

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.6.8>

УДК: 621.396.677

МЕТОД ПОДАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ В АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ С ЛОГИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ

С.Е. Мищенко¹, Н.В. Шацкий²

¹ ФГУП «Ростовский научно-исследовательский институт радиосвязи»
344010, Россия, Ростов-на-Дону, ул. Нансена, д. 130

² АО «Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца»
127083, Россия, Москва, ул. 8 Марта, д. 10, стр. 1

Статья поступила в редакцию 10 марта 2023 г.

Аннотация. Предложен метод подавления импульсных помех в адаптивной антенной решетке, отличающийся применением процедуры логической обработки сигналов в основном и компенсационном каналах для формирования ковариационной матрицы помех. Для формирования диаграммы направленности основного канала использованы весовые коэффициенты, обеспечивающие низкий уровень боковых лепестков, а диаграмма направленности компенсационного канала получена путем вычитания диаграмм направленности ортогональных линейных антенных решеток, выделенных в раскрыве антенной решетки. Показано, что использование логической обработки основного и компенсационного каналов обеспечивает исключение сигнальной составляющей из ковариационной матрицы помех и повышение помехоустойчивости антенны.

Ключевые слова: импульсные помехи, диаграмма направленности, логическая обработка сигналов, пространственно-временная обработка сигналов.

Автор для переписки: Мищенко Сергей Евгеньевич, mihome@yandex.ru

Введение

В настоящее время в составе радиолокационных станций (РЛС) с активными фазированными антенными решетками (АР) широко используют узкополосные импульсные сигналы. Эти системы позволяют измерять дальность, радиальную скорость и угловые координаты обнаруживаемых объектов, однако, чувствительны к помехам. Повышение эффективности функционирования РЛС в условиях помех достижимо с использованием применения методов и алгоритмов адаптивной пространственно-временной обработки сигналов [1]. Для реализации пространственно-временной адаптивной обработки (Space-Time Adaptive Processing – STAP) в пространственно-временной области необходимо, чтобы фазовые центры антенн, на выходе которых формируются сигналы измерительных каналов, не совпадали. Для этого приемную АР разделяют на подрешетки или обеспечивают передачу сигналов антенных элементов АР в устройство обработки. В последнем случае требования к системе диаграммообразования и стоимость системы обработки сигналов существенно возрастают [2,3]. Основой всех STAP-алгоритмов является формирование ковариационной матрицы помех (КМП), из которой следует исключить сигнальную составляющую [4-7]. Для решения данной задачи в работах [5-7] при формировании КМП использована дополнительная пространственная обработка сигналов по подрешеткам с формированием нуля ДН в направлении на источник сигнала. Такой подход существенно увеличивает объем вычислительных затрат. Более простой способ состоит в том, чтобы накопление данных для формирования КМП осуществлять в тот период времени, в который сигнальная составляющая отсутствует. Однако, если время приема эхо-сигнала, отраженного от цели, является априори неизвестным, то временное разделение сигналов обычно не применяют. Перечисленные проблемы существенно ограничивают возможности применения адаптивной обработки сигналов в импульсных РЛС борьбой с заградительными помехами [8,9].

Цель работы состоит в повышении помехоустойчивости адаптивных антенных решеток РЛС.

1. Обоснование метода

В настоящее время обнаружение воздействия внешних источников выполняют при помощи логических компенсаторов помех. Основная идея предлагаемого метода состоит в том, чтобы совместить логический компенсатор помех и адаптивную АР для подавления импульсных помех.

Рассмотрим N -элементную АР, осуществляющую прием сигналов с неизвестными начальной фазой и амплитудой. Комплексная огибающая сигнала на выходе n -го приемного канала ЦАР ($n = 1, 2, \dots, N$) может быть записана в виде:

$$\dot{i}_n(t) = a_0 \exp(i\psi_0) \dot{s}_0(t-t_0) f_0(\mathbf{p}_0) \exp\left(i \frac{\omega_0}{c} \mathbf{q}_n^T \mathbf{p}_0\right) \exp(i\omega_0(t-t_0)) + \sum_{m=1}^M a_m \exp(i\psi_m) \dot{s}_m(t-t_m) f_0(\mathbf{p}_0) \exp\left(i \frac{\omega_m}{c} \mathbf{q}_n^T \mathbf{p}_m\right) \exp(i\omega_m(t-t_m)) + \dot{\xi}_n(t),$$

где a_0, ψ_0 и a_m, ψ_m – неизвестные амплитуды и фазы источника сигнальной составляющей и m -го источника помех ($m = 1, 2, \dots, M$); $M < N$ – число помех; i – мнимая единица; $\dot{s}_0(t)$ и $\dot{s}_m(t)$ – нормированные комплексные огибающие сигнальной составляющей и составляющей m -ой помехи; $f_0(\mathbf{p})$ – действительная функция, описывающая диаграмму направленности (ДН) одиночного антенного элемента АР; t_0 и t_m – запаздывания сигнальной составляющей и составляющей помехи относительно начального момента времени записи сигналов; c – скорость света; ω_0 и ω_m – круговые несущие частоты для сигнальной составляющей и m -ой помехи; $\mathbf{q}_n = (x_n, y_n, z_n)$ – вектор-столбец координат фазового центра n -го антенного элемента антенной решетки; T – символ транспонирования; \mathbf{p}_0 и \mathbf{p}_m – единичные векторы направляющих косинусов, определяющие направления на источник сигнала и m -ый источник помехи; $\dot{\xi}_n(t)$ – комплексная огибающая шума n -го канала.

Отметим, что в данной работе компоненты векторов направляющих косинусов вводятся в системе координат определяются выражениями:

$$\mathbf{p} = (\sin \theta \cos \varphi \quad \sin \theta \sin \varphi \quad \cos \theta),$$

где (θ, φ) – угловые координаты сферической системы координат, определяющие направление на точку наблюдения.

Импульсный характер сигнальной составляющей и составляющих помех позволяет утверждать, что в процессе наблюдения за сигналами приемных каналов можно выделить интервалы времени:

- одновременно амплитуды сигнальной составляющей и всех помех равны нулю – T_1 ;
- амплитуда сигнальной составляющей равна нулю, а амплитуда хотя бы одной помехи не равна нулю – T_2 ;
- амплитуда сигнальной составляющей не равна нулю – T_3 .

Если наблюдение за сигналами осуществляется только в течение интервала времени T_1 , то можно получить КМП, которая при условии независимости шумов в каналах АР будет иметь диагональный вид, а значения диагональных элементов будут соответствовать дисперсиям шума в приемных каналах АР. В этом случае элементы КМП равны:

$$\dot{R}_{n,n'}^{(T_1)} = \frac{1}{T_1} \int_{t \in T_1} \dot{i}_n(t) \dot{i}_{n'}^*(t) dt = \frac{1}{T_1} \int_{t \in T_1} \dot{\xi}_n(t) \dot{\xi}_{n'}^*(t) dt \approx \sigma^2 \delta_{n,n'},$$

где σ^2 – дисперсия тепловых шумов приемного канала; $\delta_{n,n'}$ – символы Кронекера.

Для интервала времени T_2 выражение существенно усложнится, поскольку будет содержать слагаемые, в которых осуществляется усреднение по времени перекрестных произведений:

$$\frac{1}{T_2} \int_{t \in T_2} \dot{\xi}_n(t) \dot{\xi}_{n'}^*(t) dt \approx \sigma^2 \delta_{n,n'}; \quad \frac{1}{T_2} \int_{t \in T_2} \dot{s}_m(t-t_m) \dot{s}_{m'}^*(t-t_{m'}) dt; \quad (1)$$

$$\frac{1}{T_2} \int_{t \in T_2} \dot{\xi}_n(t) \dot{s}_{m'}^*(t-t_{m'}) dt; \quad \frac{1}{T_2} \int_{t \in T_2} \dot{s}_m(t-t_m) \dot{\xi}_n^*(t) dt. \quad (2)$$

Как правило, тепловые шумы и сигналы считают взаимно независимыми. Это позволяет считать, что интегралы (2) обращаются в ноль. Однако для этого необходимо, чтобы выборка данных для каждой помехи имела достаточную длину.

Если помехи являются импульсными и имеют относительно малую длительность, то вклад составляющей шума в КМП может быть определяющим, и адаптивная обработка таких помех окажется неэффективной. Такая ситуация может иметь место при формировании КМП на основании записанных данных в течение интервала времени, представляющего собой объединение интервалов $T_1 \cup T_2$. Это подтверждается результатами, приведенными в [8], продемонстрировано, что дисперсия шума на выходе АР обратно пропорциональна числу отсчетов в обрабатываемой выборке.

Если накопление данных происходит с учетом сигнальной составляющей, например в течение интервала T_3 или интервалов $T_2 \cup T_3$, $T_1 \cup T_2 \cup T_3$, то к интегралам вида (1), (2) добавятся интегралы, в которых присутствует сомножитель $\dot{s}_0(t - t_0)$. Слагаемые с данным сомножителем будут разрушать КМП. Так, в [1] указано, что при попадании в компенсационный канал сигнальной составляющей, компенсатор помехи будет осуществлять ее подавление.

В связи с этим для того, чтобы избежать попадания сигнальной составляющей в КМП, в адаптивных АР используют различные методы.

К ним относятся [1,5,7,9]:

– временное разделение, при котором формирование КМП осуществляют только в интервалы времени $T_1 \cup T_2$ или T_2 , которые должны быть заранее известны;

– частотное разделение, при котором данные об источниках помех собирают в полосе частот за пределами рабочей полосы источника сигнальной составляющей;

– пространственное разделение, при котором формируют нуль ДН в направлении на источник сигнальной составляющей.

Очевидно, что вторые и третьи способы адаптивной обработки значительно сложнее в реализации, чем первый. Однако для реализации временного разделения необходимо обеспечить выполнение условий, при которых накопление данных о пространственном распределении источников помех осуществлялось в течение интервала времени T_2 , и исключить интервалы T_1, T_3 или комбинации всех трех интервалов.

В настоящее время в РЛС используют логическую компенсацию сигналов [10]. В отличие от корреляционного подавления помех в автокомпенсаторах [8,9] суть логической компенсации состоит в том, что при приеме сигналов формируют сигналы основного и компенсационного каналов. Сигнал основного канала формируют с комплексными весовыми коэффициентами (КВК) $\dot{\mathbf{A}}_O = \{ \dot{A}_{O_n} | n=1,2,\dots,N \}$, обеспечивающими синфазное сложение сигнальной составляющей источника, расположенного в заданном направлении \mathbf{p}_0 , и подавление уровня боковых лепестков ДН в области пространства Ω , в которой расположены источники помех (т.е. $\mathbf{p}_m \in \Omega$). Сигнал компенсационного канала формируют при помощи КВК $\dot{\mathbf{A}}_K = \{ \dot{A}_{K_n} | n=1,2,\dots,N \}$, ДН которой в направлении \mathbf{p}_0 близка к нулю, а в области боковых лепестков Ω стремятся обеспечить достаточное превышение уровня сигнала компенсационного канала над уровнем сигнала основного канала при отсутствии сигнальной составляющей (как правило 3...10 дБ). Эти условия могут быть выражены соотношениями:

$$\sum_{n=1}^N |\dot{u}_{K_n}(t \in T_2)| > \sum_{n=1}^N |\dot{u}_{O_n}(t \in T_2)|. \quad (3)$$

Отсюда следует, что из логических соотношений между уровнями сигналов основного и компенсационного каналов могут быть сделаны однозначные выводы о том, к какому интервалу времени относятся текущие значения амплитуды сигналов.

Если выполняется условие (3), то текущие значения сохраняют в выборку данных, по которой будет формироваться КМП $\dot{\mathbf{R}}^{(T_2)}$.

После формирования КМП с учетом условия (3) осуществляют расчет вектора КВК $\dot{\mathbf{W}}^{(T_2)}$ по формуле [1,4]:

$$\dot{\mathbf{W}}^{(T_2)} = \dot{\mathbf{W}}^T \left(\dot{\mathbf{R}}^{(T_2)} \right)^{-1}, \quad (4)$$

где $\dot{\mathbf{W}} = \left(W_n^o \exp \left(-i \frac{\omega_0}{c} \mathbf{q}_n^T \mathbf{p}_0 \right) \right)_{n=1,2,\dots,N}$ – вектор-столбец КВК,

обеспечивающий формирование ДН АР,

$$\dot{F}(\mathbf{p}) = f_0(\mathbf{p}_0) \sum_{n=1}^N \dot{W}_n^{(T_2)} \exp \left(i \frac{\omega_0}{c} \mathbf{q}_n^T \mathbf{p}_0 \right),$$

максимум которой ориентирован в направлении $\mathbf{p}_0 = (\theta_0, \varphi_0)$.

Вектор КВК $\dot{\mathbf{W}}$, обеспечивающий максимальный коэффициент направленного действия (КНД) плоской АР, как известно, определяется при $W_n^o = 1 \forall n = 1, 2, \dots, N$, т. е. при векторе КВК с равномерным амплитудным распределением. Для снижения общего уровня боковых лепестков и подавления мощных помех допустимо вместо равномерного амплитудного распределения использовать весовая оконная функцию, которая, как правило представляет собой сумму постоянной составляющей («пьедестала») и четной функции, обладающей симметрией относительно геометрического центра раскрыва плоской АР.

Таким образом, предлагаемый метод подавления импульсных помех АР отличается тем, что для исключения сигнальной составляющей при формировании КМП $\dot{\mathbf{R}}^{(T_2)}$ используют логическую обработку принимаемых сигналов дополнительно формируемых основном и компенсационном каналах с условием вида (3). Для реализации метода необходимо определить три весовых вектора $\dot{\mathbf{A}}_o$ для формирования ДН основного канала, $\dot{\mathbf{A}}_k$ – для формирования ДН компенсационного канала, а также $\dot{\mathbf{W}}$ для расчета искомого вектора КВК $\dot{\mathbf{W}}^{(T_2)}$ по формуле (4).

2. Численные исследования

В качестве примера рассмотрим квадратный плоский раскрыв, состоящий из $M = 24 \times 24 = 576$ антенных элементов. Пусть антенные элементы расположены в узлах прямоугольной сетки с одинаковыми межэлементными расстояниями по горизонтали и вертикали, равными 0.55λ .

Сигнальная составляющая принимается с направления $\theta_c = 25^\circ$, $\varphi_c = 0$. Угол θ отсчитывается от нормали к раскрыву, угол φ отсчитывается в плоскости раскрыва от горизонтальной к вертикальной координатной оси. Для всех рассматриваемых сигналов использовалась линейная частотная модуляция (ЛЧМ). Девияция частоты относительно несущей была задана равной 2.5 МГц.

Источники помех располагались в азимутальном сечении $\varphi_{n1} = \varphi_{n2} = 0$. Это сечение было выбрано, поскольку в прямоугольной АР наиболее высокий уровень боковых лепестков (УБЛ) характерен для главных сечений ДН. Кроме того, визуализация одного сечения ДН позволяет показать глубину формируемых нулей ДН на фоне главного максимума. Первый источник помех был ориентирован в направлении $\theta_1 = 0$, а второй – $\theta_2 = 18^\circ$.

Элементы вектора-строки $\dot{\mathbf{A}}$ были заданы соотношением:

$$\dot{A}_n = \exp\left(-i \frac{\omega_0}{c} \sin \theta_c (x_n \cos \varphi_c + y_n \sin \varphi_c)\right),$$

где (x_n, y_n) – координаты фазового центра n -го элемента.

При формировании ДН основного канала использовался вектор КВК $\dot{\mathbf{A}}_0$ с элементами:

$$\begin{aligned} \dot{A}_{0n} = & \left(0.1 + 0.9 \cos^2\left(\frac{\pi x_n}{L_x}\right)\right) \left(0.1 + 0.9 \cos^2\left(\frac{\pi y_n}{L_y}\right)\right) \times \\ & \times \exp\left(-i \frac{\omega_0}{c} \sin \theta_0 (x_n \cos \varphi_0 + y_n \sin \varphi_0)\right), \end{aligned} \quad (5)$$

где L_x, L_y – линейные размеры антенной решетки по горизонтали и вертикали.

Элементы вектора строки КВК компенсационного канала $\dot{\mathbf{A}}_K$ определялись согласно [12] по формуле:

$$\dot{A}_{K n} = (1 \forall |x_n| < 0.55\lambda; 0 \forall |x_n| \geq 0.55\lambda) - (1 \forall |y_n| < 0.55\lambda; 0 \forall |y_n| \geq 0.55\lambda) \times \exp\left(-i \frac{\omega_0}{c} \sin \theta_0 (x_n \cos \varphi_0 + y_n \sin \varphi_0)\right). \quad (6)$$

На рис. 1 показаны распределения амплитуд в основном и компенсационном каналах (поля *a*) и *б*) соответственно), рассчитанные согласно выражениям (4) и (5). Из выражения (5), в частности, следует, что в формировании ДН компенсационного канала участвовали две горизонтальные и две вертикальные линейные АР из рассматриваемого раскрыва.

Объемные ДН основного и компенсационного каналов АР приведены на рис. 2 (также поле *a*) и поле *б*) соответственно). УБЛ ДН основного канала должен быть заметно ниже, чем уровень ДН компенсационного канала. В связи с этим для снижения боковых лепестков при формировании ДН основного канала приходится жертвовать коэффициентом направленного действия и расширять главный лепесток. Отметим, что характеристики направленности: КНД, уровень максимума ДН и уровни лепестков в направлении на источники помех сведены в таблицу 1.

В процессе приема сигналов накапливался массив комплексных отсчетов сигналов, принимаемых всеми каналами АР. Кроме того, формировались сигналы измерительного и компенсационного каналов. В этих каналах абсолютные значения отсчетов принимаемых сигналов интегрировались в пределах скользящего окна. Если сигнал компенсационного канала превышает сигнал основного канала, а сигнал основного канала соответствует уровню шумов, то в соответствии с предлагаемым методом происходит накопление данных для формирования КМП $\dot{\mathbf{R}}^{(T_2)}$.

После накопления заданного объема данных производят формирование и обращение КМП $\dot{\mathbf{R}}^{(T_2)}$. В результате получают новый вектор КВК $\dot{\mathbf{W}}^{(T_2)}$, который позволяет подавить внешние источники помех.

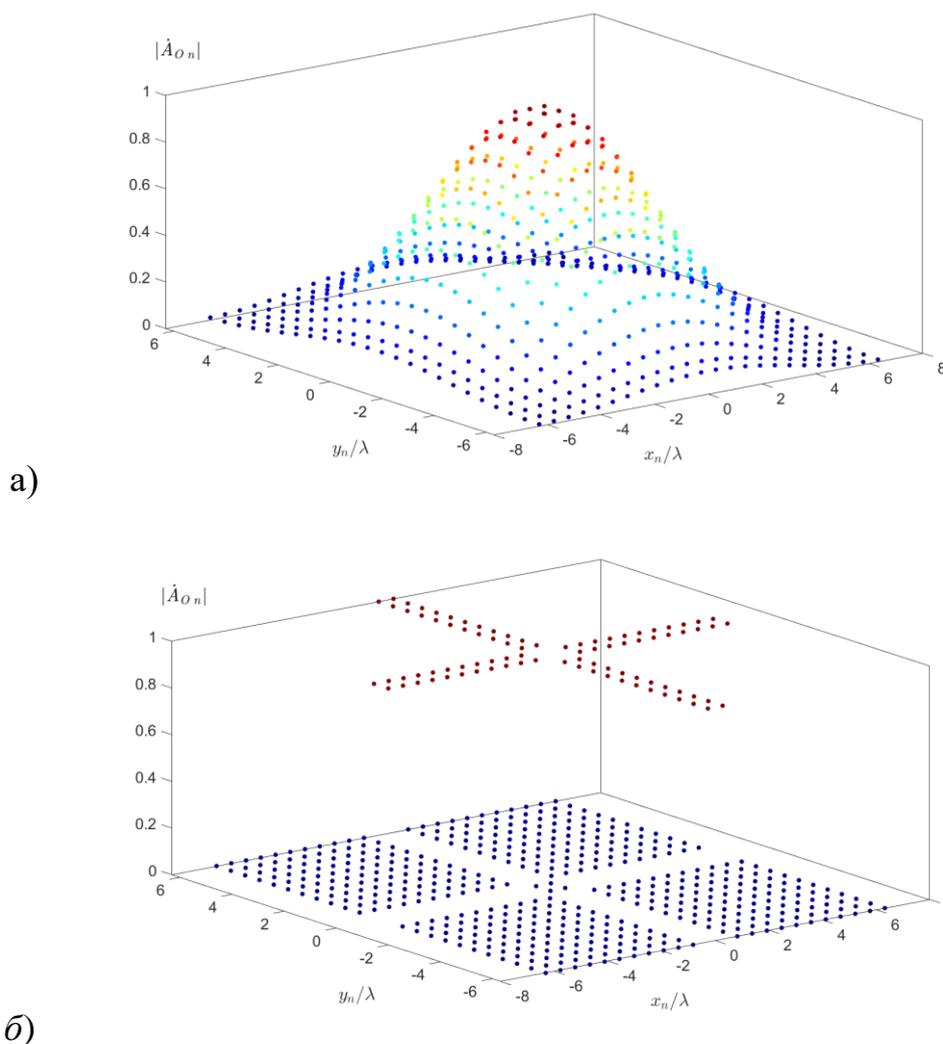
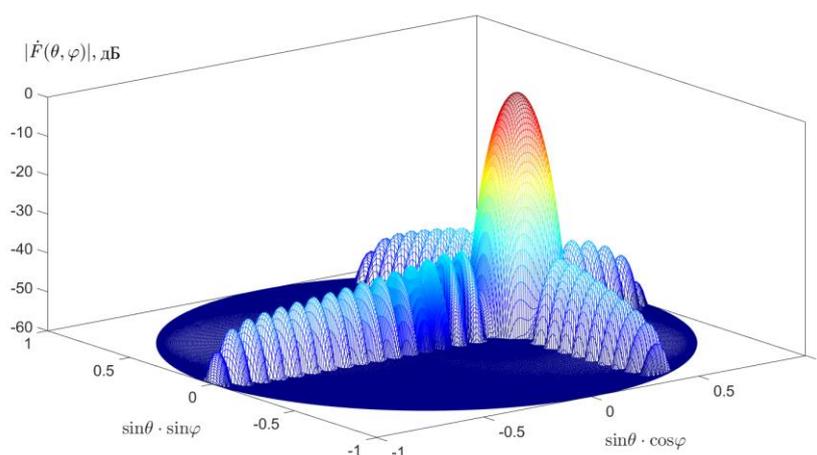


Рис. 1. Амплитудные распределения: а) – основного и б) – компенсационного каналов

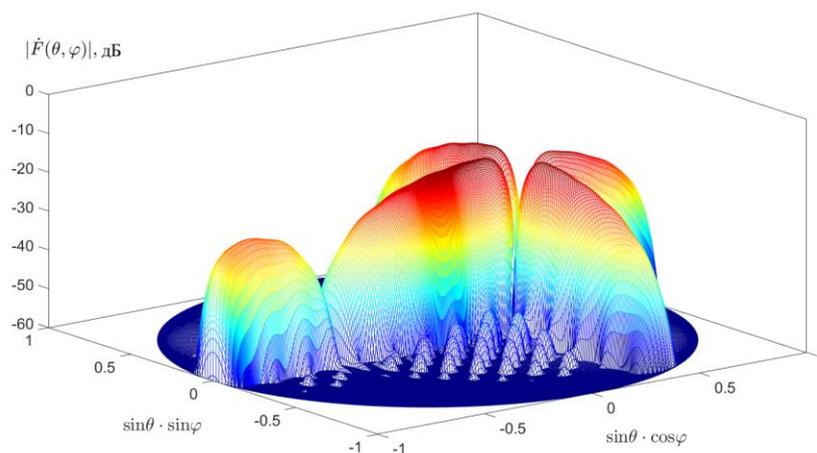
В качестве первого примера была рассмотрена задача подавления источников помех при $W_n^0 = 1 \forall n = 1, 2, \dots, N$. Результаты моделирования приведены на рис 3 и сведены в таблицу 1.

На рис. 3 показаны сечения формируемых ДН $\dot{F}(\theta, \varphi)$ в плоскости $\varphi = 0$. Все ДН нормированы к максимальному значению ДН основного канала. Направления на источники помех соответствуют положениям вертикальных штриховых линий при $\theta = 0$ и $\theta = 18^\circ$. Кривая 1 соответствует ДН основного канала, а кривая 2 – компенсационного. Кривая 3 на рис. 3 получена при условии, что накопление сигнала осуществляется на временном интервале T_1 , где отсутствовала сигнальная составляющая. Уровень главного максимума кривой 3

превышает уровень максимума кривой 1 почти на 9 дБ (строки 1 и 3 в таблице 1). Однако подавления импульсных источников помех не произошло, поскольку их вклад в КМП теряется на фоне шума в процессе накопления данных. Предлагаемым методом удалось снизить уровни лепестков в направлении на источники помех и добиться повышения отношения сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ). Сечение ДН, полученное с использованием вектора КВК, рассчитанного предлагаемым методом с использованием КМП $\dot{\mathbf{R}}^{(T_2)}$, на рис. 3 соответствует кривой 4.



а)



б)

Рис. 2. ДН каналов логической обработки: а) основного, б) компенсационного

В качестве второго примера был рассмотрен случай использования спадающего амплитудного распределения вида (5) для задания вектора КВК $\dot{\mathbf{W}}$,

т.е. при $\dot{\mathbf{W}} = \dot{\mathbf{A}}_o$. Результаты моделирования приведены на рис. 4 и сведены в таблицу 1. Обозначения на рис. 4 аналогичны введенным ранее на рис. 3.

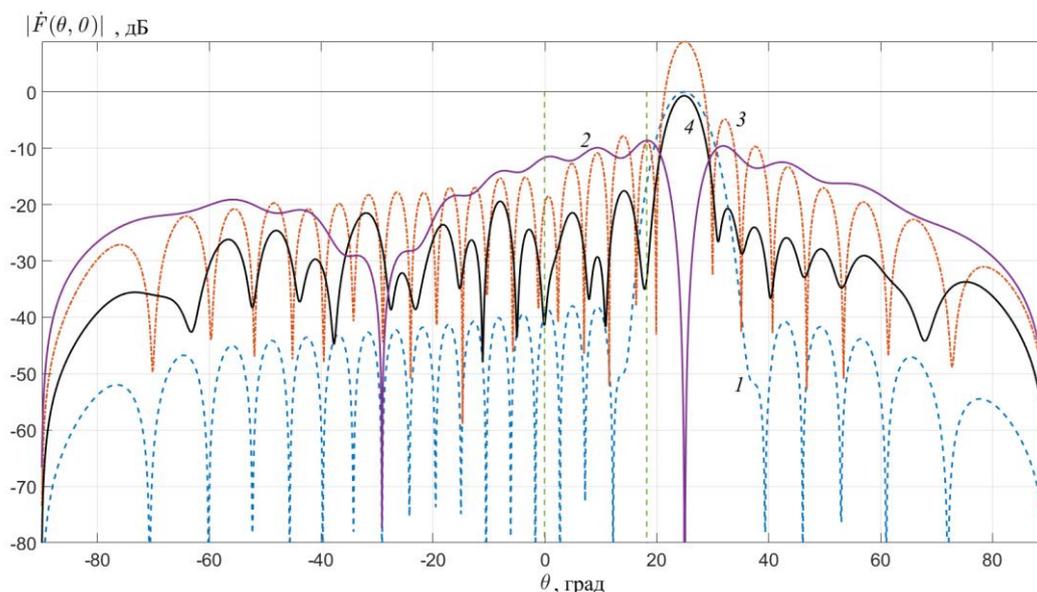


Рис. 3. Сечения ДН АР, формируемые в процессе обработки: 1 и 2 – основной и компенсационный каналы логической обработки; 3 – сечение ДН адаптивной АР при отсутствии логической обработки; 4 – ДН адаптивной АР с логической обработкой сигналов

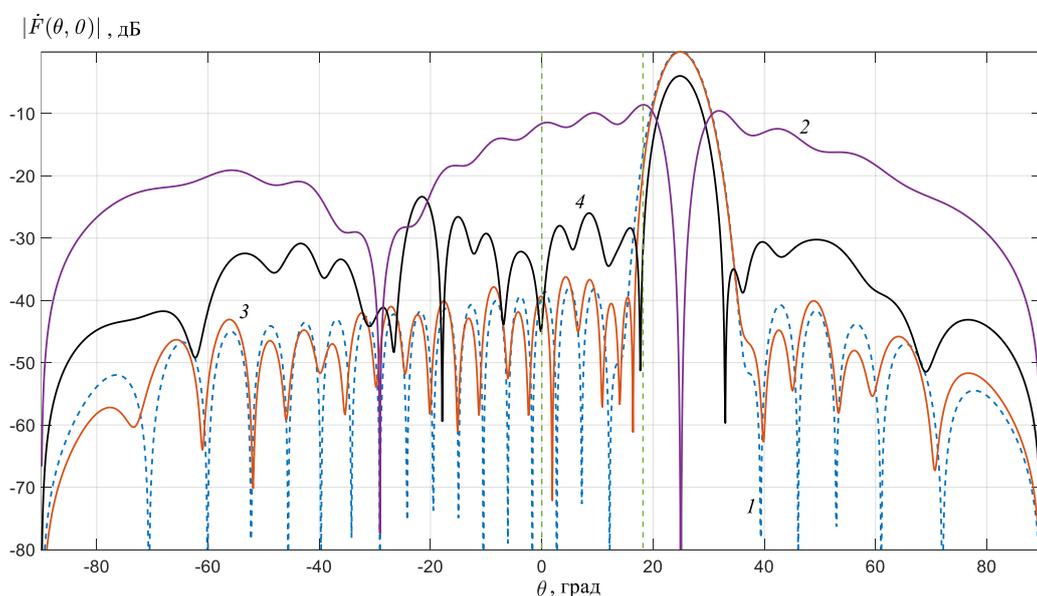


Рис. 4. Сечения ДН АР, формируемые в процессе обработки: 1 и 2 – основной и компенсационный каналы логической обработки; 3 – сечение ДН адаптивной АР при отсутствии логической обработки; 4 – ДН адаптивной АР с логической обработкой сигналов

Рассмотрим результаты моделирования, приведенные в таблице 1. Уровни ДН определены согласно рис. 3 и рис. 4, а КНД рассчитан по объемной ДН АР.

Расчет относительного значения ОСПШ осуществлялся при условии, что средняя мощность импульса каждой помехи P_1, P_2 составляет 40 дБ, а полезного сигнала – $P_0 = 0$ дБ. Мощность внутреннего шума полагалась ниже уровня сигнала на выходе АР и была равной $L = -10$ дБ. При этом с учетом обозначений таблицы 1 относительное значение ОСПШ получено по формуле:

$$q^2 = (D + |F(\theta_0)| + P_0) - \left\{ \begin{array}{c} |F(\theta_1)| + P_1 \\ 0 \end{array} \right\} - \left\{ \begin{array}{c} |F(\theta_2)| + P_2 \\ 0 \end{array} \right\} + L. \quad (7)$$

В выражении (7) все слагаемые имеют размерность дБ. В фигурных скобках верхнее значение используется, если глубина подавления помехи недостаточна для ее подавления до уровня сигнальной составляющей, а нижнее – при $|F(\theta_{1,2})| + P_{1,2} < 0$.

Из данных таблицы 1 следует, что повышение КНД и увеличение нормы ДН адаптивной АР без логической обработки (строка 3 таблицы 1) не приводит к выигрышу в ОСПШ. Это связано с тем, что с ростом КНД одновременно произошло увеличение уровня боковых лепестков. При этом обе помехи в соответствии с исходными данными попали на максимумы боковых лепестков.

Использование предлагаемого метода обеспечило не только увеличение КНД, но и подавление боковых лепестков (строка 4 таблицы 1). В результате удалось добиться заметного увеличения ОСПШ.

Вместе с тем, использование равномерного амплитудного распределения $W_n^0 = 1$ приводит в конечном итоге к сильному росту боковых лепестков во всех пространственных направлениях при формировании нулей ДН в направлении на источники помех. Использование спадающего амплитудного распределения W_n^0 позволило снизить общий фон боковых лепестков и добиться подавления помех (строка 6 таблицы 1).

Это позволяет заключить, что предлагаемое совмещение логической обработки сигналов с адаптивной обработкой является целесообразным в условиях мощных помех.

Таблица 1. Сравнение помехоустойчивости адаптивных антенных решеток

Вид ДН	КНД D , дБ	Уровень ДН в главном луче $ F(\theta_0) $, дБ	УБЛ в направлении $\theta_1 = 0$ – $ F(\theta_1) $, дБ	УБЛ в направлении $\theta_2 = 18^\circ$ – $ F(\theta_2) $, дБ	Относител ьное значение ОСПШ q^2 по формуле (6), дБ
Основной канал	30,2	0	-38,3	-15,9	-6,6
Компенсационный канал	21,7	-50	-11,8	-8,7	–
ДН адаптивной АР без обработки (пример 1)	35,9	8,8	-20	-8,7	-16,6
ДН адаптивной АР с обработкой (пример 1)	32,9	-0,7	-40,9	-34,8	17
ДН адаптивной АР без обработки (пример 2)	33,3	-0,1	-39,4	-19,0	1,6
ДН адаптивной АР с обработкой (пример 2)	31,6	-4,0	-44,5	-30,0	7,6

Заключение

Таким образом, предлагаемый метод компенсации импульсных помех адаптивной антенной решеткой отличается от известных совмещением логической и пространственно-временной обработки сигналов. Предлагаемый метод для рассмотренного примера позволяет выполнять подавление помех за счет временного разделения сигналов при формировании КМП. Для рассмотренного примера подавления двух мощных помех выигрыш в значении ОСПШ составил от 14 до 23 дБ в зависимости от выбора амплитудного распределения W_n^o .

Литература

1. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. *Адаптивные антенные решетки*. Москва, Радио и связь. 1986. 448 с.
2. Шацкий Н.В., Новиков А.Н., Бибарсов М.Р., Алешин С.Л., Габриэльян Д.Д. Подавление помех в антенных решетках с ограниченным числом каналов адаптации. *Информация и космос*. 2015. №3. С.17-22.
3. Литвинов О.С. Теория частично адаптивных антенных решеток. *Антенны*. 2016. №8(228). С.16-24.
4. Ратынский М.В. *Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках*. Москва, Радио и связь. 2003. 200 с.
5. Габриэльян Д.Д., Звездина М.Ю., Звездина Ю.А., Сильницкий С.А. Квазиоптимальная обработка сигналов в адаптивных антенных решетках радиосвязи. *Электромагнитные волны и электронные системы*. 2009. Т.14. №5. С.52-55.
6. Патент РФ № 2609792. Шацкий Н.В., Мищенко Е.Н., Мищенко С.Е., Шацкий В.В. *Способ обработки сигналов в модульной адаптивной антенной решетке при приеме коррелированных сигналов и помех*. Дата заявки: 9.11.2015. Дата публикации: 03.02.2017. 20 с. URL.: <https://www1.fips.ru>
7. Litvinov A.V., Mishchenko S.E., Shatsky V.V., Mishchenko E.N., Shatsky N.V. The method of processing the correlated signals and interferences in a modular adaptive antenna array. 2017 «*Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*». Divnomorskoe. 2017. P.42-42. <http://doi.org/10.1109/RSEMW.2017.8103558>
8. Григорьев Л.Н. *Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках*. Москва, Радиотехника. 2010. 144 с.
9. *Защита от радиопомех*. Под ред. М.В. Максимова. Москва, Советское радио. 1976. 496 с.
10. Патент РФ № 2567120. Ларин А.Ю., Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Помысов А.С., Шацкий В.В. *Способ формирования компенсационной диаграммы направленности в плоской антенной системе с электронным управлением*

лучом. Дата заявки: 16.07.2014. Дата публикации: 10.11.2015. 19 с. URL.:

<https://www1.fips.ru>

Для цитирования:

Мищенко С.Е., Шацкий В.В. Метод подавления импульсных помех в адаптивной антенной решетке с логической обработкой сигналов. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2023. №6. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.6.8>