АКУСТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ, 1996, том 42, № 1, с. 70 - 75

УДК 681.883:621.391.26:534.171

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ ЭХОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ СЛОЖНОГО ДВИЖЕНИЯ ПРИЕМНО-ИЗЛУЧАЮЩИХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ

© 1996 г. А. Я. Калюжный

Институт гидромеханики Академии Наук Украины
252057 Киев, Желябова, 8/4

Поступила в редакцию 10.01.95 г.

Рассмотрена задача оптимального обнаружения многолучевых эхолокационных сигналов при сложном поступательно-колебательном движении излучающей и приемной антенн. Синтезирован функционал отношения правдоподобия наблюдаемой реализации поля и рассмотрены его частные случаи, соответствующие различным предположениям о характере флуктуаций комплексных амплитуд лучей. Конкретизирована структура линейной части обработки лучевых составляющих сигнала и показана возможность ее разделения на процедуры пространственной и временной обработки. Полученные алгоритмы проанализированы с точки зрения тех особенностей, которые вносит движение антенн.

За последние годы заметно возросло число публикаций, посвященных вопросам излучения, распространения и приема сигналов в условиях движения корреспондирующих объектов [1 - 3]. Однако, в большинстве работ этого направления рассматриваются задачи шумопеленгования. При этом обычно используются модели равномерного и прямолинейного движения, а основной упор делается на движение источника. Задачи активной акустической эхолокации и проблемы, связанные с собственным движением антенн, рассмотрены явно в недостаточной степени. В нашей предшествующей работе [4] предложена лучевая модель поля акустических эхолокационных сигналов для ситуации сложного, поступательно-колебательного движения излучающей и приемной антенн и проиллюстрирована возможность использования предложенной модели для описания поля гидролокационных сигналов судовых ГАС в условиях хода и качки носителя. В данной работе, основываясь на указанной модели сигналов, мы рассмотрим вопросы оптимизации их пространственно-временной обработки.

Следуя [4], будем полагать, что излучающая и приемная антенны, которые состоят из элементарных точечных излучателей (ЭИ) и приемников (ЭП), связаны с некоторыми движущимися координатными системами K' и K'', испытывающими перемещения и повороты. Результирующие координаты некоторого ЭИ (ЭП) в абсолютной, т.е. связанной с неподвижной средой координатной системе K, образуют радиус-вектор

$$\mathbf{R}(t, \mathbf{r}) = \mathbf{R}(t) + \mathbf{A}(t)(\mathbf{R}_A + \mathbf{r}), \qquad (1)$$

где $\mathbf{R}(t)$ – траектория движения центра координатной системы $K'(K'')$; $\mathbf{A}(t)$ – матрица проекционного типа, которая описывает поворот координатной системы $K'(K'')$ в момент времени t; $\mathbf{R}_A$ – вектор, соединяющий начало координатной системы $K'(K'')$ с фазовым центром антенны (ФЦА); $\mathbf{r}$ – вектор, соединяющий ФЦА с ЭИ (ЭП).

В [4] показано, что при определенных ограничениях на длительность интервала наблюдения T сложное нелинейное движение антенн можно рассматривать как равномерное поступательно-вращательное. Если при этом размеры приемной и излучающей апертур относительно невелики, то на интервале наблюдения $t \in (\tau_0 - T/2, \tau_0 + T/2)$, где τ_0 – некоторая опорная задержка, радиус-вектор (1) может быть согласно [4] представлен в виде:

$$\mathbf{R}(t, \mathbf{r}) \approx \mathbf{R}_0 + \mathbf{V}_0(t - \tau_0) + \mathbf{A}_0\mathbf{r}, \qquad (2)$$

где $\mathbf{R}_0$ – положение ФЦА на момент $t = \tau_0$; $\mathbf{V}_0$, $\mathbf{A}_0$ – соответственно результирующая скорость ФЦА с учетом всех компонент движения и матрица поворота системы $K'(K'')$ на тот же момент времени. При этих предположениях в [4] получено следующее лучевое представление поля узкополосного сигнала в приближении дальней зоны:

$$s(t, \mathbf{r}) = p_S \sum_{l=1}^{L_1} \sum_{k=1}^{L_2} \mathrm{Re}\,\{\dot{\eta}_{lk}^* s_{lk}(t, \mathbf{r})\}, \qquad (3)$$

где p_S – давление сигнала на оси излучающей антенны вблизи точки излучения; L_1, L_2 – число лучевых траекторий на трассах распространения сигнала "излучатель–цель" и "цель–приемная антенна"; $\dot{\eta}_{lk}$ – результирующая комплексная амплитуда сигнала, распространяющегося по (lk)-ой трассе, соответствующая единичному давлению на оси излучателя, которая зависит [4] от условий

распространения, взаимного положения корреспондирующих объектов, параметров движения, направленности излучателя и рассеивающих свойств цели;

$$\dot{s}_{lk}(t, \mathbf{r}) = \dot{s}_0\left(\gamma_{lk}\left(t - \tau_{lk} - \frac{\mathbf{n}_k^+ \mathbf{A}_0 \mathbf{r}}{c - \mathbf{n}_k^+ \mathbf{V}_0}\right)\right) \quad (4)$$

– поле комплексного аналитического сигнала, распространяющегося по (lk)-ой трассе; $\dot{s}_0(t) = s_0(t) + j\hat{s}_0(t)$; $s_0(t)$ – копия зондирующего сигнала; $\hat{s}_0(t)$ – преобразование Гильберта от $s_0(t)$; τ_{lk}, γ_{lk} – результирующие задержка и коэффициент временного масштаба сигнала, соответствующие (lk)-ой трассе, которые зависят [4] от условий распространения, взаимного положения корреспондирующих объектов и параметров их движения; c – скорость звука в точке приема; n_k – единичный орт направления прихода k-го луча на трассе обратного распространения сигнала, соответствующий положению цели на момент времени $t = 0$ и положению приемной антенны на момент $t = \tau_0$; + – символ комплексного сопряжения и транспонирования матрицы.

Теперь определим модель помехи. Предположим, что помеха на апертуре приемной антенны состоит из собственных шумов системы (например, шумов обтекания, тепловых шумов усилителей и т.д.), которые некоррелированы между каналами приема, и внешних акустических помех (динамических шумов поверхности, реверберационной помехи, помех локальных источников и т.д.). Пусть поле внешних акустических помех $N(t, \mathbf{R})$, наблюдаемое в неподвижной среде, стационарно и однородно. Тогда его пространственно-временная корреляционная функция $K_N(t_1, t_2; \mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2) = \langle N(t_1, \mathbf{R}_1)N(t_2, \mathbf{R}_2)\rangle$, где $\langle\ldots\rangle$ – символ статистического усреднения, зависит не от абсолютных значений, а от разности своих аргументов, т.е.

$$K_N(t_1, t_2; \mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2) = K_N(t_2 - t_1; \mathbf{R}_2 - \mathbf{R}_1). \quad (5)$$

При движении антенн координаты точек приема изменяются во времени. Поэтому пространственно-временная корреляция помех между некоторыми фиксированными ЭП, заданная как функция моментов времени t_1, t_2 и координат $\mathbf{r}_1$, $\mathbf{r}_2$ относительно ФЦА, т.е.

$$\tilde{K}_N(t_1, t_2; \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2) = \langle N(t_1, \mathbf{R}(t_1, \mathbf{r}_1))N(t_2, \mathbf{R}(t_2, \mathbf{r}_2))\rangle,$$

может быть записана в виде:

$$\tilde{K}_N(t_1, t_2; \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2) = K_N(t_2 - t_1; \mathbf{R}(t_2, \mathbf{r}_2) - \mathbf{R}(t_1, \mathbf{r}_1)). \quad (6)$$

В отличие от (5) данное выражение зависит от абсолютных значений аргументов t_1, t_2 и $\mathbf{r}_1$, $\mathbf{r}_2$. Следовательно, поле помех, наблюдаемое на движущейся приемной апертуре, является в общем случае нестационарным и неоднородным даже при стационарности и однородности поля помех в среде. Однако, если движение антенн подчиняется приближенной траектории (2), то соотношение (6) преобразуется к виду:

$$\tilde{K}_N(t_1, t_2; \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2) = K_N(t_2 - t_1; \mathbf{V}_0(t_2 - t_1) + \mathbf{A}_0(\mathbf{r}_2 - \mathbf{r}_1)), \quad (7)$$

в котором уже фигурируют разности аргументов t_1 и t_2, $\mathbf{r}_1$ и $\mathbf{r}_2$, т.е. поле и на движущейся приемной апертуре при указанных выше предположениях можно рассматривать как квазистационарное и квазиоднородное. Тем не менее, особенности, обусловленные движением приемной антенны, остаются и при таких упрощениях: во-первых, пространственный аргумент в правой части выражения (7) линейно нарастает при увеличении задержки, во-вторых, изменяется ориентация антенны в пространстве относительно своего стационарного положения. Заметим также, что параметры движения антенны $\mathbf{V}_0$, $\mathbf{A}_0$ соответствуют некоторому фиксированному интервалу наблюдения ограниченной длительности. При смене интервала наблюдения параметры движения антенн также изменяются.

Таким образом, общая модель поля на апертуре приемной антенны имеет вид:

$$u(t, \mathbf{r}) = n(t, \mathbf{r}) + N(t, \mathbf{r}) + \kappa s(t, \mathbf{r}), \quad (8)$$

где $n(t, \mathbf{r})$ – стационарное однородное гауссовское поле собственных шумов, некоррелированных между точками приема; $N(t, \mathbf{r})$ – стационарное однородное гауссовское поле внешних акустических помех, корреляционные характеристики которых определяются соотношением (7); $s(t, \mathbf{r})$ – поле сигнала, определяемое выражением (3); κ – параметр ситуации, равный нулю при отсутствии сигнала и равный единице при его наличии.

Оптимальная по классическому критерию Неймана–Пирсона пространственно-временная обработка поля (8) состоит, как известно [5], в вычислении функционала отношения правдоподобия, структура которого определяется статистикой сигнала и помех. Согласно принятой модели распределение помех гауссовское, а поле сигнала (3) зависит от ряда параметров, часть из которых могут быть случайными. Так, комплексные амплитуды лучей $\dot{\eta}_{lk}$ в числе прочих факторов определяются индикатриссой рассеяния цели, которая обычно априори неизвестна. Другими источниками случайности параметров сигнала могут быть явления рассеяния в среде и на ее границах, неточность в определении положения антенн, флуктуация фазы генератора сигналов и т.д. Предположим, вначале, что все эти параметры точно известны и запишем условное отношение правдоподобия $\Lambda(\mathbf{u}/\boldsymbol{\zeta})$, где $\mathbf{u}$ – общий массив

наблюдений в области приема $\mathbf{r} \in D$ на интервале $t \in (t_н, t_к)$, $\boldsymbol{\zeta}$ – массив значений параметров принимаемого сигнала. Поскольку сигнал при этом условии является детерминированным, то с учетом гауссовости помехи логарифм отношения правдоподобия описывается известным выражением [6]:

$$\ln\Lambda(\mathbf{u}/\boldsymbol{\zeta}) = \int_{t_н}^{t_к}\int_D u(t,\mathbf{r})b(t,\mathbf{r})dtd\mathbf{r} - \frac{1}{2}\int_{t_н}^{t_к}\int_D s(t,\mathbf{r})b(t,\mathbf{r})dtd\mathbf{r}, \quad (9)$$

где $b(t, \mathbf{r})$ – решение интегрального уравнения

$$g_n b(t,\mathbf{r}) + \int_{t_н}^{t_к}\int_D \tilde{K}_N(t,t';\mathbf{r},\mathbf{r}')b(t',\mathbf{r}')dt'd\mathbf{r}' = s(t,\mathbf{r}), \quad (10)$$

g_n – мощность собственных шумов.

Согласно модели (3) поле принимаемого сигнала образуется суперпозицией элементарных сигналов (4). Сформируем из элементарных сигналов $\dot{s}_{lk}(t, \mathbf{r})$ векторное поле $\dot{\mathbf{S}}(t, \mathbf{r})$, расположив на месте его p-ой компоненты элементарный сигнал с номерами

$$\begin{cases} k = Ent\left[\dfrac{p-1}{L_1}\right] + 1 \\ l = p - (k-1)L_1, \end{cases} \quad (11)$$

где $p = 1, \ldots, L$, $L = L_1L_2$. Тогда поле принимаемого сигнала может быть представлено в виде

$$s(t,\mathbf{r}) = p_S \operatorname{Re}\{\dot{\boldsymbol{\eta}}^+ \dot{\mathbf{S}}(t,\mathbf{r})\}, \quad (12)$$

где $\dot{\boldsymbol{\eta}}$ – вектор, образованный по правилу, аналогичному (11), из комплексных амплитуд $\dot{\eta}_{lk}$.

В силу линейности уравнения (10) его решение для поля сигнала (12) может быть представлено в виде

$$b(t,\mathbf{r}) = \frac{p_S}{g_n + g_N}\operatorname{Re}\{\dot{\boldsymbol{\eta}}^+ \dot{\mathbf{B}}(t,\mathbf{r})\}, \quad (13)$$

где g_N – мощность внешних помех, $\dot{\mathbf{B}}(t, \mathbf{r})$ – векторное поле опорных функций размерностью L, являющееся решением системы уравнений

$$g_n\dot{\mathbf{B}}(t,\mathbf{r}) + \int_{t_н}^{t_к}\int_D \tilde{K}_N(t,t';\mathbf{r},\mathbf{r}')\dot{\mathbf{B}}(t',\mathbf{r}')dt'd\mathbf{r}' = (g_n + g_N)\dot{\mathbf{S}}(t,\mathbf{r}). \quad (14)$$

Подставляя выражения (12) и (13) в (9) и пренебрегая членами, соответствующими удвоенной частоте сигнала, получим:

$$\ln\Lambda(\mathbf{u}/\boldsymbol{\zeta}) = \operatorname{Re}\{\dot{\boldsymbol{\eta}}^+ \dot{\mathbf{F}}\} - \frac{1}{2}\mu_u \dot{\boldsymbol{\eta}}^+ \mathbf{Q}\dot{\boldsymbol{\eta}}, \quad (15)$$

где

$$\dot{\mathbf{F}} = \frac{p_S}{g_n + g_N}\int_{t_н}^{t_к}\int_D u(t,\mathbf{r})\dot{\mathbf{B}}(t,\mathbf{r})dtd\mathbf{r} \quad (16)$$

– вектор выходных напряжений парциальных каналов обработки лучевых составляющих сигнала,

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{T}\int_{t_н}^{t_к}\int_D \dot{\mathbf{S}}(t,\mathbf{r})\dot{\mathbf{B}}^+(t,\mathbf{r})dtd\mathbf{r}$$

– эрмитова матрица размерностью $L \times L$, совпадающая с точностью до постоянного множителя с корреляционной матрицей компонент вектора $\dot{\mathbf{F}}$ в ситуации отсутствия сигнала,

$$\mu_u = \frac{p_S^2 T}{2(g_n + g_N)} \quad (17)$$

– отношение сигнал/помеха на излучателе.

Пусть вектор комплексных амплитуд элементарных сигналов $\dot{\boldsymbol{\eta}}$ распределен по гауссовскому закону с плотностью вероятности

$$p(\dot{\boldsymbol{\eta}}) = \pi^{-L}(\det\mathbf{W})^{-1} \times \exp\{-(\dot{\boldsymbol{\eta}} - \mathbf{m})^+ \mathbf{W}^{-1}(\dot{\boldsymbol{\eta}} - \mathbf{m})\}, \quad (18)$$

где $\mathbf{m} = \langle\dot{\boldsymbol{\eta}}\rangle$ – вектор математических ожиданий, $\mathbf{W} = \langle\dot{\boldsymbol{\eta}}\dot{\boldsymbol{\eta}}^+\rangle$ – корреляционная матрица компонент вектора $\dot{\boldsymbol{\eta}}$. Усредним условное отношение правдоподобия по комплексным амплитудам лучей $\dot{\boldsymbol{\eta}}$, т.е. вычислим функционал

$$\Lambda(\mathbf{u}/\tilde{\boldsymbol{\zeta}}) = \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty}\ldots\int_{-\infty}^{\infty}}_{2L}\Lambda(\mathbf{u}/\boldsymbol{\zeta})p(\dot{\boldsymbol{\eta}})d\dot{\boldsymbol{\eta}}, \quad (19)$$

где $\tilde{\boldsymbol{\zeta}}$ – множество параметров сигнала, остающееся после исключения из множества $\boldsymbol{\zeta}$ комплекс-

ных амплитуд $\dot{\boldsymbol{\eta}}$. Подставив в (19) выражения (15) и (18), после интегрирования получим:

$$\Lambda(\mathbf{u}/\tilde{\boldsymbol{\zeta}}) = (\det(\mathbf{E}+\mathbf{W}\tilde{\mathbf{Q}}))^{-1} \times$$
$$\times \exp\{\frac{1}{4}\dot{\mathbf{F}}^{+}(\tilde{\mathbf{Q}}+\mathbf{W}^{-1})^{-1}\dot{\mathbf{F}} + \tag{20}$$
$$+\mathrm{Re}(\mathbf{m}^{+}(\mathbf{E}-\tilde{\mathbf{Q}}(\tilde{\mathbf{Q}}+\mathbf{W}^{-1})^{-1})\dot{\mathbf{F}}) +$$
$$+\mathbf{m}^{+}\tilde{\mathbf{Q}}((\tilde{\mathbf{Q}}+\mathbf{W}^{-1})^{-1}\tilde{\mathbf{Q}}-\mathbf{E})\mathbf{m}\},$$

где $\tilde{\mathbf{Q}} = \frac{1}{2}\mu_u\mathbf{Q}$, $\mathbf{E}$ – единичная матрица порядка L.

Предположим, что из оставшихся после усреднения по $\boldsymbol{\eta}$ параметров сигнала случайной является только фаза генератора зондирующих сигналов. Для узкополосных сигналов вида

$$s_0(t) = \cos(\omega_0 t + \Phi(t) + \psi),$$

где $\Phi(t)$ – закон фазовой модуляции, ψ – начальная фаза генератора, вектор выходных напряжений парциальных каналов может быть представлен в виде

$$\dot{\mathbf{F}} = \dot{\mathbf{F}}_0 e^{j\psi},$$

где $\dot{\mathbf{F}}_0$ соответствует выходному напряжению парциальных каналов, настроенных на значение фазы $\psi = 0$. Отсюда после усреднения выражения (20) по ψ, распределение которой полагается равномерным на (0.2π), окончательно получим:

$$\Lambda(\mathbf{u}) = (\det(\mathbf{E}+\mathbf{W}\tilde{\mathbf{Q}}))^{-1} \times$$
$$\times \exp\{\frac{1}{4}\dot{\mathbf{F}}_0^{+}(\tilde{\mathbf{Q}}+\mathbf{W}^{-1})^{-1}\dot{\mathbf{F}}_0 + \tag{21}$$
$$+\mathbf{m}^{+}\tilde{\mathbf{Q}}((\tilde{\mathbf{Q}}+\mathbf{W}^{-1})^{-1}\tilde{\mathbf{Q}}-E)\mathbf{m}\} \times$$
$$\times I_0\{\left|\mathbf{m}^{+}(\mathbf{E}-\tilde{\mathbf{Q}}(\tilde{\mathbf{Q}}+\mathbf{W}^{-1})^{-1})\dot{\mathbf{F}}_0\right|\},$$

где $I_0(z)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Прологарифмируем выражение (21) и отбросим члены, не зависящие от принятой реализации поля. В результате имеем функционал оптимальной пространственно-временной обработки поля (8):

$$\Phi_1 = \frac{1}{4}\dot{F}_0^{+}(\tilde{\mathbf{Q}}+\mathbf{W}^{-1})^{-1}\dot{\mathbf{F}}_0 + \tag{22}$$
$$+\ln I_0(\left|\mathbf{m}^{+}(\mathbf{E}-\tilde{\mathbf{Q}}(\tilde{\mathbf{Q}}+\mathbf{W}^{-1})^{-1})\dot{\mathbf{F}}_0\right|).$$

В соответствии с (22) оптимальная обработка поля состоит из линейной части, которая описывается функционалом (16), и нелинейных процедур накопления компонент вектора $\dot{\mathbf{F}}_0$.

Заметим, что норма матрицы $\tilde{\mathbf{Q}}$ имеет порядок отношения сигнал/помеха μ на выходе линейной части обработки [6]. Для сигналов, превышающих порог обнаружения, значение μ составляет десятки и сотни раз. Поэтому при сильных сигналах и сильных флуктуациях его амплитуд в (22) можно пренебречь матрицей $\mathbf{W}^{-1}$ по сравнению с матрицей $\tilde{\mathbf{Q}}$. В результате алгоритм (22) с точностью до постоянного множителя преобразуется к виду

$$\Phi_2 = \dot{\mathbf{F}}_0^{+}\mathbf{Q}^{-1}\dot{\mathbf{F}}_0. \tag{23}$$

Последний результат имеет более широкое значение, чем это следует из рассмотренной выше постановки. В самом деле, пусть распределение вектора $\dot{\boldsymbol{\eta}}$ произвольно, но отношение сигнал/помеха велико. Как показано в [6], в этом случае точное значение вектора $\dot{\boldsymbol{\eta}}$, входящее в условный функционал отношения правдоподобия (15), может быть заменено его оценкой максимального правдоподобия, которое находится из системы уравнений

$$\frac{\partial}{\partial\dot{\boldsymbol{\eta}}}\ln\Lambda(\mathbf{u}/\tilde{\boldsymbol{\zeta}}) = 0.$$

Нетрудно показать, что решение этой системы имеет вид

$$\dot{\boldsymbol{\eta}} = \frac{1}{2}\tilde{\mathbf{Q}}^{-1}\dot{\mathbf{F}},$$

после подстановки которого в (15) приходим к функционалу (23). Таким образом, алгоритм (23) обладает асимптотически оптимальными для сильных сигналов свойствами при произвольных негауссовских флуктуациях комплексных амплитуд лучей.

Рассмотрим подробнее структуру линейной части обработки, которая описывается функционалом (16). Для этого проанализируем решение уравнения (14), записав его в скалярной форме. Учитывая квазистационарность и квазиоднородность поля помех, а также ограниченную длительность зондирующего сигнала, который существует на интервале $t \in (-T/2, T/2)$, для отдельной компоненты $\dot{b}_{lk}(t, \mathbf{r})$ векторного поля $\dot{\mathbf{B}}(t, \mathbf{r})$ имеем уравнение

$$g_n\dot{b}_{lk}(t,\mathbf{r}) + \int\limits_{D}\int\limits_{t'_{lk}(\mathbf{r}')}^{t''_{lk}(\mathbf{r}')} \tilde{K}_N(t'-t;\ \mathbf{r}'-\mathbf{r})\dot{b}_{lk}(t',\mathbf{r}')dt'd\mathbf{r}' = \tag{24}$$
$$= (g_n + g_N)\,\dot{s}_{lk}(t,\mathbf{r}),$$

где

$$t \in (t'_{lk}(\mathbf{r}), t''_{lk}(\mathbf{r})),$$

$$t'_{lk}(\mathbf{r}) = \tau_{lk} + \frac{1}{c}\boldsymbol{\alpha}_k^+\mathbf{r} - \frac{T}{2\gamma_{lk}},$$

$$t''_{lk}(\mathbf{r}) = \tau_{lk} + \frac{1}{c}\boldsymbol{\alpha}_k^+\mathbf{r} + \frac{T}{2\gamma_{lk}},$$

$$\boldsymbol{\alpha}_k = \frac{\mathbf{A}_0^+\mathbf{n}_k}{1 - \frac{1}{c}\mathbf{n}_k^+\mathbf{V}_0}. \qquad (25)$$

Далее, учитывая структуру сигнала (4), правую часть уравнения (24) можно представить в виде:

$$\dot{s}_{lk}(t, \mathbf{r}) = \int\limits_{t'_{lk}(\mathbf{r})}^{t''_{lk}(\mathbf{r})} \dot{s}_0(\gamma_{lk}(\tau - \tau_{lk} - \frac{1}{c}\boldsymbol{\alpha}_k\mathbf{r}))\delta(t - \tau)d\tau, \qquad (26)$$

где $\delta(t)$ – дельта-функция.

С учетом представления (26) решение уравнения (24) в силу его линейности может быть записано в виде:

$$\dot{b}_{lk}(t, \mathbf{r}) = \int\limits_{t'_{lk}(\mathbf{r})}^{t''_{lk}(\mathbf{r})} \dot{s}_0(\gamma_{lk}(\tau - \tau_{lk} - \frac{1}{c}\boldsymbol{\alpha}_k^+\mathbf{r}))h_k(t - \tau, \mathbf{r})d\tau, \qquad (27)$$

где $h_k(t, \mathbf{r})$ – функции, удовлетворяющие системе уравнений

$$g_n h_k(t, \mathbf{r}) + \int\limits_{-T/\gamma_{lk}}^{T/\gamma_{lk}} \int\limits_D h_k(t', \mathbf{r}')\tilde{K}_N(t' - t + \frac{1}{c}\boldsymbol{\alpha}_k^+(\mathbf{r}' - \mathbf{r}), \mathbf{r}' - \mathbf{r})\, dt' d\mathbf{r}' = (g_n + g_N)\,\delta(t). \qquad (28)$$

Если произведение полосы помехи на длительность сигнала велико, то без большой погрешности конечные пределы интегрирования в соотношениях (27) и (28) можно заменить на бесконечные [5, 6], а функции $h_k(t, \mathbf{r})$ определить на всей вещественной оси $t \in (-\infty, \infty)$. Тогда с учетом представления (27) линейная часть обработки в (lk)-ом парциальном канале может быть представлена в виде последовательности двух функционалов:

$$\dot{\mathbf{F}}_{lk} = \frac{p_S}{g_n + g_N} \int\limits_{-\frac{T}{2\gamma_{lk}}}^{\frac{T}{2\gamma_{lk}}} u_k(t + \tau_{lk})\dot{s}_0(\gamma_{lk}t)dt, \qquad (29)$$

где

$$u_k(t) = \int\limits_{D}\int\limits_{-\infty}^{\infty} u(t' + \frac{1}{c}\boldsymbol{\alpha}_k^+\mathbf{r}, \mathbf{r})\, h_k(t' - t, \mathbf{r})dt' d\mathbf{r}. \qquad (30)$$

Согласно (29) и (30) обработка в каждом парциальном канале распадается на две последовательные процедуры: вначале для каждой из лучевых траекторий на трассе обратного распространения сигнала ($k = 1, \ldots, L_2$) выполняется процедура пространственной обработки (30), которая включает задержку и фильтрацию в каждой точке приема реализации поля $u(t, \mathbf{r})$ с последующим суммированием выходных напряжений фильтров по всей приемной апертуре. На втором этапе согласно алгоритму (29) производится временная обработка, состоящая в согласованной фильтрации напряжения (30) с копиями зондирующего сигнала, коэффициенты временного масштаба и задержки которых соответствуют лучевым составляющим сигнала с учетом его распространения как в прямом, так и в обратном направлениях.

Проанализируем полученные алгоритмы оптимальной пространственно-временной обработки с точки зрения тех особенностей, которые вносит движение антенн. В целом структура этих алгоритмов подобна той, которая известна [6] для неподвижных антенн. Однако, отдельные параметры алгоритмов должны вычисляться с учетом фактора движения антенн. Так, на этапе пространственной обработки значения задержек, необходимые для компенсации антенны на заданное направление приема, вычисляются по формуле $\tau(\mathbf{r}, \mathbf{n}_k) = \boldsymbol{\alpha}_k^+\mathbf{r}/c$, которая с учетом выражения (25) может быть записана в виде:

$$\tau(\mathbf{r}, \mathbf{n}_k) = \frac{\mathbf{n}_k^+\mathbf{A}_0\mathbf{r}}{c - \mathbf{n}_k^+\mathbf{V}_0}, \qquad (31)$$

в то время, как для неподвижных антенн

$$\tau(\mathbf{r}, \mathbf{n}_k) = \mathbf{n}_k^+\mathbf{r}/c. \qquad (32)$$

Из сопоставления выражений (31) и (32) видны две отличительные особенности: во-первых, координаты точки приема в случае движения вычисляются с учетом текущего поворота антенны, во-вторых, в (32) фигурирует скорость звука в среде c, а в формуле (31) – скорость распространения волны по отношению к антенне $\tilde{c} = c - \mathbf{n}_k^+\mathbf{V}_0$, которая зависит от направления приема и скорости движения антенны. Те же особенности характерны и для системы уравнений (28), где, кроме того, фигурируют корреляционные характеристики помех, которые согласно (7) вычисляются иначе, чем для неподвижных антенн. Следовательно, оптимальные характеристики фильтров $h_k(t, \mathbf{r})$, вычисленные при наличии движения, будут отличаться от соответствующих характеристик, вычисленных без учета движения.

На этапе временной обработки (29) движение излучающей и приемной антенн должно учитываться при вычислении задержек τ_{lk} и коэффициентов временного масштаба γ_{lk}. Кроме того, все указанные параметры должны корректироваться при смене интервала обработки.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Лейкин Д.Е.* О пространственно-временной обработке поля движущегося источника // Акуст. журн. 1987. Т. 33. № 2. С. 281 - 286.
2. *Саморуков С.Б.* Влияние движения системы звукоприемников на выходное отношение сигнал/помеха // Акуст. журн. 1988. Т. 34. № 3. С. 516 - 521.
3. *Пономарев В.В., Шарфарец Б.Г.* Оценка влияния движения направленного излучателя на характер его поля в регулярном волноводе // Акуст. журн. 1992. Т. 38. № 3. С. 562 - 567.
4. *Калюжный А.Я.* Лучевое представление поля эхолокационных сигналов в слоисто-неоднородной среде при сложном движении приемно-излучающих антенных систем // Акуст. журн. 1994. Т. 40. № 4. С. 599 - 605.
5. *Ван Трис Г.* Теория обнаружения, оценок и модуляции: Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1972. Т. 1. С. 744.
6. Статистическая теория обнаружения гидроакустических сигналов / Ильичев В.И. и др. М.: Наука, 1992. С. 415.

Optimization of Time–Space Processing of Reflected Signals for Complex Motions of an Emitting–Receiving Array

A. Ya. Kaluzhnyi

This paper examines the problem of optimal detection of multipath signals of a moving source reflected by a target and received by a moving receiver array. A likelihood ratio is set up for the observed field and its values for special cases of fluctuations of complex amplitudes of rays are considered. The linear part of the ray-processing algorithm is presented as separate time and space processing procedures. The influence of the motion of the emitting and receiving arrays on the processing algorithms is analyzed.