

УДК 681.883.024

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ВЫДЕЛЕНИЯ МАКСИМУМОВ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ ШИРОКОПОЛОСНОГО ШУМОВОГО СИГНАЛА МОРСКОГО ОБЪЕКТА, ОБУСЛОВЛЕННЫХ МНОГОЛУЧЕВЫМ РАСПРОСТРАНЕНИЕМ

© 2001 г. А. И. Машошин

Лаборатория прикладных акустических исследований

189620 г. Санкт-Петербург, г. Пушкин-4, а/я 10

E-mail: svi@T13755.spb.edu

Поступила в редакцию 16.02.2000 г.

Исследуется помехоустойчивость выделения локальных максимумов в авто- и взаимной корреляционной функциях широкополосного шумового сигнала морского объекта на выходе сформированных гидроакустической антенной в вертикальной плоскости одного либо двух пространственных каналов. Рассматриваются предельные случаи малых и больших отношений сигнал/помеха. Осуществляется сравнение помехоустойчивости выделения максимумов в корреляционной функции с помехоустойчивостью обнаружения сигнала.

Локальные максимумы в корреляционной функции (КФ) широкополосного шумового сигнала на выходе гидроакустической станции, обусловленные его многолучевым распространением в водной среде, несут информацию о координатах источника шумоизлучения, что используется на практике [1, 2]. Эффективность этого использования существенно зависит от помехоустойчивости их выделения, под которой понимается возможность выделения максимумов при малых отношениях сигнал/помеха (ОСП) [3].

Помехоустойчивость алгоритмов выделения максимумов в КФ исследовалась в значительном числе работ, например, [4, 5]. Тем не менее целесообразно вернуться к этому вопросу и рассмотреть его под углом зрения практики использования гидроакустических средств в различных условиях их функционирования. В статье приводится сравнительный анализ двух алгоритмов выделения максимумов в КФ и предложены удобные формулы для инженерного расчета. Сформулированная задача решается применительно к многолучевому гидроакустическому каналу с постоянными (не флюктуирующими) параметрами.

На практике применяются 2 алгоритма вычисления КФ с целью выделения в них локальных максимумов, обусловленных многолучевым распространением сигнала. Первым алгоритмом является вычисление КФ в виде взаимной корреляционной функции (ВКФ) сигналов на выходе двух сформированных в приемном тракте пространственных каналов (ПК), ориентированных в одном горизонтальном направлении, совпадающем с направлением на источник шумоизлучения, и в раз-

личных вертикальных направлениях, совпадающих с максимумами пространственного спектра принимаемого сигнала в вертикальной плоскости. Вторым алгоритмом – вычисление КФ в виде автокорреляционной функции (АКФ) сигнала на выходе одного ПК. Этот алгоритм применяется либо когда в приемном тракте формируется единственный ПК в вертикальной плоскости (например, в случае использования горизонтальной линейной антенны), либо когда в пространственном спектре сигнала в вертикальной плоскости наблюдается не более одного максимума сигнала. Рассмотрим по очереди оба названных алгоритма.

Известно [6], что при цифровой реализации наиболее экономичным алгоритмом вычисления ВКФ является обратное быстрое преобразование Фурье (ОБПФ) действительной части взаимного спектра сигналов на выходе двух ПК:

$$\tilde{K}(\tau) = \Phi^{-1}\{H(f)\tilde{S}_{12}(f)\}, \quad (1)$$

где $\tilde{K}(\tau)$ – накопленная оценка ВКФ; $\tilde{S}_{12}(f)$ – накопленная оценка действительной части взаимного спектра сигналов на выходе 1-го и 2-го ПК:

$$\tilde{S}_{12}(f) = \overline{\widehat{G}_1(f)\widehat{G}_2^*(f)} \quad (2)$$

$\widehat{G}_1(f)$ – оценка комплексного спектра сигнала на выходе 1-го ПК; $\widehat{G}_2^*(f)$ – комплексное сопряжение оценки комплексного спектра сигнала на выходе 2-го ПК; $H(f)$ – некоторая весовая функция (частотный фильтр); $\Phi^{-1}\{*\}$ – символ операции ОБПФ; $\text{Re}\{*\}$ – символ операции взятия действительной части числа.

Горизонтальная черта в формуле (2) символизирует операцию накопления (точнее, усреднения) во времени.

Заметим, что, в силу линейности ОБПФ, накоплению могут подвергаться как оценка действительной части взаимного спектра, так и оценка ВКФ. Однако, с точки зрения уменьшения объема вычислений, выгоднее накапливать оценку действительной части взаимного спектра.

Модель комплексного спектра смеси многолучевого сигнала и помехи на выходе i -го ПК может быть представлена в виде:

$$G_i(f) = G_{co}(f) \sum_{m=1}^L A_{mi}(f) e^{-j2\pi f t_m} + G_{ni}(f), \quad (3)$$

где $G_{co}(f)$ – комплексный спектр излучаемого сигнала, нормированный на свой амплитудный спектр, (или, иначе, комплексный спектр “белого” шума с единичным амплитудным спектром); L – число лучей, связывающих источник сигнала с приемной антенной; $A_{mi}(f)$ – амплитудный спектр сигнала, приходящего по m -му лучу, на выходе i -го ПК; t_m – время распространения сигнала от источника до приемной антенны по m -му лучу; $G_{ni}(f)$ – комплексный спектр помехи на выходе i -го ПК.

Подставляя (3) в (2), получим:

$$\tilde{S}_{12}(f) = \sum_{m=1}^L \sum_{n=1}^L A_{m1}(f) A_{n2}(f) \cos(2\pi f \tau_{mn}) + S_{n_{12}}(f) + \Delta S_{12}(f), \quad (4)$$

где $\tau_{mn} = t_m - t_n$ – время запаздывания сигнала, распространяющегося по m -му лучу, относительно сигнала, распространяющегося по n -му лучу; $S_{n_{12}}(f)$ – действительная часть взаимного спектра помехи на выходе 1-го и 2-го ПК;

$\Delta S_{12}(f)$ – ошибка оценки действительной части взаимного спектра смеси сигнала и помехи, имеющая, согласно [7], нулевое математическое ожидание (МО) и дисперсию, определяемую по формуле

$$\sigma^2[\Delta S_{12}(f)] = \frac{S_1(f)S_2(f) + S_{12}^2(f)}{2\Delta f T_{\text{ВКФ}}}, \quad (5)$$

$S_i(f)$ – энергетический спектр смеси сигнала и помехи на выходе i -го ПК, имеющий вид:

$$S_i(f) = \sum_{m=1}^L \sum_{n=1}^L A_{mi}(f) A_{ni}(f) \cos(2\pi f \tau_{mn}) + S_{ni}(f), \quad (6)$$

$S_{ni}(f)$ – энергетический спектр помехи на выходе i -го ПК; Δf – частотное разрешение спектров $G_i(f)$, определяемое по формуле [6]:

$$\Delta f = \frac{1}{T_1}, \quad (7)$$

T_1 – длительность реализации, подвергающейся БПФ; $T_{\text{ВКФ}}$ – время накопления ВКФ.

В дальнейшем для краткости сигнал, пришедший по m -му лучу, будем называть m -м сигналом.

Известно [8], что помехоустойчивость (ПУ) выделения локальных максимумов в спектре (КФ, индикаторном процессе) полностью определяется, так называемым выходным (индикаторным) отношением сигнал/помеха (ОСП), которое, применительно к рассматриваемой задаче, определяется в виде:

$$Q_{\text{ВКФ}_{mn}} = \frac{M[\tilde{K}(\tau_{mn})] - M[\tilde{K}(\tau_{\Phi_{mn}})]}{\sigma[\tilde{K}(\tau_{\Phi_{mn}})]}, \quad (8)$$

где $Q_{\text{ВКФ}_{mn}}$ – выходное ОСП для локального максимума в ВКФ, обусловленного корреляцией m -го и n -го сигналов; τ_{mn} – абсцисса этого максимума; $M[\tilde{K}(\tau_{mn})]$ – МО ординаты этого максимума; $M[\tilde{K}(\tau_{\Phi_{mn}})]$, $\sigma[\tilde{K}(\tau_{\Phi_{mn}})]$ – МО и дисперсия фоновой части ВКФ в окрестности локального максимума, обусловленного корреляцией m -го и n -го сигналов.

При этом предполагается, что

$$|\tau_{mn} - \tau_{\Phi_{mn}}| > \Delta\tau, \quad (9)$$

где $\Delta\tau$ – интервал корреляции сигналов и одновременно разрешение КФ, определяемое, в силу симметрии частотного спектра и КФ, по формуле, аналогичной формуле (7) [6]:

$$\Delta\tau = \frac{1}{f_{\text{в}} - f_{\text{н}}}, \quad (10)$$

$f_{\text{н}}$, $f_{\text{в}}$ – нижняя и верхняя граничные частоты спектра сигнала, подвергающегося ОБПФ.

Вычислим отдельно числитель и знаменатель (8). Начнем с числителя, обозначив его символом X . Для упрощения вывода допустим, что относительные запаздывания каждой двух пар сигналов, например, τ_{mn} и τ_{ts} , отличаются друг от друга бо-

лее, чем на Δt , т.е. максимумы в КФ, обусловленные корреляцией каждой пары сигналов, наблюдаются раздельно.

Согласно определению ОБПФ и с учетом его линейности,

$$X = \int_{f_n}^{f_s} H(f) M[\tilde{S}_{12}(f)] \cos(2\pi f \tau_{mn}) df - \int_{f_n}^{f_s} H(f) M[\tilde{S}_{12}(f)] \cos(2\pi f \tau_{\Phi_{mn}}) df. \quad (11)$$

Подставим (4) в (11), заменим произведение косинусов их суммой и приведем подобные члены. В результате получим:

$$X = \frac{1}{2} \int_{f_n}^{f_s} H(f) \sum_{t=1}^L \sum_{s=1}^L A_{t1}(f) A_{s2}(f) \times [\cos(2\pi f(\tau_{ts} - \tau_{mn})) + \cos(2\pi f(\tau_{ts} + \tau_{mn})) - \cos(2\pi f(\tau_{ts} - \tau_{\Phi_{mn}})) - \cos(2\pi f(\tau_{ts} + \tau_{\Phi_{mn}}))] df + \int_{f_n}^{f_s} H(f) S_{n12}(f) [\cos(2\pi f \tau_{mn}) - \cos(2\pi f \tau_{\Phi_{mn}})] df. \quad (12)$$

С учетом условия (9), все члены данного выражения являются интегралами от функций, осциллирующих вокруг нуля, и потому стремятся к нулю. Исключение составляют только два члена суммы, стоящей в подынтегральном выражении

$$Q_{\text{ВКФ}_{mn}} = \sqrt{T_{\text{ВКФ}}} \int_{f_n}^{f_s} H(f) [A_{m1}(f) A_{n2}(f) + A_{m2}(f) A_{n1}(f)] df \left\{ \int_{f_n}^{f_s} H^2(f) [[S_{s1}(f) + S_{n1}(f)][S_{s2}(f) + S_{n2}(f)] + [S_{s12}(f) + S_{n12}(f)]^2] df \right\}^{1/2}. \quad (16)$$

Найдем вид фильтра $H(f)$, максимизирующего $Q_{\text{ВКФ}_{mn}}$. Для этого воспользуемся интегральной формой неравенства Коши–Шварца (Шварца–Буняковского) [9], которая для нашего случая может быть легко приведена к виду:

1-го интеграла, при $t = m$ и $s = n$, а также при $t = n$ и $s = m$. В результате формула (12) принимает вид:

$$X = \int_{f_n}^{f_s} H(f) [A_{m1}(f) A_{n2}(f) + A_{m2}(f) A_{n1}(f)] df. \quad (13)$$

Знаменатель (8), учитывая взаимную независимость оценок спектральных составляющих, можно записать в виде:

$$Y = \left[\Delta f \int_{f_n}^{f_s} H^2(f) \sigma^2[\tilde{S}_{12}(f)] \cos^2(2\pi f \tau_{\Phi_{mn}}) df \right]^{1/2}. \quad (14)$$

Выполнив преобразования, аналогичные тем, что выполнялись для числителя, получим:

$$Y = \left[\frac{1}{4T_{\text{ВКФ}}} \int_{f_n}^{f_s} H^2(f) [[S_{s1}(f) + S_{n1}(f)] \times [S_{s2}(f) + S_{n2}(f)] + [S_{s12}(f) + S_{n12}(f)]^2] df \right]^{1/2}, \quad (15)$$

где $S_{s_i}(f) = \sum_{t=1}^L A_{ti}^2(f)$ сумма энергетических спектров сигналов, пришедших по L лучам, на выходе i -го ПК (назовем ее энергетическим спектром сигнала); $S_{s_{12}}(f) = \sum_{t=1}^L A_{t1}(f) A_{t2}(f)$ – сумма действительных частей взаимных спектров сигналов, пришедших по L лучам, на выходе 1-го и 2-го ПК (назовем ее взаимным спектром сигнала).

Подстановка (13) и (15) в (8) дает:

$$\frac{\int_a^b H(f) C(f) df}{\sqrt{\int_a^b H^2(f) D^2(f) df}} \leq \sqrt{\int_a^b \frac{C^2(f)}{D^2(f)} df}, \quad (17)$$

где $H(f)$, $C(f)$, $D(f)$ – произвольные функции.

Равенство в (17) имеет место при

$$H(f) = H_{\text{opt}}(f) = l \frac{C(f)}{D^2(f)}, \quad (18)$$

где l – произвольная константа, отличная от нуля.

Применение формул (17) и (18) к формуле (16) дает:

$$Q_{\text{ВКФ max}_{mn}} = \sqrt{T_{\text{ВКФ}}} \times \left[\int_{f_n}^{f_b} \frac{[A_{m1}(f)A_{n2}(f) + A_{m2}(f)A_{n1}(f)]^2}{[S_{s1}(f) + S_{n1}(f)][S_{s2}(f) + S_{n2}(f)] + [S_{s12}(f) + S_{n12}(f)]^2} df \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (19)$$

$$H_{\text{opt}_{mn}} = l \frac{A_{m1}(f)A_{n2}(f) + A_{m2}(f)A_{n1}(f)}{[S_{s1}(f) + S_{n1}(f)][S_{s2}(f) + S_{n2}(f)] + [S_{s12}(f) + S_{n12}(f)]^2}. \quad (20)$$

Выражения (16), (19), (20) получены для самого общего случая выделения локальных максимумов в ВКФ. На практике же наибольший интерес представляет ПУ выделения максимумов в ВКФ при малых входных ОСП $q_i(f)$, под которыми понимается отношение мощности сигнала к мощности помехи на выходе i -го ПК, т.е.

$$q_i(f) = \frac{S_{s_i}(f)}{S_{n_i}(f)}. \quad (21)$$

При малых входных ОСП во всех трех скобках в знаменателях формул (16), (19), (20) первое слагаемое существенно меньше второго. Если при этом учесть, что для рассматриваемой ориентации ПК в вертикальной плоскости сигнал, пришедший по одному из лучей (например, m -му), лучше выделяется на выходе 1-го ПК, а сигнал, пришедший по второму лучу (n -му), – на выходе 2-го ПК, то формулы (16), (19), (20) примут вид:

$$Q_{\text{ВКФ}_{mn}} = \sqrt{T_{\text{ВКФ}}} \left[\int_{f_n}^{f_b} H^2(f) S_{n1}(f) S_{n2}(f) [1 + r_{n12}^4(f)] df \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (22)$$

$$Q_{\text{ВКФ max}_{mn}} = \left[T_{\text{ВКФ}} \int_{f_n}^{f_b} \frac{[A_{m1}(f)A_{n2}(f)]^2}{S_{n1}(f)S_{n2}(f)[1 + r_{n12}^4(f)]} df \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (23)$$

$$H_{\text{opt}_{mn}} = l \frac{A_{m1}(f)A_{n2}(f)}{S_{n1}(f)S_{n2}(f)[1 + r_{n12}^4(f)]}, \quad (24)$$

где $r_{n12}(f)$ – нормированный взаимный спектр (коэффициент корреляции на частоте f) помехи на выходе 1-го и 2-го ПК, вычисляемый по формуле

$$r_{n12}(f) = \frac{S_{n12}(f)}{\sqrt{S_{n1}(f)S_{n2}(f)}}. \quad (25)$$

Из рассмотрения формулы (23) следует 2 практические рекомендации по повышению ПУ выделения максимумов в ВКФ:

1) ПК целесообразно наводить на наибольшие по амплитуде (чтобы максимизировать числитель) и при этом на наиболее удаленные (чтобы уменьшить коэффициент корреляции помехи и тем самым минимизировать знаменатель) максимумы в пространственном спектре сигнала;

2) поскольку подынтегральное выражение в (23) неотрицательно, в качестве полосы частот для вычисления ВКФ следует выбирать всю полосу пропускания приемного тракта.

Если допустить в формуле (23) частотную независимость спектров сигнала и помехи, то получим формулу для приближенной оценки ПУ выделения максимумов в ВКФ при малых входных ОСП:

$$Q_{\text{ВКФ max}_{mn}} \approx \left[(f_b - f_n) T_{\text{ВКФ}} \frac{A_{m1}^2 A_{m2}^2}{S_{n1} S_{n2} (1 + r_{n12}^4)} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (25)$$

Из рассмотрения формулы (25) следует, что ПУ выделения максимумов в ВКФ тем больше, чем больше полоса частот сигнала, в которой вычисляется ВКФ, время накопления ВКФ, отношение мощности сигнала к мощности помехи в каждом ПК и чем меньше коэффициент корреляции помехи на выходе двух ПК.

Из анализа формулы (24) следует, что, если допустить, что спектры обоих сигналов, а также спектры помехи на выходе обоих ПК имеют по-

хожую форму (что, как правило, имеет место на практике), то оптимальный фильтр (24) для выделения максимумов в ВКФ становится фильтром Эккарта [8]:

$$H_{\text{opt}} \approx l \frac{S_{s_1}(f)}{S_{n_1}^2(f)}. \quad (26)$$

На практике в качестве числителя в формуле (26) целесообразно использовать энергетический спектр сигнала, рассчитанный для данных гидроакустических условий и предполагаемой дистанции до источника, а в качестве знаменателя – квадрат измеренного энергетического спектра помехи на выходе одного из ПК.

Сравним ПУ выделения максимумов в ВКФ с ПУ обнаружения сигнала источника. Для этого допустим, что обнаружение сигнала осуществляется в одном ПК, а именно в том, в котором мощность сигнала (и ОСП) максимальна. Тогда, согласно [8], ПУ обнаружения сигнала источника может быть определена по формуле:

$$Q_{\text{обн}} = \left[T_{\text{обн}} \int_{f_n}^{f_u} \frac{S_{s_1}^2(f)}{S_{n_1}^2(f)} df \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (27)$$

С учетом допущений, сделанных при получении формулы (26), формула (23) примет вид:

$$Q_{\text{ВКФ max}_{mn}} \approx \left[T_{\text{ВКФ}} \int_{f_n}^{f_u} \frac{w_{mn} A_{m1}^4(f)}{S_{n1}^2(f)} df \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (28)$$

где $w_{mn} = \frac{A_{n2}^2(f)}{A_{m1}^2(f)} \leq 1$ – отношение мощностей n -го и m -го сигналов.

С учетом тех же допущений, найдем отношение формул (28) и (27), назвав его относительной ПУ выделения максимумов в ВКФ:

$$\delta_{\text{ВКФ max}_{mn}} = \sqrt{\frac{T_{\text{ВКФ}}}{T_{\text{обн}}} w_{mn} k_{m1}^2}, \quad (29)$$

где $k_{mi} = \frac{A_{mi}^2(f)}{A_{si}^2(f)} \leq 1$ – относительная доля мощности m -го сигнала в суммарной мощности сигнала источника на выходе i -го ПК.

Из анализа формулы (29) следует, что относительная ПУ выделения максимумов в ВКФ тем больше, чем больше отношение времен накопления при вычислении ВКФ и обнаружении, чем меньше отличаются амплитуды n -го и m -го сигналов на выходе ПК ($w_{mn} \rightarrow 1$) и чем больше вклад мощности каждого из этих сигналов в суммарную мощность сигнала на выходе ПК, в котором осуществляется его обнаружение ($k_{m1} \rightarrow 1$). В наи-

более благоприятном случае выделения максимумов в ВКФ сигнала, когда в каждый из двух разнесенных по направлению ПК попадает по одному сигналу одинаковой мощности (что может иметь место в условиях дальних зон акустической освещенности при использовании антенны большого волнового размера в вертикальной плоскости), формула (29) принимает вид

$$\delta_{\text{ВКФ max}_{mn}} = \sqrt{\frac{T_{\text{ВКФ}}}{T_{\text{обн}}}},$$

из которого следует, что теоретически в этом случае выбором соответствующих времен накопления можно обеспечить ПУ выделения максимумов в ВКФ, по крайней мере, не меньшую, чем ПУ обнаружения сигнала.

На практике для приближения дистанции выделения максимумов в ВКФ к дистанции обнаружения сигнала источника, кроме описанного выше правила ориентации ПК в вертикальной плоскости, следует увеличивать время накопления при вычисления ВКФ (каждое удвоение $T_{\text{ВКФ}}$ повышает ПУ выделения максимумов в ВКФ на 1.5 дБ). При этом следует иметь в виду, что для когерентного накопления ВКФ имеется предел, обусловленный изменением абсцисс выделяемых максимумов во времени вследствие взаимного перемещения источника и приемника. Этот предел вычисляется по формуле:

$$T_{\text{ВКФ max}} = \frac{\Delta\tau}{\dot{\tau}_{\text{max}}}, \quad (30)$$

где $\dot{\tau}_{\text{max}}$ – максимально возможная скорость изменения абсцисс максимумов в ВКФ (безразмерная величина), зависящая от текущих гидроакустических условий, заглубления источника и приемника, дистанции между ними и относительной радиальной скорости движения источника.

Если для достижения необходимой ПУ выделения максимумов в ВКФ требуется увеличить время накопления ВКФ сверх $T_{\text{ВКФ max}}$, то это следует осуществить с использованием трасс (аналогично известным методам LOFAR и DEMON).

Следует заметить, что в формуле (19) при увеличении входного ОСП (21) выходное ОСП для выделения максимумов в ВКФ не стремится к бесконечности (в отличие от выходного ОСП – для обнаружения), а имеет предел

$$Q_{\text{ВКФ max}_{mn}} = \left[T_{\text{ВКФ}} \int_{f_n}^{f_u} \frac{[A_{m1}(f)A_{n2}(f)]^2}{S_{s_1}(f)S_{s_2}(f)} df \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (31)$$

При этом оптимальный частотный фильтр имеет вид

$$H_{\text{opt}_{mn}} = l \frac{1}{S_{s_1}(f)}. \quad (32)$$

Из рассмотрения формулы (31) следует, что ПУ выделения максимумов в ВКФ тем выше, чем большую долю от суммарной мощности принимаемого сигнала на выходе каждого ПК составляет мощность сигналов, формирующих рассматриваемый максимум в ВКФ. Если в формуле (31) допустить, что форма спектров сигналов, распространяющихся по разным лучам (а следовательно и суммарных сигналов), одинакова, то получим формулу для приближенной оценки ПУ выделения максимумов в ВКФ при больших входных ОСП:

$$Q_{\text{ВКФ max}_{mn}} = \sqrt{T_{\text{ВКФ}}(f_v - f_n)k_{m1}k_{n2}}. \quad (33)$$

Формула (33), в частности, объясняет, почему выделение локальных максимумов в ВКФ затруднено в гидрологических условиях, в которых сигнал источника приходит на вход приемной антенны по большому числу лучей (например, условия сплошной акустической освещенности в мелком море), поскольку все переменные k_{mi} в этом случае могут принимать весьма малые значения.

Перейдем к рассмотрению АКФ. Учитывая, что АКФ, с точки зрения вычислительного алгоритма, является частным случаем ВКФ, можно воспользоваться результатами, полученными для ВКФ. Для этого опустим в формулах (16), (19), (20) индексы, показывающие номер ПК и учтем, что как сигнал, так и помеха на выходе одного и того же ПК полностью коррелированы. В результате получим:

$$Q_{\text{АКФ}_{mn}} = \sqrt{2T_{\text{ВКФ}}} \frac{\int_{f_n}^{f_v} H(f)A_m(f)A_n(f)df}{\left\{ \int_{f_n}^{f_v} H^2(f)[S_s(f) + S_n(f)]^2 df \right\}^{1/2}}, \quad (34)$$

$$Q_{\text{АКФ max}_{mn}} = \left[2T_{\text{АКФ}} \int_{f_n}^{f_v} \frac{A_m^2(f)A_n^2(f)}{[S_s(f) + S_n(f)]^2} df \right]^{1/2}, \quad (35)$$

$$H_{\text{opt}_{mn}} = l \frac{A_m(f)A_n(f)}{[S_s(f) + S_n(f)]^2}. \quad (36)$$

При малых ОСП в формулах (34)–(36) можно пренебречь членом $S_s(f)$ в знаменателе.

При больших ОСП формула (35) преобразуется к виду:

$$Q_{\text{АКФ max}_{mn}} = \left[2T_{\text{АКФ}} \int_{f_n}^{f_v} \frac{A_m^2(f)A_n^2(f)}{S_s^2(f)} df \right]^{1/2}. \quad (37)$$

Упрощение формулы (37) аналогично тому, как это было сделано при получении формулы (33), дает:

$$Q_{\text{АКФ max}_{mn}} = \sqrt{2T_{\text{АКФ}}(f_v - f_n)w_{mn}k_m^2}. \quad (38)$$

Формула (29) в случае АКФ примет вид:

$$\delta_{\text{АКФ max}_{mn}} = \sqrt{\frac{2T_{\text{АКФ}}}{T_{\text{обн}}} w_{mn}k_m^2}. \quad (39)$$

Из анализа формулы (39) следует, что наиболее благоприятным случаем выделения максимума в АКФ сигнала является случай формирования суммарного сигнала в ПК, АКФ на выходе которого определяется, двумя равномоными сигналами, распространяющимися по разным лучам (что, как и в случае с ВКФ может иметь место в условиях дальних зон акустической освещенности). Тогда формула (39) примет такой же вид, как и при взаимно-корреляционном приеме (29) в наиболее благоприятном случае выделения максимумов в ВКФ сигнала:

$$\delta_{\text{АКФ max}_{mn}} = \sqrt{\frac{T_{\text{АКФ}}}{T_{\text{обн}}}}.$$

Таким образом, главными ограничивающими факторами выделения максимумов в КФ, обусловленных многолучевым распространением сигнала, являются отношение сигнала/помеха в полосе частот, в которой вычисляется КФ, и число лучей, формирующих поле сигнала. Для приближения дистанции выделения максимумов в КФ сигнала к дистанции обнаружения сигнала следует увеличивать время накопления КФ, учитывая при этом ограничение (30) на время когерентного накопления, обусловленное взаимным перемещением источника и приемника.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Hassab J.C.* Passive tracking of a moving source by a single observer in shallow water // *Journal of Sound and Vibration*. 1976. V. 44. № 1. P. 127–145.
2. *Телятников В.И.* Методы и устройства для определения местоположения источника звука. Обзор // *Зарубежная радиоэлектроника*. 1978. № 4. С. 66–86.
3. *Moghaddam P.H., Amindavar H.* A new algorithm for multipath time delay estimation in low SNR using MLE method // *Proc 1998 Int. Symp. Underwater Technol.*, 35–38. (IEEE, New York, 1998). Tokyo, Japan, 15–17 April 1998.
4. *Финк Л.М.* Теория передачи дискретных сообщений. М.: Сов. радио, 1970.
5. *Мальшиев К.И.* О передаче гидроакустической информации в условиях многолучевого распространения. // Тезисы докладов третьей Всесоюзной

школы-семинара по статистической гидроакустике, М., 1972. С. 109–116.
 6. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978.
 7. Грибанов Ю., Мальков В.Л. Выборочные оценки спектральных характеристик стационарных случайных процессов. М.: Энергия, 1978.

8. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи. Т. 1 и 2. М.: Сов. радио, 1961.
 9. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. Издание 4-е. Перевод со 2-го американского переработанного издания под редакцией Арамановича И.Г. М.: Наука, 1977.

Multipath Maximums in the Correlation Function of a Wideband Noise Signal Produced by a Sea Object: Noise Immunity of Their Extraction

A. I. Mashoshin

The noise immunity of the procedures used for extracting the local maximums of the autocorrelation and cross-correlation functions of a wideband noise signal produced by a sea object is studied. The autocorrelation and cross-correlation functions refer to the outputs of one or two spatial channels formed by a hydroacoustic array in the vertical plane. The limiting cases of low and high signal-to-noise ratios are considered. The noise immunity of extracting the maximums of the correlation function is compared with the noise immunity of the signal detection.

Предварительная проверка системы...
 Экспериментальные исследования...
 Схемы экспериментальной установки...
 Результаты экспериментальных исследований...
 Выводы...
 Литература...

Экспериментальные исследования...
 Результаты экспериментальных исследований...
 Выводы...
 Литература...