

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.2.13>

УДК: 621.396.962.3

**МЕТОД ОБЕСПЕЧЕНИЯ  
ЭФФЕКТИВНОЙ КОГЕРЕНТНО – ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ  
В РЛС МАЛОЙ ДАЛЬНОСТИ С ФАР  
ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ**

М.С. Виноградов <sup>1</sup>, Б.Г. Свердлов <sup>2</sup>

<sup>1</sup> Московский авиационный институт  
125993, г. Москва, Волоколамское шоссе, д. 4

<sup>2</sup> Московский физико-технический институт  
141701, Московская область, г. Долгопрудный, Институтский переулок, д.9.

Статья поступила в редакцию 3 февраля 2025 г.

**Аннотация.** Целью исследования является разработка метода и синтез алгоритма для минимизации потерь в эффективности адаптивной пространственно-временной обработки сигналов при круговом вращении ФАР. В результате проведенных исследований было показано влияние не стационарности источника АШП вызванная вращением антенны в процессе обзора на эффективность работы адаптивной пространственно-временной обработки. Обоснована необходимость использовать модифицированные алгоритмы в системе пространственной обработки для компенсации данного эффекта, за счет устранения влияния остатков от подавления на работу когерентно – временной обработки. Доказано, что известный подход «заморозки» весов, в случае РЛС малой дальности может быть не рационален в использовании, так как скорость вращения антенны весьма высока и источник АШП «выходит» из сформированного «провала» раньше, чем успевает накопиться когерентная пачка импульсов для дальнейшей временной обработки.

Предложен метод создания направленных расширенных «провалов» в адаптивной диаграмме направленности ФАР, посредством модификации обучающей выборки и добавления в нее виртуальных источников АШП. В отличие от известных подходов, предложенный метод не требует предварительной пеленгации реальных источников АШП. Рассмотрен алгоритм создания дополнительных выборок и их модификации для получения расширенных «провалов» с требуемыми характеристиками. Приведены результаты математического моделирования работы двух рассмотренных методов, показаны результирующие ДН и по результатам сбора и анализа статистики, проведено сравнение эффективности двух методов по энергетическому критерию. Показано повышение эффективность работы РЛС с ФАР малой дальности с использованием предложенного метода при воздействии АШП.

**Ключевые слова:** адаптивная компенсация активных помех, пространственно-временная обработка сигналов виртуальные источники, активная шумовая помеха, расширенные провалы ДНА.

**Автор для переписки:** Виноградов Максим Сергеевич, [vinmax98@gmail.com](mailto:vinmax98@gmail.com)

## Введение

Современные РЛС малой дальности должны обеспечивать обнаружение целей разных типов, так как в зону ответственности РЛС одновременно могут попадать разновысотные, разноскоростные цели, ЭПР которых может значительно различаться. Особенностью работы активной РЛС малой дальности является постоянное присутствие пассивных помех (ПП) с различными спектральными характеристиками и интенсивностью по всей дальностной зоне ее работы, поэтому все большее применение находят адаптивные методы селекции движущихся целей (АСДЦ) [1-4].

Известно [1], что в АСДЦ адаптация может осуществляться на основе классифицированных обучающих выборок (ОВ), полученных в зонах свободных от наличия полезных эхо-сигналов и других типах помех. Поэтому при воздействии на РЛС активных шумовых помех (АШП) необходимо обеспечить эффективное их подавление, тем самым сохранив эффективность работы АСДЦ. Соответственно появляется потребность в реализации пространственной обработки сигналов (ПОС). Если учесть, что направление воздействия активной помехи (АП) является априорно неизвестным, то возникает потребность в построении ПОС с возможностью к адаптации в зависимости от текущего углового положения источника АП. Как и для АСДЦ, адаптация ПОС может осуществляться на основе классифицированных ОВ [5], которые необходимо формировать из отсчетов принятого сигнала в отсутствие как полезного сигнала от цели так и сигнала ПП. Классическим подходом к формированию ОВ для ПОС является набор отсчетов из временных стробов в дальней зоне работы РЛС, где влияние ПП минимально. Эти принципы обучения успешно применяются в РЛС средней и большой дальности, и поэтому оба вида адаптивной защиты могут быть реализованы независимо в пространственной и временной областях [5]. Однако в РЛС малой дальности (МД) существует высокая вероятность присутствия ПП во всех элементах дальности, поэтому реализовать такой подход затруднительно.

В данном исследовании рассматривается типичная адаптивная система пространственно-временной обработки (ПВООС) [6], строящаяся на базе блоков формирования обучающей выборки (ОВ), блоков оценки КМ помехи (БО), блоков вычисления весового вектора (БВВ), оперативных запоминающих устройств (ОЗУ) и линий задержки (ЛЗ). Так как в РЛС малой дальности воздействия ПП предполагается априорным, а воздействие АП нет, необходимо отдельное управление системой ПОС. Для этого вводится ряд управляющих сигналов, один из них – строб начала формирования обучающей выборки (НОВ), соответствующий началу периода, в котором не излучается зондирующий сигнал. Так же вводится строб компенсации шумовой помехи (КШС), который соответствует началу работы системы ПОС. Пример построения такой адаптивной ПВООС приведен на рисунке 1 [7].

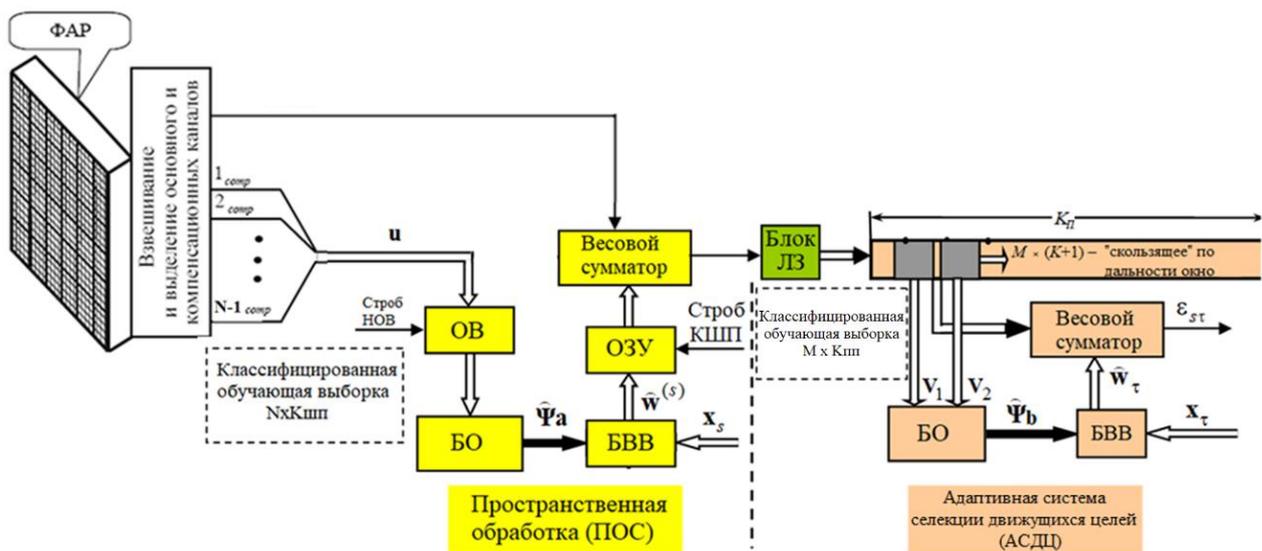


Рис. 1. Схема АПВООС.

Заметим, что для осуществления ПОС, предполагается использование  $N$  канальной фазированной антенной решетки (ФАР), а АСДЦ строится на основе когерентной обработки пачки из  $M$  импульсов.

## 1. Практические трудности при АПВОС в обзорных РЛС МД

Дополнительные трудности в решении задачи адаптации в РЛС малой дальности возникают с применением в них механического кругового обзора. В результате сигнально-помеховая обстановка становится не только априорно неизвестной, но и нестационарной, что в свою очередь влияет на эффективность работы ПОС. Так как со временем происходит перемещение диаграммы направленности антенны (ДНА) относительно углового направления, в котором проводилась адаптация, величина подавления монотонно снижается и на выходе ПОС начинают появляться остатки от АП.

При воздействии на РЛС с ФАР комбинированных помех (АШП, ПП и собственных шумов приемных трактов ФАР) все помеховые сигналы можно считать гауссовскими [6] и вектор-столбец сигнала на входе ПВОС  $\mathbf{y}_{st}$  можно представить

$$\mathbf{y}_{st} = \mathbf{x}_{st} + \mathbf{x}_{sp}$$

$$\mathbf{x}_{sp} = \mathbf{x}_{ap} + \mathbf{x}_{pp} + \mathbf{n}$$

где  $\mathbf{x}_{sp}$  – вектор помеховой составляющей сигнала на входе ПВОС,  $\mathbf{x}_{ap}$  – вектор сигнала АШП,  $\mathbf{x}_{pp}$  – вектор сигнала ПП,  $\mathbf{x}_s$  – вектор полезного сигнала, отраженного от цели,  $\mathbf{n}$  – вектор собственных шумов приемных трактов ФАР.

Известно [8, 9], что сигнал на выходе оптимальной ПВОС, можно описать как:

$$S_{out} = \mathbf{y}_{st}^* \cdot \mathbf{w}_{sp} = \mathbf{y}_{st}^* \cdot \mathbf{\Psi}_{sp} \cdot \mathbf{x}_{st} \quad (1)$$

где  $\mathbf{y}_{st}$  и  $\mathbf{x}_{st}$  – сигнальный вектор и вектор полезного сигнала на входе ПВОС, соответственно,  $\mathbf{w}_{sp} = \mathbf{\Psi}_{sp} \cdot \mathbf{x}_{st}$  – весовой вектор (ВВ) ПВОС,  $\mathbf{\Psi}_{sp} = \mathbf{R}_{sp}^{-1}$  – обратная корреляционная матрица (КМ) помех.

Здесь  $\mathbf{R}_{sp} = m_1 \{ \mathbf{x}_{sp} \cdot \mathbf{x}_{sp}^* \}$  – КМ комбинированной помехи,  $m_1 \{ x \}$  – значения центрального момента первого порядка случайной величины  $x$ .

Тогда отношение сигнал/помеха + шум (ОСПШ) на выходе адаптивной ПВОС, может быть определен как [6]:

$$\mu_{out} = \frac{|\mathbf{x}_{st}^* \cdot \mathbf{w}_{sp}|^2}{\mathbf{x}_{st}^* \cdot \mathbf{R}_{sp}^{-1} \cdot \mathbf{x}_{st}}. \quad (2)$$

В свою очередь КМ комбинированной помехи может быть определена как:

$$\mathbf{R}_{sp} = \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{R}_{ap} + \mathbf{R}_{pp} \otimes \mathbf{I}_N + \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{I}_N, \quad (3)$$

где,  $\mathbf{I}_M$  – единичная  $M \times M$  матрица имеет смысл КМ взаимно независимых шумов временных каналов обработки с нулевым средним значением и принятой за единицу дисперсией (мощностью),  $\mathbf{I}_N$  – единичная  $N \times N$  матрица имеет смысл КМ взаимно независимых шумов пространственных каналов,  $\mathbf{R}_{ap}$  –  $M \times N$  КМ активной помехи,  $\mathbf{R}_{pp}$  –  $M \times N$  КМ пассивной помехи,  $\otimes$  – символ Кронекеровского произведения [10]. Если предположить, что во время обучения адаптивной ПОС, РЛС не излучает зондирующий сигнал, можно сказать, что составляющая ПП отсутствует в обучающей выборке, которая используется для оценки ВВ ПОС и  $\mathbf{w}_s$  согласно (1) будет получен как:

$$\mathbf{w}_s = \mathbf{R}_{ap}^{-1} \cdot \mathbf{x}_{ap}$$

где,  $\mathbf{R}_{ap}$  – КМ АП

Тогда, нетрудно показать, что корреляционная матрица (КМ) сигнала на выходе ПОС будет иметь следующий вид:

$$\mathbf{R}_{out\_pos} = (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{w}_s^*) \cdot (\mathbf{R}_{ap} \otimes \mathbf{I}_M) \cdot (\mathbf{I}_M \otimes \mathbf{w}_s) = \mathbf{I}_M \cdot \sigma_{ap}, \quad (4)$$

где,  $\sigma_{ap}$  – суммарная мощность собственных шумов приемных трактов и остатков АП после ПОС. Соответственно на входе АСДЦ исходя из (3 и 4), КМ помех будет суммой КМ ПП и КМ остатков АП после ПОС:

$$\mathbf{R}_{in\_sdc} = \mathbf{I}_M \cdot \sigma_{ap} + \mathbf{R}_{pp}. \quad (5)$$

Выражение (5) показывает, что с увеличением  $\sigma_{ap}$  возрастает уровень шумов, а следовательно ОСПШ на выходе адаптивной ПОС ухудшится. В соответствии с (1), в АСДЦ формирование ВВ, происходит как:

$$\mathbf{w}_\tau = \mathbf{R}_{in\_sdc}^{-1} \cdot \mathbf{x}_{pp} = (\mathbf{I}_M \cdot \sigma_{ap} + \mathbf{R}_{pp})^{-1} \cdot \mathbf{x}_{pp}$$

В связи с этим видно, как мощность остатков АП после ПОС влияет на формирования ВВ АСДЦ.

Таким образом, мощность помехи на выходе схемы адаптивной ПВОС можно показать, как:

$$q_{out} = x_{pp}^* \cdot \mathbf{w}_\tau = x_{pp}^* \cdot (\mathbf{I}_M \cdot \sigma_{ap} + \mathbf{R}_{pp})^{-1} \cdot x_{pp} \cdot \quad (6)$$

А мощность сигнала, отраженного от цели на выходе схемы адаптивной ПВОС можно представить, как [6, 10]:

$$P_{out} = \left| tr(\mathbf{x}_s^* \cdot \mathbf{w}_s \cdot \mathbf{I}_M) \cdot diag(\mathbf{w}_\tau) \right|^2, \quad (7)$$

где,  $tr$  – операция суммирования всех элементов диагонали матрицы,  $diag(\mathbf{x})$  – операция формирования диагональной матрицы с вектором  $\mathbf{x}$  в главной диагонали.

Тогда итоговое ОСПШ на выходе ПВОС будет, согласно (2, 6, 7) определяться как:

$$\mu_{out} = \frac{P_{out}}{q_{out}} = \frac{\left| tr(\mathbf{x}_s^* \cdot \mathbf{w}_s \cdot \mathbf{I}_M) \cdot diag(\mathbf{w}_\tau) \right|^2}{\mathbf{x}_{pp}^* \cdot (\mathbf{I}_M \cdot \sigma_{ap} + \mathbf{R}_{pp})^{-1} \cdot \mathbf{x}_{pp}} \quad (8)$$

Если проанализировать полученную зависимость выходного ОСПШ (8), а также выражения (4 – 5) можно заметить, что при заданных параметрах входных воздействий эффективность последовательной обработки в значительной степени зависит от ВВ ПОС  $\mathbf{w}_s$ , так как увеличение мощности остатков АП после ПОС не только приводит к возрастанию уровня шумов на входе АСДЦ, но и к ухудшению межпериодного коэффициента корреляции ПП, как следствие обратная КМ ПП при вычислении ВВ АСДЦ становится менее информативной и падает эффективность АСДЦ, а следовательно и всей адаптивной ПВОС. Следовательно из анализа выражений (1 – 8) получаем, что максимальное подавление можно получить при соблюдении равенства  $\sigma_{ap} = 0$ , что означает отсутствие «чужой» помехи при формировании ВВ АСДЦ.

Таким образом при наличии «чужой» помехи при формировании ВВ любой из ступеней, эффективность всей ПВОС, которая определяется, как

правило, коэффициентом использования энергии (КИЭ) снижается. КИЭ может быть определен как:

$$\text{КИЭ} = \frac{q^2}{q_0^2} = \frac{\mathbf{w}_{sp}^* \cdot \mathbf{x}_{st}}{|\mathbf{x}_{st}|^2} = \frac{\mathbf{x}_{st}^* \cdot \mathbf{R}_{sp}^{-1} \cdot \mathbf{x}_{st}}{\mathbf{x}_{st}^* \cdot \mathbf{x}_{st}}, \quad (9)$$

где,  $q^2$  – параметр обнаружения,  $q_0^2$  – параметр обнаружения в отсутствии помех.

По этой причине необходимо исключить влияние «чужой» помехи на каждую из ступеней АПВОС. Влияние ПП на ПОС может быть нивелировано различными подходами, в частности введением специального режима обучения, когда в момент перед набором обучающей выборки для адаптации системы ПОС РЛС не излучает зондирующие сигналы, тем самым, не формируя отражений от источников ПП. Однако в случае когерентной АСДЦ в составе последовательной АПВОС, отстройка от «чужой» помехи обеспечивается только эффективностью работы ПОС. Так же стоит учесть, что работа ПОС не должна нарушать когерентность внутри накапливаемой пачки, например, за счет изменения ВВ ПОС в процессе накопления пачки. Именно это условие может быть нарушено, если РЛС работает в режиме высокой интенсивности обзора пространства.

В известной литературе [7, 8] рекомендуется фиксировать адаптивный ВВ ПОС на время  $t_{Fix}$ , которое может быть определено в следующем виде:

$$t_{Fix} = t_{adapt} + t_{STP}, \quad (10)$$

где  $t_{STP}$  – время реализации когерентной временной обработки сигналов (ВОС) равное  $t_{STP} = n \cdot T$ ,  $n$  – количество импульсов в пачке,  $T$  – период повторения импульсов,  $t_{adapt} = t_{LP} + t_{\hat{w}}$  – время адаптации ПОС, складывающееся из времени формирования классифицированного обучающего пакета выборок АПП необходимого объема  $t_{LP}$  и времени вычисления (оценки) ВВ адаптивной ПОС  $t_{\hat{w}}$ .

Так, например, пусть антенная система с ДНА шириной  $\Delta\theta_{0,5}$  град. осуществляет круговой механический обзор пространства со скоростью

$P_p$  град/сек. В случае, если время  $t_{Fix} \ll \frac{\Delta\theta_{0,5}}{P_p}$ , то фиксация ВВ ПОС практически

не снижает эффективность ее работы. В противном случае, в процессе вращения антенны адаптивно сформированный «провал» в ДНА РЛС в направлении изначально расположенного источника АШП уже не будет совпадать в его текущем положении, что приводит к снижению эффективности работы ПОС.

Такую ситуацию для пачки из 50 импульсов и скорости вращения 6 об/мин (36 град. в сек.) наглядно иллюстрирует рисунок 2.

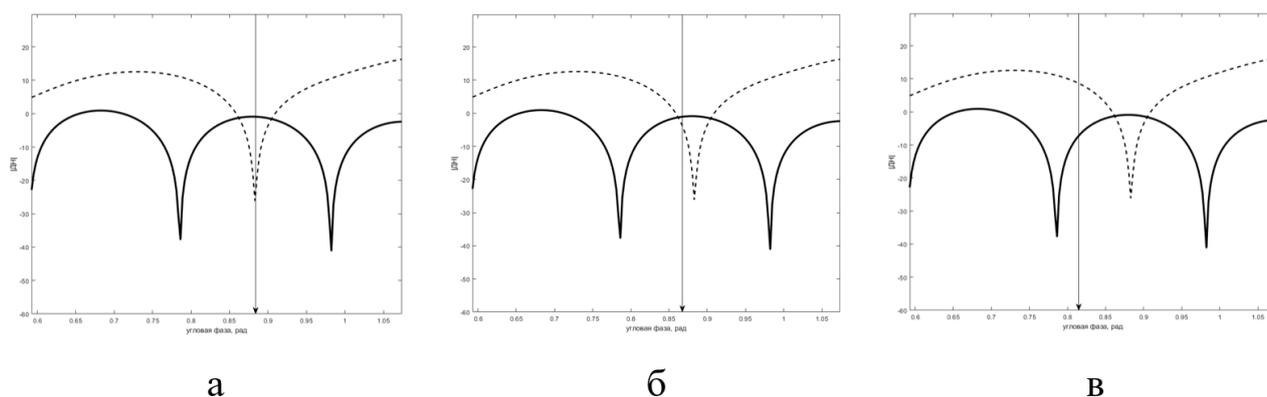


Рис. 2. а – положение ДНА в момент формирования ВВ, б – положение ДНА на 5 импульсе пачки, в – положение ДНА на последнем импульсе пачки.

На нем сплошной тонкой черной линией показано направление воздействия АШП, черной жирной сплошной линией – исходная ДНА, черной пунктирной линией – скорректированная ДНА с учетом работы ПОС. Как видно из приведенных графиков, при высокой скорости вращения ФАР, эффективность подавления АШП за время накопления когерентной пачки может существенно снизиться и окажется минимальной к ее концу.

В связи с этим, актуальной становится задача формирования ВВ ПОС таким образом, что бы сохранить эффективность подавления АШП на всем интервале времени  $t_{Fix}$ . Решение указанной задачи можно обеспечить формированием достаточно широкого «провала» в ДНА в направлении, обратном направлению вращения антенны.

Таким образом, целью исследования является разработка метода и синтез алгоритма вычисления ВВ ПОС для обеспечения формирования широких

направленных «провалов» в диаграммы направленности ФАР в целях минимизации потерь в эффективности адаптивной пространственно-временной обработки при круговом вращении ФАР.

Поставленная задача решается применительно к эквидистантной, с шагом  $d$ , линейной приемной ФАР с механическим вращением по азимуту. Будем также полагать, что с направления боковых лепестков диаграммы направленности ФАР воздействует  $M$  источников, маскирующих АШП. Для расширения «провала» в результирующей ДНА предлагается метод, основанный на формировании дополнительных виртуальных пространственных источников АШП.

## 2. Математическое обоснование предлагаемого метода

Известно [8, 9], что адаптивная ПОС в РЛС с ФАР может быть реализована либо на основе автокомпенсаторов с корреляционными обратными связями (АК КОС), либо на основе непосредственного обращения корреляционной матрицы (КМ) помех с рекурсивной, либо пакетной адаптацией. В [9] было показано, что алгоритм на основе формирования адаптивного весового вектора вторым способом обладает более высокой скоростью адаптации по сравнению с АК КОС. Причем в этом случае может быть определена необходимая длина ОБ, гарантирующая формирование ВВ для обеспечения требуемого качества адаптации.

Поэтому реализация адаптивной ПОС, на основе непосредственного обращения КМ помех, в данной работе рассматривается как основная. Известно, что оптимальный ВВ, обеспечивающий максимизацию отношения сигнал/(помеха + шум) на выходе ФАР при воздействии АШП, может быть представлен в следующем виде [5, 8]:

$$\mathbf{w} = \Psi \cdot \mathbf{X}(\theta), \quad (11)$$

где  $\mathbf{w} = \{\omega_n\}_{n=1, N}$  –  $N$ -мерный (по числу приемных каналов) весовой вектор,

$\Psi = \Phi^{-1}$  – матрица обратная корреляционной матрице (КМ)  $\Phi$  помехи размером

$M \times M$  –  $\Phi = \{f_{n,k}\}_{n,k=1, \overline{N}}$  – вектор – столбец помеховых составляющих в каналах,

$\mathbf{X}(\theta) = \{x_n(\theta)\}_{n=1,N}$  – вектор-столбец ожидаемого эхо-сигнала с углового направления  $\theta$ .

В (11)  $M \times M$ -мерную матрицу  $\Psi$  можно рассматривать как матрично-импульсную характеристику (МИХ) обращающего фильтра [5], который осуществляет подавление АШП путем формирования «провалов» в ДНА. В соответствии с поставленной задачей должны формироваться «провалы», угловая протяженность которых в теоретически определяется угловым разрешением апертуры ФАР. Добиться эффекта их «расширения» можно за счет внесения специальных изменений (корректировок, модификаций) в МИХ ФАР.

Необходимый эффект расширения «провалов» может быть получен за счет различных методов «обужения» (тапирования) КМ помех  $\Phi$  [11-13] так как, если представить вектор волнового фронта (ВВФ) сигнала от источника АШП с углового направления  $\theta$  как:

$$\vec{at}(u) = \left[ 1 \quad e^{jd \cdot u} \quad \dots \quad e^{j(N-1)u \cdot d} \right]^T = \left\{ e^{j(i-1)u \cdot d} \right\}_{i=1,N}, \quad (12)$$

где  $u = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \sin \theta$  – обобщенная угловая координата (пространственная фаза) прихода эл/м волны,  $d$  – шаг ФАР.

Вектор сигнала от источника АШП, принимаемого ФАР можно представить в виде вектора

$$\vec{\xi}_z = \gamma_z \cdot \vec{at}(u_z), \quad (13)$$

где  $\gamma_z$  – случайная величина комплексной амплитуды сигнала от  $z$  – ого источника АШП.

Если предположить, что на РЛС воздействует не один источник АШП, а  $Z$  разнесенных в пространстве источников, тогда выражение (13) можно модифицировать и представить входной сигнал в каналах ФАР в векторном виде:

$$\vec{V} = \sum_{z=1}^Z \vec{\xi}_z + \vec{n} = \sum_{z=1}^Z \gamma_z \cdot \vec{at}(u_z) + \vec{n}. \quad (14)$$

Здесь  $\vec{n}$  – вектор собственных шумов в приемных каналах ФАР со средней мощностью (дисперсией) в каналах  $\sigma_n^2$ .

Исходя из (12 и 14) можно заметить, что ВВФ от источника помехи, находящихся на фазовом расстоянии  $\Delta u$  от ВВФ другого источника помехи, действующего с обобщенного угла  $u$ , согласно [14] можно представить как:

$$\vec{at}(u + \Delta u) = \text{diag} \{ \vec{at}(\Delta u) \} \cdot \vec{at}(u) = \vec{at}(u) \vec{at}(\Delta u) = \vec{at}(\Delta u) \circ \vec{at}(u), \quad (15)$$

$\circ$  – знак умножения Адамара [10].

Тогда, если представить процесс расширения «провалов» как процесс добавления дополнительных источников к реальным, в направлении перемещения ДНА и с некоторым шагом  $\Delta u$ , для получения такого эффекта как показано на рисунке 3, можно применить подход формирования виртуальных источников (ВИ) АШП.

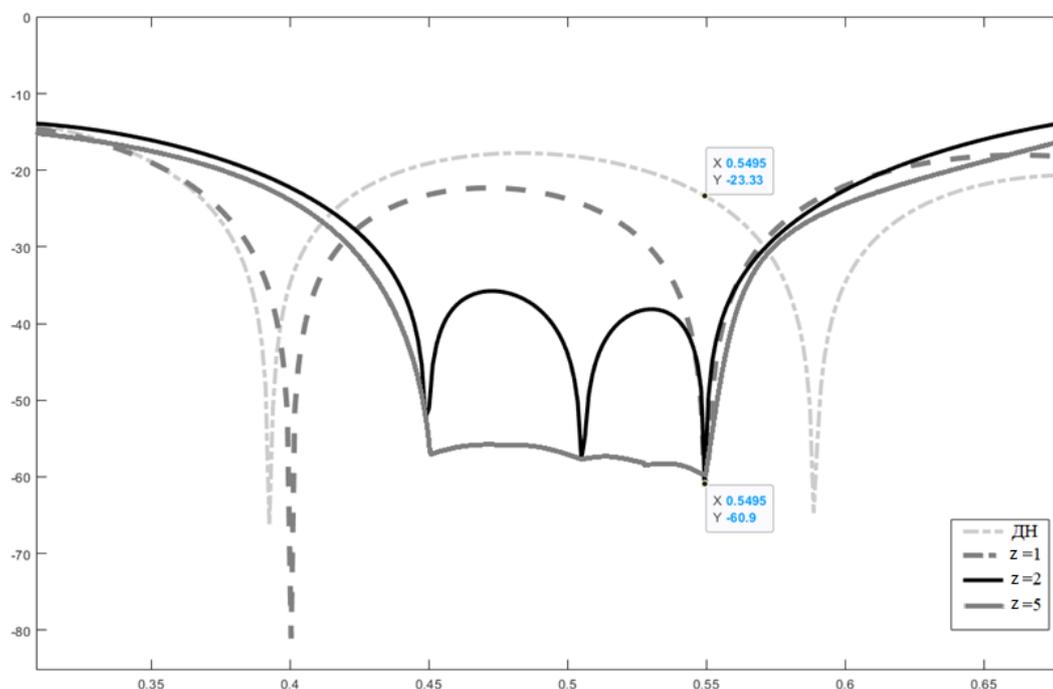


Рис. 3. участок ДНА после формирования «провала» для  $n$  источников АШП.

На рисунке 3, показана угловая область боковых лепестков результирующей диаграммы направленности ФАР, показанной серым штрихпунктирном, в координатах: угловая фаза ( $\beta$ ) в рад и уровень ДНА ( $\mu$ ) в дБ. Эти кривые получены методом математического моделирования, при воздействии  $z = 1, 3$  и  $5$  источников АШП с одинаковой межканальной корреляцией  $\rho_1 = 0,995$ .

Как видно из рисунка 3, чем больше независимых источников помех, расположенных на фиксированном расстоянии, друг от друга воздействует на ФАР, тем шире сформированный «провал» в результирующей ДНА. Например, если принять требуемый уровень подавления ( $\mu$ ), равным -20 дБ, то ширина сформированного «провала»  $\Delta\beta$ , для случаев  $n = 1$  и  $n = 3$  примерно одинакова и составляет  $\Delta i = 0.01$  рад, но для случая, когда  $n = 5$ , «провал» существенно расширяется, до значения  $\Delta\beta = 0.5$ . Естественно «платой» за такой положительный эффект, является снижение уровня подавления с  $\mu = -37,5$  дБ до  $\mu = -30$  дБ. Данный пример наглядно показал, что при наличии близко расположенных источников помех возникает возможность соответствующего расширения «провала» ДНА.

Тогда добавление  $Zd$  виртуальных источников (ВИ) рядом с реальными источниками (РИ) АШП в вектор сигнала в каналах ФАР, используя (12) с учетом свойства (13) можно записать следующим образом:

$$\vec{V}_d = \sum_{z=1}^Z \left[ \gamma_z \cdot \vec{at}(u_z) + \sum_{d=1}^{Zd} \gamma_{z,d} \cdot \vec{at}(u_{z,d}) \right] + \vec{n}, \quad (16)$$

где  $u_{z,d} = u_z + \Delta u_d$ ,  $\Delta u_d$  – шаг между направлениями на ВИ АШП.

С учетом введенных соотношений можно представить вектор сигналов от  $Z$  реальных и добавленных к каждому РИ  $Zd$  виртуальных источников АШП, принимаемых ФАР, как:

$$\vec{V}_d = \sum_{z=1}^Z \sum_{d=0}^{Zd} \text{diag} \left\{ \vec{at}(u_{z,d}) \right\} \cdot \vec{V}_z^{(d)} + \vec{n}. \quad (17)$$

Здесь  $\vec{V}_z^{(d)} = \gamma_{z,d} \cdot \vec{at}(u_z)$  при этом для  $d = 0$  значение  $u_{z,0} = u_z$  и  $\gamma_{z,0} = \gamma_z$ .

Введем обозначения:

$$\mathbf{D}(u) = \text{diag} \left\{ \vec{at}(u) \right\}.$$

Диагональная матрица  $\mathbf{D}(u)$  [14], имеет следующие свойства:

$$\mathbf{D}(u) \cdot \mathbf{D}(u)^H = \mathbf{D}(u) \cdot \mathbf{D}(u)^{-1} = \mathbf{I}_N, \quad (18)$$

Корреляционную матрицу (КМ) вектора  $\vec{V}_d$  согласно (16), (17) и (18), а также с учетом независимости  $\vec{V}_z^{(d)}$  можно записать в следующем виде:

$$\Phi_d = m_1 \left\{ \vec{V}_{d1} \cdot \vec{V}_{d2}^H \right\} m_1 \left\{ \sum_{z1=1}^Z \sum_{z2=1}^Z \sum_{d1=0}^{Zd} \sum_{d2=0}^{Zd} \mathbf{D}(\Delta u_{d1}) \cdot \vec{V}_{z1}^{(d1)} \cdot \vec{V}_{z2}^{(d2)H} \cdot \mathbf{D}^H(\Delta u_{d2}) + \vec{n} \cdot \vec{n}^H \right\},$$

Будем считать, что сигналы РИ АШП между собой тоже некоррелированные, то есть:

$$m_1 \left\{ \gamma_{z1,0} \cdot \gamma_{z2,0}^* \right\} = \begin{cases} \sigma_z^2, & \text{при } z1 = z2 \\ 0, & \text{при } z1 \neq z2 \end{cases}.$$

Тогда с учетом (15) запишем

$$\begin{aligned} \Phi_d &= \sum_{z=1}^Z \sum_{d1=0}^{Zd} \sum_{d2=0}^{Zd} m_1 \left\{ \mathbf{D}(\Delta u_{d1}) \cdot \vec{V}_z^{(d1)} \cdot \vec{V}_z^{(d2)H} \cdot \mathbf{D}^H(\Delta u_{d2}) \right\} + m_1 \left\{ \vec{n} \cdot \vec{n}^H \right\} = \\ &= \sum_{z=1}^Z \sum_{d1=0}^{Zd} \sum_{d2=0}^{Zd} m_1 \left\{ \gamma_{z,d1} \cdot \gamma_{z,d2}^* \right\} \cdot \mathbf{D}(\Delta u_{d1}) \cdot \vec{a}t(u_z) \cdot \vec{a}t(u_z)^H \cdot \mathbf{D}^H(\Delta u_{d2}) + \sigma_n^2 \cdot \mathbf{I}_N. \end{aligned} \quad (19)$$

В нашем случае для каждого  $z$ -ого реального источника АШП формируются  $Zd$  виртуальных источников той же мощности. При формировании виртуальных источников АШП можно обеспечить как их некоррелированность со своим  $z$ -тым реальным источником АШП, так и их полную некоррелированность.

Пусть каждый реальный источник АШП не коррелирован со своими ВИ, а также с ВИ других РИ АШП, тогда для любых значений  $d1$  и  $d2$  справедливо

$$m_1 \left\{ \frac{\gamma_{z,d1} \cdot \gamma_{z,d2}^*}{\sigma_{noise}^2} \right\} = \frac{\sigma_z^2}{\sigma_{noise}^2} \cdot \delta(d1 - d2), \quad (20)$$

где  $\delta(x) = \begin{cases} 1 & \text{при } x = 0 \\ 0 & \text{при } x \neq 0 \end{cases}$  – дискретная дельта-функция.

Тогда, выражение (19) примет вид:

$$\Phi_d = \sum_{d=0}^{Zd} \mathbf{D}(\Delta u_d) \cdot \Phi_Z \cdot \mathbf{D}(\Delta u_d)^H + I_{\text{кopp}}, \quad (21)$$

где  $I_{\text{корр}} = I_N - \sum_{d1=0}^{Zd} \sum_{d2=0}^{Zd} g(d1-d2, \rho) \cdot D(\Delta u_{d1}) \cdot D^H(\Delta u_{d2})$  – диагональная матрица корректирующей изменения мощностей собственных шумов в приемных каналах ФАР, а  $\Phi_Z$  – КМ РИ АШП.

В связи с этим представляет интерес, предложенный в ряде работ [8,11-13] метод расширения «провалов» в ДНА, основанный на добавлении к принимаемым сигналам ФАР виртуальных сигналов от дополнительных независимых источников АШП. Метод применялся для вычисления ВВ при известной структуре МИХ (или КМ) ФАР и использовании оценок направлений прихода сигналов от источников АШП (DOAs) методами пеленгации. В этой ситуации расширение «провалов» в ДНА в направлениях источников помех нивелирует возможные потери в эффективности подавления АШП, вызванные ошибками их пеленгации.

При работе адаптивной ПОС в реальных условиях, следует учесть, что в случае использования подхода, описанного в [12, 13] при определении ВВ (11) необходимо использовать истинное значение матрицы  $\Psi = \Phi^{-1}$ , данная операция требует большого объема вычислений, что в случае РЛС малой дальности может потребовать не допустимо большого количества времени и исходя из формулы (10),  $t_{\text{adapt}}$  – окажется слишком большим. В этом случае, можно применить известный из [5, 8] подход и заменить обратную КМ ее оценкой  $\hat{\Psi}$ , сформированной на основе классифицированной ОВ независимых отсчетов помехи, образующих матрицу  $\mathbf{K} = \{k_{l,n}\}_{l=1,L, n=1,N}$ , где  $L$  – количество отсчетов ОВ по дальности, а  $N$  – число пространственных каналов ФАР.

$$\hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1} = (\mathbf{K} \cdot \mathbf{K}^T) / L. \quad (22)$$

Таким образом, эффекта расширения «провала» можно добиться корректируя  $\Phi$  или ее оценку  $\hat{\Phi}^{-1}$  согласно выражению (21), либо, исходя из выражения (22) можно корректировать ОВ  $\mathbf{K}$ , добавив информацию о ВИ АШП.

### 3. Вариант реализации метода расширения «провалов», путем модификации ОВ

Если предположить, что требуемая ширина «провала» в ДНА ФАР  $\Delta\theta_{\text{шп}}$ , то используя  $Zd$  ВИ получим, что шаг  $\Delta u_d$  можно определить как:

$$\Delta u_d = \Delta\theta_{\text{шп}} / (Zd - 1). \quad (23)$$

Пусть ФАР вращается по часовой стрелке, а значит направление на РИ АШП  $u_z < u_{z,d}$ . Тогда отсчеты ОВ К полученной от РИ требуется модифицировать с учетом влияния ВИ позволяющих расширить «провал» в ДНА на величину  $\Delta\theta_{\text{шп}}$  как показано на рисунке 4. Соответственно при вращении антенной системы против часовой стрелки, виртуальные источники должны иметь угловые координаты  $u_{z,d} < u_z$ . При этом шаг расположения источников выбирается согласно соотношению (23).

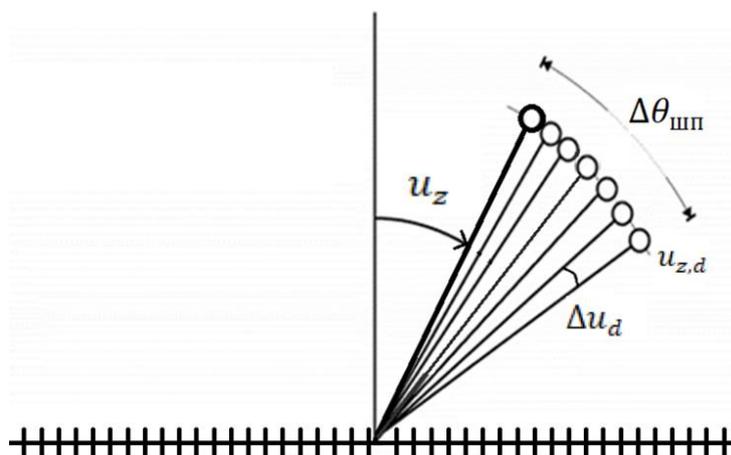


Рис. 4. Принцип формирования расширенного «провала» при помощи виртуальных источников.

Будем считать, что каждый ВИ должен быть не коррелирован с другими ВИ и РИ. Для получения независимых ВИ АШП, согласно формулам (20 – 21), и исходя из зависимости (22) необходимо добавить в ОВ К отсчеты  $d$ -ого ВИ. Для этого воспользуемся известным статистическим свойством некоррелированности по времени белого шума [15]. Тогда для формирования отсчетов от ВИ можно воспользоваться отсчетами сигнала РИ из более поздних

отсчетов по дальности, при этом размер матрицы  $\mathbf{K}$  возрастет на  $Zd$  ( $\mathbf{K} = \{k_{l,n}\}_{\substack{l=1, \overline{L+Zd} \\ n=1, \overline{N}}}$ ), как показано на рисунке 5.

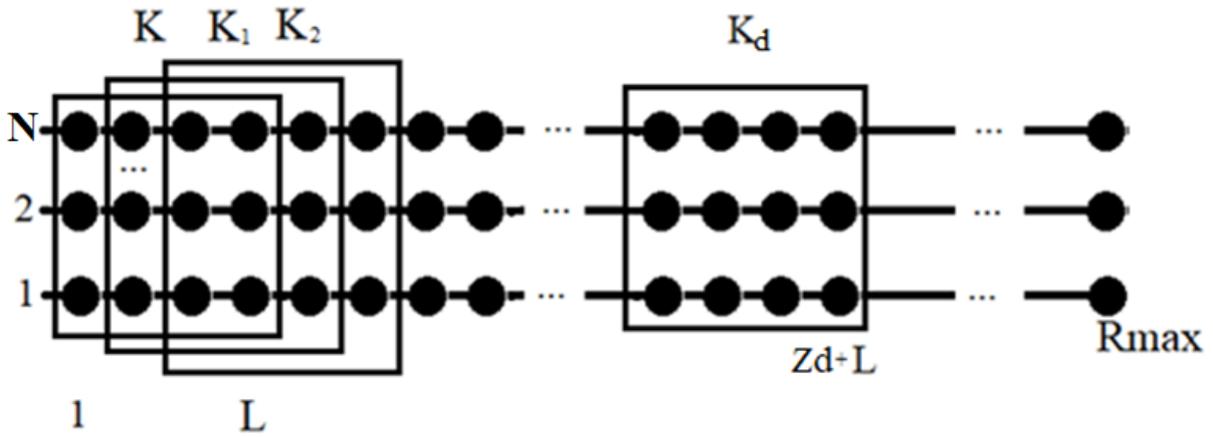


Рис. 5. Совокупность отсчетов от РИ для формирования ВИ.

Иначе говоря, для модификации ОВ, требуется «размножить» обучающий пакет  $\mathbf{K}$  для  $Zd$  ВИ. При этом отсчеты  $k_{l,n}$  из обучающего пакета  $\mathbf{K}$ , надо представить таким образом, как будто они соответствуют истинному источнику АШП, но смещенному в пространстве на  $\Delta u_d$ , что иллюстрирует рисунок 6.

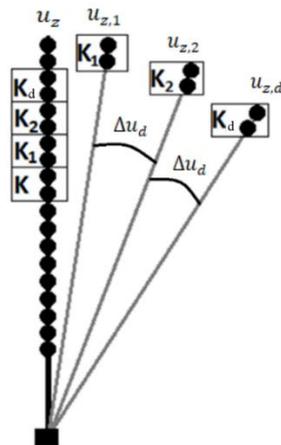


Рис. 6. Принцип модификации обучающей выборки.

Далее, чтобы получить фазовый сдвиг ВИ относительно РИ пакет  $\mathbf{K}$  необходимо скорректировать. Представим, что заранее известен сдвиг фазы  $\Delta \varphi_{вп,d}$ , соответствующий  $\Delta u_d$  и отражающий пространственное положение  $d$ -ого источника АШП. Так как ранее принято, что  $\Delta u_d$  является одинаковым для всех

отсчетов сигнала от этого источника и исходя из выражения (12,18 и 21), ВВФ для ВИ АШП можно представить как:

$$\mathbf{D}_d(u_{z,d}) = \text{diag} \left\{ \vec{a}^T(\Delta\varphi_{en_d}) \right\}, \quad (24)$$

где,  $\vec{a}^T(\Delta\varphi_{en_d}) = \left[ 1 \quad e^{j\Delta\varphi_{en_d}} \quad \dots \quad e^{j(N-1)\Delta\varphi_{en_d}} \right]^T$ .

Для совокупности ВИ АШП расположенных с пространственным шагом  $\Delta u_d$ , результирующая модифицированная обучающая выборка  $\mathbf{K}_T$  будет представлять из себя сумму скорректированных исходных пакетов  $\mathbf{K}_d$  и примет вид:

$$\mathbf{K}_T = \sum_{d=1}^{Zd} \mathbf{D}_d(u_{z,d}) \cdot \mathbf{K}_d. \quad (25)$$

Таким образом получив модифицированную матрицу ОБ  $\mathbf{K}_T$ , размерностью  $L$  на  $N$ , можем провести вычисления весовых векторов для адаптивной ПОС. А значит, для получения эффекта расширения «провалов» в результирующей ДНА, для АПОС, необходимо лишь модифицировать обучающую выборку. Таким образом схема, представленная на рисунке 1 может быть модифицирована так, как показано на рисунке 7.

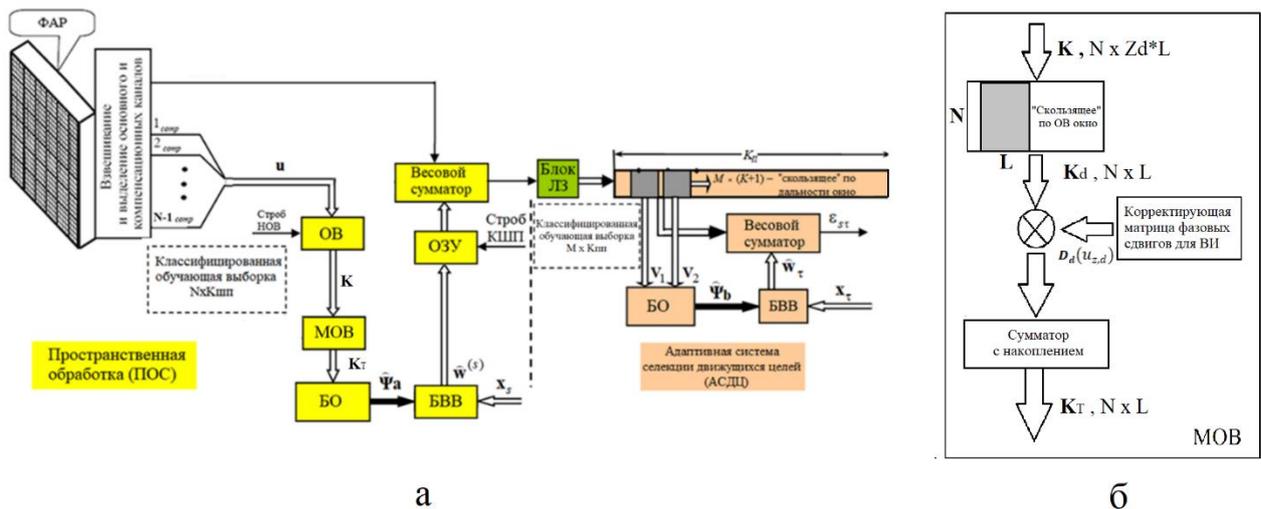


Рис. 7. (а) – схема построения системы ПВОС с добавлением виртуальных источников АШП методом модификации ОБ, (б) – алгоритм модификации обучающей выборки (МОВ).

#### 4. Результаты математического моделирование работы АПВОС с применением предложенного метода формирования «расширенного провала»

Для оценки эффективности предложенного метода, проведем его математическое моделирование и сравним полученные результаты с результатами известного метода «заморозки» весовых коэффициентов [7]. Для анализа сформируем в апертуре ФАР ДНА главного и компенсационного каналов. Также зададим пространственное расположение РИ АШП.

Моделирование проводилось для следующих условий:

- Число элементов ААР = 32
- Число формируемых пространственных каналов = 9
- Число источников АШП = 1
- Число виртуальных источников АШП = 1
- Сдвиг диаграммы за время накопление пачки = 0.07 рад
- Число виртуальных источников = 1

В процессе моделирования сравним известный из литературы метод заморозки весов и предложенный метод расширения «провалов» на основе ВИ АШП. Для иллюстрации процессов подавления, приведены скорректированные ДНА, после работы методов. На рисунках 8а и 8б, черным пунктиром показан результат работы метода компенсации помехи с применением «заморозки», серой штрихпунктирной линией показан результат работы предложенного метода компенсации, черной сплошной тонкой линией обозначено направление на источник АШП, черной жирной линией показана исходная ДНА.

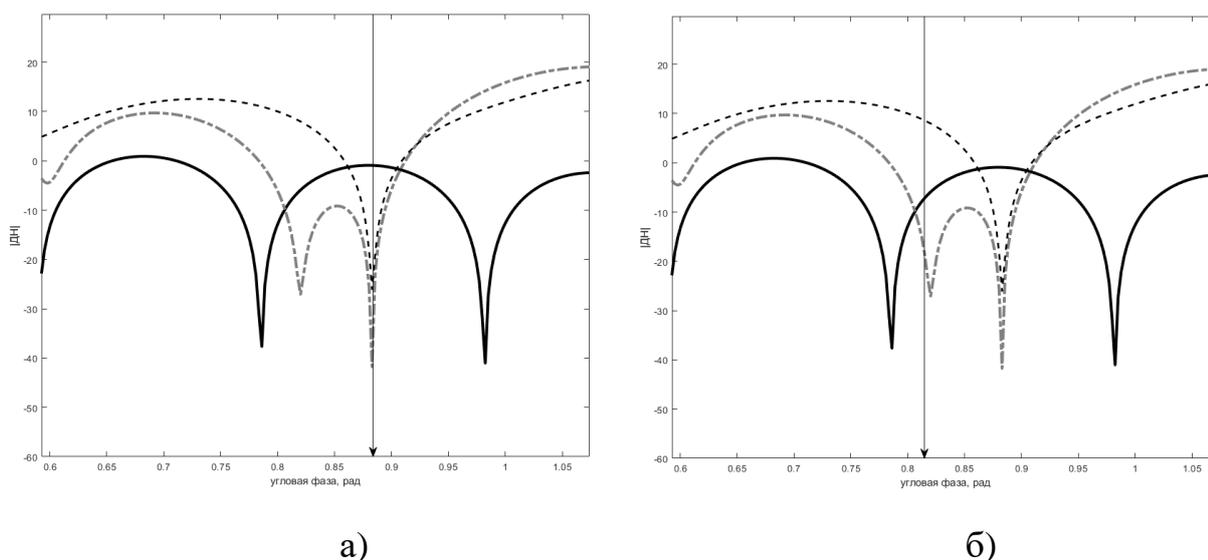


Рис. 8. Скорректированные диаграммы направленности ФАР после применения описанных методов компенсации АШП после проведения обучения (а) и после сдвига диаграммы на время накопление пачки (б).

Как видно из рисунка 8б, при добавлении в обучающую выборку информации о дополнительном ВИ, полученный расширенный провал компенсирует движение антенны за время накопления пачки и источник АШП находится в сформированном «провале» все время накопления, тогда как при применении метода заморозки весов, эффективность компенсации АШП теряется со временем.

Для получения численных значений при сравнении эффективности методов, согласно формуле (9) был проведен анализ потери мощности сигнала от цели при работе АПОС относительно без помеховой обстановки. Показатель оценивался как усредненное значения по 200 модельным экспериментам.

Анализируя полученные зависимости (рис. 9) можно увидеть, что при использовании метода заморозки КИЭ падает с увеличением количества импульсов в пачке и достигает -19 дБ, тогда как предложенный метод расширения, в самом худшем случае имеет оценочный КИЭ -4,1 дБ, что показывает значительный выигрыш в эффективности предложенного метода относительно известного подхода для обзорных РЛС малой дальности с ФАР.

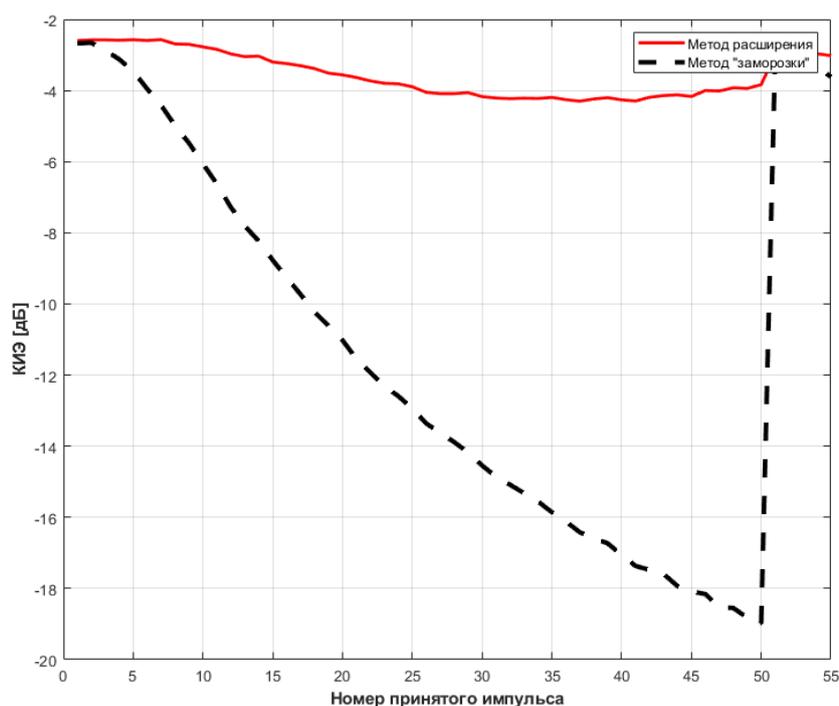


Рис. 9. Потери мощности сигнала от цели при работе АПОС относительно без помеховой обстановки.

## Заключение

В результате проведенных исследований было показано:

1) В РЛС малой дальности с ФАР заметное влияние на эффективность работы АПОС оказывает не стационарность источника АШП вызванная вращением антенны в процессе обзора. Что приводит к необходимости использовать модифицированные алгоритмы в системе обработки для компенсации данного эффекта.

2) Известный подход «заморозки» весов, в случае РЛС малой дальности может быть не рационален в использовании, так как скорость вращения антенны весьма высока и источник АШП выходит из сформированного провала раньше, чем система ПОС успевает накопить когерентную пачку для дальнейшей временной обработки, тем самым подавление АШП является неудовлетворительным.

3) Предложен метод создания направленных расширенных провалов в адаптивной диаграмме направленности ФАР, посредством модификации обучающей выборки и добавления в нее виртуальных источников АШП. Метод

не требует предварительной пеленгации реальных источников АШП (DOA) в отличие от известных подходов.

4) Рассмотрен алгоритм создания дополнительных выборок и их модификации для получения расширенных провалов с требуемыми характеристиками.

5) Проведено математическое моделирование работы двух рассмотренных методов, показаны результирующие ДН и по результатам сбора и анализа статистики, проведено сравнение эффективности двух методов по параметрам выходной мощности АШП. Показано повышение эффективности работы РЛС с ФАР малой дальности с использованием предложенного метода при воздействии АШП.

### Литература

1. Вовшин Б.М. Построение и свойства оптимальных систем межпериодной обработки когерентных радиолокационных сигналов на фоне гауссовских пассивных помех / Б.М. Вовшин, А.Н. Корнеев // Вестник воздушно-космической обороны. – 2021. – № 4(32). – С. 33-44. – EDN SKETLQ.
2. Попов Д.И. Адаптивная межпериодная обработка многочастотных сигналов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2018. – №. 64. – С. 17-22.
3. Гладкая Е.Н. и др. Адаптивная обработка радиолокационных сигналов при наличии пассивных помех // Вопросы радиоэлектроники. – 2010. – Т. 2. – №. 2. – С. 23-35.
4. Андриенко В.Б. и др. Построение адаптивных подавителей пассивных помех с использованием параметрической оценки мешающих отражений и решетчатых фильтров // Вопросы радиоэлектроники. – 2010. – Т. 2. – №. 2. – С. 91-99.

5. Виноградов М.С., Нелин И.В., Свердлов Б.Г. Анализ эффективности алгоритмов адаптивной обработки в радиолокационных системах при воздействии комбинированных помех // *Авиация и космонавтика*. – 2021. – С. 302-303.
6. Лукошкин А.П. Обработка сигналов в многоканальных РЛС. – Радио и связь, 1983.
7. Рябуха В.П. и др. Оценка интервала фиксации пространственного весового вектора при последовательной пространственно-временной обработке сигналов на фоне комбинированных помех // *Вести высших учебных заведений. Радиоэлектроника*. – 2012. – Т. 55. – №. 10. – С. 13-25. <http://doi.org/10.20535/S0021347012100020>
8. Виноградов М.С., Свердлов Б.Г. Адаптивный алгоритм пространственной обработки сигналов для радиолокационной станции малой дальности // *Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ Т*. – 2024. – Т. 202. – №. 5.
9. Vovshin V.M., Pushkov A.A., Vinogradov M.S. About high-speed performance of adaptive space processing against the background of the correlated hindrances. *Radiotekhnika*. 2024. V. 88. № 4. P. 121–132. <https://doi.org/10.18127/j00338486-202404-12> (In Russian)
10. Bellman R. Introduction to matrix analysis. – Society for Industrial and Applied Mathematics, 1997. <https://doi.org/10.1137/1.9781611971170.fm>
11. Yang J. et al. Robust null broadening beamforming based on covariance matrix reconstruction via virtual interference sources // *Sensors*. – 2020. – Т. 20. – №. 7. – С. 1865. <https://doi.org/10.3390/s20071865>
12. Xiao S., Li B., Wang Q. Adaptive Null Widening Beamforming Algorithm in Spatially Correlated Color Noise // *Sensors*. – 2022. – Т. 22. – №. 16. – С. 6182. <https://doi.org/10.3390/s22166182>
13. Wan F., Xu J., Zhang Z. Robust beamforming based on covariance matrix reconstruction in FDA-MIMO radar to suppress deceptive jamming // *Sensors*. – 2022. – Т. 22. – №. 4. – С. 1479. <https://doi.org/10.3390/s22041479> .

14. Farina A. et al. ECCM techniques for a rotating, multifunction, phased-array radar // 1995 25th European Microwave Conference. – IEEE, 1995. – Т. 1. – С. 490-495.
15. Ширман Я.Д. и др. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник // Радиотехника. – 2007. – Т. 512.

**Для цитирования:**

Виноградов М.С., Свердлов Б.Г. Метод обеспечения эффективной когерентно-временной обработки в РЛС малой дальности с ФАР при воздействии активных шумовых помех // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – №. 2. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.2.13>