

## Подавление помех в антенных решетках с ограниченным числом каналов адаптации

### Noise elimination in antenna arrays with a limited number of adaptation channels

#### **Бибарсов / Vibarsov M.**

Марат Рашидович

(BibarsovMR@rambler.ru)

кандидат технических наук, доцент.

ФГКВООУ ВПО «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного» МО РФ (ВАС им. С. М. Буденного), доцент.

г. Санкт-Петербург

#### **Алёшин / Alyoshin S.**

Степан Леонидович

(asl.87@mail.ru)

ВАС им С. М. Буденного,

начальник учебной лаборатории.

г. Санкт-Петербург

#### **Габриэлян / Gabriel'yan D.**

Дмитрий Давидович

(D.gabrieljan2011@yandex.ru)

доктор технических наук, профессор.

ФНПЦ ФГУП «Ростовский научно-исследовательский институт радиосвязи»,

заместитель начальника НТК по науке.

г. Ростов-на-Дону

#### **Новиков / Novikov A.**

Артем Николаевич

(band31@mail.ru)

кандидат технических наук.

ГОУ ВПО «Военная академия Ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого» МО РФ, научный сотрудник.

г. Москва

#### **Шацкий / Shatsky N.**

Николай Витальевич

(spp-sko-ran@yandex.ru)

Секция прикладных проблем при Президиуме РАН (Северо-Кавказское отделение), старший научный сотрудник.

г. Ростов-на-Дону

Ключевые слова: широкополосный сигнал – broadband signal; адаптивная антенная решетка – adaptive antenna array; пространственная обработка – spatial processing; диаграмма направленности – direction characteristic; весовые коэффициенты – weight coefficients.

Проведен анализ работы алгоритма адаптивного подавления помех в многоэлементных цифровых активных фазированных антенных решетках с ограниченным числом каналов управления. Моделирование характеристик системы цифрового диаграммообразования показало, что для оценки качества работы алгоритма адаптации, кроме критерия отношение сигнал/шум+помеха, необходимы ограничения на допустимое смещение максимума основного лепестка диаграммы направленности. Рассмотрена возможность сочетания метода адаптивного подавления помех с методами снижения уровня бокового лепестка за счет использования спадающего амплитудного распределения.

Performance analysis of the algorithm of adaptive noise elimination is performed in multielement digital active phased antenna arrays with a limited number of control links. Modeling of digital beam-forming system characteristics has shown that restrictions on admissible bias of the maximum of the main lobe of the direction characteristic are necessary for assessment of adaptation algorithm performance quality except the criterion of signal/noise+interfering signal relation. Possibility of combination of the adaptive noise elimination method with methods of decreased side lobe level due to use of the tapered amplitudes is considered.

Одной из проблем разработки антенных систем является создание алгоритмов пространственной обработки сигналов в сложной помеховой обстановке, связанной с наличием преднамеренных и непреднамеренных помех, мощность которых превышает мощность полезного сигнала. В этих условиях используются методы адаптивной обработки сигналов, базирующиеся на вычислении вектора весовых коэффициентов, обеспечивающих создание «нулей» ДН в направлении источников помех [2, 3]. В классических работах исследован ряд адаптивных алгоритмов на основе вычисления ковариационной матрицы помех (КМП) и градиентного поиска с использованием различных критериев эффективности – отношение сигнал/шум+помеха (ОСПШ); среднеквадратической ошибки (СКО) или дисперсии шума [1, 2].

Градиентные алгоритмы характеризуются наименьшим числом требуемых арифметических операций, но обладают рядом недостатков. К ним относятся медленная сходимость и высокий уровень остаточных ошибок в установившемся режиме, зависящие от шага сходимости [1]. Поскольку обрабатываемые сигналы имеют большую степень неопределенности и в общем случае являются нестационарными, при их обработке часто используются алгоритмы на основе вычисления и обращения КМП.

Развитие цифровых активных ФАР (ЦАФАР) и алгоритмов цифрового диаграммообразования дает возможность применения сложных адаптивных методов приема сигналов и управления формой диаграммы направленности (ДН) за счет формирования в раскрыве антенной решетки расчетного амплитудно-фазового распределения с высокой точностью.

В системах радиосвязи, радиолокации и навигации широкое применение находят многоэлементные ЦАФАР, включающие в себя тысячи элементов для обеспечения пространственной избирательности [4]. Известно, что объем вычислений адаптивных весовых коэффициентов имеет кубическую зависимость от размера КМП [3]. С учетом этого практическое применение алгоритмов, основанных на вычислении весовых коэффициентов с использованием отсчетов сигналов со всех элементов решетки в многоэлементных ЦАФАР, сталкивается с трудностью обеспечения требуемых вычислительных ресурсов. Поэтому задача разработки методов, обеспечивающих снижение объема вычислений при создании адаптивных многоэлементных ЦАФАР, является актуальной. Решение этой задачи может основываться на снижении числа каналов адаптации за счет разделения ЦАФАР на подрешетки или использования вспомогательных каналов приема [3].

Целью настоящей работы является анализ функционирования метода адаптивного подавления помех в системе цифрового диаграммообразования (ЦДО) многоэлементной ЦАФАР с ограниченным числом каналов адаптации.

Многоэлементная ЦАФАР должна обеспечивать прием полезного сигнала с направления  $\theta_0, \varphi_0$  и пода-

вление  $N_{\Pi}$  узкополосных помех с неизвестным направлением прихода, несущая частота помех совпадает с частотой полезного сигнала. Антенное полотно имеет  $N$  элементов, расстояние  $d$  между элементами по горизонтали и по вертикали равно  $\lambda/2$ , где  $\lambda$  – длина волны принимаемого сигнала.

Сигнал на выходе АФАР находится как сумма произведений сигнала  $S_q(\theta, \varphi)$ , принятого каждым  $q$ -м элементом антенной решетки и комплексного весового коэффициента  $W_q(\theta_0, \varphi_0)$  [1]:

$$S(\theta, \varphi) = \sum_q^N S_q(\theta, \varphi) W_q(\theta_0, \varphi_0) \quad (1)$$

где  $S_q(\theta, \varphi) = F_0(\theta, \varphi) \exp\{ik(md \sin \theta + nd \cos \theta \sin \varphi)\}$  – сигнал на выходе  $q$ -го элемента;  $F_0(\theta, \varphi)$  – функция, аппроксимирующая ДН одиночного излучателя в составе антенной решетки;  $m, n$  – номер строки и столбца антенной решетки, в которых расположен элемент.

Выражение (1) можно представить в матричной форме:

$$\mathbf{S}(\theta, \varphi) = \mathbf{S}^T(\theta, \varphi) \mathbf{W}(\theta_0, \varphi_0), \quad (2)$$

где  $\mathbf{S}$  – вектор принятых сигналов;  $\mathbf{W}$  – вектор весовых коэффициентов.

Подавление помех в адаптивной ЦАФАР выполняется путем расчета вектора адаптационных коэффициентов  $\mathbf{W}^A$ , обеспечивающего формирование нулей ДН в направлении источников помех. Для оценки работы системы ЦДО используется критерий максимума ОСПШ, который можно представить в следующем виде [2]:

$$Q = \frac{\mathbf{W}^T \mathbf{R}_{ss} \mathbf{W}^*}{\mathbf{W}^T \mathbf{R}_{mm} \mathbf{W}^*}, \quad (3)$$

где  $\mathbf{R}_{ss}$  – ковариационная матрица полезного сигнала;  $\mathbf{R}_{mm}$  – ковариационная матрица сигналов помех;  $\mathbf{W}$  – вектор весовых коэффициентов обработки в каналах пространственной обработки; \* – символ операций комплексного сопряжения.

Вектор весовых коэффициентов, оптимальный по критерию максимума ОСПШ, может быть найден в виде:

$$\mathbf{W}^A = \mathbf{R}_{mm}^{-1} \mathbf{S}_0^*, \quad (4)$$

где  $\mathbf{S}_0$  – вектор, элементами которого являются комплексные амплитуды сигналов подрешеток, обеспечивающие формирование главного максимума ДН в направлении полезного сигнала.

Ковариационная матрица помеховых сигналов может быть представлена следующим образом:

$$\mathbf{R}_{mm} = \sigma^2 \mathbf{E} + \sum_{l=1}^{N_{\Pi}} |C_l|^2 \mathbf{U}_l^* \mathbf{U}_l^T, \quad (5)$$

где  $\sigma^2$  – мощность тепловых шумов в каналах антенной решётки;  $C_l$  – мощность  $l$ -го помехового сигнала,  $l = 1, \dots, N_{\Pi}$ ;  $\mathbf{U}_l$  вектор-столбец, элементами которого являются комплексные амплитуды сигналов с выходов подрешеток, формируемых  $l$ -м помеховым сигналом;  $\mathbf{E}$  – единичная матрица размерности  $N_A \times N_A$ .

Обратная ковариационная матрица записывается в виде:

$$\mathbf{R}_{mn}^{-1} = \frac{1}{\sigma^2} \left( \mathbf{E} - \sum_{l=1}^{N_{\Sigma}} \sum_{i=1}^{N_{\Pi}} \alpha_{li} \mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^* \right). \quad (6)$$

В соотношении (6) известны все члены за исключением коэффициентов  $\alpha_{li}$ , которые можно найти из выражения (5) и (6) с учетом условия:

$$\mathbf{R}_{mn} \mathbf{R}_{mn}^{-1} = \mathbf{E}. \quad (7)$$

В частном случае одной помехи коэффициент  $\alpha_{11}$  и обратная ковариационная матрица определяются аналитически, однако при увеличении числа помех получение аналитической зависимости весьма затруднительно. Решение выражения (4) проще искать с помощью численных методов с использованием модели сигнальной обстановки.

С целью снижения требований к вычислительным устройствам в системе ЦДО многоэлементной адаптивной ЦАФАР используется снижение размерности рассчитываемой КМП за счет сокращения числа каналов адаптации  $N_A$ , для чего используется разделение антенного полотна на  $N_p$  подрешеток по  $p$  элементов в каждой. В азимутальной плоскости расположено  $N_{\theta}$ , а в угломестной –  $N_{\phi}$  элементов, а для расчета КМП используются только сигналы парциальных ДН отдельных подрешеток. Структурная схема такой системы ЦДО многоэлементной АФАР представлена на рис. 1.

В каждом антенном модуле (АМ) системы ЦДО выполняется формирование парциальных ДН с помощью весовых коэффициентов  $W_p^n(\theta)$ , а результирующая ДН формируется в модуле суммирования (МС) с помощью адапционных коэффициентов  $W^A(\theta, \phi)$  с учетом  $N_A$ , рассчитанных в модуле адаптации.

Структура системы ЦДО приведена для случая формирования ДН с одним лучом и  $N_A = N_p$ . В антенных модулях производится прием, фильтрация и преобразование в цифровую форму в малошумящих преобразователях (МШПР)  $p$  сигналов и их взвешенное суммирование. Модуль суммирования содержит перемножители весовых коэффициентов и сумматор. Алгоритм работы модуля адаптации основан на методе (4), то есть в нем выполняется вычисление ковариационной матрицы помех (КМП), ее обращение и вычисление адапционных коэффициентов  $W^A(\theta, \phi)$ .

Вектор весовых коэффициентов для каждой подрешетки имеет вид:

$$\mathbf{W}_i(\theta, \phi) = \{\mathbf{W}_{i,1}^1(\theta, \phi) \dots \mathbf{W}_{i,p}^1(\theta, \phi)\} \mathbf{W}_i^A(\theta, \phi) \quad (8)$$

Для проверки работы метода (4) в системе ЦДО с ограниченным числом каналов управления было выполнено моделирование его работы для ЦАФАР с 20, 24 и 120 элементами и разным числом каналов адаптации  $N_A$ . Источники помех являлись точечными, амплитуда каждой принимаемой помехи превышала амплитуду полезного сигнала на 30 дБ.

В работе исследовалась возможность сочетания метода адаптивного подавления помех с методами снижения уровня боковых лепестков за счет использования спадающего амплитудного распределения.

Моделирование показало эффективную работу метода как для равномерного амплитудного распре-

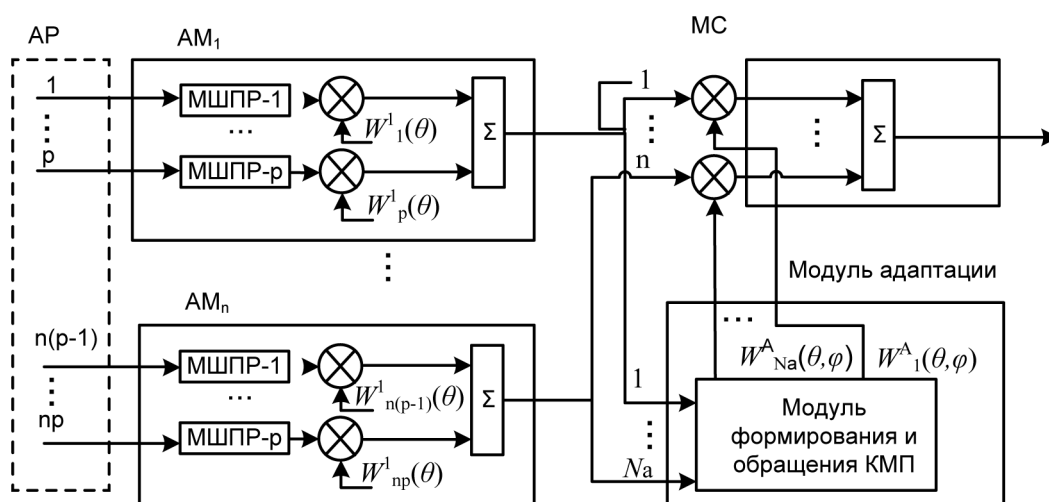


Рис. 1. Структурная схема системы ЦДО многоэлементной АФАР

деления, так и для спадающего распределения типа косинус на пьедестале, в направлении помех формировались нули ДН с подавлением более 100 дБ.

На рис. 2 и 3 приведены графики ДН с равномерным амплитудным распределением и распределением типа косинус на пьедестале соответственно.

Использование антенной решетки с равномерным распределением при малом числе каналов адаптации вызывает перераспределение боковых лепестков, а применение спадающего амплитудного распределения при большом числе каналов адаптации и малом числе помех вызывает локальные выбросы боковых лепестков вокруг нулей ДН не более чем на 5 дБ при сохранении общего характера формы ДН.

Анализ работы метода (4) был направлен на поиск минимального размера ковариационной матрицы помех и количества каналов адаптации  $N_A$ , обеспечивающих подавление заданного числа помех  $N_{\Pi}$  при минимальном снижении величины ОСПП.

Известно, что возможное число подавляемых помех  $N_{\Pi}$  не должно превышать число каналов адаптации [2]:

$$N_{\Pi} \leq N_A - 1 \quad (9)$$

Однако это неравенство необходимо уточнить в зависимости от области применения ЦАФАР. С учетом того, что для антенных систем станций радиосвязи, радиолокации и радионавигации необходимо сохранение направления максимума основного лепестка при воздействии помех, работа системы ЦДО имеет следующие особенности:

– для антенной решетки с равномерным распределением и малым  $N_A \leq 4$  число помех должно быть не более  $N_{\Pi} \leq N_A - 2$ , при увеличении  $N_{\Pi}$  до  $N_A - 1$  помехи эффективно подавляются, однако возможно искажение формы ДН в виде смещения максимума основного лепестка ДН. Так, для  $N_A = 4$  смещение основного лепестка может составлять  $6^\circ$ , которое уменьшается при

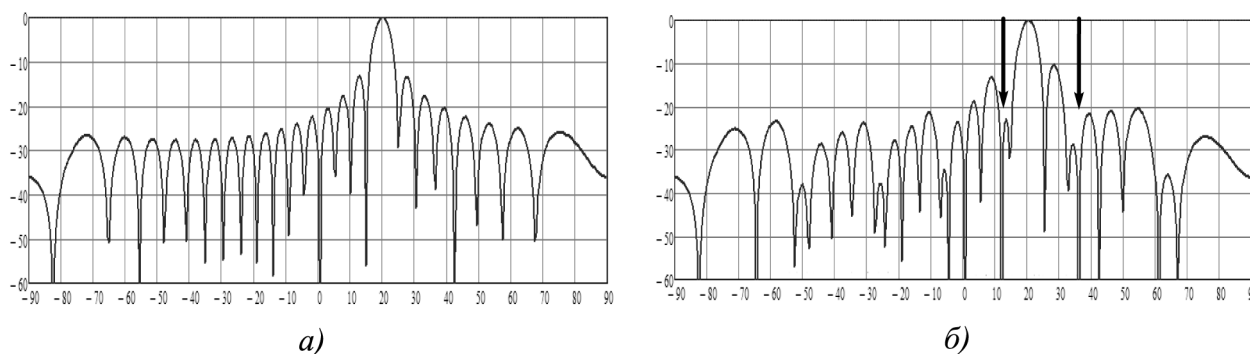


Рис. 2. Графики ДН с равномерным амплитудным распределением: а) исходная ДН для 24 элементов, б) ДН при  $N_A = 4$  и подавлении двух источников помех с азимутом  $12^\circ$  и  $36^\circ$

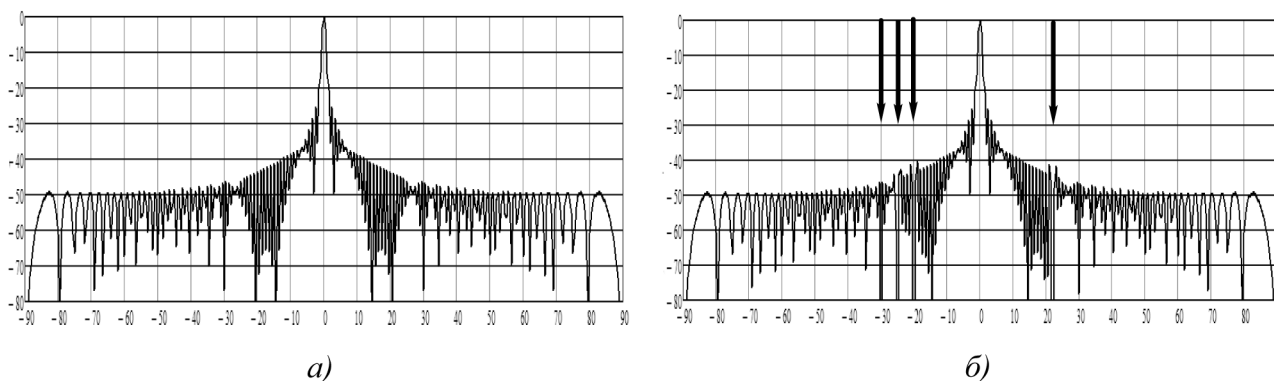


Рис. 3. Графики ДН с амплитудным распределением: а) исходная ДН для 120 элементов, б) ДН  $N_A = 120$  и при подавлении 4 источников помех с азимутом  $-30^\circ$ ,  $-25^\circ$ ,  $-20^\circ$ ,  $22^\circ$

$N_A = 5$  до  $1^\circ$  (рис. 4а), а при  $N_A=10$  пропадает (рис. 4б);  
 – для антенной решетки с распределением типа косинус на пьедестале число помех должно быть не более  $N_{\Pi} \leq N_A/3$ . При этом помехи эффективно подавляются не менее чем на 100 дБ, а уровень боковых лепестков возрастает не более чем на 10 дБ (рис. 5).

Увеличение боковых лепестков в антенной решетке с амплитудным распределением можно объяснить нарушением первоначальной спадающей функции распределения в подрешетках.

Моделирование подтвердило эффективность работы метода адаптации в предложенной структуре ЦДО. Так, ЦАФАР с числом подрешеток 22 и амплитудным распределением типа косинус на пьедестале, должна обеспечивать подавление не менее 7 помех без изменений формы ДН.

Алгоритм адаптации требует доработки в части введения ограничений, обеспечивающих исключение смещения максимума основного лепестка ДН при пода-

влении помех, число которых приближается к числу каналов адаптации.

## Выводы

1. Проведен анализ работы метода адаптивного подавления помех в системе ЦДО многоэлементной ЦАФАР при снижении размерности вычисляемой ковариационной матрицы помех и уменьшении числа каналов адаптации. Адаптация к помеховой обстановке производится на верхнем уровне диаграммообразования с использованием выходных сигналов подрешеток, в отличие от классических методов с использованием выделенных каналов адаптации.

2. Моделирование характеристик системы ЦДО показало, что для оценки качества работы алгоритма адаптации кроме критерия ОСПП необходимы ограничения на допустимое смещение максимума основного лепестка ДН. С учетом этого ограничения система

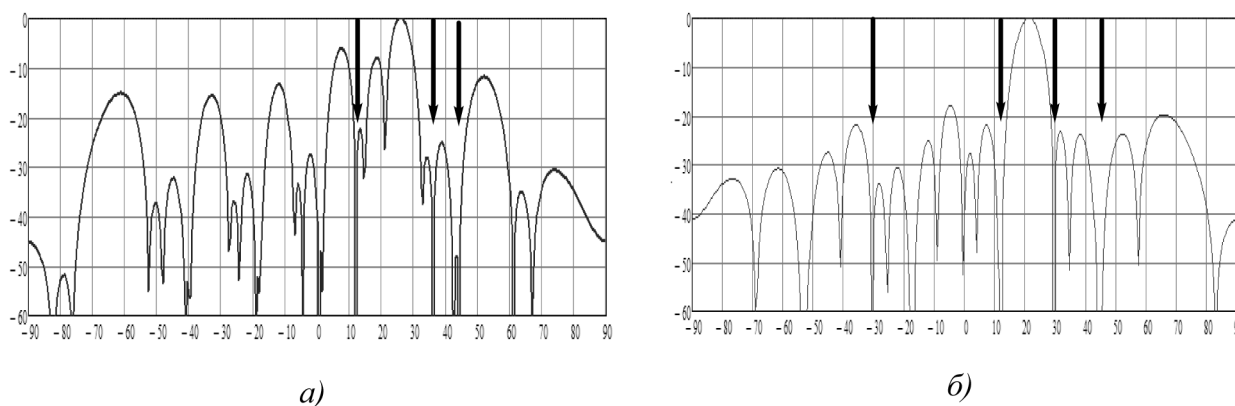


Рис. 4. Графики ДН: а) при  $N_A=4$ ,  $\theta_0=20^\circ$  и направлениях на помехи  $\theta_1=12^\circ$ ,  $\theta_2=36^\circ$  и  $\theta_3=44^\circ$  для 24 элементов, б) график ДН при  $N_A=5$ ,  $\theta_0=20^\circ$  и направлениях на помехи  $\theta_1=12^\circ$ ,  $\theta_2=36^\circ$ ,  $\theta_3=44^\circ$  и  $\theta_4=30^\circ$  для 20 элементов

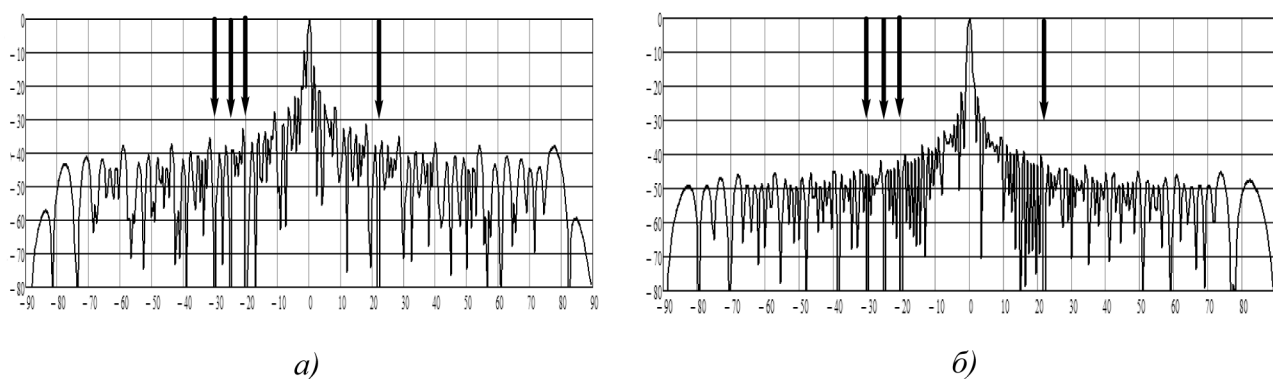


Рис. 5. Графики ДН с амплитудным распределением при подавлении 4 источников помех с азимутом  $-30^\circ$ ,  $-25^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $22^\circ$ : а) для  $N_A=10$  б) для  $N_A=12$

ЦДО обеспечивает создание «нулей» ДН в направлении источников помех, для равномерного амплитудного распределения оптимальное число каналов адаптации должно быть  $N_A \geq N_{\Pi} - 1$  при  $N_A \geq 5$ .

3. Рассмотрена возможность сочетания метода адаптивного подавления помех с методами снижения УБЛ за счет использования спадающего амплитудного распределения. Моделирование показало возможность создания дополнительных нулей ДН для распределения типа косинус на пьедестале при сохранении общего характера формы ДН. При этом число каналов адаптации должно быть не менее  $N_A \geq 3 \times N_{\Pi}$ , что обеспечивает увеличение УБЛ не более чем на 5–10 дБ.

## Литература

1. Активные фазированные антенные решетки / под ред. Д.И. Воскресенского, А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.
2. Монзинго, Р. А. Адаптивные антенные решётки / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
3. Левшин, В. П. Адаптивные фазированные антенные решетки с ограниченным числом степеней управления / В.П. Левшин, В.Ф. Стручев // Зарубежная радиоэлектроника. – 1982. – № 1. – С. 31–42.
4. Moore, A. MESAR (multi-function, electronically scanned, adaptive radar) / A. Moore, D. Saltert, W. Stafford // Radar 97 (Conf. Publ. No. 449). – P. 55–59.