

УДК 621.396.96

Применение многополосных сигналов для подавления дифракционных лепестков в РЛС типа ММО с узконаправленными антеннами

Нефедов С. И.¹, Нониашвили М. И.¹,
Чапурский В. В.^{1,*}

* valch2008@yandex.ru

¹МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Россия

Рассмотрены многочастотные пространственно-распределенные РЛС типа ММО с узкими диаграммами направленности антенн передающих и приемных позиций, для которых характерно наличие побочных дифракционных лепестков в пределах эквивалентного пространственного луча сканирования. На основе анализа обобщенных функций неопределенности по пространственным координатам дано сопоставление степени подавления побочных лепестков в зависимости от числа и параметров многочастотных однополосных и многополосных зондирующих сигналов при аддитивной и мультипликативной обработке.

Ключевые слова: РЛС типа ММО, узконаправленная антенна, многочастотные сигналы, дифракционные лепестки, обобщенная функция неопределенности, многополосные сигналы

Введение

Принципы ММО (Multiple Input - Multiple Output) фактически применялись в радиолокационных системах (РЛС) задолго до того, как метод ММО был предложен для систем связи [1-4]. С того времени значительно возросло число публикаций, посвященных развитию теории и применению РЛС типа ММО, см., например [5-8]. Теоретически рассматривавшиеся и реализованные на практике ММО РЛС содержат, как правило, широконаправленные антенны передающих и приемных элементов или позиций при излучении ортогональных по частоте компонент зондирующих сигналов (ЗС) от одного передающего элемента к другому [1 - 6], а обработка сигналов в таких РЛС имеет все признаки пространственно-временной обработки [7-9]. Принципы ММО радиолокации в общем случае применимы и к вариантам РЛС, имеющим узконаправленные диаграммы направленности антенн (ДНА) передающих и приемных элементов (позиций) [10]. Такие ММО РЛС также могут быть охарактеризованы как пространственно-распределенные РЛС (ПР РЛС) типа ММО. При сравнительно малом по отношению к дальности

обнаружения разносе позиций ПР РЛС применение узконаправленных и синхронно сканирующих ДНА обеспечивает при когерентной пространственно-временной (ПВ) обработке сигналов новые преимущества систем класса ММО РЛС. К ним в первую очередь относятся увеличение потенциала и дальности обнаружения и простота при малом разносе позиций синхронного обзора пространства узким эквивалентным пространственным лучем (ЭПЛ).

В то же время для ПР РЛС с узкими ДНА характерна существенная особенность, обусловленная наличием дифракционной картины в пределах ЭПЛ, состоящей из большого количества интенсивных побочных дифракционных лепестков, уровень которых лишь незначительно меньше уровня главного лепестка. Структура дифракционной картины луча (ДКЛ) и ширина главного и дифракционных лепестков определяются межэлементными расстояниями (базами) и расположением в пространстве передающих и приемных позиций ММО ПР РЛС, а угловая ширина ДКЛ в целом равна ширине ДНА позиций [10]. Естественно, что для улучшения качества угловых измерений и снятия неоднозначности по угловым координатам в таких РЛС потребуются принятие специальных мер, целью которых является снижение уровня побочных лепестков (УПЛ). В общем случае такими мерами могут быть рациональный выбор характеристик ПВ ЗС, включая оптимизацию расположения позиций, структуры многочастотных ЗС и алгоритмов ПВ обработки. Данная работа посвящена оценке степени снижения УПЛ за счет применения и выбора параметров многополосных моноимпульсных многочастотных (ММЧ) ЗС с неперекрывающимися полосами групп многочастотных компонент при фиксированном и заранее выбранном расположении передающих и приемных позиций и при двух вариантах совместной обработки между группами частотных компонент – аддитивной и мультипликативной [11].

1. Подавление дифракционных лепестков при аддитивной обработке многополосных ЗС

Предварительно проанализируем влияние начальной частоты излучения f_0 ММЧ ЗС на форму двумерных сечений обобщенной функции неопределенности (ОФН) «азимут-угол места». Общее выражение для ОФН в функции пространственных векторов координат цели $\mathbf{r}$ и опорной точки пространства $\mathbf{r}_0$ в ПР РЛС типа ММО с узконаправленными ДНА передающих и приемных позиций (в числе N_t и N_r соответственно) получено в [10] при длительности ММЧ импульса τ_n и эквидистантном шаге $\Delta\omega$ частотных компонент ω_n ,

$$\omega_n = \omega_0 \xi_n, \text{ где } \xi_n = 1 + n \Delta\omega / \omega_0, \text{ при } n = 0, \dots, N_t - 1. \quad (1)$$

В случае предварительно измеренной частоты Доплера Ω_0 ОФН с точностью до нормировочного множителя совпадает с модулем обобщенного корреляционного интеграла (ОКИ) [12], имеющего в данном случае вид [10]:

$$\dot{Q}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0; \Omega_0) \approx \sum_{k=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} q_{nk}(\mathbf{r}) q_{nk}(\mathbf{r}_0) \Theta(\Delta\tau_{n,k}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0)) \exp\{j(\omega_0 + \Omega_0) \xi_n \Delta\tau_{n,k}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0)\}, \quad (2)$$

где

$$\Theta(\Delta\tau) = (b(\Delta\tau) - a(\Delta\tau)) \cdot h(b(\Delta\tau) - a(\Delta\tau));$$

$$a(\Delta\tau) = \max[0, \Delta\tau]; \quad b(\Delta\tau) = \min[\tau_n, \tau_n + \Delta\tau]; \quad \Delta\tau_{n,k}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0) = \tau(\mathbf{r}_0; n, k) - \tau(\mathbf{r}; n, k),$$

и

$$h(x) = \begin{cases} 1 & \text{при } x \geq 0 \\ 0 & \text{при } x < 0 \end{cases} - \text{функция Хевисайда единичного скачка.}$$

В (2) введены бистатистические задержки $\tau(\mathbf{r}; n, k)$, а также амплитудные множители распространения $q_{nk}(\mathbf{r})$ на путях распространения « n -ый передатчик – точка пространства $\mathbf{r}$ – k -ый приемник». Последние зависят от бистатистических расстояний и принятых идентичными ДНА $g(\theta)$ передающих и приемных позиций, которые для простоты анализа предполагались имеющими круговую симметрию:

$$q_{nk}(\mathbf{r}) = \frac{\sqrt{P_t G^2 \lambda} g(\theta_{tn}(\mathbf{r})) g(\theta_{rk}(\mathbf{r})) \sqrt{\sigma}}{(4\pi)^{3/2} |\mathbf{r} - \mathbf{r}_{tn}| \cdot |\mathbf{r} - \mathbf{r}_{rk}|}. \quad (3)$$

Здесь P_t и G – средняя мощность излучения и коэффициент усиления, одинаковый для каждой из антенн, σ – эффективная отражающая поверхность (ЭОП) цели, а $\theta_{tn}(\mathbf{r})$ и $\theta_{rk}(\mathbf{r})$ – угловые направления на цель в точке $\mathbf{r}$, отсчитываемые от осей ДНА n -ой передающей и k -ой приемной позиций с векторами координат $\mathbf{r}_{tn}$ и $\mathbf{r}_{rk}$, вычислявшиеся согласно формулам, приведенным в [4]. Для $g(\theta)$, как и в [10], принималась аппроксимация вида:

$$g(\theta) = (1 + \cos \theta) \frac{J_1(ka \sin \theta)}{ka \sin \theta}, \quad (4)$$

где $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, a – радиус раскрыва антенны, $J_1(x)$ функция Бесселя первого рода.

Рассматривался условный вариант ПР РЛС с 5-ю передающими и 5-ю приемными позициями, параметрами ММЧ ЗС и расположением позиций ПР РЛС на рис. 1 согласно принятым в [4].

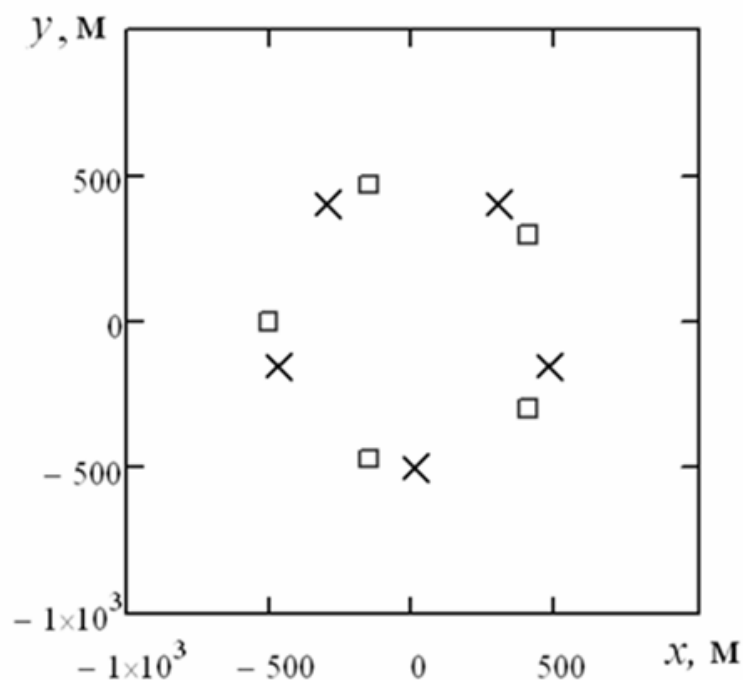


Рис. 1. Расположение и координаты передающих (кресты) и приемных (квадраты) позиций.

При использовании сферических координат для векторов $\mathbf{r}$ и $\mathbf{r}_0$ вычислены сечения ОФН «азимут-угол места» (β, ε) в случае однополосных сигналов с двумя значениями начальных частот ЗС, разнесенных на 16,0 МГц: $f_{01}=166,7$ МГц и $f_{02}=182,7$ МГц, т.е. отличающихся $\approx 10\%$. При расчете сечений (β, ε) на каждой из частот условно полагалось совпадение параметров дальности и радиальной скорости цели. Для каждой из начальных частот излучался ПВ ММЧ ЗС с одинаковыми шириной полосы 1,6 МГц и шагом по частоте при числе частотных компонент 5, равном числу передающих позиций. Результаты расчета сечений ОФН «азимут – угол места» для данных двух однополосных ЗС представлены для наглядности на рисунке 2. Из сравнения рис. 2 а,в и рис. 2 б,г заметно небольшое, но важное отличие диаметров колец дифракционных максимумов при практически одинаковом уровне ОФН, заключающееся в отсутствии перекрытия расположенных по окружностям дифракционных лепестков в ДКЛ для принятых двух полос излучения.

Определенный интерес представляет также двумерное сечение «азимут-дальность», пример которого для исходного *однополосного* ЗС с начальной частотой полосы $f_{01}=166,7$ МГц показан на рис. 3 в топографической форме и в виде двух проекций объемной диаграммы. Аналогичные принятым на рис. 2 и 3 размеры областей двумерных сечений ОФН использованы и в последующем.

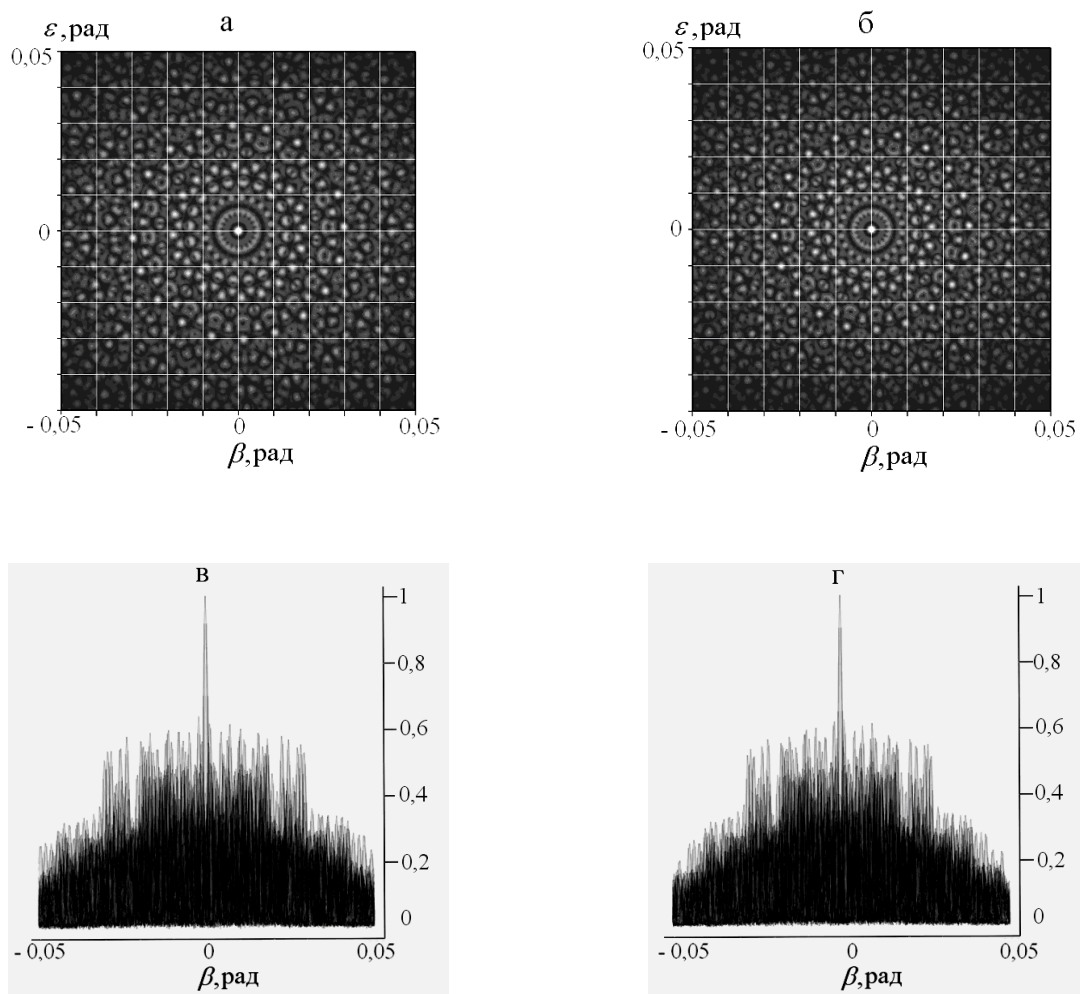


Рис. 2. Топографические (а, б) и объемные (в, г) «вид сбоку» сечения ОФН «азимут-угол места» (дифракционные картины лучей) при $\beta_R = 60^\circ$, $\varepsilon_R = 45^\circ$ в секторе $0,1 \times 0,1 \text{ рад}^2$ для частот $f_{01} = 166,7 \text{ МГц}$, $\lambda_{01} = 1,8 \text{ м}$ (а, в) и $f_{02} = 182,7 \text{ МГц}$, $\lambda_{01} = 1,642 \text{ м}$ (б, г).

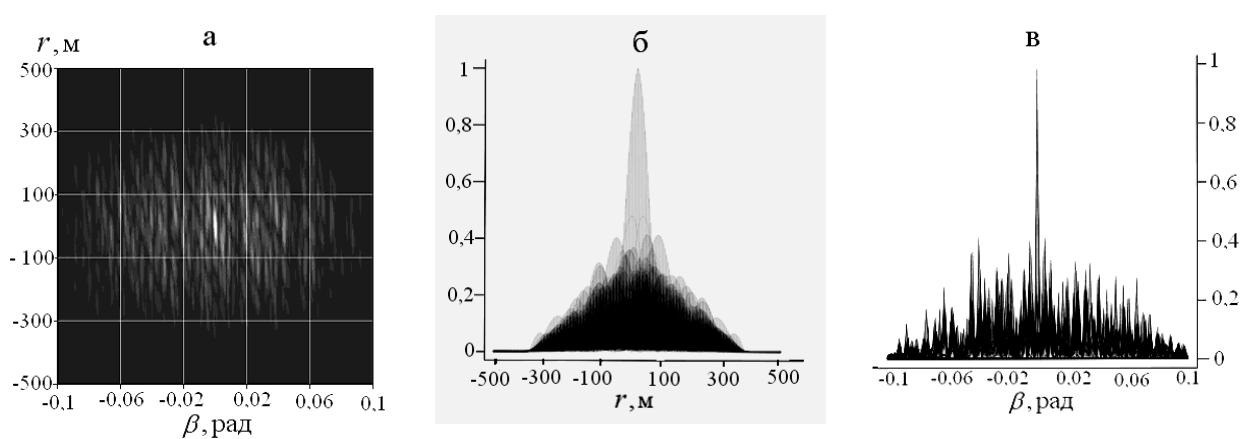


Рис. 3. Топографические (а) и объемные («вид сбоку» в двух проекциях) (б, в) сечения ОФН «азимут-дальность» при $\beta_R = 60^\circ$, $\varepsilon_R = 45^\circ$ в области $0,1 \text{ рад} \times 1000 \text{ м}$ для однополосного сигнала с начальной частотой $f_{01} = 166,7 \text{ МГц}$

Выявленный для сечения «азимут-угол места» на рис. 2 характерный факт зависимости ДКЛ от частотной расстройки между парой начальных частот полос излучения позволяет построить совместную обработку сигналов в ПР РЛС типа ММО, полученных для двух данных полос излучения.

Двухполосный сигнал

Обозначая ОКИ на двух частотах f_{01} и f_{02} через $\dot{Q}_1(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0; \Omega_0^{(1)})$ и $\dot{Q}_2(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0; \Omega_0^{(2)})$, можем записать линейную аддитивную статистику:

$$\dot{Q}_\Sigma(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0) = \dot{Q}_1(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0; \Omega_0^{(1)}) + \dot{Q}_2(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0; \Omega_0^{(2)}). \quad (5)$$

Частоты Доплера в (5) есть нормированные с помощью начальных частот f_{01} и f_{02} частот радиальные скорости цели V_{r0} одинаковые для принимаемого и опорного сигналов:

$$\Omega_0^{(i)} = 4\pi f_{0i} V_{r0} / c, \quad i = 1, 2. \quad (6)$$

Аддитивная статистика (5) приводит к когерентной обработке двухполосного ЗС, а ее модуль равен:

$$|\dot{Q}_\Sigma(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0)| = |\dot{Q}_1(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0; \Omega_0^{(1)}) + \dot{Q}_2(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0; \Omega_0^{(2)})|. \quad (7)$$

Для когерентной обработки необходимо, чтобы частоты ПВ ММЧ сигнала в двух частотных полосах выбирались из общей когерентной сетки частот.

Пример сечения «азимут-угол места» аддитивной ОФН, отвечающей модулю ОКИ при двухполосном ЗС с учетом формул (7) и (2) при совпадении опорных радиальных скоростей и дальностей с параметрами цели, $\Omega_0 = \Omega$ и $|\mathbf{r}_0| = |\mathbf{r}|$, дан на рис. 4 при указанных ранее параметрах ПР РЛС и полос ЗС.

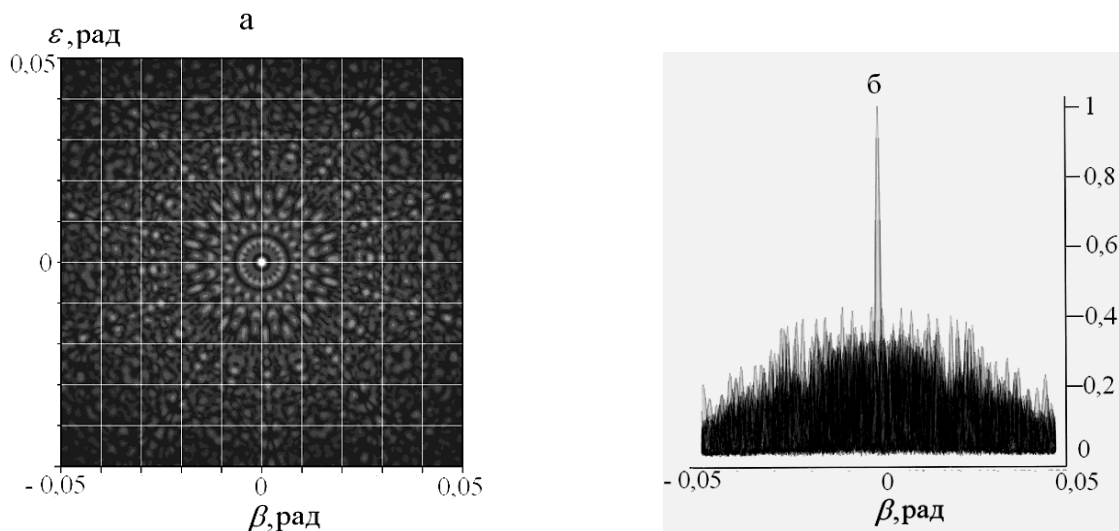


Рис. 4. Топографическая(а) и объемная (вид «сбоку») (б) диаграммы сечений ОФН «азимут-угол места» для аддитивной обработки при двухполосном ЗС в условиях рис. 1 и 2.

Рис. 4 а дает вид топографической диаграммы сечения ОФН «азимут-угол места», а на рис. 4 б представлен «вид сбоку» на объемную диаграмму того же сечения ОФН, позволяющий выявить УПЛ на всем участке плоскости «азимут-угол места», отвечающем угловому размеру ЭПЛ. В целом сравнение результата на рис. 4 при двухполосном сигнале и принятых параметров частотных полос с диаграммами на рис 2, отвечающими однополосным ЗС, показывает уменьшение УПЛ в сечении «азимут-угол места» примерно на -3,0...-3,5 дБ.

Данная величина подавления вполне соответствует совместной обработке сигналов из двух выбранных частотных полос, в которых исходные однополосные ДКЛ удовлетворяли специфическому условию «ортогональности», при котором максимумы дифракционных лепестков углового сечения ОФН для одной полосы частот совпадали с минимумами дифракционных лепестков того же сечения ОФН для другой полосы (рис. 2 а, б). Расчет сечений ОФН «азимут-дальность» для аддитивной статистики при двухполосном ЗС для тех же условий, для которых рассчитывались диаграммы сечений «азимут-угол места» на рис. 4, показал меньшее снижение УПЛ, составившее – 2,5 дБ по сравнению с однополосным ЗС на рис. 3.

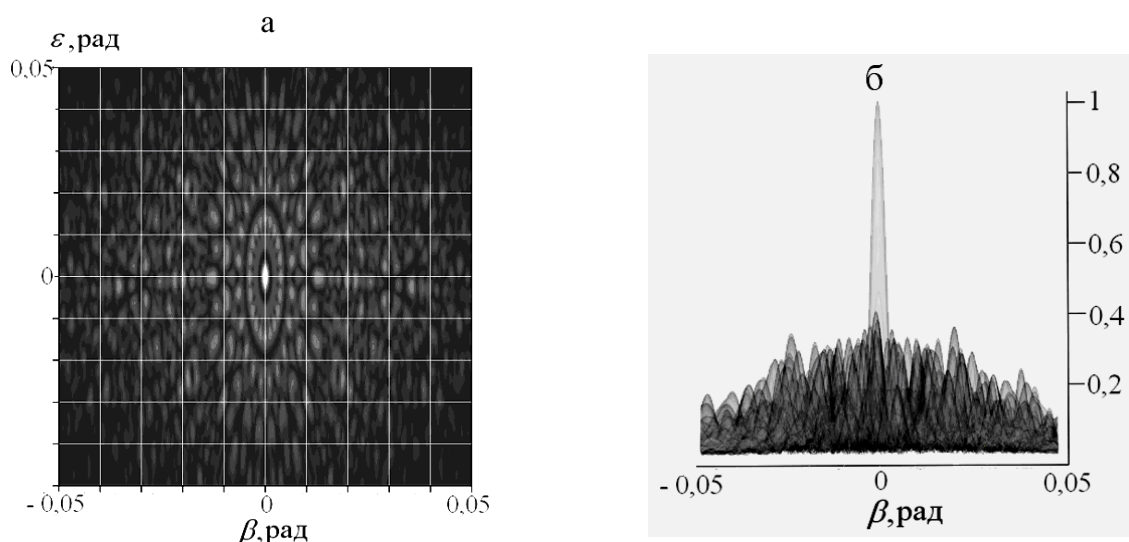


Рис. 5. Топографическая (а) и объемная (б) (вид «сбоку») диаграммы сечений ОФН «азимут-угол места» для аддитивной статистики при двухполосном ЗС и $\beta_R = 45^\circ$, $\varepsilon_R = 15^\circ$.

Для проверки устойчивости степени подавления УПЛ к изменению угловых координат цели рассчитывались сечения «азимут-угол места» и при других значениях азимута и угла места цели. В качестве примера на рис. 5 представлено сечение «азимут-угол места» для случая измененного значения азимута при уменьшенном угле места $\beta_R = 45^\circ$, $\varepsilon_R = 15^\circ$.

Характерно, что на топографическую диаграмму сечения «азимут-угол места» влияет изменение угла места, приводящее к эллиптической форме колец ДКЛ. При

изменении только азимута форма эллипсов или колец в ДКЛ сохраняется. В каждом из случаев изменения углов β_R и ε_R значения УПЛ практически не отличались между собой и от уровня, имевшего место при $\beta_R = 60^\circ$, $\varepsilon_R = 45^\circ$ (рис. 4). Таким образом, можно полагать, что в случае двухполосного ЗС степень подавления УПЛ по сравнению с однополосным ЗС может составлять примерно 3,0...3,5 дБ в достаточно широком диапазоне угловых координат цели.

Многополосные зондирующие сигналы

Рассмотренный в качестве первого примера двухполосный метод подавления дифракционных лепестков в ПР РЛС может быть легко расширен до многополосного метода. В случае неперекрывающихся по спектру полос излучения многополосного ЗС с числом полос равным I выражение для модуля ОКИ очевидным образом обобщается:

$$|\dot{Q}_\Sigma(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0)| = \left| \sum_{i=1}^I \dot{Q}_i(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0; \Omega_0^{(i)}) \right|, \quad (8)$$

где $\dot{Q}_i(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0; \Omega_0^{(i)})$ вычисляется с помощью формулы (2) для i -ой полосы частот с начальной частотой f_{0i} . При этом вычисление нормированной ОФН $\Psi_\Sigma(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0)$ для многополосного многочастотного ЗС приводит к следующей формуле с простым нормировочным коэффициентом:

$$\Psi_\Sigma(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0) = \frac{1}{N_t N_r I \tau_{imp}} \left| \sum_{i=1}^I \dot{Q}_i(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0; \Omega_0^{(i)}) \right|. \quad (9)$$

Здесь τ_{imp} - длительность пространственно-временного ММЧ импульса, излучаемого в каждой из частотных полос. С помощью формулы (9) расчеты сечений ОФН «азимут-угол места» и «азимут-дальность» проводились при различном количестве полос $I \geq 3$ и разной общей полосе частот многополосного ЗС, но при прежних остальных параметрах ПР РЛС и ширине каждой из полос также 1,6 МГц.

Для трехполосного ЗС ($I=3$) с начальными частотами полос $f_{01}=1,667$ МГц, $f_{02}=1,747$ МГц и $f_{03}=1,827$ МГц, т.е. при разноте соседних и крайних частотных полос равном соответственно 8 МГц и 16 МГц, сечения ОФН «азимут-угол места» и «азимут-дальность» представлены на рис. 6 а,б. Слева показаны топографические диаграммы, а справа - вид сбоку на объемные диаграммы соответствующих сечений. Сравнение этих результатов с аналогичными результатами на рис. 4 и рис. 5 для двухполосного ЗС показывает сохранение максимального УПЛ в сечении «азимут-угол места» при некотором снижении УПЛ в области дальних побочных лепестков. Поэтому эффект перехода от двухполосного ЗС к трехполосному ЗС в той же общей полосе частот (с разнесом на 16 МГц начальных частот крайних полос и разнесом соседних полос на 8 МГц) можно считать незначительным.

Как показал расчет, малый эффект имеет и увеличение количества полос до пяти ($I = 5$) при соответствующем уменьшении разноса соседних полос до 4 МГц. Отмечается дробление главного лепестка ОФН по дальности (рис. 6 б) вследствие интерференции за счет большого разноса частот.

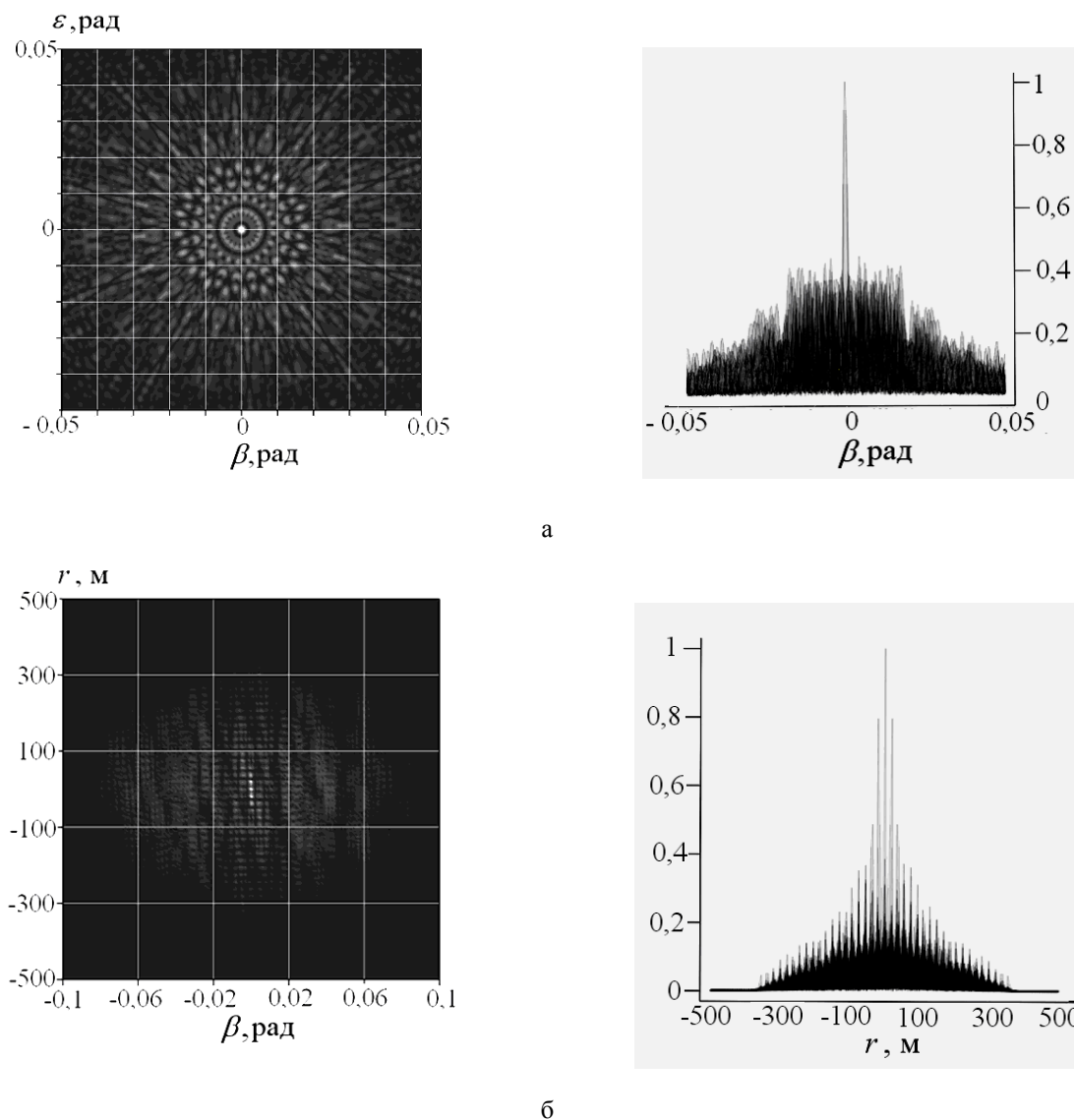


Рис. 6. Топографические и объемные (вид сбоку) диаграммы сечений ОФН «азимут-угол места» (а) и «азимут-дальность» (б) для аддитивной статистики в случае трехполосного ЗС с разном крайних полос 16 МГц.

Более значительное и примерно одинаковое подавление УПЛ при трехполосном и пятиполосном ЗС имеет место при увеличении разноса крайних частотных полос ЗС до 32 МГц, что соответствует общей полосе ЗС около 20%. Пример сечения «азимут-угол места» для трехполосного ЗС с разном крайних частотных полос ЗС до 32 МГц, подтверждающие данный вывод, представлен на рис. 7. В этом случае подавление УПЛ составляет около -6 дБ по сравнению с однополосным ЗС.

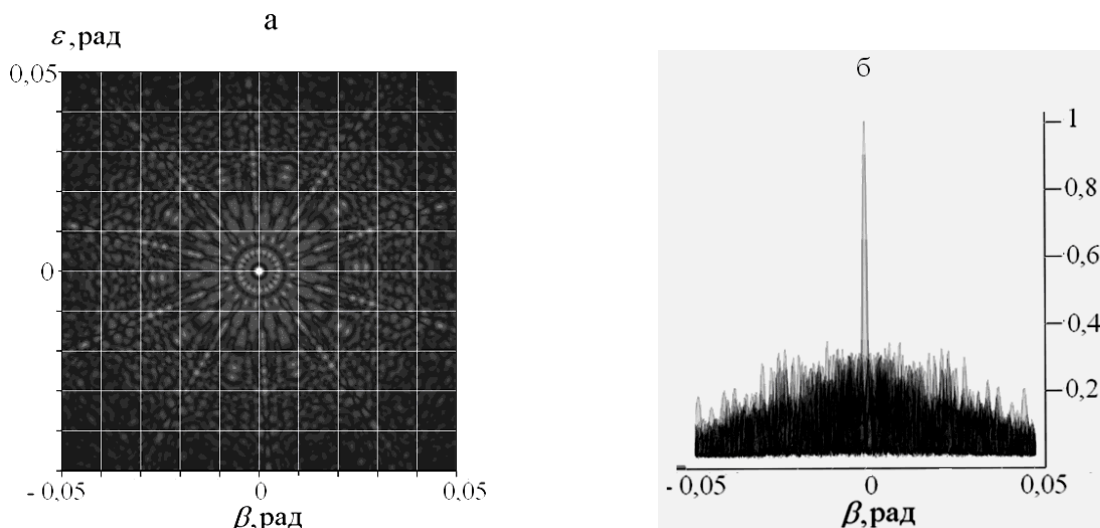


Рис. 7. Топографические и объемные (вид сбоку) диаграммы сечений ОФН «азимут-угол места» для трехполосного ЗС с разном крайних полос 32 МГц

Как показывают расчеты, с переходом к трехполосному ЗС с разном крайних полос 32 МГц и даже к пятиполосному ЗС с разном крайних полос 64 МГц происходит не очень значительное дальнейшее уменьшение УПЛ. Потому увеличение общей полосы многополосного ЗС до 30-40 % от начальной частоты спектра ЗС, в том числе с учетом соображений технической реализации когерентного и практически сверхширокополосного (СШП) ЗС в данном случае нецелесообразно. Расчеты показывают, что при увеличении числа приемных и передающих позиций совместно с применением многополосного сигнала умеренной общей полосы частот порядка 10-20% от начальной частоты спектра возможно более значительное подавление УПЛ.

2. Подавление дифракционных лепестков при мультипликативной обработке многополосных сигналов

Как показали результаты раздела 1, степень подавления побочных дифракционных лепестков в пределах ЭПЛ в ПР РЛС, достижимая при аддитивной обработке многополосных ПВ МЧ сигналов, невелика и составляет порядка 3...6 дБ соответственно при двухполосном и трехполосном сигнале с полосой до 20% от начальной частоты.

В [10] было установлено, что при обнаружении целей в ПР РЛС типа ММО с узконаправленными ДНА достижимо высокое отношение сигнал/шум даже в случае небольших времен когерентного накопления порядка десятков мс при квазинепрерывном излучении и когерентной обработке ПВ ММЧ импульсов. В указанных условиях легко достигается отношение сигнал/шум порядка 8...10 дБ на каждой из позиций. Для таких отношений сигнал/шум достаточно эффективным методом обработки сигнала с подавлением дифракционных лепестков является предложенная в [10] нелинейная степенная обработка системной сигнальной функции. Для групповых и близких по ЭПР

целей, попадающих в один строб по дальности, естественно полагать практически одинаковыми и отношения сигнал/шум, что гарантирует не высокое подавление «слабых» сигналов целей на фоне сильных.

Для многополосного ПВ ММЧ ЗС адекватным видом нелинейной обработки может быть мультипликативная обработка [11,12], заключающаяся для данного случая в перемножении ОКИ, полученных для каждой из полос ЗС. В силу установленного в разделе 1 свойства «ортогональности» ДКЛ для разных полос излучения при правильном разnose их начальных частот совместная как аддитивная, так и мультипликативная обработка ОКИ для двух или большего двух числа полос должна приводить к подавлению дифракционных лепестков. При этом можно ожидать существенно большего эффекта от мультипликативной обработки. Для обоснования последнего положения введем мультипликативный вариант ОКИ по формуле:

$$\dot{Q}_{\Pi}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0) = \prod_{i=1}^I \dot{Q}_i(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0; \Omega_0^{(i)}). \quad (10)$$

При этом модуль мультипликативной ОФН с учетом нормировки равен

$$\Psi_{\Pi}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0) = \prod_{i=1}^I \left\{ \frac{1}{N_t N_r \tau_{imp}} \left| \dot{Q}_i(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0; \Omega_0^{(i)}) \right| \right\}. \quad (11)$$

Формула (11) вследствие наличия модулей парциальных ОКИ показывает, что при мультипликативной обработке необходимость синхронизации фаз частот между полосами многополосного ПВ ММЧ ЗС отсутствует. Те же соображения касаются и целей, имеющих резкую и заранее неизвестную фазо-частотную характеристику отражения, существенную при выбранной общей частотной полосе в суммарном частотном диапазоне многополосного ЗС. При узкополосных парциальных ПВ ММЧ ЗС в каждой из полос многополосного ЗС мультипликативный алгоритм будет мало чувствителен к фазо-частотной характеристике отражения цели в пределах увеличенной общей полосы частот многополосного ЗС.

Двухполосный зондирующий сигнал

При двухполосном ЗС в случае мультипликативной ОФН начальные частоты полос по понятным соображениям (для возможности сравнения аддитивных и мультипликативных методов обработки в одинаковых условиях) были выбраны точно такими же, как и для аддитивной ОФН в разделе 1. Пример расчета сечения «азимут-угол места» мультипликативной ОФН при двухполосном ЗС ($I=2$) по формуле (3.8) при совпадении опорных радиальных скоростей и дальностей с теми же параметрами цели, $\Omega_0 = \Omega$ и $|\mathbf{r}_0| = |\mathbf{r}|$, показан на рис. 8. При этом также использовались принятые ранее параметры ПР РЛС и формула (2) при расчете ОКИ для каждой из двух частот излучения. Сечения «азимут-дальность» показаны на рис. 9. Сечения мультипликативных ОФН рассчитывались в тех же пределах, что и в случае аддитивной ОФН в разделе 1.

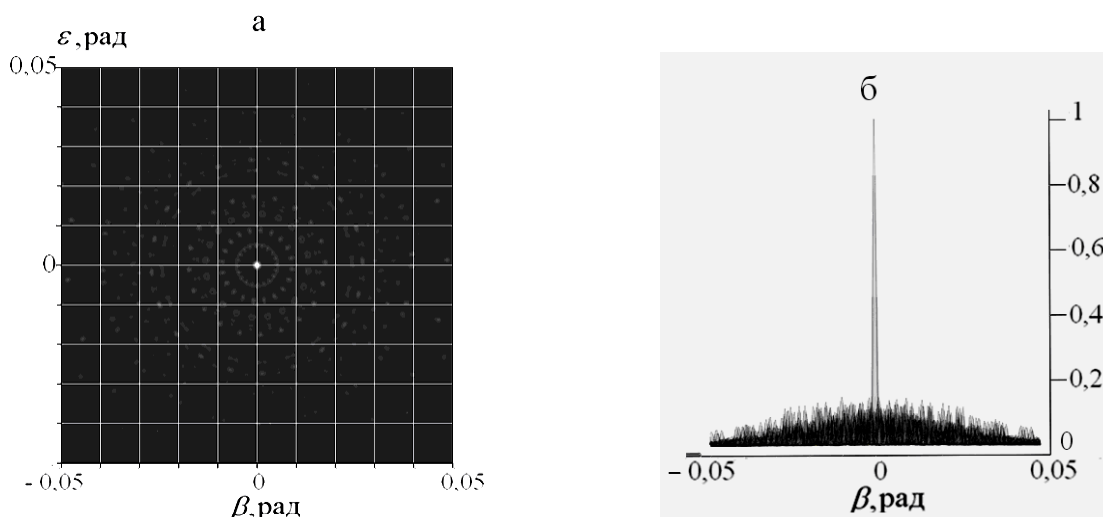


Рис. 8. Топографическая (а) и объемная (вид «сбоку») (б) диаграммы сечений ОФН «азимут-угол места» для мультипликативной статистики при двухполосном ЗС и $\beta_R = 60^\circ$, $\varepsilon_R = 45^\circ$ в условиях рис. 2 и 4.

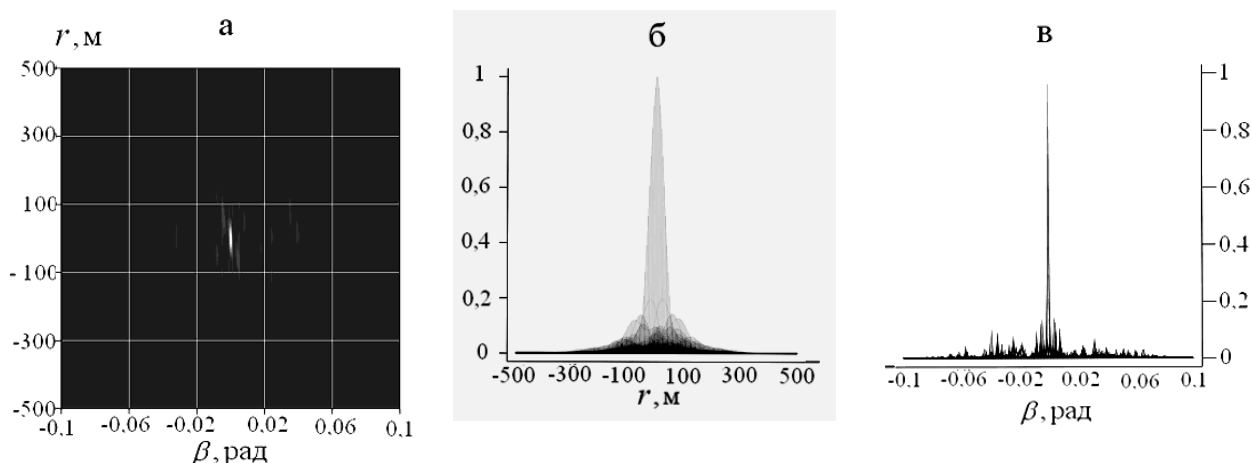


Рис. 9. Топографическая(а) и объемная («вид сбоку» в двух проекциях) (б,в) диаграммы сечений ОФН «азимут-дальность» для мультипликативной статистики при двухполосном ЗС и $\beta_R = 60^\circ$, $\varepsilon_R = 45^\circ$ в условиях рис. 2 и 4.

Первым выводом из сравнения результатов, полученных для мультипликативной ОФН с полученными ранее для аддитивной ОФН является несопоставимо более высокое подавление УПЛ при мультипликативной обработке. Для проверки на устойчивость к изменению угловых координат цели сечения мультипликативных ОФН «азимут-угол места» и «азимут-дальность» были исследованы и при других значениях азимута и угла места цели. При этом была подтверждена одинаковая эффективность подавления УПЛ за счет мультипликативной обработки двухполосных ЗС при разных угловых координатах цели. Аналогичный результат имеет место и для сечений «азимут-дальность».

На основе анализа и сопоставления полученных результатов было установлено, что в при мультипликативной обработке двухполосного сигнала степень подавления дифракционных лепестков в ДКЛ ПР РЛС по сравнению с однополосным ЗС потенциально может составлять примерно 16 дБ в достаточно широком диапазоне угловых координат цели. Это на 13 дБ превосходит степень подавления УПЛ, полученную при аналогичных исходных данных в случае аддитивной обработки двухполосного сигнала.

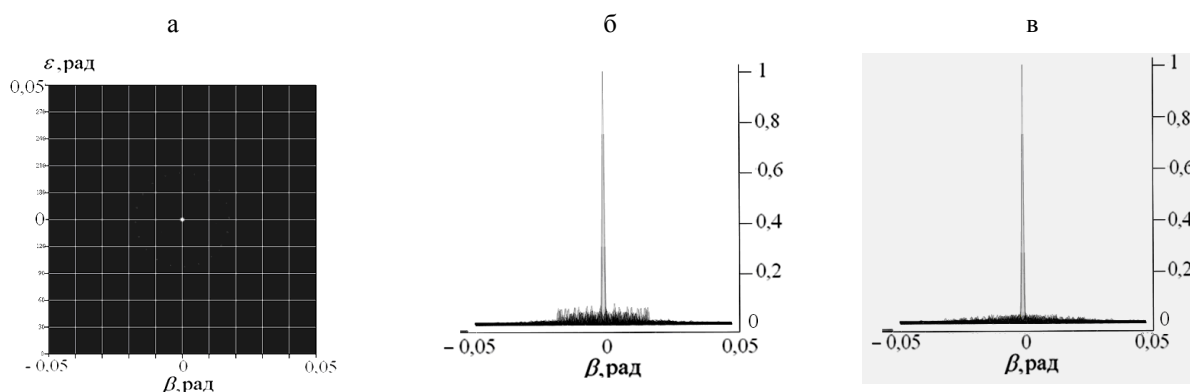


Рис. 10. Топографическая (а) и объемные (вид сбоку) (б, в) диаграммы сечений ОФН «азимут-угол места» в случае мультипликативной статистики при трехполосном ЗС с разном крайних полос 16 МГц (б) и 32 МГц (в).

Естественно, что при увеличении числа полос, как и с увеличением частотного разнома крайних полос происходит дополнительное подавление УПЛ. Следует учитывать, что данные результаты относятся к случаю одиночной цели и могут быть распространены на случай нескольких, например, двух целей в дальностно - доплеровском строге, если сигналы этих целей в строге имеют примерно одинаковую интенсивность. Такое условие для ряда радиолокационных ситуаций может не выполняться. Кроме того, при наблюдении целей с различной интенсивностью сигналов в случае мультипликативной обработки степень подавления слабой цели будет меньше при минимальном числе полос, например, равном двум. Если при этом степень подавления УПЛ удовлетворяет предъявленным требованиям, то решение, основанное на мультипликативной обработке при двухполосном сигнале оказывается наиболее рациональным, в том числе по соображениям простоты технической реализации.

3. Заключение

В работе предложены новые методы уменьшения уровня побочных дифракционных лепестков (УПЛ), характерных для перспективного класса ММО РЛС с узконаправленными ДНА при небольшом количестве позиций с базами между ними порядка единиц километров. Методы основаны на излучении, приеме и совместной обработке многополосных моноимпульсных многочастотных сигналов с помощью аддитивных и мультипликативных алгоритмов. В статье на конкретном примере ПР РЛС

типа ММО представлены результаты оценки степени подавления УПЛ при различных значениях величины полос ЗС, их разнеса и двух методах совместной обработки – аддитивном и мультипликативном.

Для варианта ПР РЛС типа ММО из 5-и приемных и 5-и передающих позиций с узконаправленными ДНА и пятичастотным ПМЧ ЗС с частотами, равномерно распределенными в полосе частот 1,6 МГц, показано, что в метровом диапазоне увеличение начальной частоты спектра ЗС на 10% приводит к тому, что максимумы дифракционных лепестков на увеличенной частоте совпадают с провалами в ДКЛ на исходной частоте. Это является основой использования многополосных ЗС для развития сигнальных методов подавления УПЛ в ПР РЛС типа ММО с узконаправленными ДНА позиций.

Для варианта многочастот ПР РЛС с двухполосным ЗС и расстройкой частотных полос 10% от начальной частоты пятичастотного ММЧ сигнала первой частотной полосы показано, что при *аддитивной* когерентной обработке происходит подавление УПЛ в сечении ОФН «азимут-угол места» на -3,0...-3,5 дБ по сравнению со случаем однополосного сигнала. Степень подавления не зависит от угловых координат цели. Эффект от перехода к трех- и пятиполосному ЗС с той же расстройкой крайних полос оказывается незначительным. Увеличение разнеса частотных полос до 20% от начальной частоты ЗС приводит к дополнительному снижению УПЛ примерно на 2,5 дБ, т.е. до -6 дБ по сравнению с однополосным ЗС. Эти значения мало меняются при увеличении относительного разнеса полос до 30-40%.

При *мультипликативной* обработке сигналов в ПР РЛС типа ММО с узконаправленными ДНА и теми же характеристиками установлено, что при двухполосном ЗС с относительной шириной полосы 10%, степень подавления УПЛ по сравнению с однополосным ЗС составила ≈ -16 дБ. Это примерно на 12 дБ превосходит подавление УПЛ, полученное для в случае *аддитивной* обработки двухполосного ЗС. В случае трехполосного ЗС подавление УПЛ увеличивается дополнительно еще на 4...5 дБ, а расширение относительной полосы до 20% позволяет при трехполосном ЗС увеличить подавление УПЛ примерно до -26 дБ по сравнению с однополосным ЗС.

Проведенное теоретическое исследование позволяет сделать вывод о возможности и перспективности применения многополосных многочастотных пространственно-временных ЗС в ПР РЛС с узконаправленными ДНА позиций в интересах эффективного подавления побочных дифракционных лепестков в пределах эквивалентного пространственного луча сканирования.

Статья выпущена в рамках НИОКТР "Реализация комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства радиолокационного комплекса для системы управления воздушным движением с удаленной диспетчеризацией", выполняемой МГТУ им. Н.Э. Баумана совместно с ОАО "РТИ" в рамках комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства, в целях реализации постановления Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218 «О мерах

государственной поддержки развития кооперации российских высших учебных заведений, государственных научных учреждений и организаций, реализующих комплексные проекты по созданию высокотехнологичного производства», при финансовой поддержке по проекту Министерства образования и науки Российской Федерации.

Список литературы

1. Dorey G., Garnier G., Auvray G. RIAS, radar a impulsion et antenne syntetique // Colloque International sur le Radar. Paris, 1989. P. 556-562.
2. Chen Baixiao, Zhang Shouhong, Wang Yajun, Wang Jun. Analysis and Experimental Results on Sparse-array Synthetic Impulse and aperture Radar // Proceedings of 2001 CIE International Conference on Radar. IEEE Publ., 2001. P. 76-80. DOI: [10.1109/ICR.2001.984627](https://doi.org/10.1109/ICR.2001.984627)
3. Вовшин Б.М. Сверхширокополосные радиолокационные системы. Новый подход к принципам построения // Труды Юбилейной научно-технической конференции, посвященной 30-летию образования ЦНИИРЭС. М.: ЦНИИРЭС, 2001. С. 139-149.
4. Вовшин Б.М., Свердлов Б.Г. Теоретические и экспериментальные исследования сверхширокополосных радиолокационных систем с ортогональными зондирующими сигналами // Труды Первого Международного радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» (МРФ-2002). Харьков, 2002. С. 62-64.
5. Fishler E., Haimovich A., Blum R., Chizhik D., Cimini L., Valenzuela R. MIMO radar: an idea whose time has come // Proceedings of the IEEE Radar Conference. IEEE Publ., 2004. P. 71-78. DOI: [10.1109/NRC.2004.1316398](https://doi.org/10.1109/NRC.2004.1316398)
6. Чапурский В.В. Обработка сигналов в многочастотных радиолокационных системах с антеннами из пространственно распределенных передающих и приемных элементов // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2008. № 3. С. 69-79.
7. Chapursky V.V., Ivashov S.I., Vasiliev I.A., Zhuravlev A.V. Short Range Radar with MIMO Antenna System and Multifrequency Sounding Signal // Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-2009) (Moscow, Russia, 2009, August 18-21). PIERS Publ., 2009. Vol. 5, no. 8. P. 716-720. Available at: <http://www.piers.org/piersonline/piers.php?volume=5&number=8&page=716> , accessed 01.10.2015.
8. Крючков И.В., Чапурский В.В. Структура систем корреляционной пространственно-временной обработки сигналов в многочастотных пространственно-многоканальных РЛС // Успехи современной радиоэлектроники. 2014. № 7. С. 3-13.
9. Лоскутов В.Ю., Слукин Г.П., Чапурский В.В. Спектральный метод обработки в многочастотных пространственно многоканальных РЛС // Радиотехника. 2013. № 11. С. 39-49.

10. Крючков И.В., Нефедов С.И., Нониашвили М.И., Чапурский В.В. Обобщенные функции неопределенности пространственно многоканальных РЛС типа ММО с узконаправленными диаграммами передающих и приемных элементов // Радиотехника. 2013. № 11. С. 14-22.
11. Чапурский В.В. Аддитивные и мультипликативные алгоритмы обработки сигналов в задачах ММО локации // Электромагнитные волны и электронные системы. 2008. Т. 13, № 4. С. 68-80.
12. Чапурский В.В. Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. 279 с.

Application of Multi-Band Signals to Suppress the Diffraction Lobes in MIMO Radar with Highly Directional Antennas

S.I. Nefedov¹, M.I. Noniashvili¹,
V.V. Chapurskiy^{1,*}

*valch2008@yandex.ru

¹Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

Keywords: MIMO-type radar, narrow beam antenna, multi-frequency signals, grating lobes, generalized ambiguity function, multi-band signals

When emitting the orthogonal signals the MIMO radar generally uses widely directional antennas of transmitting and receiving elements (sites). Principles of MIMO radar are generally applicable at highly directional antennas. For a small sites spacing and application of narrowly focused and synchronous scanning antenna provides new benefits for MIMO radar. These include an increase in the power potential, detection range and easy of synchronous radar zone scanning with equivalent narrow spatial beam.

For MIMO radar with narrow radiation patterns it is typical to have a diffraction pattern within the equivalent scanning beam, consisting of a large number of intense grating lobes. The structure of the diffraction pattern and the width of the lobes depend on the inter-element distance (base) and the coordinates of MIMO radar position. The angular width of the diffraction pattern is equal to the width of the identical patterns at positions. Removing the angular ambiguity will require special measures to reduce the level of the lateral lobes. This paper is devoted to assessing the degree of side lobes reduction by the use of multi-band multi-frequency signals with non-overlapping groups of multi - frequency bands with two versions of the co-processing between the groups of frequency components - additive and multiplicative.

It is shown for the embodiment of MIMO radar with 5- receiver and 5-transmitter positions and narrow beam patterns and 5-frequency signal in the band of 1.6 MHz that increasing initial frequency of spectrum up to 10% leads to the fact that diffraction maxima of the lobe for increasing frequencies coincide with minima in the diffraction pattern at the original frequency. This was the basis for using multi-band signals when suppressing the diffraction lobes in MIMO radar. The embodied MIMO radar with two-way 5-frequency signal and detuning initial frequencies 10% shows that the **additive** treatment gives diffraction of lobe suppression -3.0...-3.5 dB in comparison with the case of a single-sideband signal. Increased band spacing up to 20% leads to further decreasing diffraction lobes down to -6 dB compared to single-sideband signal. With **multiplicative** processing it is determined that the signal level for suppression of diffraction is

-16 dB, i. e. 12 dB better than suppression with additive treatment. In the case of three-band signal the suppression increases by 4 ... 5 dB, while the expansion of the relative bandwidth up to 20% allows us, for a three-band signal, to increase suppression of diffraction lobes to -26 dB.

The study suggests the prospect of multiband multi-frequency space-time signals in MIMO radar with narrow positions beam patterns in order to effectively suppress the diffraction side lobes within the equivalent spatial scanning beam.

References

1. Dorey G., Garnier G., Auvray G. RIAS, synthetic impulse and antenna radar. *Colloque International sur le Radar* [International Conference on Radar]. Paris, 1989, pp. 556-562.
2. Chen Baixiao, Zhang Shouhong, Wang Yajun, Wang Jun. Analysis and Experimental Results on Sparse-array Synthetic Impulse and aperture Radar. *Proceedings of 2001 CIE International Conference on Radar*. IEEE Publ., 2001, pp. 76-80. DOI: [10.1109/ICR.2001.984627](https://doi.org/10.1109/ICR.2001.984627)
3. Vovshin B.M. Ultra-wideband radar systems. A new approach to the principles of construction. *Trudy Yubileinoi nauchno-tekhnicheskoi konferentsii, posvyashchennoi 30-letiyu obrazovaniya TsNIRES* [Proceedings of Anniversary scientific and technical conference dedicated to the 30th anniversary of the Central Radio-Electronic Systems Research Institute]. Moscow, TsNIRES Publ., 2001, pp. 139-149. (in Russian).
4. Vovshin B.M., Sverdlov B.G. Theoretical and experimental studies of ultra-wideband radar systems with orthogonal probing signals. *Trudy Pervogo Mezhdunarodnogo radioelektronnogo foruma "Prikladnaya radioelektronika. Sostoyanie i perspektivy razvitiya" (MRF-2002)* [Proceedings of the First International radio electronic forum "Applied radio electronics. Status and prospects of development" (MRF-2002)]. Kharkiv, 2002, pp. 62-64. (in Russian).
5. Fishler E., Haimovich A., Blum R., Chizhik D., Cimini L., Valenzuela R. MIMO radar: an idea whose time has come. *Proceedings of the IEEE Radar Conference*. IEEE Publ., 2004, pp. 71-78. DOI: [10.1109/NRC.2004.1316398](https://doi.org/10.1109/NRC.2004.1316398)
6. Chapurskii V.V. Signal Processing in Multi-Frequency Radiolocation Systems Having Antennae with Spatially Distributed Transmitting and Receiving Elements. *Vestnik MGTU im. N.E. Baumana. Ser. Priborostroenie = Herald of the Bauman Moscow State Technical University. Ser. Instrument Engineering*, 2008, no. 3, pp. 69-79. (in Russian).
7. Chapursky V.V., Ivashov S.I., Vasiliev I.A., Zhuravlev A.V. Short Range Radar with MIMO Antenna System and Multifrequency Sounding Signal. *Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-2009)*, Moscow, Russia, 2009, August 18-21. PIERS Publ., 2009, vol. 5, no. 8, pp. 716-720. Available at: <http://www.piers.org/piersonline/piers.php?volume=5&number=8&page=716> , accessed 01.10.2015.

8. Kryuchkov I.V., Chapurskii V.V. Structure of space-time signal processing systems in multifrequency spatially multichannel radar. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki = Achievements of Modern Radioelectronics*, 2014, no. 7, pp. 3-13. (in Russian).
9. Loskutov V.Yu., Slukin G.P., Chapurskii V.V. Spectral signal processing method in multifrequency spatially multichannel radar system. *Radiotekhnika = Radioengineering*, 2013, no. 11, pp. 39-49. (in Russian).
10. Kryuchkov I.V., Nefedov S.I., Noniashvili M.I., Chapurskii V.V. Generalized ambiguity functions of MIMO type spatially multi-channel radars with narrow antenna beams of transmitting and receiving elements. *Radiotekhnika = Radioengineering*, 2013, no. 11, pp. 14-22. (in Russian).
11. Chapurskii V.V. Additivnye i mul'tiplikativnye algoritmy obrabotki signalov v zadachakh MIMO lokatsii. *Elektromagnitnye volny I elektronnye sistemy = Electromagnetic Waves and Electronic Systems*, 2008, vol. 13, no. 4, pp. 68-80. (in Russian).
12. Chapurskii V.V. *Izbrannye zadachi teorii sverkhshirokopolosnykh radiolokatsionnykh sistem* [Selected problems of theory of ultra-wideband radar systems]. Moscow, Bauman MSTU Publ., 2012. 279 p. (in Russian).