

Detección de señales de banda ancha, con arreglos separados de sensores en la presencia de ruido correlacionado espacialmente.

Resumen

Se considera el problema de la detección de señales débiles con espectros de banda ancha a través de un sistema de correlación multicanal en condiciones reales del mar. El modelo de la fuente de la señal a detectar es una fuente puntual con un espectro de frecuencias idéntico al espectro de los ruidos ambientales del mar. La antena receptora del sistema de correlación se realiza por medio de dos arreglos de sensores lineales y uniformes. En el artículo se estudia el caso de orientación vertical de estos arreglos con la posibilidad de su compensación en la semiesfera superior. La base receptora, que se compone por los arreglos receptores, tiene también orientación vertical. La separación vertical de los arreglos se elige de tal manera que la correlación de los ruidos del mar en la salida de los arreglos se considera ausente. En el artículo se obtienen las expresiones para el valor medio de la función de correlación de señales en la salida del sistema y para la varianza de la función de correlación en la misma salida del sistema. Con las expresiones obtenidas, se han estudiado las probabilidades de la detección de señales para diferentes tamaños de los arreglos del sistema en un caso especial de señales de banda ancha.

1. Introducción

Uno de los problemas de procesamiento de señales con arreglos lineales de sensores, es detectar las señales débiles en la presencia de los ruidos de un

ambiente real. Uno de los enfoques para resolver este problema es usar los sistemas de correlación cuando los elementos receptores de dicho sistema se realizan como los arreglos lineales de sensores. Estos métodos de detección y procesamiento de señales por medio de arreglos separados en el espacio han sido objeto de estudio de varios investigadores durante los últimos veinte años. Entre estos investigadores, Chen (1991) y Futch (1992) fueron los primeros que propusieron separar el arreglo de sensores en dos segmentos. Este enfoque fue desarrollado por Chen y otros en (Chen, 1996) y luego por Zhang y Wong (1993) quienes utilizaron un enfoque del criterio teórico informativo para estos sistemas.

Otro enfoque para detectar señales en presencia de ruidos es el mejoramiento de los métodos clásicos de correlación. El aumento de efectividad de estos métodos de correlación se alcanza utilizando los elementos receptores como los arreglos de sensores. Este enfoque fue implementado primeramente para las antenas lineales continuas y después para los arreglos lineales discretos. Un caso particular del funcionamiento de dichos sistemas en la presencia de ruidos dinámicos del mar fue estudiado en (Arkhipov, 1984). En este artículo se mostró la posibilidad de obtener descorrelación de los ruidos dinámicos del mar en la salida de los arreglos lineales de sensores. En Arkhipov (1997) se ha mostrado que es posible usar estos sistemas para detectar señales en presencia de ruidos cuando ambos tienen espectros idénticos.

En Arkhipov (1999) se ha verificado que sistemas de este tipo se pueden utilizar para detectar señales en presencia de ruidos de la superficie del mar. En dicho trabajo se estudian con detalle los efectos del uso de arreglos lineales de sensores para sistemas de correlación; también se formulan las reglas de elección de dichos arreglos y de su grado de distribución en el espacio.

En este artículo se considera el problema de elección de tamaños de los arreglos del sistema de correlación para la detección de señales débiles en la presencia de los ruidos dinámicos del mar.

2. La función de correlación de la salida del sistema de correlación multicanal

Suponemos que la detección de una fuente tiene lugar en el caso cuando el nivel de correlación de señales de la salida del sistema de correlación sobrepasa un umbral establecido sobre la base de evaluación de la varianza de fluctuaciones de la función de correlación en la salida del sistema de correlación. Consideraremos el caso de la detección de una fuente puntual de una señal cuando el espectro de la fuente y el espectro del ruido del mar son idénticos y tienen la banda ancha. Suponemos que el mar es profundo (no hay reflejos desde el fondo del mar) y que la profundidad de colocación de la antena del sistema de correlación es tal que no hay ninguna influencia de reflejos de las señales por la superficie del mar. Se supone que el componente principal de los ruidos del mar son los ruidos de las olas de la superficie del mar, los cuales están correlacionados espacialmente (ver Urick, 1975; Cron, 1962).

Consideremos un sistema de correlación que contiene dos arreglos AR_I y AR_{II} , los cuales son lineales, discretos y uniformes con el paso d . Supongamos que los arreglos AR_I y AR_{II} contienen M y N elementos receptores respectivamente. La longitud de cada arreglo (L_{AR}) se determina por el número de los elementos receptores en cada uno. Se supone que los arreglos receptores están orientados verticalmente y que se pueden compensar en toda la semiesfera superior. La base receptora (que se compone de los arreglos receptores) también está orientada verticalmente. La separación de los arreglos D se determina por la distancia entre los

extremos inferiores de cada arreglo. Se supone que la distancia entre la antena receptora y la fuente de señal es mucho mayor que la separación y el tamaño de los arreglos de la antena. En este caso, el frente de onda acústica se puede evaluar como si estuviera plano. El ángulo de la caída del frente de onda acústica se designa como θ_v . Los arreglos AR_I y AR_{II} y el frente de onda acústica están representados en la Fig.1.

Suponemos que el sistema de correlación contiene conjuntos de líneas de detención para cada arreglo de sensores; estos conjuntos de líneas permiten realizar la compensación de los arreglos en un cierto número de direcciones angulares. El ángulo de compensación de los arreglos se designa como θ_0 . Supongamos que los arreglos tienen sumadores lineales para señales, una línea de detención para compensar la separación de los arreglos en el espacio, un multiplicador y un integrador.

Encontraremos la expresión de la función de crosscorrelación en la salida del sistema de correlación. Las señales de salida del sensor i del arreglo AR_I y de salida del sensor j del arreglo AR_{II} se pueden determinar por las expresiones:

$$x_i(t) = s_i(t) + v_i(t); \quad (1)$$

$$y_j(t) = s_j(t) + v_j(t); \quad (2)$$

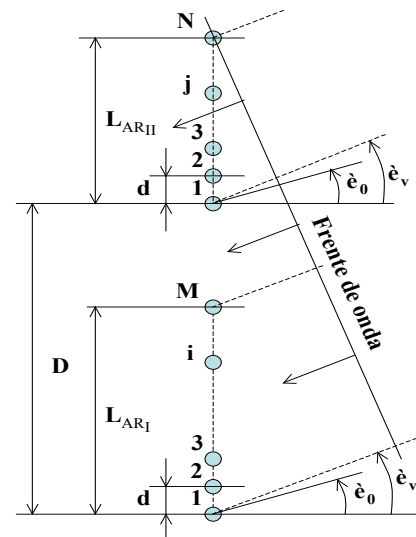


FIG.1. LOS ARREGLOS AR_I Y AR_{II} DEL SISTEMA DE CORRELACIÓN Y EL FRENTE DE ONDA ACÚSTICA DE LA FUENTE CON LA ORIENTACIÓN ANGULAR θ_v .

donde $s_i(t)$, $s_j(t)$ – los componentes de señal;
 $v_i(t)$, $v_j(t)$ – los componentes de ruido.

Se supone que los procesos $s_i(t)$ y $v_i(t)$ (asimismo $s_j(t)$ y $v_j(t)$) son los procesos ergódicos y Gaussianos con el medio que es cero. Se supone también que los procesos $s_i(t)$ y $v_i(t)$ (asimismo $s_j(t)$ y $v_j(t)$) son independientes.

Las señales en las salidas de los sumadores de los arreglos AR_I y AR_{II} se determinarán por medio de las siguientes expresiones:

$$u_I(t) = \sum_{i=1}^M a_i x_i(t) = \sum_{i=1}^M [u_{s_i}(t) + u_{v_i}(t)], \quad (3)$$

$$u_{II}(t) = \sum_{j=1}^N b_j y_j(t) = \sum_{j=1}^N [u_{s_j}(t) + u_{v_j}(t)], \quad (4)$$

donde a_i y b_j son los coeficientes de transferencia de canales i y j de arreglos AR_I y AR_{II} respectivamente. Los coeficientes a_i y b_j definen la banda de frecuencias, la amplificación y la detención de señales para realizar la compensación de los arreglos hacia la fuente de la señal a detectar.

En el caso de la descorrelación del ruido para cualquier pareja de elementos de los arreglos AR_I y AR_{II} , la función de crosscorrelación se puede escribir de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} K_{12}(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T u_I(t) u_{II}(t+\tau) dt = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{i=1}^M [u_{s_i}(t) + u_{v_i}(t)] \sum_{j=1}^N [u_{s_j}(t+\tau) + u_{v_j}(t+\tau)] dt = \\ &= \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \frac{1}{T} \int_0^T u_{s_i}(t) u_{s_j}(t+\tau) dt = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N K_{s_{ij}}(\tau) \end{aligned} \quad (5)$$

donde T es el tiempo de integración.

Las funciones de autocorrelación de las señales en las salidas de los arreglos AR_I y AR_{II} se pueden escribir así:

$$K_{s_{I_{11}}}(\tau) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M K_{s_{ij}}(\tau), \quad (6)$$

$$K_{s_{II_{11}}}(\tau) = \sum_{j=1}^N \sum_{j=1}^N K_{s_{ij}}(\tau) \quad (7)$$

Más adelante supondremos que los arreglos están compensados a la fuente de la señal (el caso cuando

$\theta_0 = \theta_i$). De (6) y (7) se obtienen las expresiones para la potencia promedio de señales en las salidas de los arreglos AR_I y AR_{II} :

$$K_{s_{I_{11}}}(0) = K_{s_{I_{11}}}(\tau)|_{\tau=0} = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M K_{s_{ij}}(0) \quad (8)$$

$$K_{s_{II_{11}}}(0) = K_{s_{II_{11}}}(\tau)|_{\tau=0} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N K_{s_{ij}}(0) \quad (9)$$

Introducimos un coeficiente de transferencia de señales para un arreglo como una razón de la potencia promedio de las señales en la salida de este arreglo (discreto y lineal) a la potencia promedio de las señales en la salida de un arreglo de sensores con la misma cantidad de elementos receptores, pero suponiendo que el arreglo obtenido no tiene ninguna directividad (todos los elementos se concentran en el centro de la fase del arreglo). De esta manera, los coeficientes de transferencia de señales para los arreglos AR_I y AR_{II} se determinarán por las siguientes expresiones:

$$B_{s_I} = \frac{\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M K_{s_{ij}}(0)}{N^2 \sigma_s^2} \quad (10)$$

$$B_{s_{II}} = \frac{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N K_{s_{ij}}(0)}{M^2 \sigma_s^2} \quad (11)$$

donde σ_s^2 es la potencia promedio de la señal de salida de un canal receptor de un arreglo. Como se mencionó anteriormente los arreglos están compensados a la fuente de la señal y el frente de onda acústica (de la señal) es plana en el espacio ocupado por los arreglos. Con estas condiciones las funciones de autocorrelación de las salidas de los arreglos se pueden escribir de la siguiente manera:

$$K_{s_{I_{11}}}(\tau) = M^2 \sigma_s^2 B_{s_I} R_{s_{11}}(\tau), \quad (12)$$

$$K_{s_{II_{11}}}(\tau) = N^2 \sigma_s^2 B_{s_{II}} R_{s_{11}}(\tau). \quad (13)$$

En las expresiones (12) y (13), $R_{s_{11}}(\tau)$ es la función de autocorrelación normalizada de las señales de salida de los canales singulares de arreglos.

Los coeficientes (10) y (11) se pueden interpretar como los coeficientes de transferencia de energía y es posible utilizarlos para la evaluación cuantitativa

de la filtración espacial de las señales. Los coeficientes de transferencia de presión de los arreglos se obtienen con las raíces cuadradas de los coeficientes de transferencia de energía. Con la introducción de los coeficientes de transferencia de presión de los arreglos, la expresión para la función de correlación sería:

$$K_{12}(\tau) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N K_{s_{ij}}(\tau) = MN \sqrt{B_{s_I}} \sqrt{B_{s_{II}}} \sigma_s^2 R_{s_{12}}(\tau), \quad (14)$$

donde $R_{s_{12}}(\tau)$, es la función de crosscorrelación normalizada de salida de los canales singulares de arreglos AR_I y AR_{II} .

Introducimos los coeficientes de transferencia de ruidos por los arreglos. Definimos cada coeficiente como una razón de la potencia promedio de los ruidos en la salida de un arreglo a la potencia promedio de las señales en la salida de un arreglo de sensores con la misma cantidad de elementos receptores, pero suponiendo que el arreglo obtenido no tiene directividad (todos los elementos se concentran en el centro de la fase del arreglo). De esta manera, los coeficientes de transferencia de ruidos de los arreglos AR_I y AR_{II} , se determinarán por las expresiones:

$$B_{v_I} = \frac{\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M K_{v_{ij}}(0)}{N^2 \sigma_v^2} \quad (15)$$

$$B_{v_{II}} = \frac{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N K_{v_{ij}}(0)}{M^2 \sigma_v^2} \quad (16)$$

donde σ_v^2 - la potencia promedio (varianza) del ruido en la salida de un canal receptor del arreglo.

3. La varianza de fluctuaciones de la función de crosscorrelación en la salida del integrador

La varianza de fluctuaciones de la función de crosscorrelación en la salida de un integrador se determina mediante la expresión (Bendat, 1958):

$$\sigma_T^2 = \frac{1}{T^2} \int_0^T \int_0^T [\langle u_I(t_1) u_{II}(t_1 + \tau) u_I(t_2) u_{II}(t_2 + \tau) \rangle - K_{12}^2(\tau)] dt_1 dt_2 \quad (17)$$

Los paréntesis $\langle \dots \rangle$ representan el promedio por conjunto de realizaciones. Después de la integración (al expresar el momento de cuarto orden con los coeficientes de transferencia de las señales B_{s_I} , $B_{s_{II}}$ y los coeficientes de transferencia de los ruidos B_{v_I} , $B_{v_{II}}$), la varianza de las fluctuaciones de la función de crosscorrelación en la salida de un integrador, se puede representar de la siguiente manera (ver la aplicación):

$$\sigma_T^2 = \frac{2M^2 N^2 \tau_{\text{cuad}}}{T} [2B_{s_I} B_{s_{II}} \sigma_s^4 + B_{s_I} B_{v_{II}} \sigma_s^2 \sigma_v^2 + B_{s_{II}} B_{v_I} \sigma_s^2 \sigma_v^2 + B_{v_I} B_{v_{II}} \sigma_v^4] \quad (18)$$

En la ecuación (18) τ_{cuad} es el intervalo cuadrático de correlación (se introduce en la Aplicación).

La relación señal/ruido Q de la salida del integrador será determinada por la razón de la función de crosscorrelación $K_{12}(\tau)$ a la raíz cuadrada de la varianza (o a la desviación estándar σ_T):

$$Q = \frac{\sqrt{B_{s_I}} \sqrt{B_{s_{II}}} \sigma_s^2 R(\tau) \sqrt{T}}{\sqrt{2\tau_{\text{cuad}} [2B_{s_I} B_{s_{II}} \sigma_s^4 + B_{s_I} B_{v_{II}} \sigma_s^2 \sigma_v^2 + B_{s_{II}} B_{v_I} \sigma_s^2 \sigma_v^2 + B_{v_I} B_{v_{II}} \sigma_v^4]}} \quad (19)$$

Al introducir la relación señal/ruido en la entrada de la antena como $q = \sigma_s / \sigma_n$, la fórmula (19) se puede mostrar de la siguiente forma:

$$Q = \frac{\sqrt{B_{s_I}} \sqrt{B_{s_{II}}} q^2 R(\tau) \sqrt{T}}{\sqrt{2\tau_{\text{cuad}} [2B_{s_I} B_{s_{II}} q^4 + B_{s_I} B_{v_{II}} q^2 + B_{s_{II}} B_{v_I} q^2 + B_{v_I} B_{v_{II}}]}} \quad (20)$$

4. La detección de la fuente por medio del máximo de la función de crosscorrelación

En muchas aplicaciones, cuando se necesita detectar una fuente en un campo de ruido, comúnmente está ausente la información requerida sobre el valor de tomar una decisión equivocada; también es común que las probabilidades de los estados que determinan las probabilidades de presencia o ausencia de la fuente son desconocidas.

En estos casos, la regla de elección de una decisión de Neyman-Pearson da una probabilidad mínima de

omisión de la fuente de la señal si la probabilidad de alarma falsa no excede un umbral fijo.

Si la probabilidad de falsa alarma P_0 está definida, es posible calcular el umbral α para las señales en la salida del integrador por medio de la expresión:

$$P_0 = \int_{\alpha}^{\infty} p_v(y) dy, \quad (21)$$

donde $p_v(y)$ es la función de densidad probabilística de fluctuaciones en la salida del integrador cuando la señal está ausente.

Si fluctuaciones en la salida del integrador tienen una distribución gaussiana, la ecuación (21) se puede escribir de la siguiente forma:

$$P_0 = 0.5 - \Phi\left(\frac{\alpha}{\sigma_T}\right) \quad (22)$$

donde
$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt,$$

$\Phi(x)$ - el integral de la densidad de probabilidad;
 σ_T - la desviación estándar de fluctuaciones en la salida del integrador.

Utilizando la ecuación (22) encontramos el umbral α . La probabilidad de detección P_1 de una fuente de la señal a través del máximo de la función de crosscorrelación en la salida del sistema receptor correspondiente al valor del umbral calculado, podrá determinarse por medio de la expresión:

$$P_1 = 0.5 + \Phi\left[\frac{K_{12}(\tau) - \alpha}{\sigma_T}\right]. \quad (23)$$

Al introducir la notación $\gamma_0 = \alpha/\sigma_T$, tenemos la expresión final para la probabilidad de detección de la fuente P_1 :

$$\begin{aligned} P_1 &= 0.5 + \Phi\left[\frac{K_{12}(\tau)}{\sigma_T} - \gamma_0\right] = 0.5 + \Phi(Q - \gamma_0) \\ &= 0.5 \left[1 + \operatorname{erf}\left(\frac{Q - \gamma_0}{\sqrt{2}}\right)\right] \end{aligned} \quad (24)$$

donde Q se determina por medio de la ecuación (20),
 $\operatorname{erf}(x)$ – es la función de errores;
 γ_0 - es el valor que se determina por la probabilidad de falsa alarma P_0 .

5. Las características probabilísticas de la detección de la fuente para un caso particular

Consideramos la probabilidad de detección por el máximo de la función de correlación en la salida del sistema de correlación introducido para el caso de un espectro de banda ancha. Primeramente, escribimos la función de correlación del campo informativo en las entradas de los elementos m y l de los arreglos AR_I y AR_{II} . Suponemos que una fuente puntual tiene el espectro de potencia $G(\omega)$ y que la fuente se coloca a la distancia r_v sobre el sistema receptor. Al suponer que $r_v \gg L_{AR_I}$, $r_v \gg L_{AR_{II}}$, $r_v \gg D$ (el caso de frente plano de onda acústica), la función de crosscorrelación del campo acústico en los puntos m y l tendrá la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} K_{ml}(\tau) &= \frac{I_s}{32\pi^3 r_v^2} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) \exp\left\{j\omega\left[\tau - \frac{D}{c} \sin\theta_v - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - (m-l)\frac{d}{c} \sin\theta_v\right]\right\} d\omega \end{aligned} \quad (25)$$

donde

I_s – es la intensidad de sonido de la fuente de la señal en la distancia de 1m;
 $G(\omega)$ - es el espectro de potencia normalizado de la fuente de la señal;
 D - es la distribución de los arreglos en el espacio (la distancia entre los primeros elementos de los arreglos, ver la Fig.1);
 r_v - es la distancia hasta la fuente de la señal;
 θ_v - es el ángulo hacia la fuente de la señal (ángulo entre la horizontal y la fuente de la señal);
 d - es la distancia entre los elementos del arreglo;

Introducimos el espectro de potencia $G_1(\omega)$ en las salidas de los canales receptores de los arreglos como el producto del espectro de potencia $G(\omega)$ de la fuente de la señal multiplicado por el coeficiente de transferencia de potencia $|F(j\omega)|^2$ de los canales de los arreglos en la siguiente forma:

$$G_1(\omega) = \frac{a_1 a_4 \alpha^4 \omega^4}{\prod_{i=1}^4 [\omega^2 + (a_i \alpha)^2]} \quad (26)$$

donde

a_i , $i=1..4$ - los coeficientes del espectro;
 α - una frecuencia que caracteriza al espectro de potencia $G_1(\omega)$.

Al sustituir (26) en la expresión (25), obtenemos la expresión para la función de correlación en la salida de los elementos m y l de los arreglos AR_I y AR_{II} . Tomando en cuenta la posibilidad de compensación de los arreglos en cierta dirección, determinada por el ángulo de compensación θ_0 , la función de correlación de las señales en la salida de los canales m y l después de la integración, se escribe como sigue:

$$K_{ml}(\tau) = \sigma_s^2 \sum_{k=1}^4 A_k \exp[-a_k |\tau - \frac{D}{c} \sin \theta_v - (m-l) \frac{d}{c} (\sin \theta_v - \sin \theta_0)|] \quad (27)$$

donde:

$$A_k = \frac{a_k^3}{\prod_{j=1, j \neq k}^4 (a_j^2 - a_k^2) \sum_{s=1}^4 \frac{a_s^3}{\prod_{p=1, p \neq s}^4 (a_p^2 - a_s^2)}}, \quad (28)$$

θ_0 - ángulo de compensación de los arreglos AR_I y AR_{II} . La función de correlación en la salida del sistema, se determina con la siguiente ecuación:

$$K_{12}(\tau) = \sigma_s^2 \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^N \sum_{k=1}^4 A_k \exp[-a_k |\tau - \frac{D}{c} \sin \theta_v - (m-l) \frac{d}{c} (\sin \theta_v - \sin \theta_0)|] \quad (29)$$

Investigaremos las características de probabilidad de detección de la fuente puntual con el espectro de potencia de banda ancha introducido. Los valores de los parámetros son: $a_1=0.2$, $a_2=1.0$, $a_3=1.01$, $a_4=2.0$ y la frecuencia característica del espectro $\alpha = \pi \times 10^4 \text{ s}^{-1}$. La energía de las frecuencias operativas del sistema, en general, se coloca en el diapason desde 2.5KHz hasta 10KHz. El intervalo cuadrático de correlación para espectro de potencia introducido se determina como sigue:

$$\tau_{\text{cuad}} = \int_0^\infty R^2(\tau) d\tau = \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^4 \frac{A_i A_j}{\alpha(a_i + a_j)} \quad (30)$$

Para los parámetros del espectro ω y a_i ($i=1, \dots, 4$) introducidos arriba el valor del intervalo cuadrático de la correlación es $\tau_{\text{cuad}} = 18.54 \times 10^{-6} \text{ s}$.

Con las ecuaciones (20) y (24) podemos calcular las probabilidades de la detección de la fuente puntual. Para hacerlo es necesario tener los valores de los coeficientes de transferencia de ruido B_{vI} y B_{vII} para arreglos AR_I y AR_{II} respectivamente. Para evaluar el funcionamiento del sistema en condiciones

de mar abierto, suponemos que el componente principal del campo de ruido del mar, es el ruido de su superficie. Las características de correlación de este componente para el caso de un sistema de correlación con los elementos receptores como los arreglos discretos lineales fueron investigadas en detalle en el artículo (Arkhipov (1999)). En el mismo artículo se obtuvieron las expresiones de los coeficientes de transferencia del ruido de la superficie del mar para los arreglos discretos lineales. En la práctica, la supresión de los ruidos de la superficie del mar, se evalúa utilizando los recíprocos de los coeficientes de transferencia de ruido multiplicados por los arreglos. En la Fig.2, se presentan las gráficas del coeficiente de supresión de los ruidos de la superficie del mar B_v^{-1} como una función del tamaño del arreglo (L_a) para diferentes valores del ángulo de compensación θ_0 . Se suponía que el factor de la directividad de los ruidos ($2m$) de la superficie del mar tiene el valor 4 ($2m=4$) (Arkhipov, 1999; Urlick, 1975; y Cron 1962). El paso de los arreglos fue tomado como el cuarto de la longitud de onda acústica ($d = \pi c / (2\alpha)$) para la frecuencia característica del espectro α .

Suponemos que el número total de los elementos receptores del sistema de correlación es constante (número de los elementos de los arreglos $M+N=\text{const}$). Para los cálculos de las características de probabilidad asumimos que la falsa alarma $P_0 = 10^{-3}$ ($\gamma_0 = 3.09$), $T = 2$ seg., $M+N=50$, $B_{sI} = 1$, $B_{sII} = 1$.

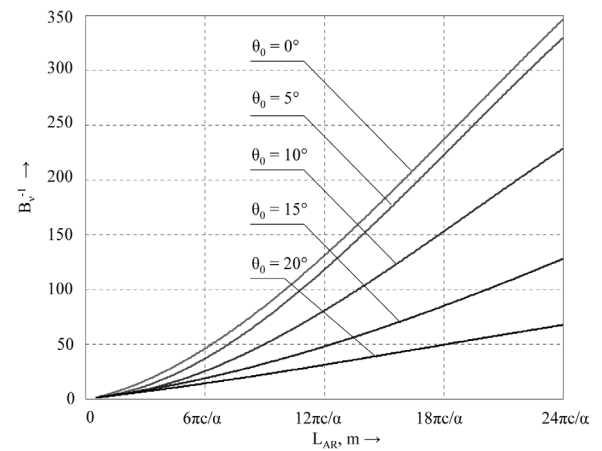


FIG.2. COEFICIENTE DE SUPRESIÓN DE LOS RUIDOS B_v^{-1} PARA EL CASO DE LOS RUIDOS DE SUPERFICIE DEL MAR CON LA DIRECTIVIDAD DE LOS RUIDOS ($2m=4$)

El valor del coeficiente de la transferencia de los ruidos por cada arreglo, se define con el tamaño del arreglo y depende del ángulo de compensación. Los cálculos de las características de probabilidad fueron realizados para el ángulo de compensación $\theta_0 = 10^\circ$. Los valores de los coeficientes de transferencia fueron tomados como los valores recíprocos de los coeficientes de supresión de los ruidos representados en la Fig.2. Si consideramos que los espectros de las señales y los ruidos son idénticos, la relación señal/ruido q , se puede determinar como la relación entre el nivel de la señal en el punto de recepción y el nivel del ruido en una frecuencia estándar (por ejemplo 1kHz) en la banda de frecuencias de 1Hz.

Las características de probabilidad fueron investigadas para los siguientes tamaños de los arreglos:

$$\begin{aligned} L_{AR_I} &= 12\pi c/\alpha \text{ y } L_{AR_{II}} = 12\pi c/\alpha \text{ (M=N=25)}; \\ L_{AR_I} &= 16\pi c/\alpha \text{ y } L_{AR_{II}} = 8\pi c/\alpha \text{ (M=33, N=17)}; \\ L_{AR_I} &= 18\pi c/\alpha \text{ y } L_{AR_{II}} = 6\pi c/\alpha \text{ (M=37, N=13)}; \\ L_{AR_I} &= 20\pi c/\alpha \text{ y } L_{AR_{II}} = 4\pi c/\alpha \text{ (M=41, N=9)}. \end{aligned}$$

En el caso de la fuente puntual con el espectro (26), y cuando la dirección de compensación de los arreglos coincide con la dirección a la fuente, podemos considerar que $R(\tau)$ en la expresión (20) tiene valor 1. En este caso, los valores de los coeficientes de la transferencia de las señales por los arreglos son: $B_{S_I} = 1$ y $B_{S_{II}} = 1$.

Los resultados del cálculo de las características de probabilidad de detección de las señales como funciones de la razón señal/ruido q en el punto de colocación de antena receptora del sistema se representan en la Fig.3.

6. Análisis de resultados

Las características de probabilidad obtenidas permiten evaluar las condiciones de detección segura de la fuente puntual con el sistema de correlación en el caso cuando los arreglos receptores del sistema tienen diferentes tamaños. Las características de probabilidad obtenidas también permiten evaluar las distancias hasta la fuente de señal para el caso particular del funcionamiento del sistema en la presencia de los ruidos dinámicos de la superficie del mar. Fue estudiado el caso de un factor de grado de directividad $2m$ de los ruidos de la superficie del mar que tiene valor 4 y que corresponde

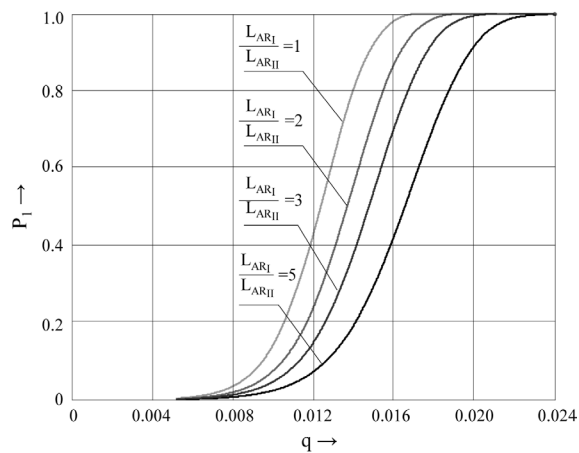


FIG.3. CARACTERÍSTICAS DE PROBABILIDAD DE LA DETECCIÓN DE LA FUENTE PUNTUAL PARA $P_0 = 10^{-3}$ ($\gamma_0 = 3.09$); $\tau_{cuad} = 18.54 \times 10^{-6}$ seg, $T = 2$ seg, $M+N=50$, $d = \pi c/2\alpha$, $B_{S_I} = 1$, $B_{S_{II}} = 1$.

aproximadamente a la velocidad del viento de 7.5 m/s para el espectro de señales elegidas.

Los cálculos de las características de probabilidad muestran que el sistema con los arreglos del mismo tamaño tiene mejores características probabilísticas de detección (ver la Fig.3, $L_{AR_I} = L_{AR_{II}}$).

Tomando en cuenta esta velocidad del viento, encontramos que la presión de los ruidos dinámicos del mar es $0.0011 \text{ Pa/Hz}^{0.5}$ (se toma la frecuencia de referencia de 1KHz y la banda de frecuencias de 1Hz, ver Furduev (1974)). Suponiendo que la presión de la fuente disminuye recíprocamente a la distancia, podemos encontrar que la fuente con la presión de $0.02 \text{ Pa/Hz}^{0.5}$ se puede detectar con una probabilidad $P_1 = 1.0$ a una distancia de 1000 metros, utilizando los arreglos $L_{AR_I} = L_{AR_{II}} = 12\pi c/\alpha$ ($M=N=25$).

La expresiones (20), (24) y las curvas de la Fig.2 permiten obtener las características de probabilidad para sistemas de correlación con otros parámetros del sistema receptor (M , N , $P_0 = P_0(\gamma_0)$, T , θ_0) para el espectro de potencia elegido y para la distancia entre los elementos de los arreglos $d = \pi c/(2\alpha)$. Para evaluar las probabilidades de detección de las señales en otro diapasón de frecuencias, es necesario realizar los cálculos especiales de coeficientes de supresión de los ruidos ambientales (con el cambio del paso de los arreglos, si éste es necesario). En caso de que haya desplazamiento en otra banda de frecuencias, o haya cambio de anchura de banda, también se debe recalcular el valor del parámetro τ_{cuad} .

7. Conclusión

En este artículo se ha analizado el problema de la detección de señales débiles con espectros de banda ancha en condiciones reales del mar. Se ha considerado un sistema de correlación con una antena multicanal en el caso de detección de una fuente puntual con un espectro de frecuencias idéntico al espectro de frecuencias de los ruidos del mar. Hemos estudiado una antena receptora del sistema de correlación que se realiza con arreglos de sensores lineales y uniformes. En el artículo se ha estudiado el caso de orientación vertical de la base y los arreglos, considerando la posibilidad de la compensación de estos arreglos en la semiesfera superior. Se ha estudiado el caso de la ausencia de correlación entre los ruidos del mar en la salida de los arreglos separados pero con la presencia de correlación entre los elementos de cada arreglo. Considerando este caso, hemos obtenido las expresiones para el valor medio de la función de correlación y para la varianza de la función de crosscorrelación en la salida del sistema receptor. Con las expresiones obtenidas se han estudiado las características de probabilidad de la detección para diferentes tamaños de los arreglos del sistema en un caso específico de señales de banda ancha. El experimento numérico demostró que el sistema de correlación con los arreglos de la dimensión igual ($L_{AR_I} = L_{AR_{II}}$) tiene las mejores características de probabilidad de detección. Los resultados obtenidos en este trabajo se pueden utilizar para evaluar la efectividad de detección de las señales débiles de banda ancha en la presencia de los ruidos dinámicos del mar.

8. Aplicación

Consideremos la primera parte de la expresión (17). Escribimos el momento de orden cuatro como una suma de tres productos de momentos de orden segundo, tomando en cuenta las expresiones (3) y (4).

$$\begin{aligned} & \langle u_I(t_1)u_{II}(t_1+\tau)u_I(t_2)u_{II}(t_2+\tau) \rangle = \\ & = \langle \sum_{j=1}^M \sum_{\ell=1}^N [u_{s_j}(t_1) + u_{v_j}(t_1)] [u_{s_j}(t_1+\tau) + u_{v_j}(t_1+\tau)] \rangle \times \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \times \langle \sum_{m=1}^M \sum_{\ell=1}^N [u_{s_m}(t_2) + u_{v_m}(t_2)] [u_{s_\ell}(t_2+\tau) + u_{v_\ell}(t_2+\tau)] \rangle + \\ & + \langle \sum_{j=1}^M \sum_{m=1}^M [u_{s_j}(t_1) + u_{v_j}(t_1)] [u_{s_m}(t_2) + u_{v_m}(t_2)] \rangle \times \\ & \times \langle \sum_{j=1}^N \sum_{\ell=1}^N [u_{s_j}(t_1+\tau) + u_{v_j}(t_1+\tau)] [u_{s_\ell}(t_2+\tau) + u_{v_\ell}(t_2+\tau)] \rangle + \\ & + \langle \sum_{j=1}^M \sum_{\ell=1}^N [u_{s_j}(t_1) + u_{v_j}(t_1)] [u_{s_\ell}(t_2+\tau) + u_{v_\ell}(t_2+\tau)] \rangle \times \\ & \times \langle \sum_{j=1}^N \sum_{m=1}^M [u_{s_j}(t_2) + u_{v_j}(t_2)] [u_{s_m}(t_1+\tau) + u_{v_m}(t_1+\tau)] \rangle. \quad (A.1) \end{aligned}$$

Designamos los componentes de la suma como S_1, S_2, S_3 y $t_2 - t_1 = v$. Escribimos aparte S_1, S_2, S_3 suponiendo que las señales y los ruidos no están correlacionados.

$$\begin{aligned} S_1 &= \langle \sum_{j=1}^M \sum_{\ell=1}^N [u_{s_j}(t_1) + u_{v_j}(t_1)] [u_{s_j}(t_1+\tau) + u_{v_j}(t_1+\tau)] \rangle \times \\ & \times \langle \sum_{m=1}^M \sum_{\ell=1}^N [u_{s_m}(t_2) + u_{v_m}(t_2)] [u_{s_\ell}(t_2+\tau) + u_{v_\ell}(t_2+\tau)] \rangle = \\ & = \langle \sum_{j=1}^M \sum_{\ell=1}^N u_{s_j}(t_2) u_{s_j}(t_2+\tau) \rangle \times \langle \sum_{m=1}^M \sum_{\ell=1}^N u_{s_m}(t_2) u_{s_\ell}(t_2+\tau) \rangle = \\ & = \sum_{j=1}^M \sum_{\ell=1}^N K_{s_{j\ell}}(\tau) \times \sum_{m=1}^M \sum_{\ell=1}^N K_{s_{m\ell}}(\tau) = \\ & = K_{s_{12}}(\tau) \times K_{s_{12}}(\tau) = K_{s_{12}}^2(\tau); \quad (A.2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_2 &= \langle \sum_{j=1}^M \sum_{m=1}^M [u_{s_j}(t_1) u_{s_m}(t_2) + u_{v_j}(t_1) u_{v_m}(t_2)] \rangle \times \\ & \times \langle \sum_{j=1}^N \sum_{\ell=1}^N [u_{s_j}(t_1+\tau) u_{s_\ell}(t_2+\tau) + u_{v_j}(t_1+\tau) u_{v_\ell}(t_2+\tau)] \rangle = \\ & = \sum_{j=1}^M \sum_{m=1}^M [K_{s_{jm}}(v) + K_{v_{jm}}(v)] \times \sum_{j=1}^N \sum_{\ell=1}^N [K_{s_{j\ell}}(v) + K_{v_{j\ell}}(v)]; \quad (A.3) \end{aligned}$$

$$S_3 = \sum_{j=1}^M \sum_{\ell=1}^N K_{s_{j\ell}}(\tau+v) \times \sum_{j=1}^N \sum_{m=1}^M K_{s_{jm}}(\tau-v). \quad (A.4)$$

Escribimos S_2 y S_3 en otra forma, tomando en cuenta que:

$$\sum_{j=1}^M \sum_{m=1}^M K_{s_{jm}}(\tau) = M^2 B_{s_I} \sigma_s^2 R_{s_{11}}(\tau); \quad (A.5)$$

$$\sum_{j=1}^N \sum_{\ell=1}^N K_{s_{j\ell}}(\tau) = N^2 B_{s_{II}} \sigma_s^2 R_{s_{11}}(\tau); \quad (A.6)$$

$$\sum_{j=1}^M \sum_{m=1}^M K_{v_{jm}}(\tau) = M^2 B_{v_I} \sigma_v^2 R_{v_{11}}(\tau); \quad (A.7)$$

$$\sum_{j=1}^N \sum_{\ell=1}^N K_{v_{j\ell}}(\tau) = N^2 B_{v_{II}} \sigma_v^2 R_{v_{11}}(\tau); \quad (A.8)$$

donde

- $R_{s_{11}}(\tau)$, $R_{v_{11}}(\tau)$ son las funciones de autocorrelación de la señal y de los ruidos de la salida de los elementos receptores de arreglos.

Con las expresiones (A.5), (A.6), (A.7) y (A.8), las sumas S_1 , S_2 , y S_3 se escriben como sigue:

$$\begin{aligned} S_2 &= [M^2 B_{s_1} \sigma_s^2 R_{s_{11}}(\tau) + M^2 B_{v_1} \sigma_v^2 R_{v_{11}}(\tau)] \times \\ &\times [N^2 B_{s_{11}} \sigma_s^2 R_{s_{11}}(\tau) + N^2 B_{v_{11}} \sigma_v^2 R_{v_{11}}(\tau)] = \\ &= M^2 N^2 [B_{s_1} \sigma_s^2 R_{s_{11}}(\tau) + B_{v_1} \sigma_v^2 R_{v_{11}}(\tau)] \times \\ &\times [B_{s_{11}} \sigma_s^2 R_{s_{11}}(\tau) + B_{v_{11}} \sigma_v^2 R_{v_{11}}(\tau)] \end{aligned} \quad (A.9)$$

$$S_3 = M^2 N^2 B_{s_1} B_{s_{11}} \sigma_s^4 R_{s_{11}}(\tau + \nu) \times R_{sv_{11}}(\tau - \nu) \quad (A.10)$$

Las expresiones (A.2), (A.9) y (A.10) de los S_1 , S_2 y S_3 respectivamente, nos permiten escribir el momento de orden cuatro de la expresión (17) en la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \langle u_{11}(t_1) u_{11}(t_1 + \tau) u_{11}(t_2) u_{11}(t_2 + \tau) \rangle &= K_{s_{12}}^2(\tau) + \\ &+ M^2 N^2 [B_{s_1} \sigma_s^2 R_{s_{11}}(\tau) + B_{v_1} \sigma_v^2 R_{v_{11}}(\tau)] \times \\ &\times [B_{s_{11}} \sigma_s^2 R_{s_{11}}(\tau) + B_{v_{11}} \sigma_v^2 R_{v_{11}}(\tau)] + \\ &+ M^2 N^2 B_{s_1} B_{s_{11}} \sigma_s^4 R_{s_{11}}(\tau + \nu) \times R_{sv_{11}}(\tau - \nu) \end{aligned} \quad (A.11)$$

Si los espectros de señales y ruidos son idénticos para las funciones de correlación de señales y ruidos $R_{s_{11}}(\tau)$, $R_{v_{11}}(\tau)$ podemos introducir la notación:

$$R(\nu) = R_{11}(\nu) = R_{s_{11}}(\nu) = R_{v_{11}}(\nu). \quad (A.12)$$

Al considerar el caso de la fuente puntual y al tomar en cuenta (A.12), sustituimos (A.11) en (17) y obtenemos (ver. Bendat, 1958):

$$\begin{aligned} \sigma_T^2 &= \frac{2M^2 N^2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\nu}{T}\right) \{R^2(\nu) [B_{s_1} \sigma_s^2 + B_{v_1} \sigma_v^2] [B_{s_{11}} \sigma_s^2 + B_{v_{11}} \sigma_v^2] + \\ &+ B_{s_1} B_{s_{11}} \sigma_s^4 R(\tau - \nu) R(\tau + \nu)\} d\nu \end{aligned} \quad (A.13)$$

Cuando $\tau=0$ y $T \gg \tau_c$ (τ_c - el intervalo de correlación del proceso), la expresión (A.13) se puede escribir de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \sigma_T^2 &= \frac{2M^2 N^2}{T} \{ [B_{s_1} \sigma_s^2 + B_{v_1} \sigma_v^2] [B_{s_{11}} \sigma_s^2 + B_{v_{11}} \sigma_v^2] + B_{s_1} B_{s_{11}} \sigma_s^4 \} \int_0^T R^2(\nu) d\nu \leq \\ &\leq \frac{2M^2 N^2}{T} [2B_{s_1} B_{s_{11}} \sigma_s^4 + B_{s_1} B_{v_{11}} \sigma_s^2 \sigma_v^2 + B_{s_{11}} B_{v_1} \sigma_s^2 \sigma_v^2 + B_{v_1} B_{v_{11}} \sigma_v^4] \int_0^T R^2(\nu) d\nu = \\ &= \frac{2M^2 N^2 \tau_{cuad}}{T} [2B_{s_1} B_{s_{11}} \sigma_s^4 + B_{s_1} B_{v_{11}} \sigma_s^2 \sigma_v^2 + B_{s_{11}} B_{v_1} \sigma_s^2 \sigma_v^2 + B_{v_1} B_{v_{11}} \sigma_v^4] \end{aligned} \quad (A.14)$$

donde

τ_{cuad} - es el intervalo cuadrado de correlación. 

Bibliografía

Arkhipov M.A.

1999 Los ruidos de la superficie del mar en la salida de un sistema de correlación pluricanal. TEMAS de Ciencia y Tecnología, Revista de la UTM, vol. 3, num. 8, p. 3-16, 1999.

Arkhipov M.A.

1997 Un sistema de correlación pluricanal para detectar señales en presencia de ruidos donde ambos tienen espectros idénticos. TEMAS de ciencia y tecnología, Revista de la UTM, vol.1, num. 3, p.3-9, 1997.

Arkhipov M.A., Balin N.I., Pantyushov V.P., Syrkov V.A.

1984 Correlation of Dynamic Sea Noise on Discrete Lineal Arrays. Trudy LKI. Voprosy akustiki sudna y mirovogo okeana. Sankt-Petersburg (Leningrad), pp. 52..57, 1984 (en ruso).

Bendat S.J.

1958 Principles and Application of Random Noise Theory. New York, John Wiley & Sons, Inc., 1958

Chen W., Reilly J. P. Wong K.M.

1996 Detection of number of signals in noise with banded covariance matrices. IEE Proc.- Radar, Sonar Navig., vol. 143, num. 5, pp. 289-294, 1996.

Chen W., Reilly J. P. Wong K.M.

1991 Application of canonical correlation analysis in detection in the presence of spatially correlated noise, SPIE Int. Sym. Opt. Appl. Sci. & Engng. -advanced signal processing algorithms, architectures and implementations, San

- Diego, CA, USA, Vol. II., 21-26 July, 1991.
- Cron B.F., Sherman C.H.
- 1962 Spatial Correlation Function for Various Noise Models. J. Acoust. Soc. Amer., vol. 34, num. 11, pp. 1732-1736, 1962.
- Fuchs J.J.
- 1992 Estimation of the number of signals in the presence of unknown correlated sensor noise. IEEE Trans. Signal Processing, vol. 40, pp. 1053-1061, 1992.
- Furduiev A.V.
- 1974 "Shumy okeana" (Ocean Noise) in Akustika okeana (Ocean Acoustics) ed. by Brekhovskikh L.M., Nauka, Moscow, pp. 615-991, 1974.
- Urick R.J.
- 1975 Principles of Underwater Sound. McGraw-Hill Book Company, 1975.
- Zhang Q.T., Wong K.M.
- 1993 Information Theoretic Criteria for the Determination of the Number of Signals in Spatially Correlated Noise. IEEE Trans. Signal Processing, vol. 41, pp. 1652-1663, 1993.

Mikhail Arkhipov

Universidad Tecnológica de la Mixteca