

Экспериментальное исследование двумерного подавления помех в активном радаре на базе адаптивной антенной решетки для случая короткой выборки

В. Т. Ермолаев, В. Ю. Семенов✉, А. Г. Флакман

Нижегородский государственный университет
им. Н. И. Лобачевского, Нижний Новгород, Россия
vitali.semenov@gmail.com✉

Аннотация. В работе анализируется эксперимент по двумерному (по азимуту и углу места) подавлению помех в активном радаре дециметрового диапазона длин волн. В состав радара входит адаптивная антенная решетка, полотно которой имеет прямоугольную топологию. В качестве постановщиков помех используются генераторы непрерывного тонального сигнала и фазоманипулированного сигнала – кода Баркера длиной 11. В обоих случаях помеху можно считать узкополосной. В качестве полезного сигнала (отраженного от цели) использовался код Баркера длиной 11, формируемый имитатором. Подавление помехи проводилось методами степенных векторов и прямого обращения корреляционной матрицы помех. Отдельно рассматривается случай короткой выборки при оценке корреляционной матрицы, как наиболее интересный для практики в условиях ограниченности вычислительных ресурсов цифровых сигнальных процессоров. Рассмотрен набор сценариев по азимуту и по углу места. Во всех сценариях присутствовала одна помеха и один полезный сигнал. Для каждого из них выполнялась оценка потерь в отношении сигнал–шум, коэффициента подавления помехи и формировалась диаграмма направленности адаптивной антенной решетки. Обработка экспериментальных данных показала высокую эффективность метода степенных векторов. Во всех сценариях помехи подавляются практически до уровня тепловых шумов.

Ключевые слова: адаптивная антенная решетка, степенной базис, узкополосная помеха, двумерное подавление

Для цитирования: Ермолаев В. Т., Семенов В. Ю., Флакман А. Г. Экспериментальное исследование двумерного подавления помех в активном радаре на базе адаптивной антенной решетки для случая короткой выборки // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2022. Т. 15, № 4. С. 5–16. doi: 10.32603/2071-8985-2022-15-4-5-16.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Original article

Experimental Study of 2D Interference Mitigation in an Active Radar Based on an Adaptive Antenna Array for the Short Sample Case

V. T. Ermolaev, V. Yu. Semenov✉, A. G. Flaksman

Nizhny Novgorod State University n. a. N. I. Lobachevsky, Nizhny Novgorod, Russia
vitali.semenov@gmail.com✉

Abstract. The paper analyzes an experiment on two-dimensional (in azimuth and elevation) noise suppression in an active radar in the decimeter wavelength range. The radar includes an adaptive antenna array, the canvas of which has a rectangular topology. As jammers, a continuous tone generator is used, as well as a phase-shift

keyed signal generator – a Barker code of length 11. In both cases, the interference can be considered narrow-band. As a useful signal (reflected from the target), a Barker code of length 11, generated by the simulator, was used. The noise suppression was carried out by the power vector method, as well as by the method of direct inversion of the noise correlation matrix. The case of a short sample when evaluating the correlation matrix is considered separately, as the most interesting for practice in conditions of limited computing resources of digital signal processors. A set of scenarios is considered both in azimuth and in elevation. In all scenarios, there was one interference and one useful signal. For each of them, the estimation of losses in relation to signal-to-noise, the interference suppression coefficient was performed, and the directivity diagrams of the adaptive antenna array were formed. The processing of the experimental data showed the high efficiency of the power vector method. In all scenarios, interference is suppressed almost to the level of thermal noise.

Keywords: adaptive antenna array, power basis, narrowband interference, two-dimensional mitigation

For citation: Ermolaev V. T., Semenov V. Yu., Flaksman A. G. Experimental Study of 2D Interference Mitigation in an Active Radar Based on an Adaptive Antenna Array for the Short Sample Case // LETI Transactions on Electrical Engineering & Computer Science. 2022. Vol. 15, no. 4. P. 5–16. doi: 10.32603/2071-8985-2022-15-4-5-16.

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Введение. В современных радиолокационных модулях, станциях и комплексах необходимость борьбы с разного рода помехами весьма актуальна [1]–[3]. Источники помехи могут быть индустриальными и преднамеренными, узкополосными и широкополосными. В данной статье речь пойдет об эксперименте с узкополосной помехой, не перемещающейся в пространстве.

Существуют несколько уже устоявшихся методов, традиционно применяемых для подавления помех по угловой координате. Исторически первым появившимся методом подавления помех стал метод прямого обращения корреляционной матрицы (КМ) помехового процесса в антенной решетке (АР) [4]–[6]. Также для обращения матрицы часто применяется метод Холецкого [7].

Основное преимущество указанных методов заключается в простоте их применения. К их недостаткам можно отнести большую вычислительную сложность, а также некорректность работы в случае короткой выборки входного процесса, когда число выборок меньше числа элементов АР. Более того, в программном обеспечении современных цифровых сигнальных процессоров вообще отсутствуют функции по прямому обращению КМ.

Публикаций по подавлению помехи как в азимутальной, так и в угломестной плоскостях не так много [8], особенно для случая короткой выборки. В то же время, на практике это достаточно распространенная ситуация.

В настоящей статье приведена обработка эксперимента для указанного случая. Для более глубокого анализа был выполнен эксперимент и в азимутальной, и в угломестной плоскостях. Использовались разные типы помех, разные отношения сигнал–шум (ОСШ) и помеха–шум (ОПШ).

Подавление помех в азимутальной и угломестной плоскостях. Рассмотрим аналитически подавление помехи в азимутальной и угломестной плоскостях по отдельности. Будем считать, что на вход n -элементной антенной решетки (горизонтальной или вертикальной) приходит случайный процесс, состоящий из суммы отраженного от цели зондирующего сигнала, активной помехи и теплового гауссова шума, описываемый векторами \mathbf{S} , \mathbf{J} и \mathbf{N} (все размерностью $N \times 1$, где N – число цифровых каналов в АР), соответственно

$$\mathbf{Y} = \mathbf{S} + \mathbf{J} + \mathbf{N}. \quad (1)$$

Для удаления из суммарного входного сигнала \mathbf{Y} , представленного в (1), помехи \mathbf{J} в осциллограмме зондирующего сигнала периодически выделяются интервалы времени для измерения помеховой обстановки \mathbf{X} , т. е. моменты времени, когда на входе АР отсутствует отраженный полезный зондирующий сигнал. Для азимутальной и угломестной плоскостей обозначим сумму помехи и теплового шума соответственно

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_a &= \mathbf{J}_a + \mathbf{N}, \\ \mathbf{X}_t &= \mathbf{J}_t + \mathbf{N}. \end{aligned} \quad (2)$$

После измерения помеховой обстановки (2) оценивается корреляционная матрица (КМ) помехи по L -выборкам входного процесса

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_a &= \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L \mathbf{X}_a(j) \mathbf{X}_a^H(j), \\ \mathbf{M}_t &= \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L \mathbf{X}_t(j) \mathbf{X}_t^H(j), \end{aligned} \quad (3)$$

где H – операция эрмитова сопряжения матрицы.

Далее в общем случае формируется двумерный вектор-фазор поиска полезного источника в пространстве по азимуту θ и углу места φ

$$\begin{aligned} \mathbf{S}(\theta, \varphi) = \exp \left[j \frac{2\pi f}{c} (x_{rx} k_x + y_{rx} k_y + z_{rx} k_z) \right], \\ k_x = \cos(\varphi) \cos(\theta), \\ k_y = \cos(\varphi) \sin(\theta), \\ k_z = \sin(\varphi), \end{aligned} \quad (4)$$

где $\{x_{rx}, y_{rx}, z_{rx}\}$ – декартовы координаты приемных антенн; f – несущая частота; c – скорость света. При поиске только в одной из плоскостей другая угловая координата обнуляется.

Для вычисления весового вектора \mathbf{W} в АР применяется метод степенных векторов, подробно изложенный в [9]. В данном методе весовой вектор \mathbf{W} представляется в виде суммы из Q степенных векторов, и такое представление не требует обращения матриц

$$\begin{aligned} \mathbf{W} \approx c_0 \mathbf{S} + c_1 \mathbf{M} \mathbf{S} + c_2 \mathbf{M}^2 \mathbf{S} + c_3 \mathbf{M}^3 \mathbf{S} + \dots \\ \dots + c_{K-1} \mathbf{M}^{K-1} \mathbf{S}_{K-1}, \end{aligned} \quad (5)$$

где \mathbf{M} – корреляционная матрица по азимуту или углу места; c_i – действительные коэффициенты, вычисленные в [10]. Таким образом, и ортонормированные векторы, и весовые коэффициенты вычисляются аналитически при помощи КМ \mathbf{M}_a или \mathbf{M}_t и вектор-фазора \mathbf{S} того азимута θ или угла места φ , откуда ожидается приход отраженного зондирующего сигнала, определенный в (4).

В случае короткой выборки (когда L меньше числа цифровых каналов в АР) необходима регуляризация КМ [10]–[12]. Физический смысл регуляризации изложен в [13]. Его практическая суть состоит в автоматической оценке эффективного числа K степенных векторов – правильно измеренное число степенных векторов равняется числу помех в пространстве. Это дополнительная практическая выгода от использования метода степенных векторов. Предлагается ограничивать число слагаемых в разложении (5) в точке экстремума (максимума) отношения сигнал–шум (ОСШ) по переменной K

$$\eta(K) = \frac{|\mathbf{W}^H \mathbf{S}|^2}{\mathbf{W}^H \mathbf{M}_r \mathbf{W}},$$

где

$$\mathbf{M}_r = \mathbf{M} + \left(1 + \sum_{k=1}^K |c_k| \right) \mathbf{I}. \quad (6)$$

Здесь \mathbf{I} – единичная матрица.

Для метода прямого обращения КМ весовой вектор вычисляется следующим образом [4]:

$$\mathbf{W}_a = \mathbf{M}_a^{-1} \mathbf{S}, \quad \mathbf{W}_t = \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{S}. \quad (7)$$

Эффективность работы адаптивной АР в соответствующей плоскости определяется отношением сигнал – шум плюс помеха (ОСШП) на выходе АР. Оценку ОСШП на выходе АР при точно известной КМ помех \mathbf{M}_{ex} можно найти с помощью формулы

$$\eta_{ex}(\mathbf{W}) = \frac{|\mathbf{W}^H \mathbf{S}|^2}{\mathbf{W}^H \mathbf{M}_{ex} \mathbf{W}}. \quad (8)$$

Тогда потери B в ОСШП на выходе АР, возникающие из-за ограниченного числа выборок L при измерении выборочной КМ (3) с учетом (6) и (8), равны

$$B = 10 \cdot \lg \frac{\eta_{ex}(\mathbf{W})}{\eta(\mathbf{W})}, \quad (9)$$

где \mathbf{W} – весовой вектор, который находится на основе выборочной КМ помехи (3) через подход (5) или (7).

Второй важный параметр, показывающий качество работы адаптивной АР, – это коэффициент подавления помехи. Он рассчитывается следующим образом:

$$V = 10 \cdot \lg \frac{\mathbf{S}(\varphi_{int}, \theta_{int}) \mathbf{X}}{\mathbf{W}(\varphi_{sig}, \theta_{sig}) \mathbf{X}}, \quad (10)$$

т. е. это – отношение мощности помехи на выходе АР в двух состояниях: первое – главный луч ДН АР направлен на помеху $\{\varphi_{int}, \theta_{int}\}$ и подавление отсутствует, второе – главный луч ДН АР направлен на полезный отраженный от цели сигнал $\{\varphi_{sig}, \theta_{sig}\}$ и подавление помехи включено.

Оценка вычислительной сложности. Проведем оценку вычислительной сложности алгоритма расчета весового вектора \mathbf{W} с помощью метода степенных векторов. Известно, что микросхемы сигнальных процессов тратят разное количество времени для одной и той же математической операции, поэтому будем оценивать числа умножения и сложения [14]. В табл. 1 приведены требуемые числа операций сложения и умножения для каждой стадии метода степенных векторов и их суммарное число.

Табл. 1. Вычислительная сложность метода степенных векторов
Tab. 1. Computational complexity of the power vector method

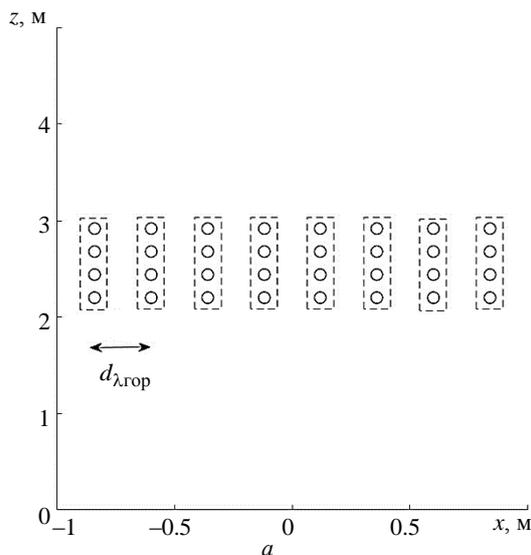
Название стадии алгоритма	Число умножений	Число сложений
1. Измерение КМ	N^2L	N^2L
2. Формирование K степенных векторов	$2NLK$	$0.5K^2 + K$
3. Регуляризация КМ (оценка эффективного числа степенных векторов)	$N + K$	K
Общее число операций	$N^2L + N(2LK + 1) + K$	$NL^2 + 0.5K^2 + 2K$

Для сравнения в табл. 2 приведена оценка вычислительной сложности для метода прямого обращения КМ. Здесь необходимо отметить, что для операции обращения КМ в микросхемах цифровой обработки сигналов обычно используется метод Холецкого.

Табл. 2. Вычислительная сложность метода прямого обращения корреляционной матрицы
Tab. 2. Computational complexity of the method of direct inversion of the correlation matrix

Название стадии алгоритма	Число умножений	Число сложений
1. Измерение КМ	N^2L	N^2L
2. Обращение КМ	$4N^2$	$2N^2$
Общее число операций	$N^2(L+4)$	$N^2(L+2)$

Как видно из сравнения табл. 1 и 2, методы степенных векторов и прямого обращения КМ обладают приблизительно одинаковой вычислительной сложностью ($\sim N^2$). Однако метод степенных векторов позволяет адаптивно оценивать



эффективное число помех в пространстве и не требует специальных программных библиотек для обращения матриц.

Постановка эксперимента по азимуту и углу места. Для проверки величины подавления помехи в азимутальной и угломестной плоскостях в случае короткой выборки с помощью метода степенных векторов был проведен натурный эксперимент. В качестве аппаратуры для эксперимента выступила антенная решетка, приемный радиочастотный тракт и устройство цифровой обработки сигналов (специальный вычислитель радиолокационного комплекса обзорного типа дециметрового диапазона длин волн).

Антенная решетка представляет собой прямоугольное полотно, в составе которого присутствуют 32 антенных канала, 8 каналов по горизонтали и 4 канала по вертикали. Каждый антенный канал представляет собой столбец из 4 излучателей, просуммированных аналоговым СВЧ-сумматором. Комплекс размещен на бетонированной площадке.

Несущая частота составляла 1.180 ГГц, полоса частот приемного тракта равнялась 12.5 МГц. Таким образом, в устройство ЦОС отсчеты сигналов поступали через 80 нс.

Для эксперимента в азимутальной плоскости была задействована одна строка АР из $N_g = 8$ антенных каналов, расстояние между каналами в длинах волн $d_{\lambda_{гор}} = 0.944$. Топология размещения антенных каналов показана на рис. 1, а.

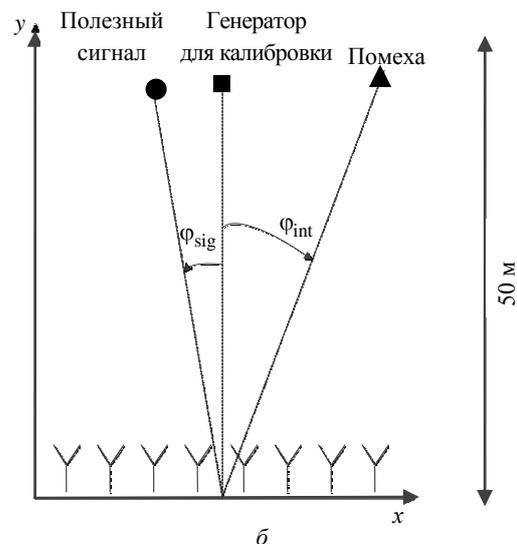


Рис. 1. Схема эксперимента в азимутальной плоскости: а – вид спереди; б – вид сверху
Fig. 1. Scheme of the experiment in the azimuthal plane: а – front view; б – top view

Источник сигнала для калибровки горизонтальной АР, а также источники помехи и полезного сигнала были расположены в дальней зоне на расстоянии ≈ 50 м от полотна АР на высоте ≈ 2.5 м над землей (рис. 1, б), причем источник для калибровки располагался по нормали к АР. Азимуты источников полезного сигнала и помехи изменялись.

Для эксперимента в угломестной плоскости были задействованы два столбца АР из $N_v = 4$ антенных канала в каждом с расстоянием между каналами в длинах волн $d_{\lambda_{\text{вер}}} = 3.776$. Топология размещения антенных каналов показана на рис. 2, а.

Источник сигнала для калибровки вертикальной АР, а также источники помехи и полезного сигнала были расположены на расстоянии ≈ 50 м от полотна АР (рис. 1, б). Причем источник для калибровки находился по нормали к АР на высоте ≈ 3 м. Углы мест источников полезного сигнала и помехи изменялись за счет изменения их высоты.

В качестве источника для калибровки антенных каналов в эксперименте применялся генератор Г4-76. Источником полезного сигнала был имитатор кода Баркера длиной 11. Источником помехи служил либо генератор Г4-76, либо передатчик (на основе усилителя мощности) кода Баркера длиной 11. Таким образом, в качестве источника помехи использовался либо тональный сигнал, либо фазоманипулированный. Отношение сигнал–шум менялось в диапазоне от 7 до 33 дБ, отношение помеха–шум – от 27 до 48 дБ.

Калибровка каналов проводилась только по фазе. Генератор тонального сигнала располагался по нормали к полотну антенной решетки. В сигнальном процессоре в цифровом виде измерялись набеги фаз всех цифровых каналов относительно первого. Измеренные набеги фаз далее компенсировались также в сигнальном процессоре.

Результаты эксперимента. Эксперимент в азимутальной плоскости состоял из 2 сценариев. Их описание приведено в табл. 3. Во всех сценариях в качестве полезного (зондирующего) сигнала применялся код Баркера длиной 11. В сценарии 1 помеха была тональным сигналом (синусом), а в сценарии 2 – фазоманипулированным (код Баркера длиной 11). Коэффициент подавления помехи вычислялся с помощью (10).

Табл. 3. Параметры эксперимента для сценариев 1 и 2
Tab. 3 Experimental parameters for scenarios 1 and 2

Параметр	Номер сценария	
	1	2
Азимут сигнала, ...°	-4	+9
Азимут помехи, ...°	+9.5	-3
Тип сигнала	Код Баркера длиной 11	Код Баркера длиной 11
Тип помехи	Синус	Код Баркера длиной 11
ОСШ, дБ	16.9	30.1
ОПШ, дБ	45.1	45.4
Коэффициент подавления помехи, дБ	44.6	38.1

В сценариях 1 и 2 менялись азимуты источников сигнала и помехи, а также отношения сигнал – тепловой шум (ОСШ) и помеха – тепловой шум (ОПШ). Рассчитывался коэффициент подавления помехи с помощью (10). Результаты экспериментов для сценария 1 показаны на рис. 1, для сценария 2 – на рис. 2.

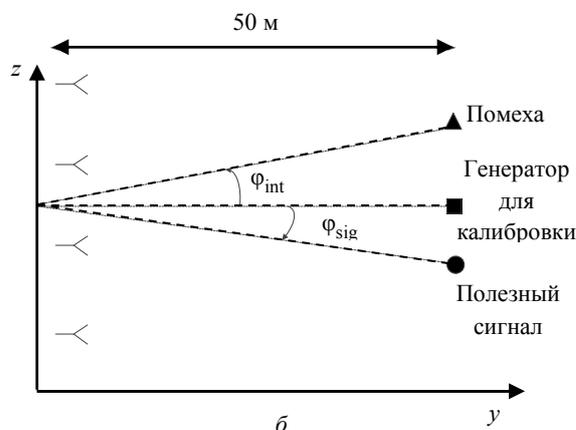
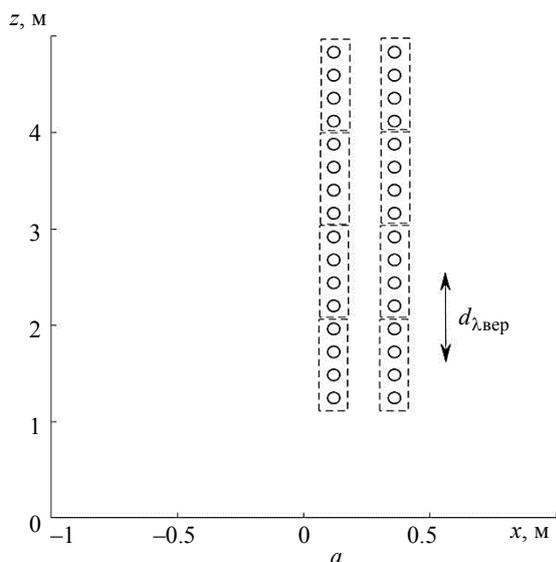


Рис. 2. Схема эксперимента в угломестной плоскости: а – вид спереди; б – вид сверху
Fig. 2. Scheme of the experiment in the elevation plane: а – front view; б – top view

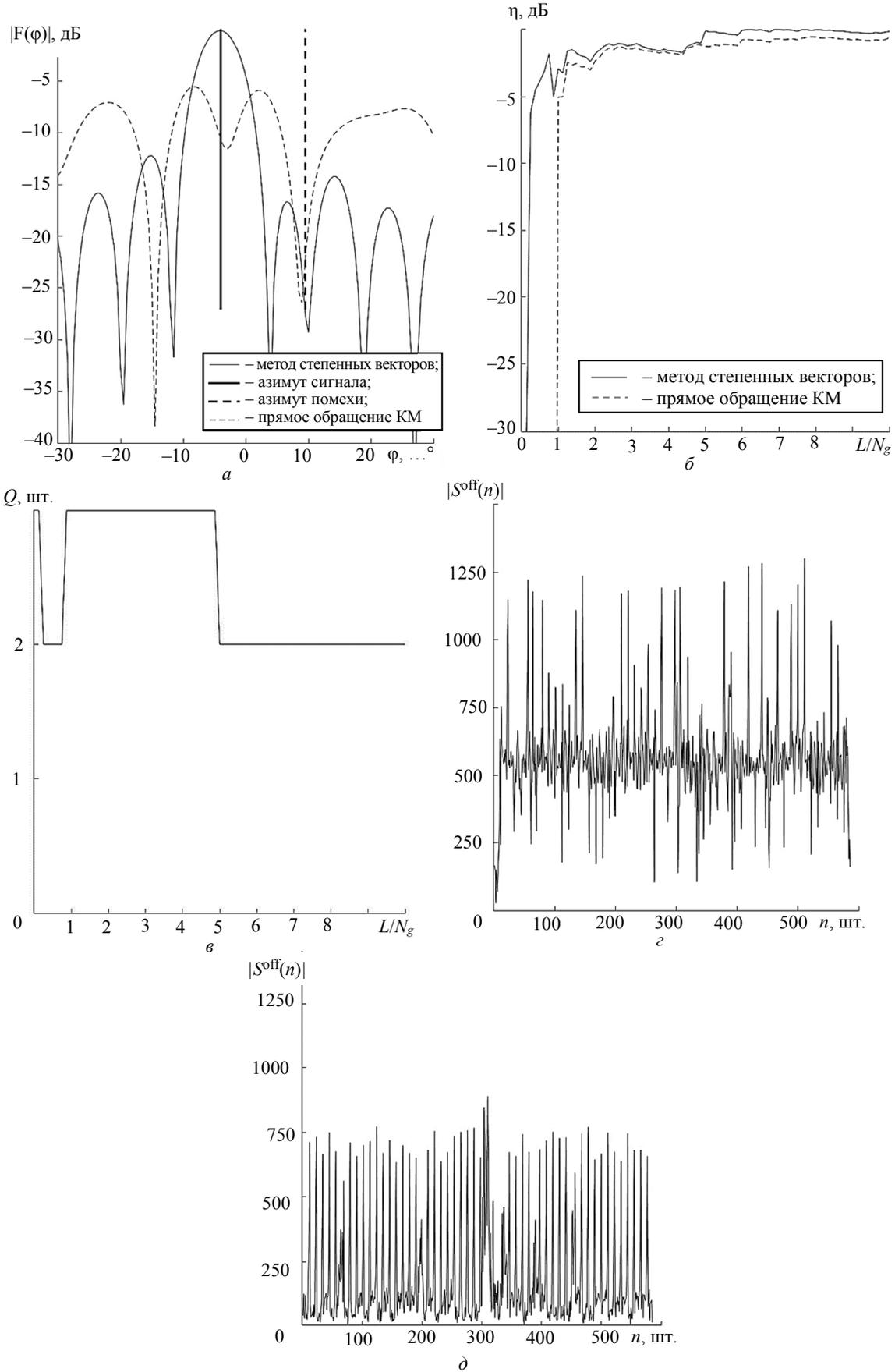


Рис. 3: а – диаграмма направленности ААР; б – кривая адаптации; в – число степенных векторов; г – принятый сигнал без подавления помехи; д – принятый сигнал после подавления помехи
Fig. 3: а – AAR radiation pattern; б – adaptation curve; в – is the number of power vectors; г – received signal without interference suppression; д – received signal after interference suppression

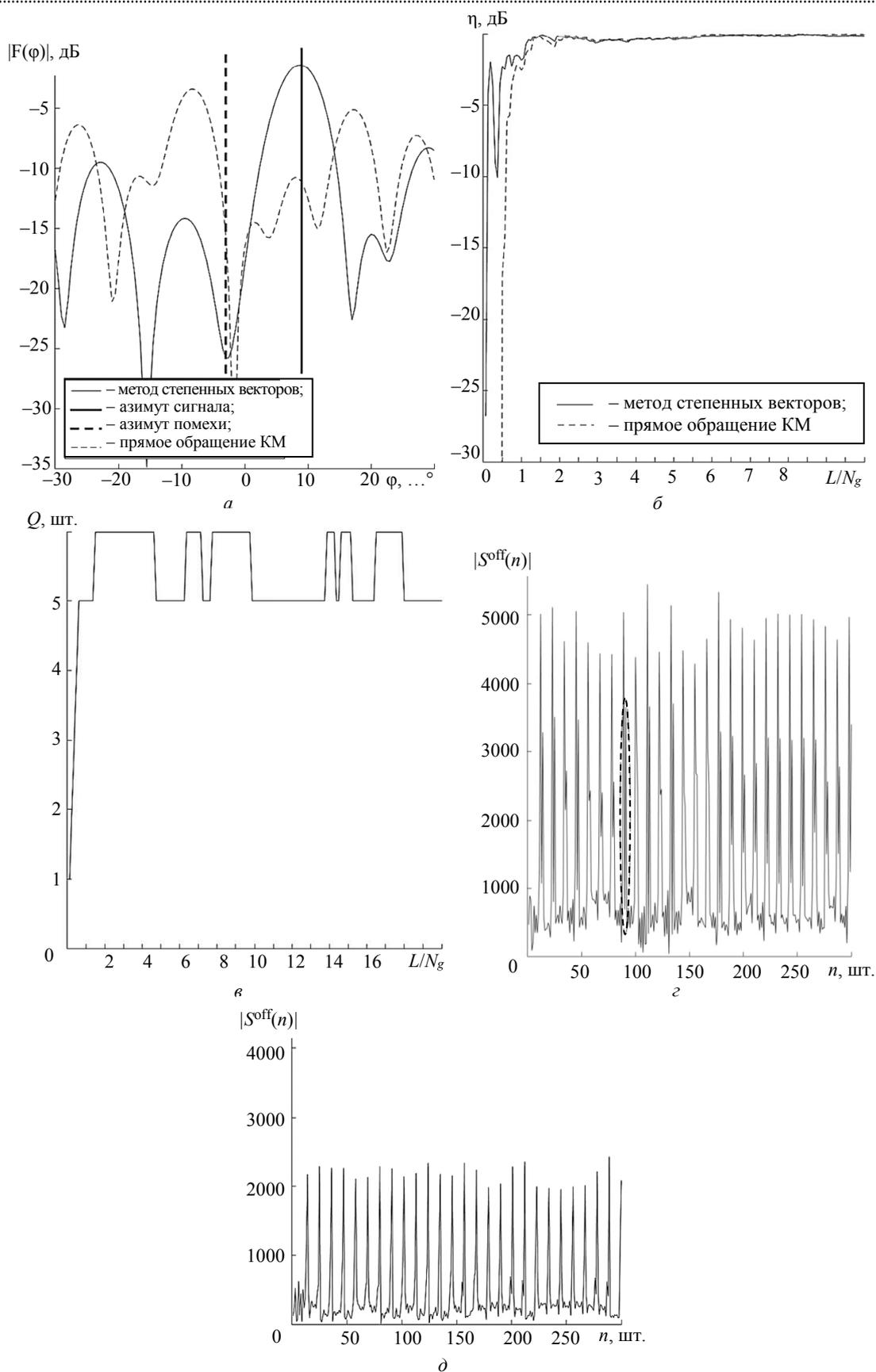


Рис. 4: а – диаграмма направленности ААР; б – кривая адаптации; в – число степенных векторов; г – принятый сигнал без подавления помехи; д – принятый сигнал после подавления помехи
 Fig. 4: а – AAR radiation pattern; б – adaptation curve; в – is the number of power vectors; г – received signal without interference suppression; д – received signal after interference suppression

На рис. 3, а и 4, а приведены диаграммы направленности (ДН) в азимутальной плоскости, сформированные методами степенных векторов (сплошная кривая) и прямого обращения корреляционной матрицы (штриховая кривая). На графиках указаны азимуты источников сигнала и помехи. Для обоих методов ДН формировалась по $L = 4$ выборкам, $N_g = 8$ (короткая выборка, так как $L < N_g$). Как видно из рис. 3, а и 4, а метод степенных векторов формирует в направлении помехи низкий уровень ДН, а в направлении полезного сигнала поддерживается уровень ДН, близкий к максимальному. Метод прямого обращения КМ вносит сильные искажения в ДН в направлении полезного сигнала. ДН вычислялась следующим образом: $F(\varphi) = \mathbf{W}^H \exp(jk\mathbf{n} \sin(\varphi))$, k – волновое число, $\mathbf{n} = [0, 1, 2, \dots, N_g - 1]^T$, T – операция транспонирования.

На рис. 3, б и 4, б приведены кривые потерь в отношении сигнал – шум плюс помеха (ОСПШ), вычисленная по (9), полученные методами степенных векторов (сплошная кривая) и прямого обращения КМ (штриховая кривая) в зависимости от нормированного числа выборок. Для обоих методов потери в ОСПШ B измерялись по $L = 4$ выборкам. Как видно из графиков, метод прямого обращения КМ при $L/N_g < 1$ (случай короткой выборки) имеет потери более 30 дБ, в то время как потери метода степенных векторов для $L/N_g > 0.5$ менее 3 дБ.

На рис. 3, в и 4, в приведены числа сформированных весовых векторов (включая базовый) в зависимости от нормированного числа выборок L/N_g . Статистический ансамбль составлял 1000 реализаций.

На рис. 3, г и 4, г изображены временные осциллограммы принятого сигнала в единицах младшего разряда аналого-цифрового преобразователя при выключенном подавителе помех. На вход АР поступала аддитивная сумма полезного сигнала, помехи и тепловых шумов. Соответственно, на рис. 3, д и 4, д изображены временные осциллограммы принятого сигнала в единицах младшего разряда аналого-цифрового преобразователя при включенном подавителе помех. Как видно из графиков, после подавления помех на осциллограмме отчетливо формируются сжатые периодические импульсы кода Баркера на 11.

Из анализа графиков для сценария 2 (когда помеха была кодом Баркера длиной 11) видно, что при большом числе выборок $L > N_g$ число K формирующихся степенных векторов равняется 5, хотя в эфире присутствует только одна помеха. Объясняется этот факт тем, что в случае кода Баркера необходимо дополнительно оценивать

длину оптимального накопителя сигнала во времени, в результате чего процедура регуляризации (основанная на максимизации ОСШ) требует формирования большего числа степенных векторов. На рис. 4, г штриховым овалом отмечено, как на фоне мощной помехи (кода Баркера длиной 11) «пробивается» слабый полезный сигнал (также код Баркера длиной 11).

Эксперимент в угломестной плоскости также состоял из двух сценариев, их описание приведено в табл. 4. Во всех сценариях в качестве полезного (зондирующего) сигнала применялся код Баркера длиной 11. В сценарии 3 помеха была тональным сигналом, а в сценарии 4 – кодом Баркера длиной 11.

Табл. 4. Параметры эксперимента для сценариев 3 и 4
Tab. 4. Experimental parameters for scenarios 3 and 4

Параметр	Номер сценария	
	3	4
Угол места сигнала, ...°	-4.3	-4.3
Угол места помехи, ...°	+3.5	+3.5
Тип сигнала	Код Баркера длиной 11	Код Баркера длиной 11
Тип помехи	Синус	Код Баркера длиной 11
ОСПШ, дБ	9.2	12.0
ОПШ, дБ	48.4	35.6
Коэффициент подавления помехи, дБ	48.1	27.6

На рис. 5, а и 6, а приведены сформированные ДН $F(\theta)$ в угломестной плоскости методами степенных векторов (сплошная кривая) и прямого обращения корреляционной матрицы (штриховая кривая). На графиках указаны углы места сигнала и помехи. Для обоих методов ДН формировалась по $L = 4$ выборкам, $N_v = 4$ (короткая выборка). ДН в угломестной плоскости вычислялась следующим образом $F(\theta) = \mathbf{W}^H \exp(jk\mathbf{n} \sin(\theta))$, k – волновое число, $\mathbf{n} = [0, 1, 2, \dots, N_v - 1]^T$, T – операция транспонирования,

На рис. 5, б и 6, б приведены кривые потерь в отношении сигнал – шум плюс помеха (ОСПШ), вычисленные по формуле (10), полученные методами степенных векторов (сплошная кривая) и прямого обращения корреляционной матрицы (штриховая кривая). Для обоих методов потери в ОСПШ B измерялись по $L = 4$ выборкам. Как видно из графиков, метод прямого обращения КМ при $L/N_v < 2$ имеет потери более 30 дБ, в то время как потери метода степенных векторов для $L/N_v > 0.5$ – менее 3 дБ.

На рис. 5, в и 6, в приведены числа сформированных весовых векторов (включая базовый) в зависимости от нормированного числа выборок L/N_v .

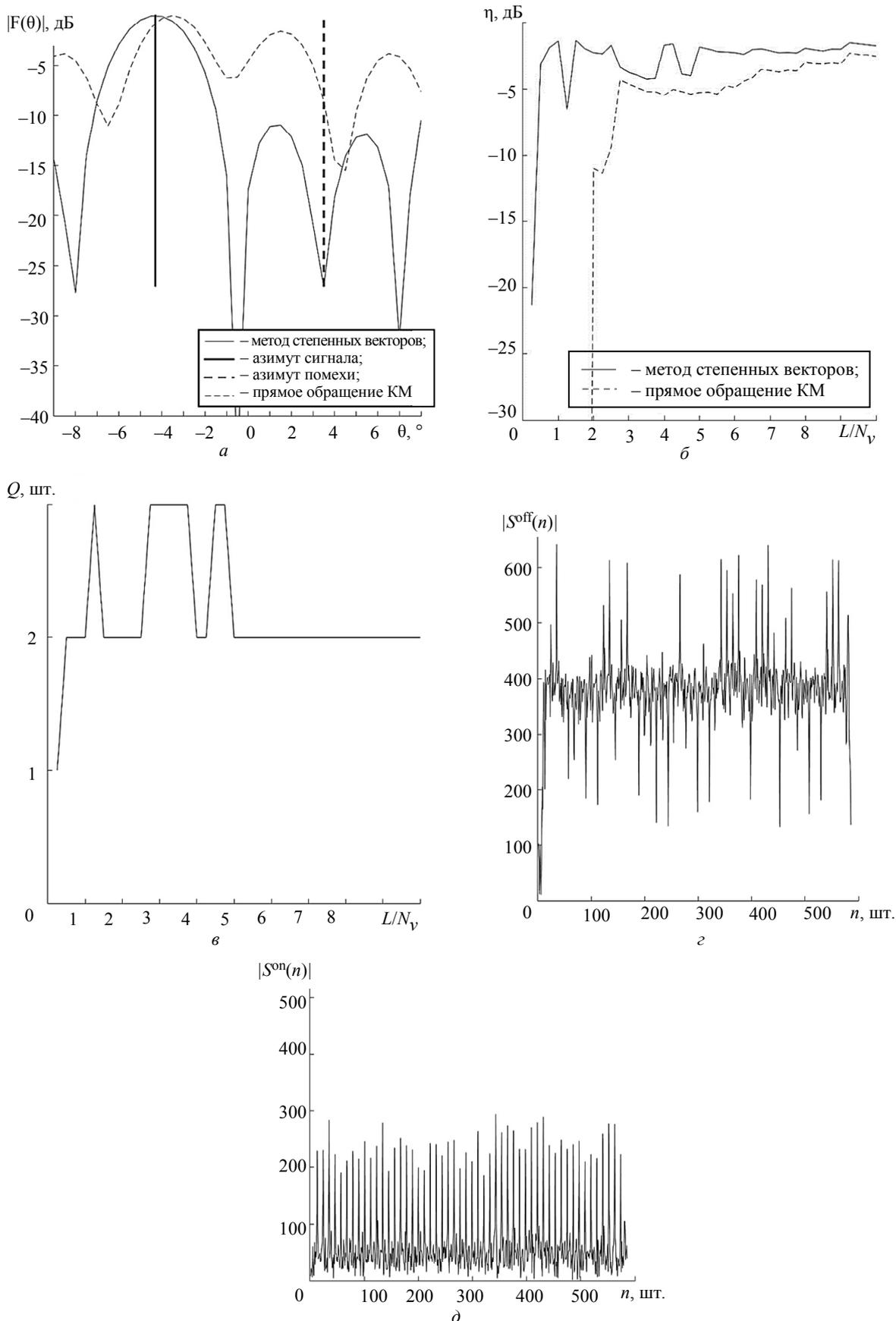


Рис. 5: а – диаграмма направленности ААР; б – кривая адаптации; в – число степенных векторов; г – принятый сигнал без подавления помехи; д – принятый сигнал после подавления помехи
 Fig. 5: а – AAR radiation pattern; б – adaptation curve; в – is the number of power vectors; г – received signal without interference suppression; д – received signal after interference suppression

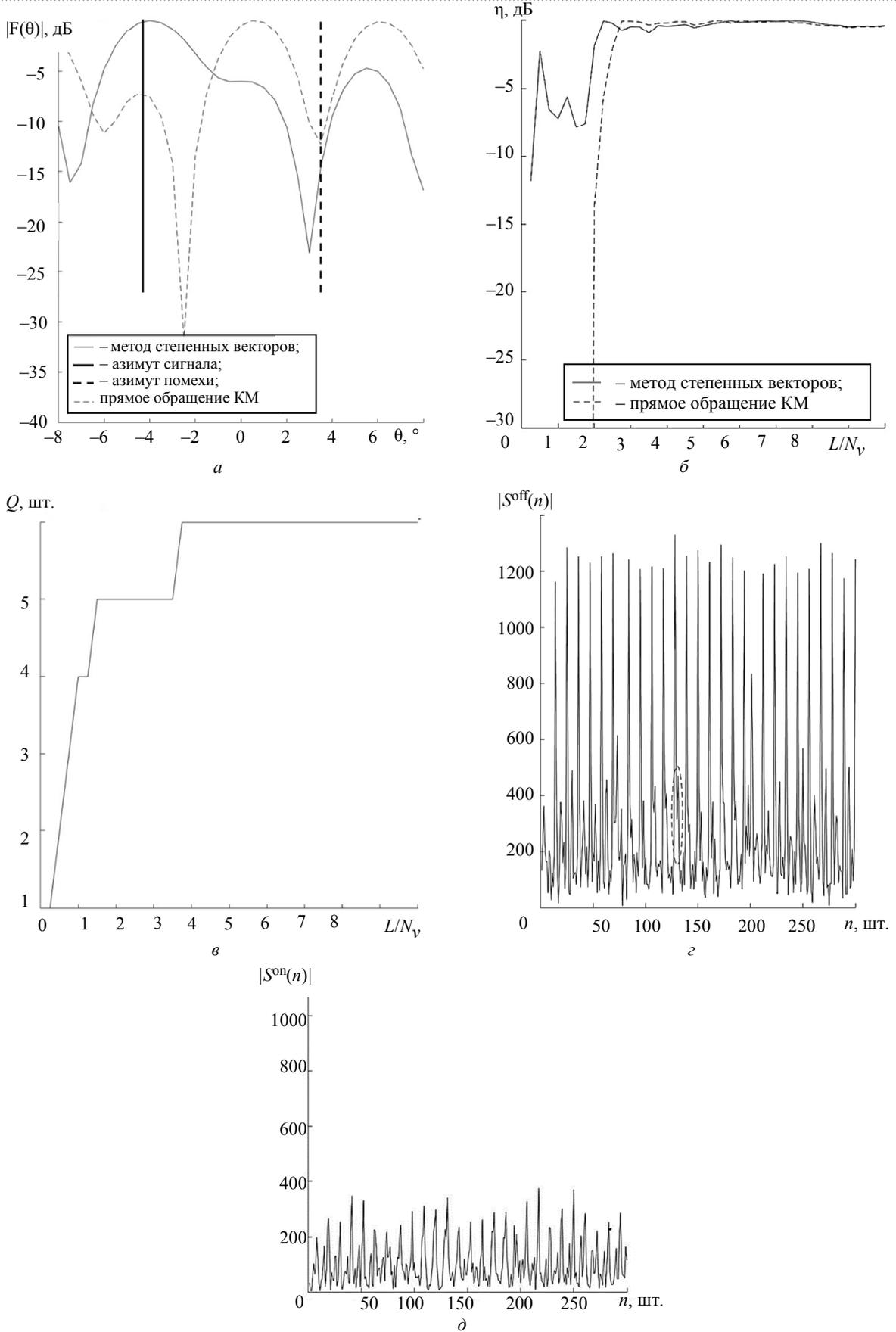


Рис. б: а – диаграмма направленности ААР; б – кривая адаптации; в – число степенных векторов; г – принятый сигнал без подавления помехи; д – принятый сигнал после подавления помехи
Fig. б: а – AAR radiation pattern; б – adaptation curve; в – is the number of power vectors; г – received signal without interference suppression; д – received signal after interference suppression

На рис. 5, ε и 6, ε изображены временные осциллограммы принятого сигнала в единицах младшего разряда аналого-цифрового преобразователя при выключенном подавителе помех. На вход АР поступала аддитивная сумма сигнала, помехи и тепловых шумов. Соответственно, на рис. 5, δ и 6, δ изображены временные осциллограммы принятого сигнала в единицах младшего разряда аналого-цифрового преобразователя при выключенном подавителе помех. Как видно из графиков, после подавления помех на осциллограмме отчетливо формируются сжатые периодические импульсы кода Баркера длиной 11.

Обработка измерений сценария 6 с фазоманипулированной помехой продемонстрировала, что при большом числе выборок $L > N_v$, формируется 6 степенных векторов. Это происходит по тем же причинам, что и для сценария 2.

Обработка результатов экспериментов по сценариям 1–4 показала, что метод степенных векторов применим и эффективно работает как в азимутальной, так и в угломестной плоскости. Он обеспечивает малые потери в ОСШП и высокий коэффициент подавления помехи, а также действует в случае короткой выборки.

Выводы и заключение. В статье представлены результаты обработки натурного эксперимента

по двумерному (по азимуту и углу места) подавлению помехи в активном радаре с помощью метода степенных векторов. Используются различные типы помех. Эксперимент доказал, что метод степенных векторов стабильно работает и в азимутальной, и в угломестной плоскостях, в том числе для случая короткой выборки при измерении помеховой обстановки.

Эксперимент показал, что потери в отношении сигнал–шум плюс помеха на выходе антенной решетки при нормированном числе выборок $L/N > 0.5$ не превышают 3 дБ (нормировка производится на число цифровых каналов антенной решетки). При этом коэффициент подавления помехи практически равен отношению помеха–шум на входе антенной решетки. Таким образом, помеха подавляется практически до уровня тепловых шумов.

Обработка результатов эксперимента показала, что число образованных степенных векторов равно числу тональных помех, присутствующих в эфире. Для случая узкополосных фазоманипулированных помех формируемое число степенных векторов определяется длиной оптимального накопителя.

Метод степенных векторов можно рекомендовать для практического применения в программном обеспечении для цифровых сигнальных процессоров современных радаров.

Список литературы

1. Robust adaptive beamforming for large-scale arrays / F. Huang, W. Sheng, X. Ma, W. Wang // *Signal Processing*. 2010. Vol. 90, no. 1. P. 165–172.
2. Khabbazibasmenj A., Vorobyov S. A., Hassanien A. Robust adaptive beamforming based on steering vector estimation with as little as possible prior information // *IEEE transactions on signal proc.* 2012. Vol. 60, no. 6. P. 2974–2987.
3. Richards M. *Fundamentals of radar signal processing*. New York: McGraw-Hill Publ. 2014. 894 p.
4. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
5. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
6. Журавлев А. К., Лукошкин А. П., Поддубный С. С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1983. 240 с.
7. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. М.: Наука, 1988. 552 с.
8. Baird C. A., Rickard J. T. Recursive estimation in array processing // 5th Asilomar Conf. on Circuits and Systems. CA, Pacific Grove, 1971. P. 509–513.
9. Определение местоположения пользователя в системе мобильной связи с частотно-сканирующей антенной решеткой на базовой станции / В. Т. Ермолаев, А. Г. Флакман, А. М. Зуев, Д. Н. Лысяков // *Радиофизика*. 1982. Т. 25, № 4. С. 472.
10. Воеводин В. В. *Линейная алгебра*. М.: Наука, 1980. 400 с.
11. Тихонов А. И., Арсенин В. Я. *Методы решения некорректных задач*. М.: Наука, 1979. 288 с.
12. Абрамович Ю. И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации фильтров по критерию максимума отношения сигнал/помеха // *Радиотехника и электроника*, 1981. Т. 26, № 3. С. 543–551.
13. Регуляризация весового вектора адаптивной антенной решетки путем ограничения числа базисных векторов / В. Т. Ермолаев, В. Ю. Семенов, И. С. Сорокин, А. Г. Флакман, А. В. Ястребов // *Изв. вузов. Радиофизика*. 2015. Т. 58, № 3. С. 235–243.
14. Gentilho E., Scalassara P. R., Abrao T. Direction-of-arrival estimation methods: A performance-complexity tradeoff perspective // *J. of Signal Proc. System*. 2020. No. 92. P. 239–256. doi: 10.1007/s11265-019-01467-4.

Информация об авторах

Ермолаев Виктор Тимофеевич – д-р техн. наук, профессор Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского. Пр. Гагарина, д. 23, Нижний Новгород, 603022, Россия.

E-mail: ermolaev752@gmail.com
<http://orcid.org/0000-0002-2669-0033>

Семенов Виталий Юрьевич – канд. физ.-мат. наук, доцент Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского. Пр. Гагарина, д. 23, Нижний Новгород, 603022, Россия.

E-mail: vitali.semenov@gmail.com
<http://orcid.org/0000-0003-0933-8238>

Флакман Александр Григорьевич – д-р физ.-мат. наук, профессор Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского. Пр. Гагарина, д. 23, Нижний Новгород, 603022, Россия.

E-mail: flak2402@gmail.com
<http://orcid.org/0000-0001-6305-2690>

References

1. Huang F., Sheng W., Ma X., Wang W. Robust Adaptive Beamforming for Large-Scale Arrays // *Signal Proc.* 2010. Vol. 90, no. 1. P. 165–172.
2. Khabbazibasmenj A., Vorobyov S. A., Hassani A. Robust Adaptive Beamforming Based on Steering Vector Estimation with as Little as Possible Prior Information // *IEEE transactions on signal proc.* 2012. Vol. 60, no. 6. P. 2974–2987.
3. Richards M. *Fundamentals of Radar Signal Processing.* New York: McGraw-Hill Publ. 2014. 894 p.
4. Monzingo R. A., Miller T. U. *Adaptivnye antennye reshetki: Vvedenie v teoriyu.* M.: Radio i svyaz', 1986. 448 s. (In Russ.).
5. Uidrou B., Stirnz S. *Adaptivnaya obrabotka signalov.* M.: Radio i svyaz', 1989. 440 s. (In Russ.).
6. ZHuravlev A. K., Lukoshkin A. P., Poddubnyj S. S. *Obrabotka signalov v adaptivnykh antennnykh reshetkah. L.: Izd-vo Leningr. un-ta, 1983. 240 s. (In Russ.).*
7. Gantmaher F. R. *Teoriya matric.* M.: Nauka, 1988. 552 s. (In Russ.).
8. Baird C. A., Rickard J. T. Recursive Estimation in Array Processing // *5th Asilomar Conf. on Circuits and Systems.* CA, Pacific Grove, 1971. P. 509–513.
9. Ermolaev V. T., Flaksman A. G., Zuev A. M., Lysyakov D. N. *Opredelenie mestopolozheniya pol'zovatelya v sisteme mobil'noj svyazi s chastotno-skaniruyushchej antennoj reshetkoj na bazovoj stancii* // *Radiofizika.* 1982. T. 25, № 4. S. 472. (In Russ.).
10. Voevodin V. V. *Linejnaya algebra.* M.: Nauka, 1980. 400 s. (In Russ.).
11. Tihonov A. I., Arsenin V. YA. *Metody resheniya ne-korrektnykh zadach.* M.: Nauka, 1979. 288 s. (In Russ.).
12. Abramovich YU. I. *Regulyarizovannyj metod adaptivnoj optimizacii fil'trov po kriteriyu maksimuma otnosheniya signal/pomekha* // *Radiotekhnika i elektronika,* 1981. T. 26, № 3. S. 543–551. (In Russ.).
13. Ermolaev V. T., Semenov V. YU., Sorokin I. S., Flaksman A. G., YAstrebov A. V. *Regulyarizaciya vesovogo vektora adaptivnoj antennoj reshetki putem ograničeniya čisla bazisnykh vektorov* // *Izv. vuzov. Radiofizika.* 2015. T. 58, № 3. S. 235–243. (In Russ.).
14. Gentilho E., Scalassara P. R., Abrao T. *Direction-of-Arrival Estimation Methods: A Performance-Complexity Tradeoff Perspective* // *J. of Signal Proc. System.* 2020. No. 92. P. 239–256. doi: 10.1007/s11265-019-01467-4.

Information about the authors

Viktor T. Ermolaev, Dr Sci. (Eng.), Professor of Nizhny Novgorod State University. Gagarin av. str., 23, Nizhny Novgorod, 603022, Russia.

E-mail: ermolaev752@gmail.com
<http://orcid.org/0000-0002-2669-0033>

Vitaly Yu. Semenov, Cand. Sci. (Phis.-Math.), Assistant Professor of Nizhny Novgorod State University. Gagarin av. str., 23, Nizhny Novgorod, 603022, Russia.

E-mail: vitali.semenov@gmail.com
<http://orcid.org/0000-0003-0933-8238>

Alexander G. Flaksman, Dr Sci. (Eng.), Professor of Nizhny Novgorod State University. Gagarin av. str., 23, Nizhny Novgorod, 603022, Russia.

E-mail: flak2402@gmail.com
<http://orcid.org/0000-0001-6305-2690>

Статья поступила в редакцию 28.03.2022; принята к публикации после рецензирования 01.04.2022; опубликована онлайн 28.04.2022.

Submitted 29.03.2022; accepted 01.04.2022; published online 28.04.2022.