

УДК 621.534.391.23

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОРРЕЛЯЦИОННОГО ПРИЕМА

Васильцов Е. А., Крюков В. В.

Рассмотрены энергетические характеристики корреляционного приемного устройства, в один из каналов которого включен фильтр, определяемый линейным дифференциальным уравнением. Исследованы частотные характеристики приемника потока акустической мощности, в том числе при оптимизации параметров сглаживающего фильтра.

Решение ряда задач акустики и радиофизики связано с использованием приемных устройств корреляционного типа. Такие устройства содержат в качестве составной части соединенные последовательно перемножитель и сглаживающий фильтр. В зависимости от назначения корреляционный приемник может иметь как одиночный блок перемножения-усреднения, так и группу указанных блоков, например при обработке сигналов с антенной решетки [1, 2].

В данной статье рассматриваются энергетические характеристики корреляционного приемника, в один из каналов которого включен фильтр, определяемый линейным дифференциальным уравнением. Анализ проводится в частотной области, что позволяет получить в явном виде связь между спектральными характеристиками процессов на входе и выходе. Такой подход позволил также исследовать частотные характеристики приемника потока акустической мощности, в том числе при осуществлении оптимальной фильтрации.

Рассмотрим взаимно корреляционное устройство для обработки сигналов, поступающих с двух приемных пунктов (фиг. 1). Схема обработки включает линейный фильтр 3 в одном из каналов, перемножитель 4 и сглаживающий фильтр 5 на выходе схемы. Пусть в приемных пунктах с координатами  $r_1$  и  $r_2$  регистрируются значения случайных пространственно-временных однородных стационарных полей сигнала и помехи с гауссовой статистикой и нулевым средним значением. Предположим также, что сигнал и помеха статистически независимы.

Пусть характеристика фильтра, включенного в канал приемника, определяется линейным дифференциальным уравнением с постоянными коэффициентами

$$L(t)\eta(\mathbf{r}, t) = M(\mathbf{r})\xi(\mathbf{r}, t), \tag{1}$$

где  $\xi(\mathbf{r}, t)$  — процесс на входе фильтра;  $\eta(\mathbf{r}, t)$  — процесс на выходе;  $L(t)$  и  $M(\mathbf{r})$  — линейные дифференциальные операторы по переменным  $t$  и  $\mathbf{r}(r_1, r_2, r_3)$  соответственно. Если многочлен  $L(\omega)$  не имеет вещественных корней, то комплексную частотную характеристику фильтра можно представить [3] в виде

$$H(\mathbf{k}, \omega) = M(\mathbf{k})L^{-1}(\omega), \tag{2}$$

где  $\mathbf{k}(k_1, k_2, k_3)$  — пространственные частоты (волновой вектор). Процесс  $\eta(\mathbf{r}, t)$ , удовлетворяющий (1), можно рассматривать как результат прохождения процесса  $\xi(\mathbf{r}, t)$  через два последовательно соединенных фильтра с частотными характеристиками  $M(\mathbf{k})$  и  $L^{-1}(\omega)$ . Тогда случайные процессы в каналах перемножителя можно представить в виде интегрального преобразования Фурье — Стилтеса:

$$u_1^{c,n}(t, \mathbf{r}_1) = \int_{-\infty}^{\infty} \int \int \int H(\mathbf{k}, \omega) \exp(ikr_1 - i\omega t) dF^{c,n}(\mathbf{k}, \omega);$$

$$u_2^{c,n}(t, \mathbf{r}_2) = \int \int \int \int_{-\infty}^{\infty} \exp(ik\mathbf{r}_2 - i\omega t) dF^{c,n}(\mathbf{k}, \omega),$$

где  $\langle dF^{c,n}(\mathbf{k}, \omega) dF^{c,n}(\mathbf{k}', \omega') \rangle = G^{c,n}(\mathbf{k}, \omega) \delta(\mathbf{k} - \mathbf{k}') \delta(\omega - \omega') d\mathbf{k} d\mathbf{k}' d\omega d\omega'$ ,  $G^{c,n}(\mathbf{k}, \omega)$  — пространственно-временные спектры сигналов и помех.

Исследуем энергетические характеристики рассматриваемого устройства из анализа отношения сигнал/помеха по мощности на выходе. При этом используем критерий отклонения, согласно которому мощность полезной составляющей процесса определяется квадратом приращения математического ожидания на выходе, обусловленного наличием сигнала на входе. Мощность помехи определяется дисперсией процесса на выходе устройства при совместном воздействии сигнала и помехи (с/п) на входе. Следуя этому критерию, запишем отношение (с/п) на выходе в виде

$$\left( \frac{c}{\Pi} \right)_{\text{вых}} = \frac{P_c}{P_{\Pi}} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} I(\omega) G_{12}^c(\mathbf{r}, \omega) d\omega \Big|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |I(\omega)|^2 G_z(\mathbf{r}, \omega) d\omega}, \quad (3)$$

где  $G_{12}^c(\mathbf{r}, \omega)$  — преобразование Фурье взаимного пространственно-временного спектра сигналов  $G_{12}^c(\mathbf{k}, \omega)$  в каналах перемножителя;  $I(\omega)$  — частотная характеристика сглаживающего фильтра;  $G_z(\mathbf{r}, \omega)$  — преобразование Фурье пространственно-временного спектра, соответствующего флуктуационной части процесса  $z = (u_1^c + u_1^n)(u_2^c + u_2^n)$  на выходе перемножителя;  $|\mathbf{r}| = |\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_2|$  — расстояние между приемными пунктами. Спектральную меру флуктуаций  $G_z(\mathbf{r}, \omega)$  определим по известным данным о корреляционной функции процесса на выходе перемножителя [4]. Используя теорему о свертке в частотной области, получим

$$G_z(\mathbf{r}, \omega) = G_{12}^n(\omega) * G_{12}^n(\omega) + G_1^n(\omega) * G_2^n(\omega) + G_1^c(\omega) * G_2^n(\omega) + G_2^c(\omega) * G_1^n(\omega) + 2G_{12}^c(\omega) * G_{12}^n(\omega) + G_1^c(\omega) * G_2^c(\omega) + G_{12}^c(\omega) * G_{12}^c(\omega), \quad (4)$$

где под символом «\*» подразумевается свертка

$$G(\omega) * G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega') G(\omega - \omega') d\omega'.$$

Переходя к полярной системе координат, функции  $G_1^{c,n}(\omega)$ ,  $G_2^{c,n}(\omega)$  и  $G_{12}^{c,n}(\mathbf{r}, \omega)$ , описывающие частотные свойства сигналов и помех на входе перемножителя, представим в виде

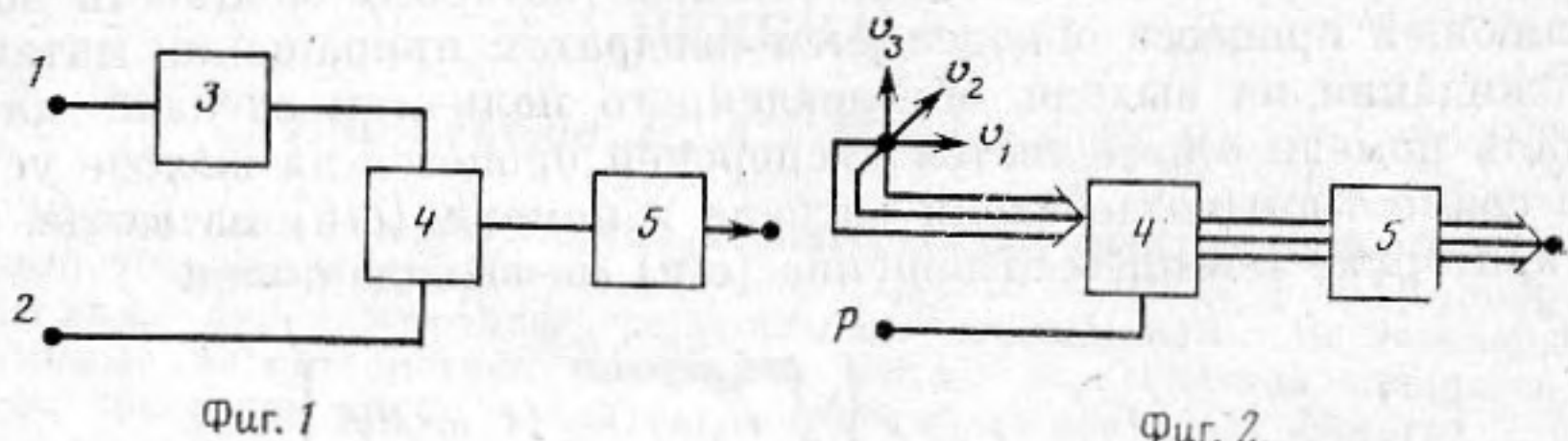
$$\begin{aligned} G_1^{c,n}(\omega) &= |\tilde{H}(\omega)|^2 G_0^{c,n}(\omega) \iint_{\alpha} G^{c,n}(\alpha) |M(\alpha)|^2 d\alpha = |\tilde{H}(\omega)|^2 G_0^{c,n}(\omega) R_1^{c,n}; \\ G_2^{c,n}(\omega) &= G_0^{c,n}(\omega) \iint_{\alpha} G^{c,n}(\alpha) d\alpha = G_0^{c,n}(\omega) R_2^{c,n}; \\ G_{12}^{c,n}(\mathbf{r}, \omega) &= \text{Re}[\tilde{H}(\omega)] G_0^{c,n}(\omega) \text{Re} \left\{ \iint_{\alpha} G^{c,n}(\alpha) M(\alpha) \exp(i\omega\alpha\mathbf{r}/c) d\alpha \right\} = \\ &= \text{Re}[\tilde{H}(\omega)] G_0^{c,n}(\omega) R_{12}^{c,n}. \end{aligned} \quad (5)$$

При выводе выражений (5) предполагалось, что частотно-угловой спектр сигнала и помехи  $G^{c,n}(\omega, \alpha)$  сепарабелен, тогда

$$G^{c,n}(\omega, \alpha) = G^{c,n}(\omega, \mathbf{k}) \mathbf{k}^2 \delta(\mathbf{k} - \alpha) = G_c^{c,n}(\omega) G^{c,n}(\alpha).$$

Для многочлена  $H(\omega, \mathbf{k})$  использовали представление  $H(\omega, \mathbf{k}) = [M(\omega) \times \times L^{-1}(\omega)] M(\alpha) = \tilde{H}(\omega) M(\alpha)$ .

Полученные соотношения (3)–(5) устанавливают связь между спектрально-угловыми характеристиками регистрируемых полей и отношением (с/п) на выходе корреляционного приемного устройства, в одном из каналов которого осуществляется преобразование входного процесса в соответствии с уравнением (1). Это позволяет исследовать помехоустойчивость корреляционных приемников общего вида в частотной области. Кроме того, установленное соответствие позволяет найти частотную характеристику сглаживающего фильтра из условия максимума отношения



Фиг. 1. Структурная схема корреляционного приемника: 1, 2 – приемные пункты, 3 – линейный фильтр, 4 – перемножитель, 5 – сглаживающий фильтр

Фиг. 2. Структурная схема комбинированного корреляционного приемника

(с/п) на выходе. Для этого достаточно ввести, следуя [5], вспомогательную функцию в выражение (3) и использовать неравенство Шварца. В результате частотная характеристика оптимального фильтра, выраженная через спектры сигнала  $G^c(\omega, \alpha)$  и помехи  $G^n(\omega, \alpha)$  на входе и частотно-угловую характеристику фильтра  $H(\omega, \alpha)$  запишется

$$I_{\text{опт}}(\omega) = G_{12}^c(\mathbf{r}, \omega) / G_z(\mathbf{r}, \omega). \quad (6)$$

Отношение (с/п) на выходе оптимизированного устройства примет вид

$$\left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\text{вых}}^{\text{опт}} = \int_{-\infty}^{\infty} [G_{12}^c(\mathbf{r}, \omega)]^2 G_z^{-1}(\mathbf{r}, \omega) d\omega. \quad (7)$$

Предположим, что уравнение (1) описывает движение частиц под действием избыточного акустического давления в среде

$$\partial \mathbf{v}(\mathbf{r}, t) / \partial t = -\text{grad } p(\mathbf{r}, t) / \rho_0. \quad (8)$$

Следовательно, дифференциальные операторы запишутся  $L(t) = \partial / \partial t$ ;

$$M(\mathbf{r}) = -\{\mathbf{r}_{01} \partial / \partial r_1 + \mathbf{r}_{02} \partial / \partial r_2 + \mathbf{r}_{03} \partial / \partial r_3\} / \rho_0,$$

где  $\rho_0$  – плотность среды. Таким образом, корреляционный приемник регистрирует в отдельных пунктах разные физические величины: в одном – колебательную скорость, в другом – акустическое давление. Назовем такое устройство комбинированным корреляционным приемником (фиг. 2). Учитывая (2), коэффициенты передачи примут вид  $L(\omega) = -i\omega$ ,  $M(\mathbf{k}) = -ik / \rho_0$  и после разделения переменных  $M(\mathbf{k}) = \tilde{M}(\omega) M(\alpha) = -i\omega(\mathbf{r}_{01} \times \sin \theta \cos \varphi; \mathbf{r}_{02} \sin \theta \sin \varphi; \mathbf{r}_{03} \cos \theta) / \rho_0 c = -i\omega \alpha / \rho_0 c$ . Тогда частотно-угловая характеристика фильтра примет вид  $H(\omega, \alpha) = M(\alpha)$ , поскольку  $\tilde{H}(\omega) = I$ . Поэтому рассматриваемый пространственно-временной фильтр, который описывает поведение идеального приемника колебательной скорости, не изменяет временную часть спектра регистрируемого поля. Фильтр осуществляет селекцию пространственных частот. Однако из этого не следует, что частотный состав выходного продукта корреляционного приемника не изменится при введении в один из каналов указанного фильтра. Преобразуется непрерывная часть спектра, характеризующая флуктуации на выходе, которые обусловлены нелинейностью устройства. Эти изменения частотного состава и энергетических характеристик в целом, связанные с

| Объемный шум,<br>$G^{\Pi}(\alpha) = 1$ | Поверхностный шум,<br>$G^{\Pi}(\alpha) = \cos^{2n}\theta$ | Локальный шум,<br>$G^{\Pi}(\alpha) = 1, \alpha \leq 2\theta_0$                 |
|--|---|--|
| $R_p^{\Pi} = 4\pi$                     | $R_p^{\Pi} = \pi/n$                                       | $R_p^{\Pi} = 4\pi u_0^2$   |
| $R_{vi}^{\Pi} = 4\pi/3$                | $R_{v_1}^{\Pi} = R_{v_2}^{\Pi} = \pi/2n(n+1)$             | $R_{v_1}^{\Pi} = 2\pi(1-u_0^3)/3$  |
| $R_{pvi}^{\Pi}(a) = 0$                 | $R_{v_3}^{\Pi} = \pi/(n+1)$                               | $R_{v_2}^{\Pi} = R_{v_3}^{\Pi} = \pi(u_0^3 - 3u_0 + 2)/3$                      |
| где $i = 1, 2, 3$                      | $R_{pv_1}^{\Pi}(a) = R_{pv_2}^{\Pi}(a) = 0$               | $R_{pv_1}^{\Pi}(a) = 2\pi(\cos a - a \sin a - \cos au_0 - au_0 \sin au_0)/a^2$ |
|  | $R_{pv_3}^{\Pi}(a) = 2\pi(2n-1)j_n(a)/a^n$                |  |

Таблица 2

| Форма спектра сигнала и помехи                             | $\left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\text{ВЫХ}}^{\text{ОПТ}}, \chi$ | $q \gg 1$    | $q \ll 1$  |
|--|--|--------------|--|
| $G_0^c(\omega) = G_0^c \exp(-\omega^2/2B^2)$               | $\left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\text{ВЫХ}}^{\text{ОПТ}}$       | $1/\sqrt{3}$ | $2q^2 M^2(\alpha_0)/\sqrt{3} R_p^{\Pi} R_v^{\Pi}$                          |
| $G_0^{\Pi}(\omega) = G_0^{\Pi} \exp(-\omega^2/2B^2)$       | $\chi$   | $2/\sqrt{3}$ | $2/\sqrt{3}$   |
| $G_0^c(\omega) = G_0^c,  \omega  \leq \Omega_{oc}/2$       | $\left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\text{ВЫХ}}^{\text{ОПТ}}$       | $\ln 2$      | $4q^2 M^2(\alpha_0) \operatorname{erfi}(x)/\sqrt{\pi} R_p^{\Pi} R_v^{\Pi}$ |
| $G_0^{\Pi}(\omega) = G_0^{\Pi} \exp(-\omega^2/2B_{\Pi}^2)$ | $\chi$   | $4 \ln 2$    | $\approx 1 (\Omega_{oc} = B_{\Pi}); \approx 3,4 (\Omega_{oc} = 4B_{\Pi})$  |

введением приемника колебательной скорости, полностью описываются угловой характеристикой  $M(\alpha)$  эквивалентного фильтра.

Отметим также, что и в общем случае уравнения (1) линейный фильтр не изменяет временную часть спектра регистрируемого поля, если порядок операторов  $L(t)$  и  $M(r)$  одинаков.

Определим отношение (с/п) на выходе комбинированного корреляционного приемника. Предположим, что полезный сигнал обусловлен локализованным в пространстве источником и в устройстве осуществляется компенсация межканальной разности фаз  $[\omega \alpha_0 r/c]$ . Тогда  $G^c(\omega, \alpha) = G_0^c(\omega) \delta(\alpha - \alpha_0)$ , где  $\alpha_0$  — направление на источник, а полезная составляющая процесса на выходе пропорциональна плотности потока акустической мощности в среде. Используя (5), получим соотношения для спектральных функций полезной составляющей и помехи на выходе комбинированного корреляционного приемника:

$$G_{12}^c(r, \omega) = M(\alpha_0) G_0^c(\omega); \quad (9)$$

$$\begin{aligned} G_z^{pv}(r, \omega) = & [G_{12}^{\Pi}(r, \omega) * G_{12}^{\Pi}(r, \omega)] + R_p^{\Pi} R_v^{\Pi} [G_0^{\Pi}(\omega) * \\ & * G^{\Pi}(\omega)] + R_p^{\Pi} M^2(\alpha_0) [G_0^c(\omega) * G_0^{\Pi}(\omega)] + \\ & + R_v^{\Pi} [G_0^c(\omega) * G_0^{\Pi}(\omega)] + 2M(\alpha_0) [G_{12}^{\Pi}(r, \omega) * G_0^c(\omega)] + \\ & + 2M^2(\alpha_0) [G_0^c(\omega) * G_0^c(\omega)]. \end{aligned} \quad (10)$$

Параметры  $R_p^{\Pi}$  и  $R_v^{\Pi}$  характеризуют нормированную мощность помехи на выходе датчиков давления и скорости, а  $R_{pv}^{\Pi}$  — взаимную корреляцию помех на выходе датчиков. В табл. 1 приведены значения указанных параметров для трех моделей помех: объемного изотропного шума, поверхностного анизотропного шума при ориентации вектора  $r$  параллельно поверхности, локального анизотропного шума, когда вектор  $r$  направлен параллельно оси симметрии поля помех; причем вдоль этой оси направлена компонента  $v_1$  вектора колебательной скорости. В табл. 1 приняты обозначения:  $a = \omega r/c$  — волновое расстояние между приемниками давления и колебательной скорости;  $j_n(a)$  — сферическая функция Бесселя первого рода,

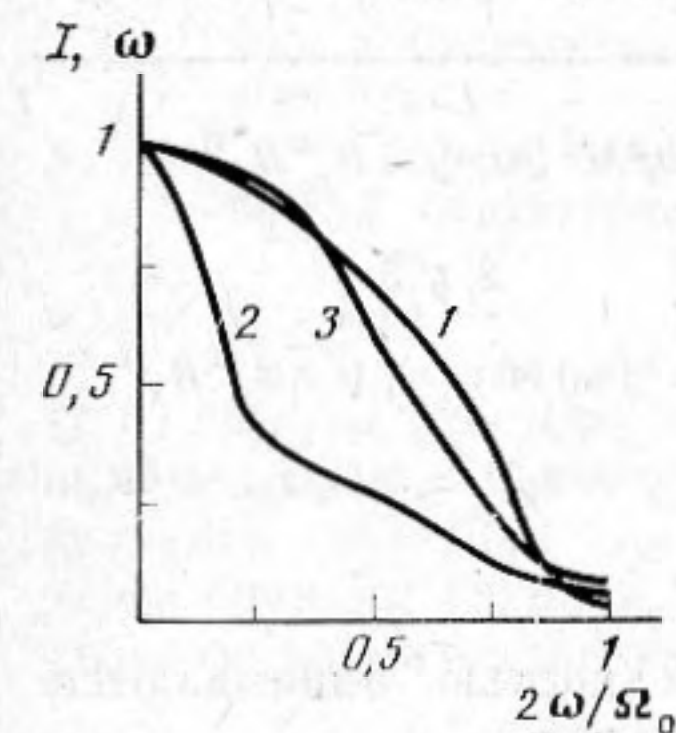
$n$ -го порядка;  $2\beta_0$  — телесный угол, в котором сосредоточены источники локального шума;  $\tilde{R}_{vi}^n = R_{vi}^n (\rho_0^c)^2$ ,  $\tilde{R}_{pvi}^n = R_{pvi}^n (\rho_0^c)$ ,  $w_0 = \sin(\beta_0/2)$ ,  $u_0 = \cos \beta_0$ .

Из соотношения (10) видно, что частотный состав помехи на выходе комбинированного корреляционного приемника определяется не только частотным спектром сигнала  $G^c(\omega)$  и помехи  $G^n(\omega)$  на входе, но также угловым распределением помехи  $G^n(\alpha)$  и угловой характеристикой приемника скорости  $M(\alpha)$ . Поэтому в общем случае коэффициенты передачи

оптимальных фильтров  $I_{\text{опт}}^{pv}$  и  $I_{\text{опт}}^p$  на выходе комбинированного и обычного (с датчиками давления) корреляционных приемников различны. Исследования показали, что отличия уменьшаются при возрастании отношения (с/п) на входе. На фиг. 3 представлены частотные характеристики оптимальных фильтров при следующих исходных данных: полезный сигнал с гауссовской формой спектра  $G_0^c(\omega) = G_0^c \exp(-\omega^2/2b^2)$  и  $\alpha_0(\theta, \varphi_0) = 1$ ; поле помех изотропно с гауссовской формой спектра  $G_{01}^n(\omega) = G_0^c(\omega)$  и равномерным спектром  $G_{02}^n(\omega) = G_0^n$  в интервале  $|\omega| \leq \Omega_{\text{опт}}/2$ , причем в  $\sqrt{2\pi} = \Omega_{\text{опт}}/2$ . При одинаковой форме частотного спектра сигнала и помехи на входе, коэффициенты передачи

$I_{\text{опт}}^{pv}$  и  $I_{\text{опт}}^p$  совпадают (кривая 1).

Используя выражения (7), (9), (10), получим асимптотические соотношения для определения помехоустойчивости оптимизированных приемников потока мощности, когда отношение уровней полезного сигнала и помехи на входе соответствует граничным значениям  $q \gg 1$  и  $q \ll 1$ . Здесь  $q = G_{\text{ос}}/G_{\text{опт}}$  — отношение (с/п) на входе корреляционного приемника. Предполагается при этом, что датчики давления и колебательной скорости совмещены и  $R_{pv}^n = 0$ . Найденные результаты для двух моделей спектра сигнала и помехи сведены в табл. 2 (первая и третья строки), где приняты обозначения:  $\text{erfi}(x)$  — интеграл Досона, протабулированный в [6];  $x = \Omega_{\text{ос}}/4b_{\text{п}}$ .



Фиг. 3. Частотные характеристики оптимальных фильтров: 1 —  $I_{\text{опт}}^{pv} = I_{\text{опт}}^p$ , спектр сигнала и помехи гауссовский; 2 —  $I_{\text{опт}}^p$ ; 3 —  $I_{\text{опт}}^{pv}$ , помеха с равномерным спектром

В этой же таблице (вторая и четвертая строки) приведены значения параметра  $\chi = (с/п)_{\text{вых}}^{\text{опт}} / (с/п)_{\text{вых}}$ , характеризующего эффективность применения на выходе комбинированного коррелятора оптимальной фильтрации по сравнению с традиционной процедурой сглаживания. При сравнении предполагалось, что эффективная полоса пропускания сглаживающего фильтра

$$\Omega_{\text{эф}} = |I(0)|^{-2} \int_{-\infty}^{\infty} |I(\omega)|^2 d\omega$$

и эффективная полоса пропускания оптимального фильтра  $\Omega_{\text{эф}}^{\text{опт}} = f(I_{\text{опт}}(\omega))$  равны. Из таблицы видно, что выигрыш в помехоустойчивости, реализуемый за счет оптимизации, незначителен при одинаковой форме спектра сигнала и помехи. Когда  $q \gg 1$ , то оптимизация дает большие преимущества по мере приближения спектра сигнала к равномерному. При разной форме спектра и приеме слабых полезных сигналов эффективность оптимизации возрастает с увеличением полосы частот  $\Omega_{\text{ос}}$ , занимаемой полезным сигналом.

Получим соотношения для определения помехоустойчивости комбинированного корреляционного приемника в условии часто встречающегося на практике соотношения между полосой пропускания сглаживающего фильтра и спектром процессов на входе. Пусть полоса пропускания фильтра много меньше полосы частот спектров сигнала и помехи. Тогда, под-

ставляя соотношения (9), (10) в (3), получим

$$\left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\text{вых}} = M^2(\alpha_0) \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} G_0^c(\omega) d\omega \right\}^2 / \Omega_{\text{эф}} P_{\Pi}, \quad (11)$$

где

$$P_{\Pi} = \int_{-\infty}^{\infty} \{ (G_0^n(\omega))^2 (R_p^n R_v^n + (R_{pv}^n)^2) + G_0^c(\omega) G_0^n(\omega) \times \\ \times (M^2(\alpha_0) R_p^n + R_v^n + 2M(\alpha_0) R_{pv}^n) + 2M^2(\alpha_0) (G_0^c(\omega))^2 \} d\omega.$$

Если форма спектра сигнала и помехи одинакова в пределах полосы частот  $\Omega_0$ , то  $G_0^c(\omega) = G_0^c Q(\omega)$ ,  $G_0^n(\omega) = G_0^n Q(\omega)$  и выражение (11) запишется

$$\left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\text{вых}}^{pv} = \frac{M^2(\alpha_0) q_p^2}{\Omega_{\text{эф}} \Psi} \left\{ \xi_{pv}^2 + \xi_v + (M^2(\alpha_0) + \xi_v + 2M(\alpha_0) \xi_{pv}) q_p + \right. \\ \left. + 2M^2(\alpha_0) q_p^2 \right\}^{-1}, \quad (12)$$

где  $q_p = G_0^c / G_0^n R_p^n$  — отношение  $(c/\Pi)$  на выходе приемника давления;  $\xi_v = R_v^n / R_p^n$ ,  $\xi_{pv} = R_{pv}^n / R_p^n$ ;  $\Psi$  — коэффициент, зависящий от формы спектра

$$\Psi = \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} Q(\omega) d\omega \right\}^{-2} \int_{-\infty}^{\infty} Q^2(\omega) d\omega.$$

Используя неравенство Коши — Шварца, можно показать, что  $\Psi \geq \Omega_0^{-1}$ , причем знак равенства выполняется тогда, когда функция  $Q(\omega)$  постоянна в полосе частот  $\Omega_0$ . Следовательно, если сигнал и помеха имеют одинаковую форму спектра, то максимальное отношение  $(c/\Pi)$  на выходе устройства реализуется при равномерном спектре.

В заключение сравним помехоустойчивость комбинированного корреляционного приемника  $(c/\Pi)_{\text{вых}}^{pv}$  с помехоустойчивостью приемника давления  $(c/\Pi)_{\text{вых}}^p$  и кардиоидного приемника  $(c/\Pi)_{\text{вых}}^k$ , сигналы с выхода которых подаются на типовое звено обработки, включающее квадратичный детектор и сглаживающий фильтр. Под кардиоидным понимается приемник, состоящий из датчика давления и датчика колебательной скорости, отклики которых объединяются для формирования кардиоидной диаграммы направленности. Будем полагать, что направление прихода полезного сигнала  $\alpha_0$  соответствует максимуму направленности приемника колебательной скорости. Используя развитый выше подход, найдем асимптотические соотношения для сравнения помехоустойчивости:

1)  $q \gg 1$

$$\left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\text{вых}}^{pv} = \left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\text{вых}}^p = \left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\text{вых}}^k \approx 1/2\Omega_{\text{эф}} \Psi;$$

2)  $q \ll 1$

$$\left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\text{вых}}^{pv} \approx \Delta_{pv} \left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\text{вых}}^p; \quad \left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\text{вых}}^k \approx \Delta_k \left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\text{вых}}^p,$$

где параметры  $\Delta_{pv} = 2/(\xi_v + \xi_{pv}^2)$  и  $\Delta_k = 16/(1 + \xi_v + 2\xi_{pv}^2)^2$  характеризуют выигрыш в помехоустойчивости, который обеспечивают комбинированный  $(p \times v)$  и кардиоидный  $(p \times v)^2$  приемники по сравнению с приемником давления  $(p^2)$ ;  $\xi_v = \tilde{R}_v^n / R_p^n$ ;  $\xi_{pv} = \tilde{R}_{pv}^n / R_p^n$ . Значения этих параметров для трех моделей поля помех представлены в табл. 3.

Полученные данные показывают, что при регистрации сильных полезных сигналов рассматриваемые приемники обеспечивают приблизительно равную помехоустойчивость. Если уровень полезного сигнала значительно

| Объемный шум,<br>$G^{\Pi}(\alpha) = 1$ | Поверхностный шум,<br>$G^{\Pi}(\alpha) = \cos^{2n}\theta$               | Локальный шум,<br>$G^{\Pi}(\alpha) = 1$ при $\alpha \leq 2\beta_0$               |
|--|---|--|
| $\Delta_{pv_i} = 6$                    | $\Delta_{pv_{1,2}} = 4(n+1)$  | $\Delta_{pv_1} = \frac{384w_0^4}{32w_0^2(1-u_0^3) + 3(1-u_0^2)^2}$               |
| $\Delta_{ki} = 9$                      | $\Delta_{pv_3} = \frac{2(n+1)(2n+1)^2}{8n^2(n+1) + n}$                  | $\Delta_{pv_{2,3}} = 24w_0^2/(2+u_0^3-3u_0)$                                     |
| где $i = 1, 2, 3$                      | $\Delta_{k_{1,2}} = \left[ \frac{8(n+1)}{2n+3} \right]^2$               | $\Delta_{k_1} = \left[ \frac{48w_0^2}{12w_0^2 + 2 + u_0^3 - 3u_0^2} \right]^2$   |
|  | $\Delta_{k_3} = \left[ \frac{4(n+1)(2n+1)}{(2n+1) + 4n(n+1)} \right]^2$ | $\Delta_{k_{2,3}} = \left[ \frac{48w_0^2}{12w_0^2 + 2 + u_0^3 - 3u_0} \right]^2$ |

меньше, чем помехи ( $q \ll 1$ ), то в рамках выбранной трехкомпонентной модели поля шумов моря помехоустойчивость комбинированного  $(p \times v)$ -приемника всегда больше, чем  $(p^2)$ -приемника. Причем при отсутствии корреляции между давлением и колебательной скоростью преимущество становится значительным и все более возрастает по мере увеличения степени анизотропии поля помех.

Сравнение результатов для  $(p \times v)$ - и  $(p \times v)^2$ -приемников показывает, что при малой степени анизотропии (изотропный и поверхностный шум при  $n < 2$ ) и отсутствии корреляции между давлением и скоростью помехоустойчивость  $(p+v)^2$ -приемника больше. Однако с увеличением степени анизотропии (поверхностный шум при  $n \geq 2$  и локальный шум)  $(p \times v)$ -приемник обеспечивает более высокую помехоустойчивость. При наличии корреляции между давлением и колебательной скоростью (каналы  $i=3$  и  $i=1$  соответственно в поле поверхностного и локального шума) помехоустойчивость  $(p \times v)$ -приемника больше.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Green P. E. The Output Signal-to-Noise Ratio of Correlation/Detectors // IRE Transactions. 1957. V. IT-3. № 5. P. 10-18.
2. Найт У. С., Придэм Р. Г., Кей С. М. Цифровая обработка сигналов в гидролокационных системах // ТИИЭР, 1981, Т. 69, № 11. С. 84-156.
3. Гухман И. И., Скороход А. В. Введение в теорию случайных процессов. М.: Наука, 1977.
4. Васильцов Е. А., Крюков В. В. Помехоустойчивость мультипликативных антенных решеток // Радиотехника, 1984, № 12. С. 52-55.
5. Hassab J. C., Boucher R. E. Optimum Estimation of Time Delay by a Generalized Correlators // IEEE Transactions, 1979, V. ASSP-27, № 1. P. 373.
6. Справочник по специальным функциям/Пер. с англ. под ред. Абрамовица М. и Стиган И. М.: Наука, 1979.

Дальневосточный политехнический институт им. В. В. Куйбышева,  
Киевский политехнический институт  
Черкасский филиал

Поступила в редакцию  
7.V.1984  
после исправления  
10.III.1986