

С.П. Волковецкий

АЛГОРИТМ ОПТИМИЗАЦИИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ ШУМОВОГО СИГНАЛА ПРИ НЕКОРРЕЛИРОВАННОЙ ПОМЕХЕ В УСЛОВИЯХ СЛОЖНОГО ДВИЖЕНИЯ АНТЕННЫ АВИАЦИОННЫХ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СТАНЦИЙ

На основе ранее разработанных подходов к оптимизации пространственно-временной обработки шумового сигнала при сложном движении антенны авиационных гидроакустических станций в пространстве синтезирован алгоритм пространственно-временной обработки шумового сигнала на фоне некоррелированных гауссовских помех. Рассмотрен сигнал, состоящий из дискретных составляющих и сплошной части спектра.

Как известно, антенны авиационных гидроакустических станций подвержены сложным линейным и угловым перемещениям в пространстве. Однако при оптимизации пространственно-временной обработки (ПВО) сигнала обычно полагают, что приемная антенна неподвижна, а полезный сигнал принимается на фоне помехи. При таких упрощениях вопрос оптимизации проработан достаточно хорошо [1–4]. Относительно новым является решение оптимизационной задачи с учетом движения антенны авиационных гидроакустических станций в пространстве.

Исследования показали [5–20], что сложное движение антенны в пространстве часто играет не отрицательную роль, как считалось ранее, а явно положительную. Благодаря такому движению в ряде случаев оказывается возможным значительно повысить частотно-угловую избирательность и помехоустойчивость систем ПВО.

В цитированных работах [5–20] использовались достаточно простые модели сигналов, тогда как в реальных условиях на вход приемных устройств поступают сигналы, имеющие многокомпонентную структуру. Эта особенность должна учитываться при ПВО сигналов.

Рассмотрим синтез оптимального алгоритма ПВО шумовых гидроакустических сигналов, имеющих многокомпонентную структуру в динамических условиях при воздействии некоррелированной помехи. Методологической основой решения этой задачи является подход, разработанный в работах [6, 7, 21].

В качестве модели шумового гауссовского сигнала будем рассматривать сигнал, состоящий из двух частей, одна из которых определяется сплошной частью спектра сигнала, а вторая – дискретной. Сплошную часть спектра будем описывать функцией $s_0(t, \vec{x}, \vec{\lambda})$, а дискретную – функцией $s_d(t, \vec{x}, \vec{\lambda})$ где t – текущее время; \vec{x} – пространственный вектор; $\vec{\lambda} = (\vec{\lambda}_t, \vec{\lambda}_x)$ – вектор существенных параметров, в котором $\vec{\lambda}_t = (f_1, \dots, f_N)$ – временная и $\vec{\lambda}_x = (\varphi, \vartheta)$ – пространственная части вектора $\vec{\lambda}$; $f_n, (n=1, N)$ – частоты n -й дискретной компоненты сигнала; φ – пеленг; ϑ – угол места. Тогда принимаемый сигнал $s(t, \vec{x}, \vec{\lambda})$ может быть записан в комплексном виде следующим образом:

$$s(t, \vec{x}, \vec{\lambda}) = s_0(t, \vec{x}, \vec{\lambda}_x) + s_d(t, \vec{x}, \vec{\lambda}).$$

Если сигнал – стационарный процесс, то его корреляционная функция может быть представлена следующим образом:

$$\begin{aligned}
 K_s(t_4 - t_3, \bar{x}_3, \bar{x}_4, \bar{\lambda}) &= \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} g_s(f) G_S(f, \bar{x}_3, \bar{\lambda}_x) G_S(f, \bar{x}_4, \bar{\lambda}_x) \exp(j2\pi f(t_4 - t_3)) df + \\
 &+ \sum_{n=1}^N \overline{a_n^2} G_S(f_n, \bar{x}_3, \bar{\lambda}_x) G_S(f_n, \bar{x}_4, \bar{\lambda}_x) \exp(j2\pi f(t_4 - t_3)),
 \end{aligned} \quad (1)$$

где $g_s(f)$ – спектральная плотность мощности сплошной части спектра сигнала; $G_S(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_x)$ – функция Грина, учитывающая особенности среды распространения колебаний; a_n – амплитуда n -й дискретной компоненты сигнала; j – мнимая единица.

В случае, когда сигнал представляет собой плоскую волну, функция Грина

$$G_S(f, \bar{x}, \bar{\lambda}_x) = \exp(-j2\pi f \bar{n}_S \bar{x}),$$

где $\bar{n}_S = \frac{1}{c} (\cos \varphi \sin \vartheta, \sin \varphi \sin \vartheta, \cos \vartheta)$ – вектор, характеризующий направление прихода сигнала; c – скорость распространения звука в среде. При этом корреляционная функция (1) может быть представлена как

$$\begin{aligned}
 K_s(t_2 - t_1, \bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{n}_S) &= \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} g_s(f) \exp(-j2\pi f(t_2 - t_1)) \exp(j2\pi f \bar{n}_S (\bar{x}_2 - \bar{x}_1)) df + \\
 &+ \sum_{n=1}^N \overline{a_n^2} \exp(-j2\pi f_n(t_2 - t_1)) \exp(j2\pi f_n \bar{n}_S (\bar{x}_2 - \bar{x}_1)).
 \end{aligned} \quad (2)$$

Следуя методике, описанной в работе [21], рассмотрим задачу синтеза оптимального по критерию максимума отношения правдоподобия алгоритма ПВО шумового сигнала. Будем считать, что помеха гауссовская имеет нулевое математическое ожидание и характеризуется корреляционной функцией $K_N(t_1, t_2, \bar{x}_1, \bar{x}_2)$. Тогда отношение правдоподобия имеет вид

$$\begin{aligned}
 \Lambda[u(t, \bar{x})] &= \exp\left\{-\frac{1}{2} \iint_{\Omega} \iint_{\Omega} u(t_1, \bar{x}_1) \left[\theta_N(t_1, t_2, \bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{\lambda}) \right] \times \right. \\
 &\times \left. u(t_2, \bar{x}_2) dt_1 d\bar{x}_1 dt_2 d\bar{x}_2 \right\},
 \end{aligned}$$

где Ω – пространственно-временная область наблюдения; $\theta_N(\cdot)$ и $\theta_{NS}(\cdot)$ – решения интегральных уравнений

$$\begin{aligned}
 \iint_{\Omega} K_N(t_1, t_2, \bar{x}_1, \bar{x}_2) \theta_N(t_2, t_3, \bar{x}_2, \bar{x}_3) dt_2 d\bar{x}_2 &= \delta(t_1 - t_3, \bar{x}_1 - \bar{x}_3), \\
 \iint_{\Omega} [K_N(t_1, t_2, \bar{x}_1, \bar{x}_2) + K_S(t_1, t_2, \bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{\lambda})] \theta_{NS}(t_2, t_3, \bar{x}_2, \bar{x}_3) dt_2 d\bar{x}_2 &= \\
 &= \delta(t_1 - t_3, \bar{x}_1 - \bar{x}_3).
 \end{aligned}$$

Из выражений (5) – (7) следует алгоритм оптимальной ПВО сигнала:

$$Q(\bar{\lambda}) = \iint_{\Omega} \iint_{\Omega} u(t_1, \bar{x}_1) H(t_1, t_2, \bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{\lambda}) u(t_2, \bar{x}_2) dt_1 d\bar{x}_1 dt_2 d\bar{x}_2, \quad (3)$$

где

$$H(t_1, t_2, \bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{\lambda}) = \theta_N(t_1, t_2, \bar{x}_1, \bar{x}_2) - \theta_{NS}(t_1, t_2, \bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{\lambda}). \quad (4)$$

В операторном представлении выражения (3) и (4) имеют следующий вид:

$$Q(\bar{\lambda}) = (u, Hu);$$

$$H = K_N^{-1} - (K_N + K_S)^{-1}.$$

При слабом сигнале, когда $(K_N + K_S)^{-1} \approx K_N^{-1} - K_N^{-1}K_S K_N^{-1}$, имеем

$$H = K_N^{-1}K_S K_N^{-1}$$

или в развернутом виде

$$H(t_1, t_2, \bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{\lambda}) = \iiint_{\Omega} \theta_N(t_1, t_3, \bar{x}_1, \bar{x}_3) K_S(t_3, t_4, \bar{x}_3, \bar{x}_4, \bar{\lambda}) \times \\ \times \theta_N(t_4, t_2, \bar{x}_4, \bar{x}_2) dt_3 d\bar{x}_3 dt_4 d\bar{x}_4.$$

Когда поле помехи некоррелировано, функция $\theta_N(t_1, t_2, \bar{x}_1, \bar{x}_2)$ эквивалентна $\delta(t_1 - t_2, \bar{x}_1 - \bar{x}_2)$. Тогда $H(t_1, t_2, \bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{\lambda}) = \frac{1}{\sigma_0^4} K_S(t_1, t_2, \bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{\lambda})$ и алгоритм оптимальной ПВО сигнала описывается выражением

$$Q(\bar{\lambda}) = \frac{1}{\sigma_0^4} \iiint_{\Omega} \iiint_{\Omega} u(t_1, \bar{x}_1) K_S(t_1, t_2, \bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{\lambda}) u(t_2, \bar{x}_2) dt_1 d\bar{x}_1 dt_2 d\bar{x}_2.$$

Для сигнала, описываемого корреляционной функцией (2), можно записать

$$Q(\bar{n}_S) = \int_{-\infty}^{\infty} g_S(f) |U(f, \bar{m}_S)|^2 df + \sum_{n=1}^N \bar{a}_n^2 |U(f_n, f_n \bar{n}_S)|^2, \quad (5)$$

где $U(f, \bar{m}_S)$ – частотно-волновой спектр, вычисленный по области Ω .

Рассмотренная оптимальная ПВО шумового сигнала (5) может быть реализована по $N+1$ – канальной схеме (см. рисунок).

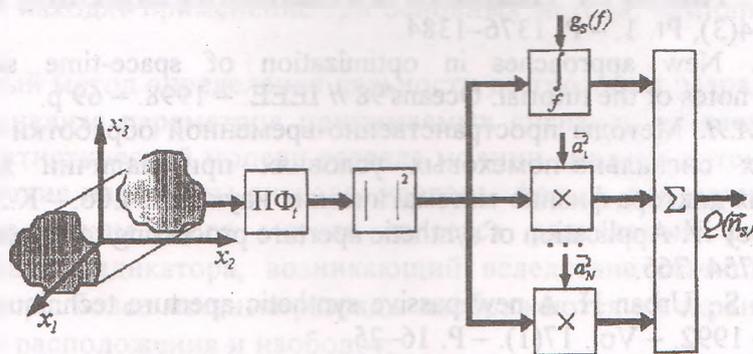


Схема алгоритма ПВО шумового сигнала в условиях сложного движения антенны в пространстве. ПФ_t – преобразование Фурье по времени

Один из каналов настроен на обработку сплошной части спектра сигнала, а остальные – на обработку дискретных составляющих сигнала. Общим для всех каналов этапом обработки является вычисление квадрата модуля частотно-волнового спектра $U(f, \bar{m}_S)$. В канале, настроенном на обработку сплошной части спектра, проводится интегрирование этих квадратов по частоте с весом $g_S(f)$. Результат формируется путем суммирования. Причем результаты, соответствующие канала обработки дискретных составляющих сигнала, суммируются с весом \bar{a}_n^2 .

Таким образом, на основе ранее разработанных подходов к оптимизации ПВО при сложном движении антенны в пространстве синтезирован алгоритм ПВО шумовых сигналов, имеющих многокомпонентную структуру на фоне некоррелированной помехи. Этот алгоритм использует модели шумовых сигналов, которые более адекватно описывают реальные сигналы. Поэтому они должны приводить к повышению эффективности работы систем ПВО.

Список литературы

1. Гаткин Н.Г. Обработка гидроакустической информации при наличии гауссовой нестационарной помехи // Труды II Всесоюзной школы-семинара по статистической гидроакустике. – Новосибирск: 1971. – 280 с.
2. Резник А.М. О структуре оптимального приемника для обнаружения локального источника сигнала в поле шумовой помехи // Радиотехника и электроника. – 1965. – № 6. – С. 979–986.
3. Обнаружение шумовых сигналов в поле распределенных и локальных помех / Н.Г. Гаткин, В.С. Горбенко, С.Н. Зализняк и др. // Труды четвертой всесоюзной школы-семинара по статистической гидроакустике. – 1973. – С. 201–212.
4. Ильичев В.И. Статистическая теория обнаружения гидроакустических сигналов. – М.: Наука, 1992. – 415 с.
5. Горбань И.И. Быстрый алгоритм пространственно-временной обработки сигналов для подвижных антенных решеток // Радиотехника. – 1989. – № 8. – С. 34–37.
6. Горбань И.И. Оптимальная пространственно-временная обработка сигналов в условиях движения антенны // Радиотехника. – 1990. – № 12. – С. 49–51.
7. Горбань И.И. Оптимальная пространственно-временная обработка сигналов в условиях движения антенны // Радиотехника. – 1991. – № 11. – С. 24–27.
8. Горбань И.И. Оптимальная пространственно-временная обработка сигналов в условиях движения антенны // Радиотехника. – 1993. – № 7. – С. 41–44.
9. Горбань И.И. Быстрые алгоритмы многоканальной пространственно-временной обработки сигналов с подавлением локальной помехи // Радиоэлектроника. – 1994. – № 4. – С. 9–13.
10. Gorban I.I. Estimation of signal parameters when antenna is complicatedly moving in space // Belgium, Forum Acusticum. – 1996. – P. 222.
11. Gorban I.I. Space-time signal processing algorithms for moving antennas // JASA. – 1996. – Vol. 100, – N 4. – Pt. 2. – P. 2638.
12. Maranda B.H., Fawcett J.A. Localisation of a manoeuvring target using simulated annealing // JASA. – 1993. – Vol. 94(3), Pt. 1. – P. 1376–1384.
13. Gorban I.I. New approaches in optimization of space-time signal processing in hydroacoustics. Course notes of the tutorial. Oceans'98 // IEEE. – 1998. – 69 p.
14. Калужный А.Я. Методы пространственно-временной обработки гидролокационных сигналов в сложных сигнально-помеховых условиях при наличии дестабилизирующих факторов: Диссертация доктора физико-математических наук: 01.04.06. – К.: 1996. – 348 с.
15. Yen C.N., Carey W. Application of synthetic aperture processing to towed array data // JASA. – 1989. – Vol. 86. – P. 754–765.
16. Stergiopoulos S., Urban H. A new passive synthetic aperture technique for towed arrays // IEEE J. Oceanic Eng. – 1992. – Vol. 17(1). – P. 16–25.
17. Williams R., Harris B. Passive acoustic synthetic aperture processing techniques // IEEE J. Oceanic Eng. – 1992. – Vol. 17(1). – P. 8–15.
18. Yen N. A circular passive synthetic array: an inverse problem approach // IEEE J. Oceanic Eng. – 1992. – Vol. 17(1). – P. 40–47.
19. Fawcett J.A. Synthetic aperture processing for a towed array and a moving source // JASA. – 1993. – Vol. 94(5). – P. 2832–2837.
20. Rolt K.D., Schmidt N. Azimuthal ambiguities in synthetic aperture sonar and synthetic aperture radar imagery // IEEE J. Oceanic Eng. – 1992. – Vol. 17(1). – P. 73–79.
21. Горбань И.И., Волковецкий С.П. Точность совместной оценки частотно-угловых параметров гидроакустических сигналов при сложном движении антенны в пространстве // Математические машины и системы. – 1998. – № 2. – С. 39–44.