗ КОРОТКОГО СИГНАЛА  
В ПОЛЕ ИЗЛУЧЕНИЯ ПЕРЕДАЮЩЕЙ РЕШЁТКИ МИМО РЛС

Б.М. Вовшин, д.т.н., профессор,  
К.В. Куликов<sup>@</sup>, аспирант

Московский технологический университет (МИРЭА), Москва, 119454 Россия

<sup>@</sup>Автор для переписки, e-mail: serpent989@gmail.com

В работе анализируются эффекты «сверхбыстрого сканирования луча» и синтеза «короткого» (широкополосного) сигнала в поле излучения антенной решётки, возбуждаемой взаимноортогональными когерентными узкополосными сигналами. Исследования и моделирование проводятся для простых и сложных зондирующих сигналов МИМО РЛС, ортогональность которых обеспечивается в частотной области за счёт разнеса центральных частот их спектров. Показано что подобный подход, основанный на технологии МИМО РЛС, при определённом выборе параметров сигналов и решётки позволяет преодолеть известные ограничения на ширину полосы сигналов при использовании фазированной антенной решетки традиционного построения.

**Ключевые слова:** МИМО РЛС, синтез апертуры, широкополосный сигнал, ортогональные сигналы, антенная решётка, спектр сигнала.

SUPERFAST SCANNING BEAM AND SYNTHESIS  
OF SHORT SIGNAL IN RADIATION FIELD  
OF MIMO RADAR TRANSMIT ARRAY

B.M. Vovshin,  
K.V. Kulikov<sup>@</sup>

Moscow Technological University (MIREA), Moscow, 119454 Russia

<sup>@</sup>Corresponding author e-mail: serpent989@gmail.com

The effects of "superfast scanning beam" and synthesis of "short" (broadband) signal in the radiation field of the antenna array, excited by mutually orthogonal coherent narrowband signals are under consideration. Researches and modeling are carried out for simple and complex probe signals of MIMO radar. Their orthogonality is provided in the frequency domain due to the separation of the central frequency of their spectra. It is shown that this approach based on MIMO radar technology, with a certain choice of signals parameters and array, allows to overcome the limitations on the width of the signal bandwidth for phased antenna array of traditional construction.

**Keywords:** MIMO radar, broadband signal, orthogonal signals, antenna array, signal spectrum.

1. Введение

В последние годы одним из наиболее динамично развивающихся направлений современной радиолокации является создание теории и исследование принципов построения так называемых МИМО (*multiple input – multiple output* – «много входов – много выходов») РЛС [1–4]. Такие РЛС имеют принципиальные отличия от традиционных РЛС с фазированной антенной решёткой ФАР (АР), обусловленные тем, что каждый излучатель передающей АР или

группа излучателей возбуждаются взаимно-ортогональными сигналами. Их можно полагать пространственно-независимыми и, следовательно, разделяемыми при приёме. Поэтому, в отличие от традиционной ФАР, в режиме передачи здесь не формируется остронаправленный луч, а равномерно облучается определённая пространственная область, соответствующая ширине парциальной диаграммы направленности (ДН) одиночного элемента передающей АР. Для этого можно использовать когерентные и некогерентные системы ортогональных сигналов.

В дальнейшем речь пойдёт только о когерентных излучаемых сигналах.

В этих условиях, связанных с особенностью передающей АР, целесообразно реализовать на приём многолучевое диаграммообразование, перекрывающее весь сектор облучения. Количество элементов  $N$  в приёмной АР, в зависимости от решаемой задачи, может быть достаточно произвольным:

$$1 \leq N \leq M,$$

где  $M$  – число излучателей передающей АР.

Поскольку каждый элемент приёмной АР принимает все  $M$  ортогональных сигналов, излучённых из пространственно-разнесённых фазовых центров, то при соответствующей обработке каждый элемент может рассматриваться как антенна с «синтезированной апертурой» (СА) [5] (в зарубежных источниках, например в [6, 7], такой приёмный элемент часто называют «виртуальной решёткой»). Поэтому теоретический подход к анализу ММО РЛС, как правило, основывается на представлении о том, что в режиме передачи как бы используется одиночный элемент, а в режиме приёма –  $M \leq N \leq M^2$  – элементная решётка, хотя физически ситуация может быть обратной. Отметим, что выбор систем ортогональных сигналов для ММО РЛС достаточно произволен и может быть осуществлён и во временной (сигналы типа ФМ), так и в частотной (сигналы типа ЧМ) областях.

Несмотря на прогнозируемые достоинства ММО РЛС по сравнению с традиционными построениями, до сих пор остаётся открытым вопрос, для каких целей и в каких режимах радиолокационного наблюдения их применение оправдано. Дело в том, что за возможности гибкого управления параметрами зондирующих сигналов (ЗС) и ДН в зависимости от режима работы и складывающейся сигнально-помеховой ситуации приходится «платить» существенным усложнением аппаратуры и, в первую очередь, потребностью в высокопроизводительных вычислительных средствах.

Вместе с тем, существует направление, в котором технология ММО РЛС может оказаться не только конкурентоспособной с РЛС традиционного построения, но и единственно возможным решением. Это задача обзора пространства широкополосными (ШП) и сверхширокополосными (СШП) сигналами с произвольной относительной полосой в широком угловом секторе без использования механического вращения антенны:

$$\mu = \Delta f_c / f_0,$$

где  $\Delta f_c$  – полоса сигнала,

$f_0$  – несущая частота.

Кроме того, технология ММО РЛС способна обеспечить гибкое управление шириной полосы зондирующих сигналов и сектором обзора в зависимости от решаемой задачи, что особенно актуально для многофункциональных РЛС. Например, на различных этапах радиолокационного наблюдения она может потребоваться:

- в режиме поиска цели –  $\Delta f_c / f_0 \leq 0.03$  в секторе  $\Delta \theta_n$ ;
- в режиме сопровождения цели –  $0.03 \leq \Delta f_c / f_0 \leq 0.1$  в секторе  $\Delta \theta_c$ ;
- в режиме распознавания типа цели –  $\Delta f_c / f_0 \geq 0.1$  в секторе  $\Delta \theta_p$ .

Причём, как правило выполняются условия:  $\Delta \theta_n \geq \Delta \theta_c \geq \Delta \theta_p$ .

Традиционные РЛС с ФАР имеют известные ограничения на относительную широкополосность сигналов и на возможности широкоугольного сканирования луча ФАР при её широкополосном возбуждении [8, 9].

В представленной статье рассмотрены возможные пути преодоления ограничения РЛС с ФАР за счет применения технологии ММО РЛС, теоретически независимо от выбранного диапазона волн.

## 2. Условия перехода от РЛС с ФАР к технологии ММО РЛС при использовании «узкополосных» сигналов

Общепринятым критерием широкополосности сигналов в радиотехнике и радиолокации является критерий, полученный на основе определения относительной полосы сигнала [10]:

$$\mu = \frac{\Delta f_c}{f_0} = 2 \frac{f_B - f_H}{f_B + f_H}, \quad (1)$$

где  $f_B, f_H$  – значения верхней и нижней частот спектра сигнала.

Если  $\mu \ll 1$ , то сигнал считается «узкополосным». На этом предположении в основном построены теория и практика современной радиолокации. При нарушении данного условия сигнал  $s(t)$  уже не допускает представление через комплексную огибающую  $\dot{S}_0(t)$  с высокочастотным заполнением  $s(t) = \dot{S}_0(t) \exp(j2\pi f_0 t)$  и требует другой адекватной математической модели, например, в виде аналитического или вещественного сигнала. В частности, если  $\mu = 0.1$ , то физически это означает, что его внутриимпульсная модуляция должна быть реализована не более, чем за 10 периодов несущей. В этих условиях несущая частота  $f_0$  уже не может обеспечить необходимое количество отсчётов для воспроизведения закона модуляции сигнала. Необходимо подчеркнуть, что во многом именно по этой причине в последние десятилетия возрос интерес к так называемым «видеоимпульсным» сигналам без несущей [11, 12].

Ещё более жёсткие ограничения на возможности расширения полосы сигналов накладывает использование ФАР, которые при широкоугольном сканировании обладают известными дисперсионными свойствами [13]. В частности, «сбросовый» характер работы фазовращателей приводит к паразитной угло-частотной чувствительности луча ФАР.

В [14] показано, что дисперсионные свойства ФАР приводят к неизбежным искажениям сигнала и ДН на выходе устройства согласованной обработки – согласованного фильтра (СФ), а, следовательно, к потерям ( $\Delta L$ ) отношения сигнал/шум (ОСШ) на его выходе. Указанные искажения и потери, вызванные пространственно-частотной корреляцией (ПЧК) сигналов, зависят не от отдельных параметров ФАР и сигнала, а от их совокупности. Поэтому их количественные значения определяются частотными или временными обобщёнными параметрами:

$$\varepsilon = \frac{(\Delta f_c / f_0)\%}{\Delta \theta_{0,5 \text{ град}}} \sin(\theta_0), \quad \varepsilon' = \frac{\varepsilon}{2} = \frac{T_a(\theta)}{\tau_s} \quad (2)$$

где  $\theta_0$  – направление фазирования;  $\Delta \theta_{0,5}$  – ширина неотклонённого луча ФАР по уровню половинной мощности;  $T_a = \frac{L_a}{c} \sin(\theta_0)$  – время заполнения апертуры длиной  $L_a$  с направления  $\theta_0$ ;  $\tau_s = \frac{1}{\Delta f_c}$  – эквивалентная длительность простого или сжатого сложного сигнала.

Классическое понятие ДН при «немонохроматическом» возбуждении ФАР не имеет физического смысла. Здесь ДН следует рассматривать как угловую зависимость максимума сигнала на выходе СФ, т.е. в фиксированный момент времени.

Исходя из количественных оценок ПЧК и потерь на выходе СФ, в [15] предложена следующая классификация сигналов по степени их широкополосности для РЛС с ФАР:

1. Узкополосный сигнал:  $0 < \mu\% \leq \frac{\Delta \theta_{0,5 \text{ град}}}{\sin(\theta_0)}$ ;  
 $0 < \varepsilon \leq 1$ ;  $\Delta L \leq 0,6 \text{ дБ}$ .



$$2. \text{ Широкополосный сигнал: } \frac{\Delta\theta_{0,5 \text{ град}}}{\sin(\theta_0)} < \mu\% \leq 4 \frac{\Delta\theta_{0,5 \text{ град}}}{\sin(\theta_0)};$$

$$1 < \varepsilon \leq 4; 0,6 \text{ дБ} < \Delta L \leq 4,2 \text{ дБ}.$$

$$3. \text{ Сверхширокополосный сигнал: } \mu\% > 4 \frac{\Delta\theta_{0,5 \text{ град}}}{\sin(\theta_0)}; \varepsilon > 4.$$

При дальнейшем возрастании параметра  $\varepsilon$  резко возрастают потери и расширяются максимумы сигнала и ДН на выходе СФ. Поэтому попытка увеличить параметр ( $\varepsilon > 4$ ) за счёт расширения полосы сигнала  $\Delta f_c$  или размера апертуры  $L_a$  уже не приводит к улучшению разрешающей способности РЛС по дальности и угловым координатам. Таким образом, значение  $\varepsilon = 4$  указывает на границу применимости теории в рамках традиционных принципов построения РЛС с ФАР, поскольку достигнут физический предел, до которого можно расширять полосу сигнала и размеры ФАР при заданном значении  $\theta_0$ .

Обратимся к технологии ММО РЛС, не требующей организации ни фазового, ни частотного сканирования в АР, а следовательно, не обладающей дисперсионными свойствами.

### 3. Эффекты сверхбыстрого сканирования луча и синтеза короткого импульса в пространстве

Рассмотрим  $(M+1)$ -элементную линейную передающую АР с эквидистантным шагом  $d$ . Пусть излучатели АР возбуждаются узкополосными (УП) когерентными сигналами с идентичными по форме спектральными плотностями  $\dot{G}_s(f + \Delta f_{om})$ , где  $\Delta f_{om}$  – частотные сдвиги сигналов друг относительно друга. Они выбраны таким образом, что  $\sum_{m=-M/2}^{M/2} \Delta f_{om} = \Delta f_c$  – требуемое

значение полосы зондирующего сигнала. На рис. 1а показана структура такой АР, а на рис. 1б – эпюра спектральных плотностей сигналов, удовлетворяющих свойству ортогональности:

$$r_{mn} = \frac{1}{\Theta} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}_s(f + n\Delta f_0) \dot{G}_s^*(f + m\Delta f_0) df = \begin{cases} 1 & m = n; \\ 0 & m \neq n; \end{cases} \quad n, m \in -\frac{M}{2} \div \frac{M}{2} \quad (3)$$

где  $\Delta f_0$  – равномерная частотная расстройка между каналами.

При отсутствии запаздывания по огибающей  $\tau_u \gg \frac{Md}{c}$ , где  $\tau_u$  – длительность УП радиоимпульсов (РИ), возбуждающих каналы передающей АР, пространственно-временное поле (ПВП) излучения представляется в следующем виде:

$$\dot{S}(t, \theta) = \frac{\dot{S}_0(t) \exp(j2\pi f_0 t)}{M+1} \sum_{m=-M/2}^{M/2} A_m \exp \left\{ j2\pi \frac{m}{M} \left[ \Delta f_c t - \frac{L_A}{\lambda_0} \sin(\theta) \left( 1 + \frac{m}{M} \mu \right) \right] \right\} \quad (4)$$

где  $\dot{S}_0(t)$  – общая для всех каналов комплексная огибающая простого радиоимпульса (РИ);  $A_m$  – амплитуда возбуждения  $m$ -го канала;

$\Delta f_c = M\Delta f_0$  – полная полоса излучения;  $L_A = Md$  – размер апертуры АР;

$\lambda_0 = c / f_0$  – длина волны на центральной частоте  $f_0$ ;

$\mu = M\Delta f_0 / f_0$  – параметр широкополосности совокупности УП сигналов.

Если  $\mu \ll 1$  и квадратичной составляющей фазы в (4) можно пренебречь, то выражение в квадратных скобках можно интерпретировать как линейную зависимость перемещения максимума ДН от времени.

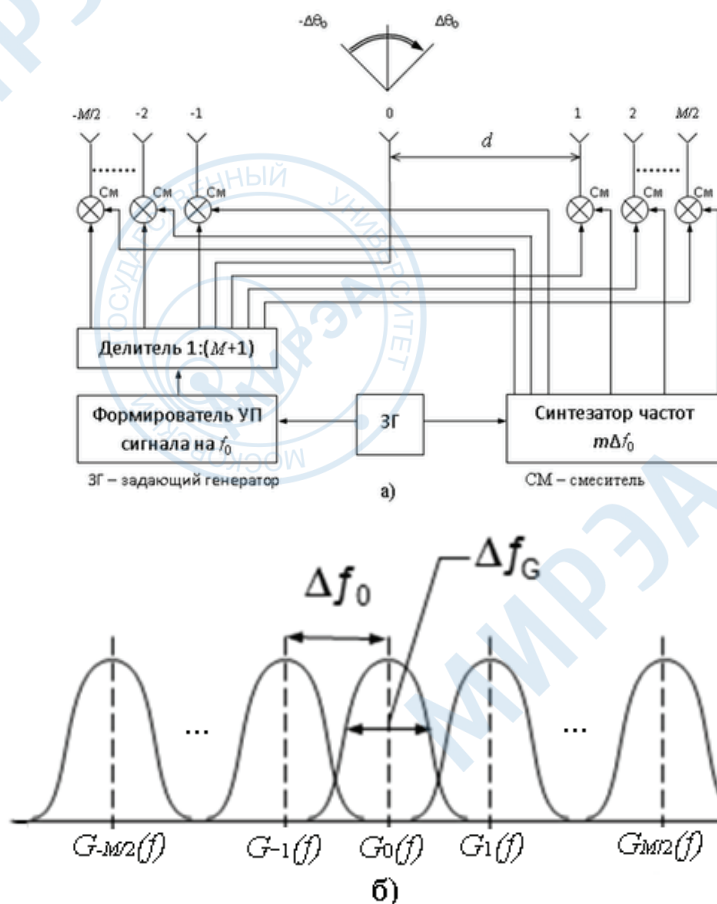


Рис. 1. Структурная схема передающей АР (а) и спектральные плотности УП сигналов (б).

$$\theta_{\max}(t) = \arcsin\left(\frac{\Delta f_c t}{L_A / \lambda_0}\right), \quad |t| < \tau_u / 2 \quad (5)$$

Если условие ортогональности РИ:  $\Delta f_0 = 1 / \tau_u$  выполняется, то при  $d / \lambda_0 = 1/2$  из (5) следует перемещение луча в секторе  $\pm 90^\circ$  за время  $\tau_u$ . В литературе [16, 17] этот эффект получил название «сверхбыстрого сканирования луча» (СБСЛ). Ширина зоны обзора здесь регулируется шагом решётки  $d$ , а однозначность – выбором  $\tau_u$ . При сохранении  $\Delta f_0$  выбор длительности РИ, равным  $n \cdot \tau_u$ , приведёт к  $(n+1)$ -кратному повторению эффекта СБСЛ. Если  $\tau_u < 1 / \Delta f_0$ , то сектор СБСЛ пропорционально сужается.

Формирование короткого сигнала в пространстве, длительность которого обратно пропорциональна полной ширине полосы излучаемого сигнала  $\tau_s = \frac{1}{M \cdot \Delta f_0}$ , обеспечивается угловым перемещением максимума ДН со скоростью:

$$V_\theta = \frac{d\theta_{\max}(t)}{dt} = \frac{\Delta f_c}{L_A / \lambda_0 \cos(\theta_0)} = \frac{\Delta f_0}{d / \lambda_0 \cos(\theta_0)} \quad (6)$$

Таким образом, обзор заданного сектора пространства реализуется за время длительности ЗС  $\tau_u$ . Ранее [15] было предложено называть такой обзор «безынерционным», так как физически он не является ни последовательным, ни параллельным.

Короткое время нахождения луча в угловом направлении  $\theta$  создает для стороннего наблюдателя эффект короткого импульса, хотя возбуждение каналов передающей АР квазигармоническое (узкополосное). В случае линейной эквидистантности параметров  $d$  и  $\Delta f_0$  для любого углового направления длительность  $\tau_s$  остаётся постоянной. Данный эффект имеет аналогию со сжатием сложного сигнала в СФ, когда на его выходе частотные гармоники, из которых он

состоит, в момент  $t = t_0$  складываются в фазе, и в результате образуется короткий импульс, длительностью обратно пропорциональный ширине полосы сигнала. Короткий импульс синтезируется, таким образом, из пространственных гармоник, для которых условие когерентного сложения в различные моменты времени соответствует различным угловым направлениям  $\theta_{\max}$  [6].

Выше уже отмечалось, что в режиме приёма необходим учёт всех  $M+1$  компонент сигнала, излучаемого АР, с учётом координат фазовых центров излучателей, что приводит к синтезу «виртуальной» приёмной апертуры. Поэтому подобные радиолокационные системы более четверти века назад получили название RIAS («radar impulse aperture synthesys» – «радары с синтезом импульса и апертуры») [18].

Технологию RIAS можно рассматривать как частный случай технологии ММО РЛС, для которого ортогональность излучаемых когерентных сигналов обеспечивается разносом их частотных полос в каналах передающей АР. Рассматриваемый подход имеет одно важное практическое достоинство по сравнению с РЛС с ФАР традиционного построения: узкополосность каналов передающей АР, равная  $\sim \Delta f_0$ . Очевидно, это приводит к существенному упрощению их практической реализации, в частности, передающих усилительных модулей при активном построении решётки. Если ортогональность сигналов реализуется во временной области, то тракты передающей АР неизбежно должны быть более широкополосными в  $M$  раз, т.е. рассчитанными на полную частотную полосу  $\Delta f_c = M \Delta f_0$ .

#### 4. Анализ пространственно-временного поля излучения АР с частотным разносом возбуждения излучателей

Вышеописанные эффекты СБСЛ и «синтеза короткого импульса» (СКИ) при использовании простых парциальных РИ с параметром  $\mu \ll 1$  можно интерпретировать как формирование сигнала с широкой полосой  $\Delta f_c = M \cdot \Delta f_0$  в угловом секторе пространства. Однако на практике может возникнуть ситуация, когда от РЛС требуется формирование сигнала с  $\mu > 0.1$ , что, как было указано выше, практически невозможно в РЛС с ФАР традиционного построения. Кроме того, одним из самых распространённых методов повышения энергетического потенциала РЛС при фиксированной импульсной мощности передатчика является применение достаточно длинных сигналов с внутриимпульсной модуляцией. Рассматриваемому случаю адекватно применение сложных ЧМ сигналов, типа ЛЧМ, с одинаковой длительностью и полосой девиации  $\Delta f_{dev}$ , на которую могут быть разнесены центральные частоты их спектров  $f_{0i} - f_{0j} = (i-j) \Delta f_{dev}$ .

Для этих случаев проведём анализ линейной эквидистантной  $(M+1)$ -элементной АР. Введём в рассмотрение обобщённые параметры сигнала и решётки:

$V = M \Delta f_0 t$  – обобщённая «временная» координата (ОВК);

$U = \frac{L_A}{\lambda_0} \sin(\theta)$  – обобщённая «угловая» координата (ОУК).

Удобство таких координат определяется тем, что для них не требуется задавать конкретные параметры парциальных сигналов и АР, а достаточно ограничиться параметром широкополосности  $\mu$  и числом каналов  $M$ .

ПВП АР при использовании простых парциальных когерентных РИ с точностью до независимой от номера канала огибающей  $S_0(t)$  выражение (5) преобразуется к виду:

$$\dot{S}(U, V) = \frac{1}{M+1} \sum_{m=-M/2}^{M/2} A_m \exp \left[ j 2 \pi \frac{m}{M} (V - U) \right] \exp \left[ -j 2 \pi \left( \frac{m}{M} \right)^2 U \mu \right], \quad (7)$$

Выражение в первых квадратных скобках зависит только от полной полосы излучаемого сигнала и длины АР, выраженной в длинах волн  $\lambda_0$ , и указывает на наличие эффекта СБСЛ. Вторая скобка определяет значение квадратичной фазовой ошибки в зависимости от параметра широкополосности  $\mu$  и значения ОУК. Эта ошибка достигает максимума, равного



$\Phi_{KB} = 2\pi \frac{L_A}{\lambda_0} \mu$  при  $\theta = \pi/2$ , и определяет «расфокусировку» эффекта СБСЛ.

Ярко выраженный эффект СБСЛ в секторе углов  $\pm\pi/2$  в трёхмерном изображении при  $L_A/\lambda_0=25$  ( $M=50$ ) и  $\mu = 0.01$ , когда квадратичной фазовой ошибкой в (7) можно пренебречь, иллюстрируется рис. 2.

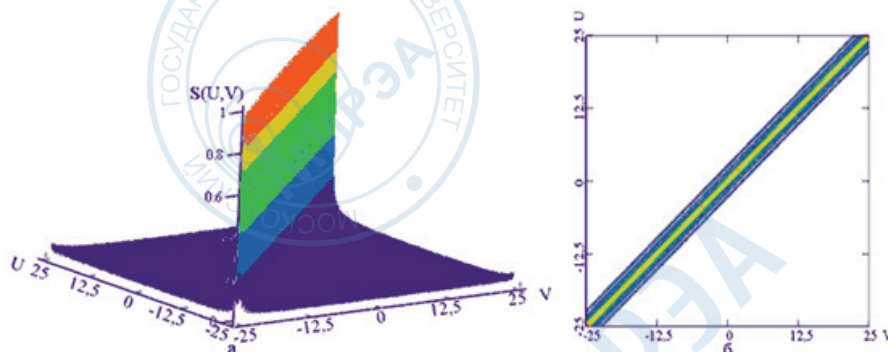


Рис. 2. Пространственно-временное поле (ПВП) при использовании простых парциальных РИ ( $M=50$ ,  $\mu=0.01$ ) (а) и линии уровня ПВП ( $M=50$ ,  $\mu=0.01$ ) (б).

Из рис. 2 видно, что весь угловой сектор  $-\pi/2 < \Delta\theta < \pi/2$  равномерно просматривается сигналом заданной широкополосности.

Структура ПВП при  $\mu = 0.1$  для АР с размерами  $L_A/\lambda_0=13$  ( $M=26$ ), 25 ( $M=50$ ), 50 ( $M=100$ ), соответственно, показана на рис. 3–5.

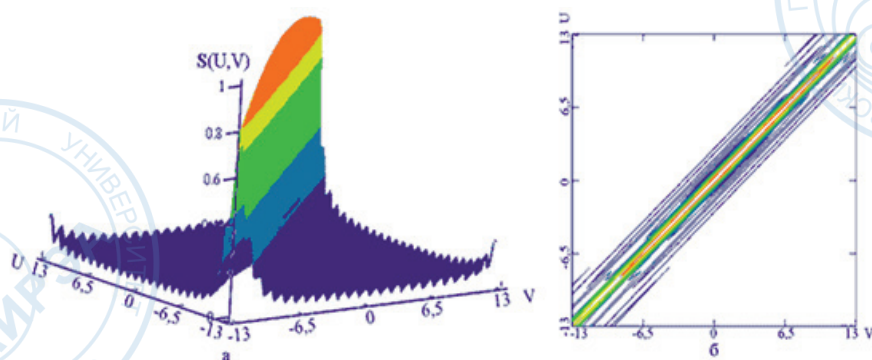


Рис. 3. Пространственно-временное поле (ПВП) при использовании простых парциальных РИ ( $M=26$ ,  $\mu=0.1$ ) (а) и линии уровня ПВП ( $M=26$ ,  $\mu=0.1$ ) (б).

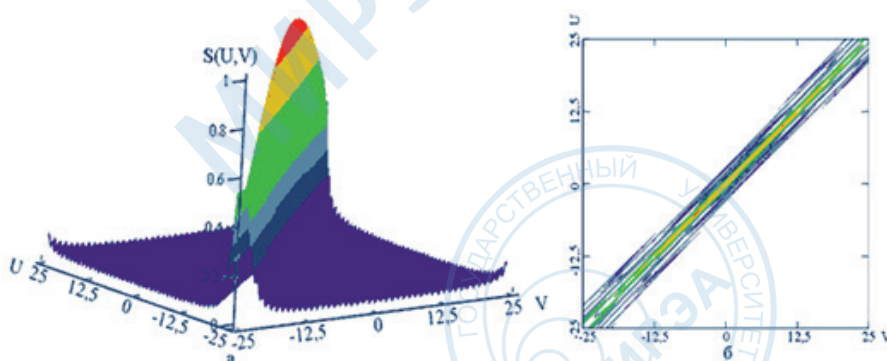


Рис. 4. Пространственно-временное поле (ПВП) при использовании простых парциальных РИ ( $M=50$ ,  $\mu=0.1$ ) (а) и линии уровня ПВП ( $M=50$ ,  $\mu=0.1$ ) (б).

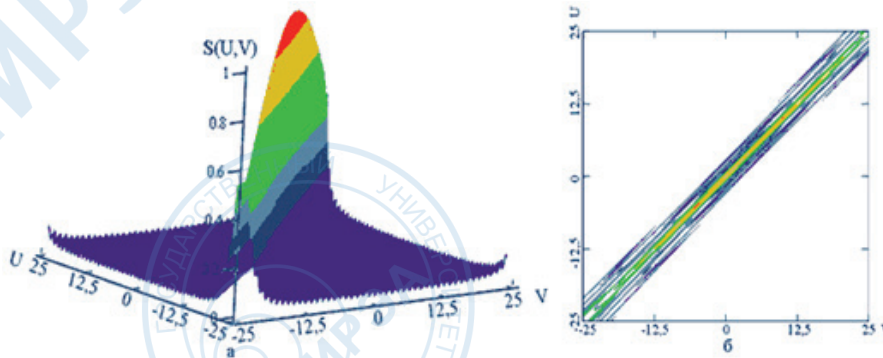


Рис. 5. Пространственно-временное поле (ПВП) при использовании простых парциальных РИ ( $M=100$ ,  $\mu=0.1$ ) (а) и линии уровня ПВП ( $M=100$ ,  $\mu=0.1$ ) (б).

В отличие от рис. 2 здесь эффект СБСЛ проявляется во всё более узких угловых секторах по мере возрастания числа каналов АР. Зависимость сектора СБСЛ по уровню поля, равного 0.7, от  $M$  показана на рис. 6.

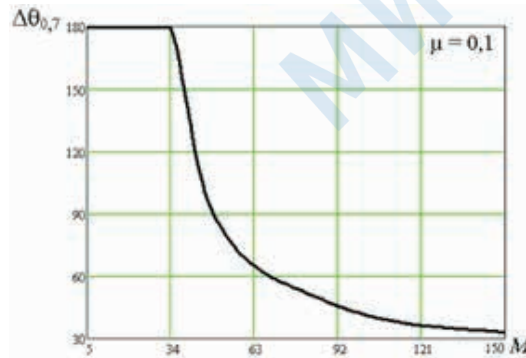


Рис. 6. Зависимость  $\Delta\theta_{0.7}$  СБСЛ от  $M$  при  $\mu = 0.1$ .

Как видно из рис. 6, сектор СБСЛ сужается с возрастанием  $M$ , что определяется ростом квадратичной фазовой ошибки в уравнении (7). Если при приеме эхо-сигналов пространственно-частотные гармоники могут быть разделены по полосе в силу их ортогональности, то для каждого ожидаемого углового направления  $\theta_0$  эти ошибки могут быть скомпенсированы и не приведут к потерям. Заметим, что при фиксированном значении  $M$  зависимость  $\Delta\theta_{0.7}=f(\mu)$  имеет аналогичный характер.

Перейдём к анализу и оценке ПВП АР при использовании сложных сигналов. В качестве парциальных сигналов АР выберем когерентные ЛЧМ импульсы вида:

$$\dot{S}_{ЛЧМ}^{(m)}(t) = \dot{S}_0(t) \exp \left[ j2\pi \left( f_0 + m\Delta f_{dev} + \frac{\Delta f_0}{\tau_u} t \right) t \right], \quad |t| \leq \frac{\tau_u}{2}, \quad (7)$$

где  $\Delta f_{dev}$  – девиация частоты,  $\Delta f_0$  – разнос центральных частот между каналами ( $\Delta f_0 \geq \Delta f_{dev}$ ).

Выражение для ПВП, излучаемого АР, с точностью до постоянного фазового множителя принимает вид:

$$\dot{S}_{ЛЧМ}(t, \theta) = \dot{S}_0(t) \exp(j2\pi f_0 t) \exp \left( j\pi \frac{2\Delta f_0}{\tau_u} t^2 \right) \cdot \sum_{m=-M/2}^{M/2} A_m \exp \left\{ j2\pi m \left[ \Delta f_0 t - \Delta f_0 \frac{md}{c} \sin(\theta) - f_0 \frac{d}{c} \sin(\theta) - \frac{2\Delta f_0}{\tau_u} t \frac{d}{c} \sin(\theta) + \frac{\Delta f_0}{\tau_u} m \frac{d^2}{c^2} \sin^2(\theta) \right] \right\} \quad (8)$$

где  $\dot{S}_0(t)$  – общая для всех каналов АР огибающая ЛЧМ сигнала, запаздыванием которой в апертуре можно пренебречь  $\tau_u \gg L_A/c$ .



Вводя в рассмотрение, как и в предыдущем случае, ОВК и УВК, а также базу парциального сигнала  $B_0 = \Delta f_{dev} \cdot \tau_u = \Delta f_0 \cdot \tau_u$  получим следующее выражение для ПВП, излучаемого АР:

$$\dot{S}_{ЛЧМ}(U, V) = \sum_{m=-M/2}^{M/2} A_m \exp \left[ j2\pi \frac{m}{M} (V - U) \right] \exp \left[ -j2\pi \left( \frac{m}{M} \right)^2 \mu U \right] \cdot \exp \left[ -j2\pi \left( \frac{m}{M} \alpha_1 UV + \left( \frac{m}{M} \right)^2 \alpha_2 U^2 \right) \right], \quad (9)$$

где  $\alpha_1 = \frac{2\mu}{B_0 M^2}$ ,  $\alpha_2 = \frac{\mu^2}{B_0 M^2}$  – константы.

Здесь дополнительным «искажающим» параметром, по сравнению с применением простых парциальных РИ, является база сигнала  $B_0 \gg 1$ .

Для «узкополосного» случая  $\mu = 0.01$  при  $B_0 = 10$  и  $M = 50$  трёхмерная картина ПВП показана на рис. 7а, а линии уровня ПВП на рис. 7б. Нетрудно заметить, что эффект СБСЛ здесь повторился 10 раз за время длительности  $\tau_u$  с постоянным временным интервалом  $1/\Delta f_0$ . Это связано с тем, что при фиксированном значении  $\Delta f_0$  за время длительности импульса с базой  $B_0 = 10$  условия для наблюдения эффекта СБСЛ и СКИ выполняются в 10 раз чаще, чем при использовании простых парциальных РИ с  $\tau_u = 1/\Delta f_0$ .

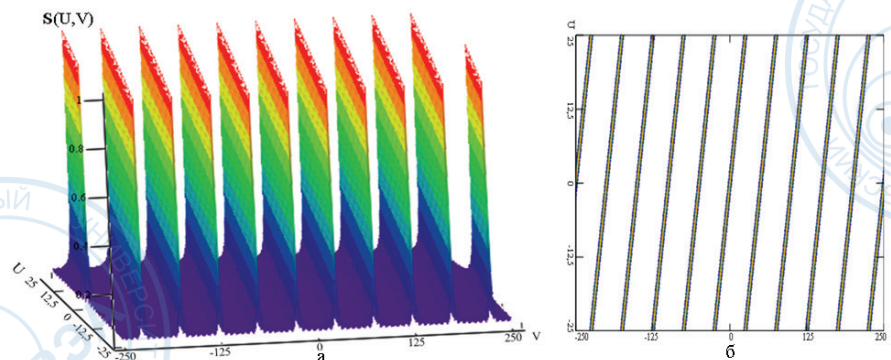


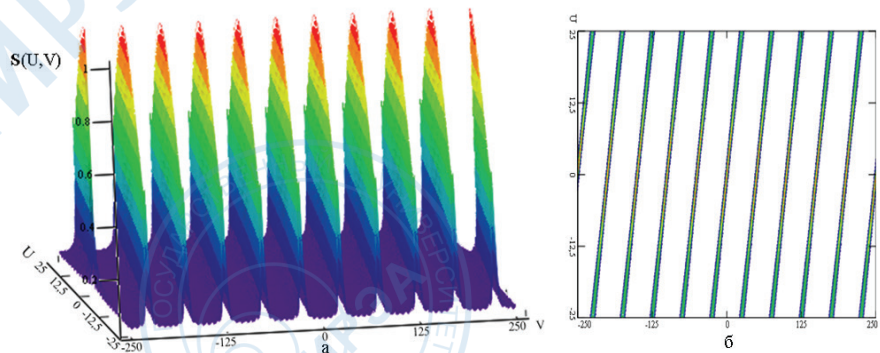
Рис. 7. ПВП при использовании сложных парциальных РИ ( $M=50$ ,  $\mu=0.01$ ,  $B_0=10$ ) (а); линии уровня ПВП ( $M=50$ ,  $\mu=0.01$ ,  $B_0=10$ ) (б).

Влияние базы сигнала и квадратичной фазовой ошибки, связанной с параметром широкополосности наглядно иллюстрируют рис. 8–10. Они соответствуют фиксированным значениям:  $\mu = 0.1$  и  $M = 50$  для различных значений базы  $B_0 = 10, 30$  и  $60$  соответственно. Из этих рисунков видно, что также как и в случае простого парциального РИ, здесь имеет место “расфокусировка” ПВП по мере возрастания параметра  $\mu$ , приводящая к сужению сектора СБСЛ. База сигнала практически влияет только на кратность эффекта СБСЛ, а при больших значениях  $B_0$  из-за малости параметров  $\alpha_1, \alpha_2$  третьим множителем в (9) можно пренебречь.

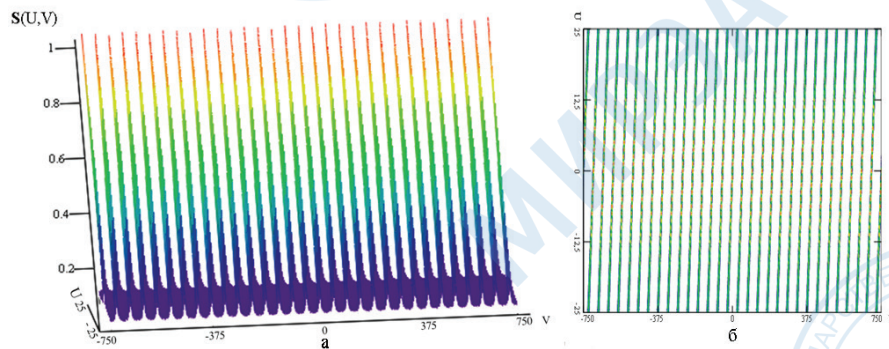
Из полученных результатов можно сделать вывод о возможности использования сложных парциальных сигналов для повышения энергетического потенциала ММО РЛС с формированием ШП и СШП ЗС в пространстве.

## Выводы

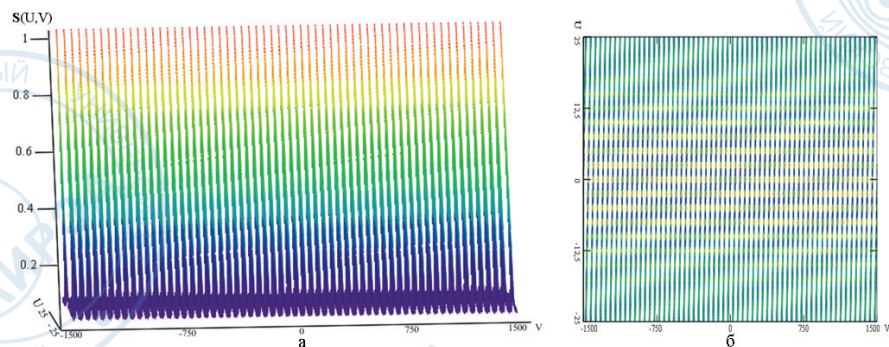
Показано, что технология RIAS, являющаяся частным случаем технологии ММО РЛС, является перспективным решением комплексной проблемы формирования сигналов с различной шириной полосы (вплоть до СШП сигналов) в заданном пространственном секторе углов. При этом устраняются известные ограничения на широкополосность сигналов, присущие РЛС с ФАР традиционного построения. Наглядной интерпретацией возможностей формирования



**Рис. 8.** ПВП при использовании сложных парциальных РИ ( $M = 50, \mu = 0.1, B_0 = 10$ ) (а);  
Линии уровня ПВП ( $M = 50, \mu = 0.1, B_0 = 10$ ) (б).



**Рис. 9.** ПВП при использовании сложных парциальных РИ ( $M = 50, \mu = 0.1, B_0 = 30$ ) (а);  
Линии уровня ПВП ( $M = 50, \mu = 0.1, B_0 = 30$ ) (б).



**Рис. 10.** ПВП при использовании сложных парциальных РИ ( $M = 50, \mu = 0.1, B_0 = 60$ ) (а);  
Линии уровня ПВП ( $M = 50, \mu = 0.1, B_0 = 60$ ) (б).

сигналов различной широкополосности в пространственном секторе углов являются эффекты «сверхбыстрого сканирования луча» и «синтеза короткого импульса» из набора УП сигналов, возбуждающих каналы передающей АР.

Проведён анализ ПВП излучения передающей эквидистантной линейной АР при использовании простых радиоимпульсов и сложных ЛЧМ сигналов. Указанные выше эффекты проиллюстрированы результатами математического моделирования. Исходя из полученных результатов, касающихся режима передачи, сделан вывод, что для согласованного обзора пространства на приём в рассматриваемой ММО РЛС необходимо синтезировать оптимальный пространственно-частотный фильтр с учётом координат фазовых центров излучения и параметров каждого парциального УП сигнала, а также количества элементов и шага передающей АР.

#### Литература:

1. Fishler E., Haimovich A., Blum R., Cimini L., Chizhik D., Valenzuela R. MIMO Radar: an idea whose time come // Proc. of the IEEE Radar Conf. Philadelphia, PA, USA. April 26–29 2004. P. 71–78.



2. Черняк В.С. О новых и старых идеях в радиолокации: ММО РЛС // Успехи современной радиоэлектроники. 2011. № 2. С. 5–20.
3. MIMO Radar Signal Processing / Ed. J.Li, P.Stoica. New York: Wiley, 2009. 448 p.
4. Brookner E. MIMO Radars and their Conventional Equivalents // Proc. on IEEE International Radar. Conf. 10-15 May 2015, Arlington VA USA. P. 918–923.
5. Vovshin B. Parallel Surveillance Ultrawide-band Radars with the Orthogonal Ranging Signals // Proc. on Int. Radar Symp. IRS-2007 Cologne, Germany 2007. P. 461–466.
6. Friedlander B. On transmit beamforming for MIMO Radar // IEEE Trans on Aerospace and Electronic systems. 2012. V. 48. № 4 P. 3376–3388.
7. Timothy D. Graham, Lance M. Bradstreet. MIMO Beamforming and Error Analysis // Proc. on IEEE International Radar Conf. 10-15 May 2015, Arlington VA, USA. P. 1010–1014.
8. Проблемы антенной техники / Под ред. Л.Д. Бахраха и Д.И. Воскресенского. М.: Радио и связь, 1989. 358 с.
9. Вовшин Б.М., Иммореев И.Я. Диаграмма направленности фазированной антенной решётки, возбуждаемой широкополосным сигналом // Радио и связь. 1982. Вып. 30. С. 95–107.
10. Астанин Л.Ю., Костылёв А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. М.: Радио и связь, 1989. 191 с.
11. Вовшин Б.М. Сверхширокополосная видеоимпульсная система с синтезированной апертурой для параллельного обзора пространства // Радиотехника и электроника. 1999. Т. 44. № 12. С. 1478–1486.
12. Скосырев В.Н., Осипов М.Л. Особенности и свойства короткоимпульсной радиолокации // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Серия «Приборостроение». 1999. № 4. С. 21–30.
13. Вольперт А.Р. О частотной зависимости ориентации диаграммы направленности в сканирующих антенных решётках с фазлируемыми элементами // В сб. Антенны. Вып. 17. М.: Связь, 1973. С. 35–42.
14. Вовшин Б.М., Иммореев И.Я. Влияние дисперсионных свойств ФАР на отношение сигнал/шум в РЛС с широкополосными сигналами // Радиотехника. 1985. № 7. С. 74–92.
15. Вовшин Б.М. Сверхширокополосная радиолокация воздушных объектов с безынерционным обзором пространства: дис. . . . д-ра техн. наук. М., 2005. 418 с.
16. Чапурский В.В. Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. 279 с.
17. Вовшин Б.М., Пахомов С.В. О принципах работы радиолокатора со сверхбыстрым сканированием луча // Вопросы радиоэлектроники. сер. РЭ. 1991. Вып. 14. С. 27–38.
18. Dorey J., Blanshard Y, Cristophe F. Le Project RIAS: une approche nouvelle du radar sur surveillance aerienne // Coloque International Sur le Radar. Paris. April 1984. P. 505–510.