

УДК 681. 883. 062

МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ ОТКЛИКОВ И РЕЗУЛЬТАТЫ ОЦЕНКИ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ КОРРЕЛЯЦИОННЫМИ ОБНАРУЖИТЕЛЯМИ

В.Н. Долгих¹,
К.А. Ушаков²

Тихоокеанское высшее военно-морское училище
им. С.О. Макарова¹

Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего профессионального образования
«Дальневосточный федеральный университет»²

Для оценки технических характеристик корреляционных обнаружителей гидроакустических сигналов используются методы пространственно-временной и спектрально-энергетической обработки входных процессов. Таким путем достигается максимально возможное отношение сигнала к помехе на входе устройства принятия решения в сложившейся сигнально-помеховой обстановке. Решение задачи основано на применении методов формирования откликов корреляционных пространственных фильтров на смесь сигнала и помехи. Входные сигналы представляют собой случайные гауссовы шумовые процессы с нулевым средним значением. При этом задача состоит также в исследовании сравнительной оценки эффективности корреляционных обнаружителей, использующих оценки вероятности обнаружения сигнала при заданной вероятности ложных тревог. Предложенные в работе методы исследования позволяют сократить число нелинейных операций при формировании откликов без потери направленных свойств корреляционных пространственных фильтров.

ВВЕДЕНИЕ

Под пространственным фильтром (ПрФ) понимается гидроакустическое средство, которое состоит из развитой в пространстве дискретной антенной решетки (ДАР) с пространственными размерами, превышающими длину волны сигнала, и тракта обработки выходных процессов электроакустических преобразователей (ЭАП) ДАР до устройства принятия решения. Одними из классификационных признаков ДАР являются их конфигурация (ли-

нейные, плоские, объемные, конформные) и пространственное размещение ЭАП (эквидистантные, неэквидистантные). При этом пространственное расположение ЭАП в составе ДАР может быть регулярным или случайным. В данной статье рассматриваются методы формирования откликов корреляционных пространственных фильтров (КПрФ) при произвольных типах ДАР.

¹ 690062, Владивосток, Камский переулок, 6.

² 690922, Владивосток, о. Русский, нп Аякс, 10, кампус ДВФУ.

В реальных условиях сигналы обнаруживаются на фоне помех. Наиболее сложной практической задачей является задача обнаружения сигналов, амплитуда которых меньше амплитуды помех. Эта задача решается путем использования пространственной фильтрации и оптимальных методов обработки входных процессов ДАР. Теория формирования откликов оптимальных обнаружителей сигналов достаточно полно описана в ряде работ, например, в работах [1–4]. Для удобства дальнейшего изложения материала статьи и сокращения ее объема ПрФ, в тракте обработки которого содержатся квадратор и интегратор, обозначим как МПрФ, а корреляционный ПрФ – КПрФ.

1. Методы формирования откликов корреляционных обнаружителей сигналов

Пусть ДАР состоит из I ЭАП, расположенных в пространстве произвольным образом; на ДАР падает плоская волна случайного гауссового шумового сигнала с нулевым средним, пространственное направление сигнала характеризуется углом падения θ и азимутальным углом φ ; на входе ЭАП наблюдается аддитивная смесь сигнала с гауссовой помехой с нулевым средним. Если координаты ЭАП известны с заданной точностью на момент формирования отклика ПрФ, то отклик МПрФ на аддитивную смесь сигнала и помехи можно представить в следующем виде:

$$U^2(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^I D_i + 2 \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{j \neq i}^I [s_i s_j \rho_{s_i, j}(\tau) + n_i n_j \rho_{n_i, j}(\tau)], \quad (1)$$

где $\tau = \tau_e - \tau_k$; τ_e – временная задержка, обусловленная направлением прихода сигнала и пространственным разнесением ЭАП; τ_k – компенсационная временная задержка; s_i, n_i – эффективные значения сигнала и помехи на выходе i -го ЭАП; D_i – дисперсия смеси

сигнала и помехи на выходе i -го канала, $D_i = (s_i + n_i)^2 = (s_i^2 + n_i^2)$.

В формуле (1) и последующих формулах для простоты записи зависимость временной задержки от пространственных углов опущена. Очевидно, что в алгоритме (1) от величин пространственных углов и расстояний между ЭАП зависят только временные задержки и, естественно, нормированные функции взаимной корреляции. Таким образом, направленные свойства МПрФ определяются только суммой пространственных корреляционных функций помех и сигналов. Сумма дисперсионных составляющих [первый член в формуле (1)] не зависит от пространственных углов и определяет постоянную составляющую отклика ПрФ. При малых отношениях сигнала к помехе (ОСП) на входе ЭАП ДАР первый член этого выражения определяет фактически только дисперсию помехи, которая является помехой обнаружению и пеленгованию сигнала. Поэтому обнаружение и определение направления прихода сигнала возможно только в том случае, когда сумма взаимных корреляционных функций сигнала больше суммы функций взаимных корреляционных функций помехи. Достоинством МПрФ (с точки зрения синтеза тракта обработки входных процессов) является то, что при формировании его отклика необходимо выполнить только одну нелинейную операцию: возведение в квадрат выходного процесса сумматора.

Отклик КПрФ можно представить как

$$U^2 = 2 \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{j \neq i}^I [s_i s_j \rho_{s_i, j}(\tau) + n_i n_j \rho_{n_i, j}(\tau)]. \quad (2)$$

Из выражения (2) следует, что описание отклика КПрФ представляет собой корреляционный член отклика МПрФ. Поэтому влияние дисперсионной составляющей помехи на эффективность корреляционного обнаружителя исключено.

К основному недостатку этого типа ПрФ следует отнести то, что для формирования его отклика необходимо выполнить $I^2 - I$ нелинейных операций. Например, если в состав ДАР входит 100 ЭАП, то число нелинейных операций будет равно 9900. Поэтому даже при современном уровне развития средств вычислительной техники и программно-математического обеспечения формирование отклика КПрФ, работающего в реальном масштабе времени по алгоритму (2), затруднительно и требует больших материальных затрат.

Исходя из этого в работах [5, 6] предложен метод формирования отклика КПрФ, который позволяет сократить число нелинейных операций примерно в I раз. Суть метода заключается в том, что из отклика МПрФ [см. формулу (1)] вычитается дисперсионная составляющая:

$$U^2(\theta, \varphi) - \sum_{i=1}^I D_i = 2 \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{j \neq i}^I [s_i s_j \rho_{s_i, j}(\tau) + n_i n_j \rho_{n_i, j}(\tau)]. \quad (3)$$

В результате получено точное решение для отклика КПрФ. Анализ выражения (3), результаты имитационного моделирования и экспериментальных исследований показали, что такой алгоритм формирования отклика КПрФ позволяет получить более высокие направленные свойства обнаружителя по сравнению с МПрФ и не уступает (а при некоторых условиях превышает) ему по эффективности. Увеличение параметров, характеризующих направленные свойства ПрФ, объясняется тем, что при малых ОСП из отклика МПрФ вычитается постоянная составляющая (сумма дисперсий) помехи и тем самым исключается ее влияние на его направленные свойства и величину вероятностных характеристик обнаружения сигнала. Такой подход существенно повышает возможность создания тракта обработки КПрФ, работающего в реальном масштабе времени. Дальнейшие исследования показали, что существу-

ет принципиальная возможность сокращения числа нелинейных операций. Суть решения задачи можно пояснить следующим образом. Пусть все приемные каналы КПрФ являются идентичными, тогда при достаточно больших расстояниях между источником гидроакустических волн и точкой наблюдения дисперсии сигналов и помех на выходах ЭАП будут равны между собой ($s^2 = s_i^2; n^2 = n_i^2$) и

$$\sum_{i=1}^I D_i = I(s + n)^2. \quad (4)$$

Если выражение (4) подставить в формулу (3), то число нелинейных операций при формировании отклика КПрФ снижается до трех: возведение в квадрат выходного процесса сумматора МПрФ, возведение в квадрат выходного процесса одного из ЭАП и умножения дисперсионной составляющей одного канала на число каналов. Решение уравнения (3) дает точное значение отклика КПрФ.

2. Результаты имитационного моделирования и анализ полученных данных

Пример результатов имитационного моделирования откликов МПрФ, КПрФ, сформированного по алгоритму (3), и КПрФ, сформированного с учетом формулы (4), представлен на рис. 1.

Результаты, представленные на рис. 1, получены при следующих исходных данных: направления прихода сигнала $\varphi = 20^\circ; \theta = 0^\circ$; ОСП = -8,2 дБ; объем усредняемой выборки – 2048 значений. ДАР представляет собой цилиндрическую

звукопрозрачную антенную систему, состоящую из 64 ЭАП, расположенных на поверхности цилиндра случайным образом. Использование стохастического расположения ЭАП в составе ДАР позволило существенно сократить время, затрачиваемое на имитационное моделирование без снижения качества результатов моделирования. Порог обнаружения сигнала равен нулю.

Из рис. 1 следует, что при использовании алгоритма формирования отклика КПрФ с тремя нелинейными преобразованиями его отклик практически идентичен отклику КПрФ при проведении I+1 нелинейного преобразования. При этом постоянная составляющая в отклике МПрФ, обусловленная суммарными дисперсиями сигналов и помех, полностью подавляется. Снижение величины постоянной составляющей отклика КПрФ естественно привело к более высоким значениям коэффициента концентрации по сравнению с МПрФ. Это увеличение составляет примерно 9 дБ. Максимумы откликов в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответствуют заданным направлениям прихода сигнала. Откуда следует, что уменьшение числа нелинейных операций при формировании отклика КПрФ до 3 не влияет на его направленные свойства. При этом направленные свойства КПрФ несколько выше, чем МПрФ.

Вполне очевидно, что реализовать алгоритм (3) при условии (4) возможно, если время усреднения входных процессов будет таким, чтобы флуктуации дисперсий за счет конечности выборки соответствовали допустимым погрешностям оценки дисперсий смеси

сигнала и помехи. Если большое время усреднения по каким-либо причинам нереализуемо, то необходимо снижать влияние флуктуаций дисперсий выходных процессов ЭАП. Это возможно осуществить за счет увеличения числа каналов, по которым производится оценка дисперсии. Такой подход относится больше к инженерному решению задачи, чем к точному математическому ее решению. Например, учитывая свойства рядов, выражение (4) можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^I D_i &= \sum_{i=1}^{I/k} (s_i^2 + n_i^2) + \\ &+ \sum_{i=\frac{I}{k}+1}^{2I/k} (s_i^2 + n_i^2) + \dots + \\ &+ \sum_{i=(k-1)\frac{I}{k}+1}^I (s_i^2 + n_i^2). \end{aligned} \quad (5)$$

В том случае, когда суммы в правой части равны между собой с допустимой величиной погрешности, то формулу (5) можно представить как

$$\sum_{i=1}^I D_i \approx k \sum_{i=1}^{I/k} D_{ik}. \quad (6)$$

Тогда алгоритм (3) можно представить в виде

$$\begin{aligned} U^2(\theta, \varphi) - k \sum_{i=1}^{I/k} D_{ik} &\approx \\ &\approx 2 \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{j \neq i}^I [s_i s_j \rho_{s_i, j}(\tau) + n_i n_j \rho_{n_i, j}(\tau)]. \end{aligned} \quad (7)$$

При реализации алгоритма (7) число нелинейных операций равно $(I/k) + 2$, т. е. уменьшается при-

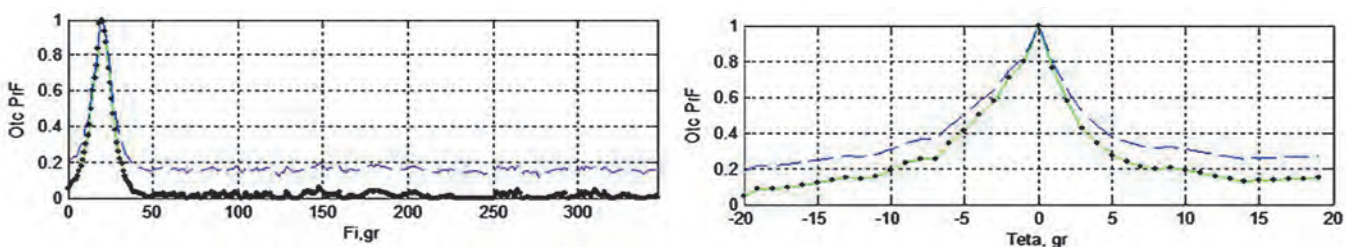


Рис. 1. Сечения нормированных откликов ПрФ в горизонтальной (слева) и вертикальной (справа) плоскостях: КПрФ, отклик которого сформирован по алгоритму (3) – сплошная линия; КПрФ, отклик которого сформирован по алгоритму (3) с учетом выражения (4) – точки черного цвета; МПрФ – пунктирная линия. ОСП = -8,2 дБ

мерно в k раз (при больших I) по сравнению с алгоритмом (3).

При использовании алгоритма (7) необходимо предварительно исследовать погрешности оценки суммы дисперсионных составляющих смеси сигналов и помех. При этом, естественно, отношение I/k должно быть целым числом.

Результаты имитационного моделирования, полученные при $k=2$ и остальных исходных данных описанных выше, показали, что направленные свойства и вероятностные характеристики обнаружения сигналов КПрФ, отклик которого сформирован по алгоритму (7), идентичен отклику КПрФ, сформированного по алгоритму (3).

Однако число нелинейных операций при формировании отклика КПрФ с использованием $(I/k)+2$ нелинейных операций может быть (при большом числе ЭАП в составе ДАР) еще очень большим. Поэтому предлагается еще один алгоритм формирования отклика КПрФ. Он основан на анализе выражения (1), из которого следует, что при малых ОСП значительную роль в снижении эффективности МПрФ играет постоянная составляющая помехи в его отклике. Оценим величину постоянной составляющей отклика МПрФ. Для этого проинтегрируем выражение (1) по пространственным углам обзора пространства, введя следующие обозначения:

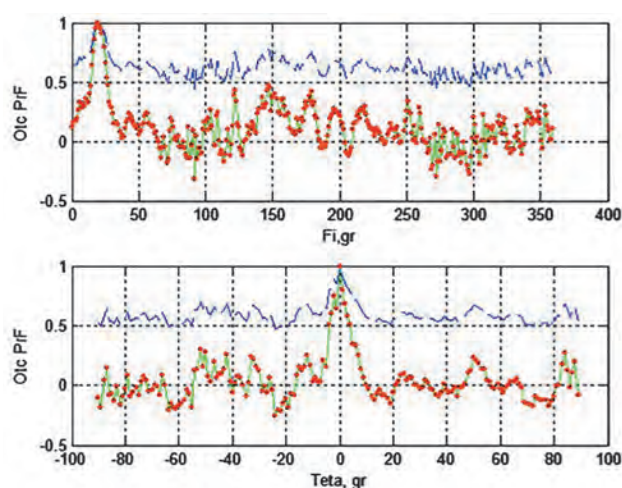
$$D = \sum_{i=1}^I D_i ;$$

$$R(\varphi, \theta) = 2 \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{j=i}^I s_i s_j \rho_{s_i, j} [\tau(\varphi, \theta)].$$

С учетом этого

$$U_c^2 = \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} D + R(\varphi, \theta) + 2 \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{j=i}^I [n_i n_j \rho_{n_i, j}(\tau)] d\varphi d\theta = D + \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} R(\varphi, \theta) + 2 \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{j=i}^I [n_i n_j \rho_{n_i, j}(\tau)] d\varphi d\theta \quad (8)$$

Рис. 2. Сечения нормированных откликов ПрФ в горизонтальной (верхний рисунок) и вертикальной (нижний рисунок) плоскостях: МПрФ, отклик которого сформирован по алгоритму (3), – сплошная линия; КПрФ, отклик которого сформирован по алгоритму (9), – точки; МПрФ – пунктирная линия. ОСП = -18 дБ



При этом алгоритм формирования отклика ПрФ можно представить как

$$U^2(\theta, \varphi) - U_c^2 \approx 2 \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{j=i}^I [s_i s_j \rho_{s_i, j}(\tau) + n_i n_j \rho_{n_i, j}(\tau)]. \quad (9)$$

Знак приближенного равенства в алгоритме (9) обусловлен тем, что двойной интеграл в выражении (8) не равен нулю. Откуда следует, что алгоритм (9) позволяет получить приближенное решение для отклика КПрФ. Величина погрешности оценки отклика зависит от величин постоянных составляющих сумм функций взаимной корреляции сигналов и помех. Аналитическое определение интегралов от пространственных откликов ПрФ на сигнал и помеху является достаточно сложной математической задачей. Поэтому, например, в работе [7] предложено приближенное решение интегралов в (8), основанное на знании коэффициента концентрации ПрФ. В нашем случае решение задачи проведено на основе имитационного моделирования. Имитационное моделирование проведено для модели ДАР и моделей сигнала и помехи, аналогичных описанным выше. Пример оценки отклика ПрФ по алгоритму (9) представлен на рис. 2.

В результате имитационных исследований установлено (см. рис. 2), что при вычитании из от-

клика МПрФ среднего значения его отклика по пространству направленные свойства ПрФ аналогичны направленным свойствам КПрФ; величина среднего по пространству значения суммы взаимных корреляционных функций помех (ее постоянной составляющей в пространстве) менее 0,03 от дисперсионной составляющей помехи. Среднее значение $R(\theta, \varphi)$ может достигать 0,3 от величины дисперсии сигнала.

Учитывая то, что постоянная составляющая сигнала несет информацию о наличии сигнала во входном процессе обнаружителя, целесообразно проводить усреднение отклика в пространстве, исключая главный максимум отклика в пределах остроты направленного действия ПрФ на сигнал. Пример результата оценки отклика представлен на рис. 3.

Сравнивая рис. 2 и 3, можно заметить, что ширина главного максимума и уровень боковых максимумов отклика КПрФ незначительно меньше. В результате исследований установлено: величина постоянной составляющей бокового поля отклика ПрФ на сигнал не более 0,17 от дисперсионной составляющей сигнала, а помехи – 0,03. Малое значение постоянной составляющей помехи обусловлено в первую очередь удачным вариантом случайного распределения ЭАП в ДАР [9] и достаточно широкой рабочей полосой частот обнаружителей.

Величины боковых максимумов в откликах КПрФ значительно меньше уровня бокового поля отклика МПрФ и зависят от отношения сигнала к помехе на входе обнаружителей (см. рис. 1, 2 и 3). Их амплитуды и пространственное положение изменяются от реализации к реализации, что указывает на основное влияние флуктуаций помеховой составляющей, и по своему значению позволяют однозначно решать задачи обнаружения и пеленгования сигнала в условиях, когда решить задачу определения направления прихода сигнала при использовании МПрФ не представляется возможным.

3. Вероятностные характеристики обнаружения сигналов корреляционными обнаружителями

В работах [6, 7] предложен алгоритм формирования откликов корреляционных обнаружителей сигналов с дискретными антенными решетками (ДАР), которые обладают более высокими направленными свойствами по сравнению с мультипликативным пространственным фильтром (МПрФ), тракт обработки которого включает квадратор и интегратор:

$$U_k(\theta, \varphi) = U^2(\theta, \varphi) - D_{sn}, \quad (10)$$

где $U_k(\theta, \varphi)$ – отклик корреляционного пространственного фильтра (КПрФ) на смесь сигнала и помехи; θ, φ – пространственные углы прихода сигнала; $U^2(\theta, \varphi)$ – отклик мультипликативного пространственного фильтра в тракте обработки которого используется сумматор, квадратор и интегратор; D_{sn} – дисперсия смеси сигнала и помех на выходе сумматора обнаружителя.

Выражение (10) позволяет получить точную оценку отклика корреляционного обнаружителя сигналов на фоне помех естественного и искусственного происхождения. В выражении (10) дисперсия определяет постоянную составляющую отклика МПрФ в области обзора

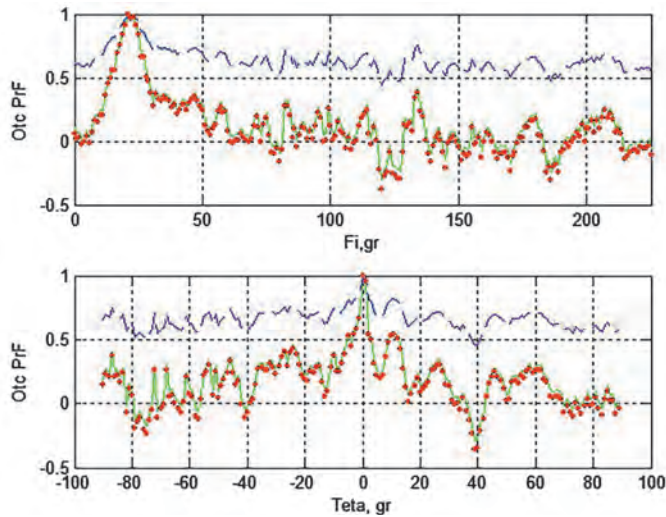


Рис. 3. Сечения нормированных откликов ПрФ в горизонтальной (верхний рисунок) и вертикальной (нижний рисунок) плоскостях: КПрФ, отклик которого сформирован по алгоритму (3), – сплошная линия; КПрФ, отклик которого сформирован при вычитании среднего по пространству, исключая максимум, – точки; МПрФ – пунктирная синяя линия. ОСП $\cong -18,6$ дБ

пространства, не зависящую от пространственного направления прихода сигналов. Откуда следует, что для формирования отклика КПрФ из отклика МПрФ необходимо вычесть постоянную составляющую отклика МПрФ по области обзора пространства. Исходя из этого можно предложить еще два алгоритма формирования отклика КПрФ, которые могут дать достаточно точную оценку отклика КПрФ. Второй алгоритм имеет следующий вид:

$$U_k(\theta, \varphi) \approx U^2(\theta, \varphi) - k \sum_i^N D_{ik}, \quad (11)$$

где s_i, n_i – эффективные значения сигнала и помехи на выходе i -го электроакустического преобразователя; I – число электроакустических преобразователей (ЭАП) в составе дискретной антенной решетки (ДАР); k – число групп ЭАП; N – число ЭАП в составе k -й группы; D_{ik} – дисперсия смеси сигнала и помехи на выходе i -го ЭАП в составе k -й группы ЭАП, $D_{ik} = (s_i + n_i)^2 = s_i^2 + n_i^2$ в силу статистической независимости сигнала и помехи.

Третий алгоритм предусматривает вычитание из отклика МПрФ его среднего значения по области обзора пространства при исключении из процесса усреднения глав-

ного максимума в пределах остроты направленного действия:

$$U_k(\theta, \varphi) \approx U^2(\theta, \varphi) - U_c^2, \quad (12)$$

где U_c – среднее значение отклика мультипликативного обнаружителя (квадратор, интегратор) по области обзора пространства, исключая область расположения главного максимума в пределах остроты направленного действия.

Основной особенностью алгоритмов (10), ..., (12) является разное число нелинейных операций, выполняемых в интересах формирования откликов ПрФ при обработке входных процессов обнаружителей. При использовании алгоритма (1) число нелинейных операций равно $I + 1$, при применении алгоритма (11) – $(I/k) + 2$, а в случае третьего алгоритма – 11.

В интересах оценки эффективности алгоритмов (11) и (12) были выполнены исследования эффективности ПрФ по результатам оценки вероятности обнаружения сигнала при заданной вероятности ложных тревог и выполнено сравнение эффективности МПрФ и КПрФ, формирование откликов которых проведено при использовании разного числа нелинейных преобразований в тракте обработки. Исследования выполнены на основе имитацион-

ного моделирования. Суть методики моделирования заключалась в том, что моделировались ДАР, тракты обработки МПрФ, КПрФ, входные шумовые сигналы и помехи, представляющие собой гауссовы процессы с нулевым средним. На основе этих моделей проводилось формирование откликов МПрФ, КПрФ (в соответствии с рассмотренными алгоритмами) и оценка эмпирических функций распределения вероятностей их откликов на аддитивную смесь сигналов и помех и помеху с пространственного направления прихода сигнала, которые использовались для определения вероятностных характеристик обнаружения сигнала. В качестве модели ДАР использовалась модель цилиндрической звукопрозрачной антенной решетки с 64 ЭАП, расположенных случайным образом по ее поверхности. Все исходные данные и модели входных процессов при разных методах формирования откликов ПрФ были идентичными.

На рис. 4 приведен результат статистической оценки разности вероятностей обнаружения сигнала КПрФ, отклик которого формировался по алгоритму (10), и КПрФ, при формировании отклика которого применяли только три нелинейных операции (см. алгоритм (11), $k = 64$).

Результаты, представленные на рис. 4 и последующих рисунках, получены при усреднении результатов 11 оценок вероятности обнаружения сигналов для каждого

времени интегрирования процесса в трактах обработки ПрФ. Оценки вероятности характеристик получены по результатам анализа эмпирических функций распределения вероятности откликов ПрФ на помеху и смесь сигнала с помехой, получаемых для 101 входной реализации смеси сигналов и помех. Время интегрирования на этом рисунке выражено как число усредняемых периодов входного процесса на нижней частоте.

Из рис. 4 следует, что при формировании отклика КПрФ по алгоритму (11) с использованием 3 нелинейных операций вероятность обнаружения меньше, чем в случае использования алгоритма (10). При увеличении числа усредняемых периодов входного процесса от 124 до 496 наблюдается уменьшение разности оценок вероятности и уменьшение доверительного интервала. Это свидетельствует о том, что для синтеза КПрФ с тремя нелинейными операциями время усреднения в тракте обработки целесообразно выбирать более длительности 496 периодов входного процесса на нижней частоте.

Результаты сравнения вероятностей обнаружения сигнала при фиксированной вероятности ложной тревоги МПрФ и КПрФ, отклик которого сформирован по алгоритму (11) при $k = 64$, представлены на рис. 5.

Установлено, что вероятности обнаружения сигналов КПрФ при усреднении в тракте обработки от

31 до 124 периодов входных процессов меньше на величину не более 0,1. Основной причиной, по которой КПрФ с тремя нелинейными операциями уступает по вероятности двум другим типам ПрФ, является погрешность оценки величин дисперсионной составляющей его отклика, обусловленная конечностью выборки входных процессов. Поэтому при увеличении числа усредняемых периодов вероятность обнаружения сигнала стремится к вероятности обнаружения сигнала МПрФ и КПрФ с $I+1$ нелинейными преобразованиями входных процессов. Например, если усредняется 248 периодов (см. рис. 5), то результаты оценки вероятности будут практически одинаковы с вероятностями обнаружения МПрФ. При усреднении более 248 периодов наблюдается превышение вероятности обнаружения сигнала КПрФ (см. алгоритм (11)) в среднем примерно на 0,075 при абсолютной величине доверительного интервала не более 0,075 (см. рис. 5).

Пример результатов сравнительной оценки вероятностей обнаружения сигнала КПрФ, отклик которого формируется по алгоритму (10), с КПрФ, отклик которого формируется по алгоритму (11) при $k = 2$, представлен на рис. 6.

Из рис. 6 следует, что вероятность обнаружения сигнала КПрФ с $I+1$ нелинейным преобразованием не более чем на 0,05 больше, чем у КПрФ с $(I/2)+2$ нелинейными операциями.

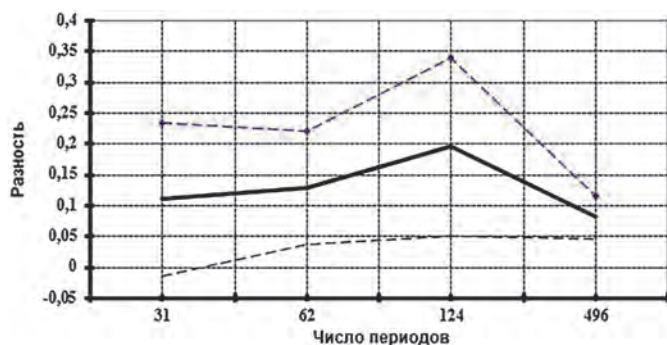


Рис. 4. Зависимость среднего значения разности между вероятностью обнаружения сигнала КПрФ, отклик которого сформирован по алгоритму (10), и вероятностью обнаружения КПрФ, отклик которого сформирован по алгоритму (11), и доверительный интервал с вероятностью 0,9 (пунктирные линии)

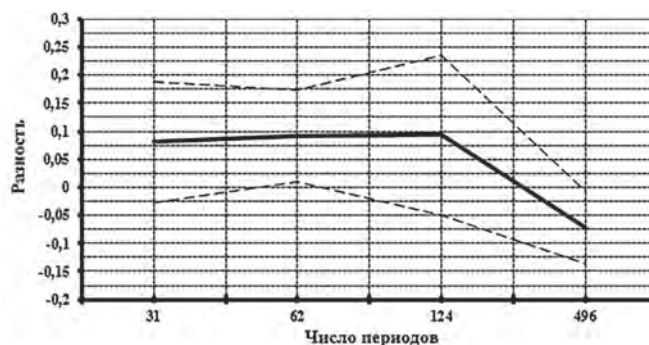


Рис. 5. Зависимость среднего значения разности между вероятностью обнаружения сигнала МПрФ и вероятностью обнаружения КПрФ, отклик которого сформирован по алгоритму (11) (сплошная линия), и доверительный интервал с вероятностью 0,9 (пунктирные линии)

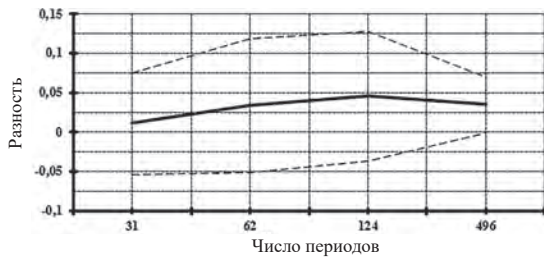


Рис. 6. Зависимость среднего значения разности между вероятностью обнаружения сигнала КПрФ, отклик которого сформирован по алгоритму (10), и вероятностью обнаружения сигнала КПрФ, отклик которого сформирован по алгоритму (11) (сплошная линия), и доверительный интервал с вероятностью 0,9 (пунктирные линии)

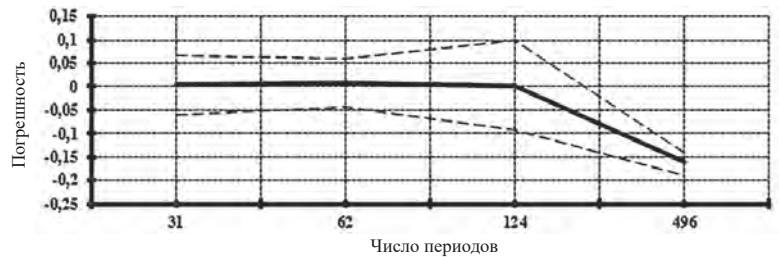


Рис. 7. Зависимость среднего значения абсолютной разности между вероятностью обнаружения сигнала МПрФ и вероятностью обнаружения сигнала КПрФ, отклик которого сформирован по алгоритму (11) (сплошная линия), и доверительный интервал с вероятностью 0,9 (пунктирные линии)

На рис. 7 представлены результаты оценки разности вероятности обнаружения сигнала МПрФ и КПрФ, отклик которого сформирован по алгоритму (11) при $k = 2$.

Результаты, представленные на рис. 7, свидетельствуют о том, что вероятностные характеристики обнаружения сигнала КПрФ, отклик которого формируется при использовании $(I/2)+2$ нелинейных операций по вероятности обнаружения сигнала не уступает вероятности обнаружения сигнала МПрФ и при большом усреднении даже несколько может ее превышать (до 0,15).

На рис. 8 представлены примеры оценки вероятностных характеристик обнаружения сигнала МПрФ, КПрФ, отклик которого сформирован по алгоритму (10), и КПрФ2, отклик которого сформирован по алгоритму (12). На рис. 5 последний КПрФ обозначен как КПрФ2 $[(I/2)+2]$.

По результатам данных, представленных на рис. 8, при вероятности ложной тревоги, равной 0,01, вероятность обнаружения сигнала МПрФ равна 0,93, КПрФ – 0,94, КПрФ2 – 0,95. Статистическая оценка средних значений вероятности по нескольким испытаниям показала, что вероятность обнаружения сигнала МПрФ равна 0,94, КПрФ – 0,95, КПрФ2 – 0,95. Суждение о зависимости величины доверительно интервала от времени усреднения и закономерностей изменения вероятностных характеристик обнаружения сигнала при увеличении времени усреднения входных процессов ПрФ можно

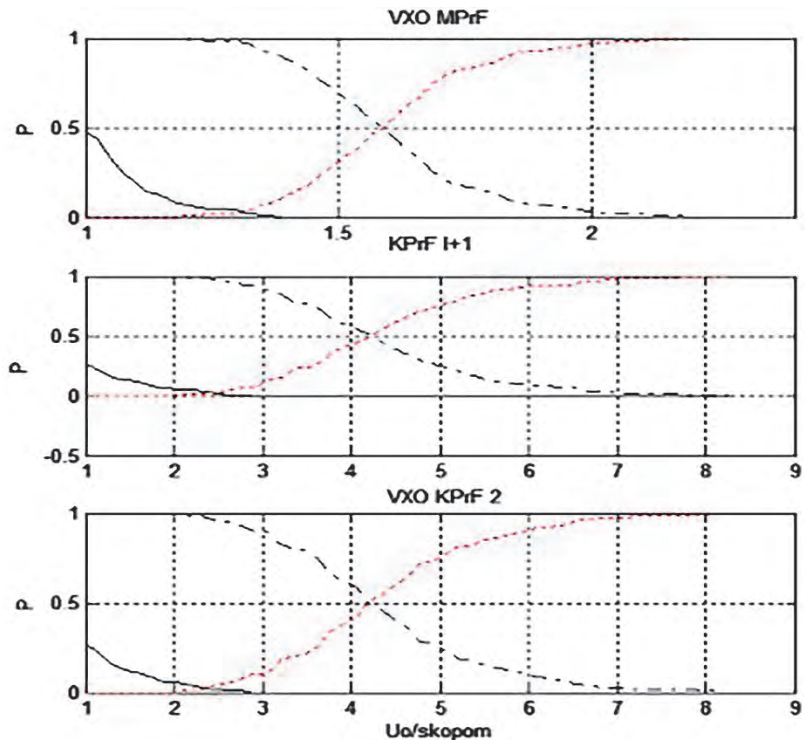


Рис. 8. Зависимости вероятностных характеристик обнаружения сигнала (вероятность обнаружения – штрихпунктирная линия; вероятность ложной тревоги – сплошная линия; вероятность пропуска сигнала – пунктирная линия) для разных типов ПрФ: МПрФ – верхний рисунок; КПрФ, отклик которого сформирован по алгоритму (10), – средний рисунок; КПрФ2, отклик которого сформирован по алгоритму (12), – нижний рисунок. Объем выборки 1024 значения или 31 период сигнала на нижней частоте, ОСП = -18,8 дБ

сделать по результатам анализа рис. 6, 7.

Откуда следует, что предложенный алгоритм (12) формирования отклика ПрФ путем вычитания из отклика МПрФ среднего по области обзора пространства позволяет обнаруживать сигнал с вероятностью, не уступающей вероятности обнаружения МПрФ или КПрФ, отклик которого сформирован по алгоритму (10).

Выводы

На основании выполненных исследований можно утверждать, что, используя небольшое число нелинейных операций при формировании откликов пространственных фильтров, можно существенно повысить их направленные свойства при малых отношениях сигнала к помехе на входе обнаружителей и тем самым увеличить возможности

ПрФ по пространственному разрешению морских целей. Предложенные алгоритмы формирования откликов КПрФ при малом числе нелинейных операций, выполняемых в тракте обработки входных процессов ПрФ, не уступают по эффективности известным методам обработки и могут быть рекомендованы для внедрения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. Радио, 1966. 678 с.
2. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. Радио, 1975. 391 с.
3. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. М.: Сов. радио, 1972. 744 с.
4. Тюрин А.М. Введение в теорию статистических методов в гидроакустике. Л.: ВМОЛУА, 1963. 251 с.
5. Долгих В.Н., Бородин А.Е. Высокопроизводительный метод корреляционной обработки информации в пространственном фильтре акустических сигналов // Сборник трудов XI сессии РАО. М.: ГЕОС, 2001. Т. 2. С. 22–25.
6. Пат. 2305297 Российская Федерация, МПКG01S3/802. Устройство с корреляционным формирователем характеристики направленности для обнаружения сигналов и определения направления на их источник / Долгих В.Н., Бородин А.Е., Ламека А.П. - № 2005121074/09 ; заявл. 05.07.2005 ; опубл. 27.08.2007, Бюл. № 24. 9 с. : ил.
7. Смаришев М.Д. Направленность гидроакустических антенн. Л.: Судостроение, 1973. 278 с.
8. Содин Л.Г. Теория двумерных антенных решеток со случайным размещением излучателей // Антенны. М.: Связь, 1972. Вып. 15. С. 3–16.
9. Кремер И.Я., Кремер А.И., Петров В.М., Понькин В.А., Потапов Н.А. Пространственно-временная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1984. 223 с.