ESTIMACIÓN DE LA DIRECCIÓN DE ARRIBO DE SEÑALES ELECTROMAGNÉTICAS EN UN ESPACIO RUIDOSO POR MEDIO DEL ALGORITMO MUSIC

Luis E. Flores lflores@lenguaje.com
Luis E. Vásconez lvasconez@lenguaje.com
Rubén León rleon@li.fie-espe.edu.ec

Facultad de Ingeniería Electrónica
Escuela Politécnica del Ejército
Apartado 231-B – Sangolquí, Ecuador

RESUMEN

Aplicaciones tales como la localización de transmisores de radio o la radionavegación requieren del uso de sistemas de detección del ángulo de arribo de señales electromagnéticas de alta resolución. Uno de los mecanismos de superresolución para la estimación de parámetros de señales, entre ellos la dirección de arribo, es el algoritmo MUSIC (Multiple Signal Classification). El objetivo fundamental del presente trabajo es investigar el desempeño de dicho algoritmo bajo distintas condiciones de ruido y empleando diversas formas de arreglos de antenas, mediante un programa simulador. Además, debido a que el problema de la determinación del ángulo de arribo cuando se utilizan métodos de retardo de fase está muy relacionado con el arreglo de antenas empleado, el presente trabajo propone una expresión general que permita calcular la respuesta del arreglo para cualquier forma geométrica del mismo. Los resultados obtenidos se expresan mediante curvas de respuesta del sistema para las distintas condiciones de relación señal a ruido y formas del arreglo empleado. Finalmente se concluye sobre la forma y las dimensiones más adecuadas del arreglo de antenas para maximizar el desempeño del sistema.

ABSTRACT

One high-resolution method used for estimating signal parameters, as well as the direction of arrival, is the MUSIC (Multiple Signal Classification) algorithm. The main objective of this work is to investigate the performance of such algorithm under different signal to noise ratios and array geometric shapes, by means of a simulation program. Also, since the problem of determining the angle of arrival when using phase delay systems is related to the geometric shape of the array of antennas used, the present work proposes a general expression to calculate the array's response for any geometrical form it may have. The results obtained are presented through curves of the system response under different signal to noise ratios and array geometric shapes. Finally, there are conclusions about the most suitable dimension and geometric shape of the array in order to maximize the system's performance.

1. INTRODUCCION

Se han llevado a cabo una gran cantidad de estudios que conciernen a la estimación de la dirección de arribo (DOA) de señales electromagnéticas en ambientes ruidosos por medio de un sistema de RDF (Radio Direction Finder) [4]. Applications such as radio transmitter location and radio navigation require the use of high-resolution systems to detect the angle of arrival of electromagnetic signals.

Anteriormente, para realizar la estimación de la dirección de arribo se usaban algoritmos tradicionales, que si bien permitían la estimación de la DOA de señales, su repuesta espectral era pobre cuando se presentaba el caso de dos señales incidentes, relativamente cercanas espacialmente, y también ante la presencia de niveles significativos de ruido. [3]

El algoritmo MUSIC (Multiple Signal Classification), es un método que permite realizar la estimación de varios de los parámetros relacionados con las señales, además de posibilitar el análisis simultáneo de más de una de ellas. Se caracteriza por ser un método de alta resolución, conocido como de superresolución debido a que su desempeño es superior al de métodos como la FFT (Fast Fourier Transform) para análisis espectral y al beamforming tradicional para la determinación del ángulo de arribo de señales.

2. EL ALGORITMO MUSIC

Este método se basa en la descomposición de la matriz de correlación de la señal recibida en sus valores y vectores propios. La exactitud de la respuesta del algoritmo depende del número de muestras que se empleen para realizar las estimaciones, es decir que mientras mayor sea su número mejor será el desempeño del sistema, a esto se refiere su comportamiento asintóticamente no tendencioso.

El concepto MUSIC puede ser implementado mediante un algoritmo capaz de proveer una estimación asintóticamente no tendenciosa (unbiased) de los siguientes parámetros de una señal: [Schmidt, R. 1986]

- Número de señales
- Frecuencias de las señales
- Dirección de arribo
- Potencia y correlación cruzada
- Polarización
- Nivel de ruido

Modelo de informacion

Consider an antenna array conformed by omni directional elements with a uniform or non-uniform separation:

Fig. 1. Arreglo de antenas omnidireccionales

El vector de mediciones $\underline{X}$ puede ser descrito mediante la siguiente expresión:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a(\theta_1) & a(\theta_2) & \dots & a(\theta_M) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \dots \\ s_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \dots \\ n_M \end{bmatrix}$$

$$\underline{X} = A\underline{S} + \underline{N} \qquad (1)$$

Donde N representa el vector de ruido que se adiciona en cada uno de los puntos de medición, S representa el vector de señales que conforman la señal receptada, A es el denominado vector de transferencia que permite el paso del vector de señales al vector recibido y que depende de las características del sistema empleado para la realizar las mediciones. Finalmente, X es el vector de mediciones ruidosas que se obtiene como respuesta del sistema receptor. [1]

Debe notarse que es posible que la separación entre los elementos del arreglo de antenas no sea uniforme, y consecuentemente se observara un retardo no uniforme de la señal entre las mediciones sobre elementos contiguos. Por esta razón, el retardo espacial, depende de la geometría del arreglo de antenas y de la dirección de arribo de las señales.

Se puede expresar $a(\Theta)$ en función del retardo espacial de la siguiente forma:

$$a(\theta_m) = e^{j\theta_m} \qquad (2)$$

donde Θ_m es el retardo espacial provocado por el desplazamiento del frente de onda desde un punto de referencia hasta el elemento particular m donde se está realizando la medición.

En el caso ideal, cuando no existe ruido, el vector de mediciones $\underline{X}$ es una combinación lineal de las componentes del vector $\underline{A}$, siendo s_i los coeficientes de dicha combinación. En tal caso $\underline{X}$ pertenecerá necesariamente al espacio vectorial expandido por $\underline{A}$ y por tanto tendrá su misma dimensión. Sin embargo, al introducirse el ruido la dimensión del espacio vectorial de $\underline{X}$ se incrementa convirtiéndose en un espacio vectorial mayor que contiene tanto al espacio expandido por $\underline{A}$ como al espacio del ruido.

Si se conoce la geometría del arreglo, pueden conocerse todos los posibles valores de $a(\theta)$. Esta función es un vector M dimensional, donde M es el número de sensores del arreglo. Bajo estas condiciones la resolución del problema se reduce a encontrar la intersección entre la función vectorial $a(\theta)$ y el espacio vectorial de muestras $\underline{X}$, puesto que en dicha intersección se encuentran los valores de $a(\theta)$ que forman parte del espacio vectorial de $\underline{X}$ y son justamente esos valores los que corresponden al vector $\underline{A}$. [1]

La dimensión de la función vectorial $a(\theta)$ es como ya se indicó M y el espacio solución del problema tiene la dimensión del vector $\underline{A}$, que es igual al número de señales incidentes y es de hecho un subespacio de la función $a(\theta)$. Por este motivo el algoritmo MUSIC sería capaz de distinguir como máximo un número de señales igual al número de elementos que tiene el arreglo (M), aunque, como se verá más tarde, en realidad es capaz de distinguir únicamente M – 1 señales. [1]

Matriz de correlación

Una característica importante sobre este algoritmo es que se asume que el ruido y la señal incidente están descorrelacionados. Entonces la matriz de correlación del vector de mediciones $\underline{X}$ está dada por la siguiente expresión:

$$\underline{C} = \underline{ASS^*}\,\underline{A}^* + \underline{NN}^* \text{ ó} \qquad (3)$$
$$\underline{C} = \underline{APA}^* + \underline{C_N}$$

La matriz $\underline{P}$ es en general definida positiva cuando las señales incidentes no están correlacionadas y el número de señales es igual al número de elementos del arreglo. Sin embargo, cuando el número de señales es menor al número de elementos del arreglo, la matriz $\underline{P}$ es singular, es decir:

$$\left|\underline{APA}^*\right| = \left|\underline{C} - \underline{C_N}\right| = 0 \qquad (4)$$

Ahora, si se expresa a $\underline{C}_N$ de la siguiente forma $\underline{C}_N = \lambda \underline{C}_0$, se tiene:

$$\left|\underline{C} - \lambda \underline{C}_0\right| = 0 \qquad (5)$$

De donde se deduce que λ representa los valores propios de la matriz $\underline{C}$ en la medida de $\underline{C}_0$. En el caso en que $\underline{P}$ sea una matriz de rango completo, es decir que el número de señales sea igual al número de elementos del arreglo, se debe cumplir:

$$\left|\underline{A}\underline{P}\underline{A}^*\right| = \left|\underline{C} - \lambda \underline{C}_0\right| > 0 \qquad (6)$$

Lo cual sólo es posible si λ representa al menor valor propio de la matriz $\underline{C}$ en la medida de $\underline{C}_0$. Por este motivo se puede expresar la matriz de correlación de la siguiente forma:

$$\underline{C} = \underline{A}\underline{P}\underline{A}^* + \lambda_{min} \underline{C}_0 \qquad (7)$$

Solución

La matriz $\underline{C}$ contiene la información necesaria sobre el espacio vectorial de las señales incidentes más el ruido, por lo tanto bastará con determinar la base del espacio de señales de una base del espacio expandido por $\underline{C}$ para obtener las soluciones buscadas. Esto puede llevarse a cabo mediante la descomposición de $\underline{C}$ en sus valores y vectores propios, es decir mediante su diagonalización.

La descomposición de $\underline{C}$ en sus valores y vectores propios en la medida de $\underline{C}_0$ arroja la solución al problema de la siguiente forma. Existirán R = M – U valores propios iguales, dichos valores propios serán los más pequeños, corresponderán al valor de $\lambda_{mín.}$ y representarán los valores propios del ruido. M es el número de elementos del arreglo, U es el número de señales que inciden sobre el arreglo y R es la multiplicidad algebraica de $\lambda_{mín}$. [1]

El resto de valores propios y por tanto sus vectores propios correspondientes representan el espacio de señales y constituyen la base requerida para establecer la intersección con el espacio de la función vectorial *a(θ)* para determinar las señales presentes. [1]

Es importante indicar que cuando el ruido es gaussiano blanco la matriz $\underline{C}_0$ se reduce a la identidad y $\lambda_{mín.}$ es igual a σ^2, es decir la potencia del ruido, supuesto que su valor medio sea cero. En ese caso no es necesario conocer ninguna otra estadística del ruido, pero para otras distribuciones de ruido será necesario conocer su matriz de correlación, es decir $\underline{C}_0$ para poder utilizar el algoritmo MUSIC.

De esta forma es posible obtener el número de señales presentes en las mediciones, de hecho será igual a:

$$U = M - R \qquad (8)$$

Ahora bien, si como se había supuesto anteriormente el ruido y las señales están descorrelacionados, el vector $\underline{A}$ será ortogonal al espacio expandido por los vectores propios del ruido, que corresponden a los valores propios $\lambda_{mín}$. De esta forma si se proyecta el vector $\underline{A}$ sobre el espacio de ruido se obtendrá el vector nulo, por tanto se podrá proyectar todos y cada uno de los valores de la función vectorial *a(θ)* sobre el espacio de ruido y podrá deducirse cuáles de ellos corresponden a señales presentes. Para realizar la proyección se puede usar el producto interno, con lo cual la expresión resulta:

$$a(\theta)_{Sp} = a^*(\theta)\underline{S}_p \qquad (9)$$

Donde $\underline{S}_p$ representa el espacio de ruido expandido por los vectores propios de ruido. Ahora, para obtener el módulo al cuadrado (cantidad positiva):

$$\left(a(\theta)_{Sp}\right)^2 = a^*(\theta)\underline{S}_p\underline{S}_p^* a(\theta) \qquad (10)$$

Cuando esta cantidad valga cero se encontrará una de las señales incidentes. Para que el resultado tome la forma de un espectro (Espectro MUSIC) se suele usar el inverso de la función anterior:

$$P_{MU}(\theta) = \frac{1}{a^*(\theta)\underline{S}_p\underline{S}_p^* a(\theta)} \qquad (11)$$

Esta cantidad tendrá sus máximos en los valores de □ donde existan señales incidentes. [1]

El conjunto de los valores de la función *a(θ)* que corresponden a las direcciones de las señales incidentes conformarán el vector $\underline{A}$ y de esta forma será posible determinar la matriz $\underline{P}$:

$$\begin{aligned}
&\underline{C} = \underline{A}\underline{P}\underline{A}^* + \lambda_{min}\underline{C}_0 \\
&\underline{A}\underline{P}\underline{A}^* = \underline{C} - \lambda\underline{C}_0 \\
&\underline{A}^*\underline{A}\underline{P}\underline{A}^* = \underline{A}^*(\underline{C} - \lambda\underline{C}_0) \\
&(\underline{A}^*\underline{A})\underline{P}\underline{A}^*\underline{A} = \underline{A}^*(\underline{C} - \lambda\underline{C}_0)\underline{A} \\
&(\underline{A}^*\underline{A})^{-1}(\underline{A}^*\underline{A})\underline{P}(\underline{A}^*\underline{A}) = (\underline{A}^*\underline{A})^{-1}\underline{A}^*(\underline{C} - \lambda\underline{C}_0)\underline{A} \\
&\underline{P}(\underline{A}^*\underline{A})(\underline{A}^*\underline{A})^{-1} = (\underline{A}^*\underline{A})^{-1}\underline{A}^*(\underline{C} - \lambda\underline{C}_0)\underline{A}(\underline{A}^*\underline{A})^{-1} \\
&\underline{P} = (\underline{A}^*\underline{A})^{-1}\underline{A}^*(\underline{C} - \lambda\underline{C}_0)\underline{A}(\underline{A}^*\underline{A})^{-1}
\end{aligned} \qquad (12)$$

$\underline{P}$ contiene en su diagonal principal la potencia con la que incide cada una de las señales sobre el arreglo y el resto de elementos representan la correlación cruzada entre ellas. [1]

El último de los parámetros de las señales incidentes que puede ser deducido mediante el algoritmo MUSIC es su polarización. Desde luego que para determinar la polarización de la energía será necesario contar con un arreglo de polarización múltiple, ya que cada posible polarización producirá una respuesta distinta para cada ángulo de arribo, por tal motivo si se conoce la respuesta del arreglo para las distintas polarizaciones es posible utilizar un criterio similar al del ángulo de arribo y proyectar la respuesta conocida de cada polarización sobre el espacio de ruido.

La ecuación que permite determinar la polarización de las ondas es la siguiente:

$$P_{MU}(\theta) = \frac{1}{\lambda_{min}\left(\begin{bmatrix} a_x^*(\theta) \\ a_y^*(\theta) \end{bmatrix} \underline{E_N E_N^*} \begin{bmatrix} a_x(\theta) a_y(\theta) \end{bmatrix}\right)} \qquad (13)$$

$\underline{E_N}$ representa la base del espacio de ruido, $a_x(\theta)$ y $a_y(\theta)$ las componentes de la respuesta del arreglo frente a las posibles polarizaciones y $\lambda_{min.}$ es un parámetro de polarización. Los valores de $a_x(\theta)$ y $a_y(\theta)$ que maximicen P_{MU} corresponderán a las polarizaciones presentes en la señal receptada.

3. RESPUESTA DEL ARREGLO DE ANTENAS

En general para aplicar cualquiera de los métodos de DOA que emplean la técnica de desplazamiento de fase, incluyendo al algoritmo MUSIC es necesario conocer el patrón de todas las posibles respuestas del arreglo. Este patrón depende de la forma geométrica del mismo y de la dirección de arribo de las señales incidentes y corresponde a la función vectorial $a(\theta)$ mencionada anteriormente.

Supóngase que se tienen dos elementos de un arreglo de antenas (P_1 y P_2) ubicados en el espacio como lo muestra la *figura 2*. Donde A corresponde al plano del frente de onda de las ondas planas uniformes cuya dirección de arribo se desea determinar y μ es el vector unitario del vector de Pointing.

Las posiciones de los elementos P_1 y P_2 se expresan a través de sus coordenadas cartesianas, mientras que el vector μ se expresa mediante coordenadas cilíndricas. La dirección del vector μ coincide con la dirección de arribo de la señal, por lo tanto ϕ es la dirección en azimut y θ la dirección en elevación con las cuales incide la señal sobre el arreglo de antenas. [2]

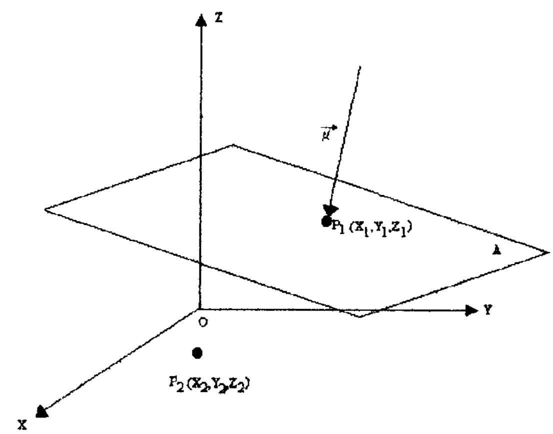

Fig. 2. Retardo entre dos elementos de un arreglo de antenas

El retardo que sufre la onda al desplazarse desde el elemento P_1 hasta P_2 se determina mediante el criterio de la distancia de un punto (P_2) a un plano (A). Si se considera que P_1 está ubicado en el origen del sistema de coordenadas, la expresión se reduce a:

$$D(P_2, A) = \mu_x x_2 + \mu_y y_2 + \mu_z z_2 \qquad (14)$$

Donde:

$$\mu = (\mu_x, \mu_y, \mu_z)$$
$$\mu_x = sin(\theta)\cos(\phi)$$
$$\mu_y = sin(\theta)sin(\phi)$$
$$\mu_z = \cos(\theta)$$

A partir de esta expresión se obtiene el retardo (φ) entre los dos elementos del arreglo:

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} D(P_2, A)$$
$$\varphi = 2\pi(\mu_x \frac{x_2}{\lambda} + \mu_y \frac{y_2}{\lambda} + \mu_z \frac{z_2}{\lambda}) \qquad (15)$$
$$\varphi = 2\pi(\sin(\theta)\cos(\phi)X_2 + \sin(\theta)\sin(\phi)Y_2 + \cos(\theta)Z_2)$$

Donde X_2, Y_2 y Z_2 son las coordenadas relativas a la longitud de onda.

De esta forma es posible expresar el vector de respuesta de un arreglo M-dimensional en función de las coordenadas rectangulares de cada uno de sus elementos y la dirección de arribo de la señal, tanto en azimut como en elevación [2].

La siguiente expresión permite obtener la respuesta de un arreglo de antenas de cualquier forma geométrica cuando sobre él inciden ondas planas uniformes en forma oblicua, siempre que la posición de los elementos del arreglo esté expresada en coordenadas rectangulares.

$$a(\theta,\phi)=\begin{bmatrix} e^{j2\pi(\sin\theta\cos\phi X_1+\sin\theta\sin\phi Y_1+\cos\theta Z_1)} \\ e^{j2\pi(\sin\theta\cos\phi X_2+\sin\theta\sin\phi Y_2+\cos\theta Z_2)} \\ e^{j2\pi(\sin\theta\cos\phi X_3+\sin\theta\sin\phi Y_3+\cos\theta Z_3)} \\ \cdots \\ e^{j2\pi(\sin\theta\cos\phi X_M+\sin\theta\sin\phi Y_M+\cos\theta Z_M)} \end{bmatrix} \quad (16)$$

4. IMPLEMENTACION DEL ALGORITMO MUSIC

Las ideas vertidas hasta aquí pueden ser traducidas en un algoritmo susceptible de ser implementado de acuerdo al siguiente esquema:

- Recolectar las mediciones de los elementos del arreglo (x_i)
- Estimar la matriz de correlación (C)
- Determinar los valores y vectores propios C.
- Determinar el número de señales incidentes
- Tomar los vectores propios correspondientes a los valores propios más pequeños y proyectarlos en el espa
- Obtener el espectro MUSIC ($P_{MU}(\theta)$)
- Determinar los máximos del espectro MUSIC [1]

5. SIMULACION Y RESULTADOS

El proceso de simulación fue realizado considerando cuatro formas distintas de arreglos. Un arreglo lineal, orientado en el eje vertical, uno en forma de L sobre el plano horizontal, otro circular ubicado también sobre el plano horizontal y finalmente otro con los sensores distribuidos tridimensionalmente. El desempeño de estos arreglos fue analizado utilizando dos criterios fundamentalmente: la capacidad del sistema para resolver ambigüedades y su desempeño frente al ruido. Para todos los casos se realizó el análisis considerando al numero de elementos del arreglo igual a 8.

La capacidad para resolver las ambigüedades depende únicamente de la forma geométrica del arreglo [2].

Se observa que los arreglos lineales pueden distinguir tan solo una dirección, mientras que en la otra no son capaces de resolver las ambigüedades.

Los arreglos bidimensionales pueden distinguir sin problema la dirección paralela al plano en el que se encuentran ubicados los sensores, pero no en otras direcciones.

Po) ultimo en la figura 5 podemos apreciar que tan só, los arreglos distribuidos espacialmente son capaces de eliminar todas las ambigüedades.

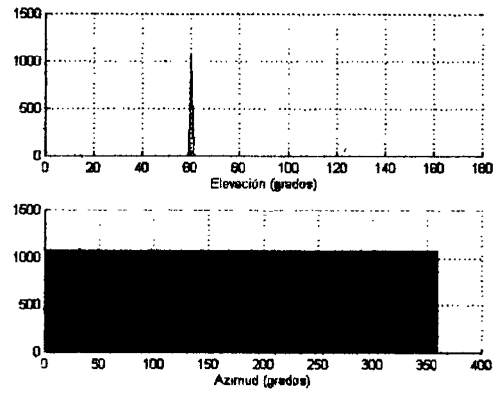

Fig. 3. Repuesta de un arreglo lineal ubicado sobre el eje vertical

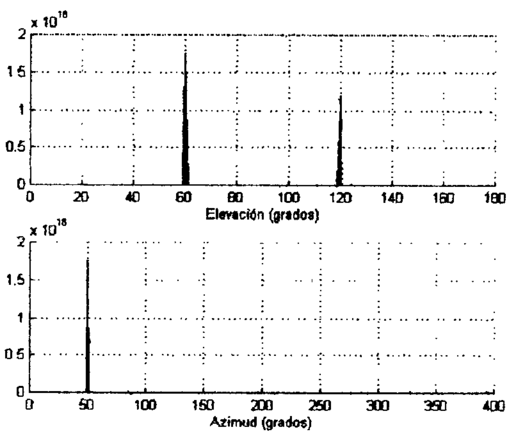

Fig. 4. Respuesta de un arreglo circular sobre el plano horizontal

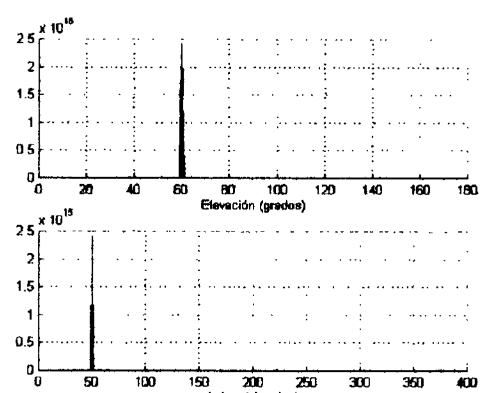

Fig. 5. Respuesta de un arreglo tridimensional

El segundo criterio para analizar un sistema de DOA es su desempeño frente al ruido. En este caso siempre se usaron dos señales con una separación entre ellas de 1 grado y una SNR de 10 dB.

En las figuras 6 y 7 se puede apreciar que mientras mayor sea dicha apertura el sistema será capaz de responder de mejor manera frente al ruido.

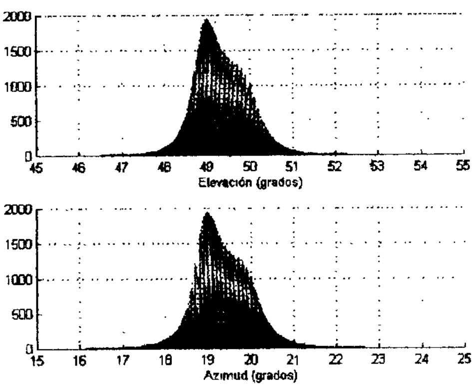

Fig. 6. Respuesta de un arreglo tridimensional con una separación entre elementos de 2λ

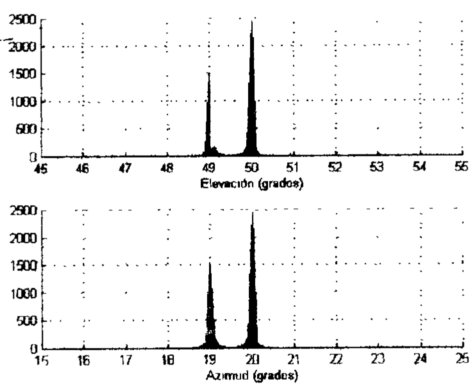

Fig. 7. Respuesta de un arreglo tridimensional con una separación entre elementos de 8λ

La influencia del ruido puede manifestarse como un ensanchamiento del pulso que identifica una fuente emisora.

Las *figuras 8* y *9* muestran el ensanchamiento o dispersión que sufre el pulso del espectro MUSIC a medida que disminuye la relación señal a ruido para el arreglo lineal y el tridimensional.

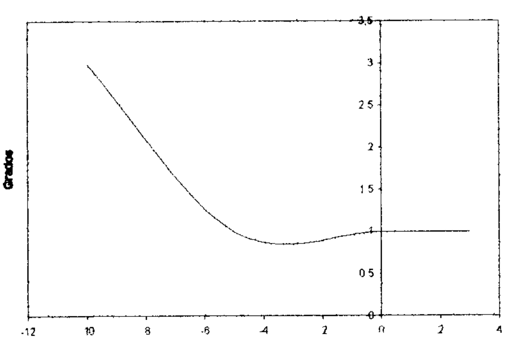

Fig. 8. Ancho de pulso vs. SNR para un arreglo lineal

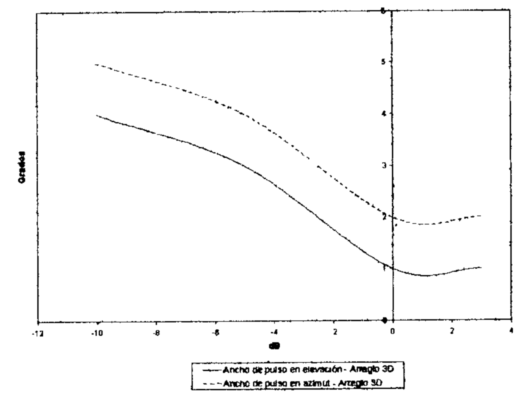

Fig. 9. Ancho de pulso vs. SNR para un arreglo tridimensional

Este ensanchamiento incrementa la probabilidad de error y disminuye la resolución del sistema ya que dos señales contiguas pueden aparecer como una sola si la dispersión del pulso es lo suficientemente grande. Además, la capacidad del algoritmo MUSIC para distinguir múltiples señales simultáneas, se ve también afectada al disminuir la relación señal a ruido, ya que, mientras menor sea ésta, también será menor el número de señales que puede identificar el sistema.

6. CONCLUSIONES

El algoritmo MUSIC permite la estimación de parámetros como las componentes de frecuencia, los ángulos de arribo, la potencia, la correlación, el nivel de ruido, la polarización, etc., de múltiples señales.

La alta precisión del algoritmo MUSIC se debe a que requiere del conocimiento de todas las posibles respuestas para seleccionar entre ellas la más probable. Sin embargo, esta característica puede convertirse en una seria dificultad, ya que en el caso de algunos sistemas, el determinar la respuesta del arreglo puede resultar complicado.

La forma geométrica del arreglo de antenas empleado permite mejorar notablemente el desempeño del sistema sin incrementar el número de elementos del arreglo o su apertura.

Las expresiones propuestas en este trabajo facilitan el proceso de obtención de la respuesta del arreglo y por lo tanto el diseño de sistemas de DOA que utilicen los métodos de fase.

Se observo que una distribución tridimensional de los elementos ayuda a mejorar la respuesta del sistema tanto frente a las ambigüedades como al ruido. Además el efecto del ruido es reducido de gran forma mientras la separación entre los elementos de la antena sea mayor.

7. REFERENCIAS

[1] R. Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-34, 1986.

[2] L. Flores and L. Vásconez, "Estimación de la Dirección de Arribo de Múltiples Señales en un Espacio Ruidoso por Medio del Algoritmo MUSIC (Multiple Signal Classification)", Tesis de Ingeniería, 1999.

[3] S. Kay, Modern Spectral Estimation – Theory & Application, Prentice Hall, 1988.

[4] H. Jenkins, Small Aperture Radio Direction Finding, Artech House Inc, 1991.

[5] C. Therrien, Discrete Random Signals and Statistical Signal Processing, Prentice Hall, 1992.

Luis Flores Nació en Quito, Ecuador el 22 de abril de 1975. Realizó los estudios secundarios en el Colegio San Gabriel de esa ciudad. Obtuvo el título de Bachiller en Humanidades Modernas con especialización en Ciencias Físico Matemáticas en 1993. Entre 1994 y 1999 estudió en la Escuela Politécnica del Ejército donde obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones en abril de 1999. Realizó la tesis profesional sobre estimación de la dirección de arribo de señales electromagnéticas empleando el algoritmo MUSIC. Actualmente se dedica a la investigación en el área de la Lingüística Computacional.

Luis Vásconez Nació en Quito, Ecuador, el 14 de Octubre de 1976. Realizo sus estudios secundarios en el Colegio Intisana donde recibió el titulo de Bachiller en Humanidades Modernas con especialización en Ciencias Físico Matemáticas en 1994. Sus estudios universitarios los llevo a cabo en la Escuela Politécnica del Ejercito, Sangolquí, Ecuador, desde 1994 hasta 1999. Durante el periodo de Mayo de 1998 hasta Enero de 1999 hizo estudios sobre la teoría de filtraje adaptativo y procesamiento digital de señales, lo cual le permitió desarrollar su tesis de Ingeniería acerca de la determinación del ángulo de arribo de señales electromagnéticas. En 1999 recibió el título de Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones. Actualmente trabaja en el área de investigación y desarrollo orientado al campo de software lingüístico.

Rubén León Nació en Ambato, Ecuador, el 30 de abril de 1962. Se formo como Ingeniero Electrónico en la Escuela Politécnica del Ejercito en el año de 1985 y obtuvo su Maestría en Ciencias en el Instituto Tecnológico de Aeronáutica de Brasil en 1992. Actualmente es Subdecano de la Facultad de Ingeniería Electrónica de la Escuela Politécnica del Ejercito y es asesor de Telecomunicaciones del Jefe de Comando Conjunto de las Fuerzas Armadas del Ecuador. Sus áreas de interés son el procesamiento digital adaptativo de señales de radar y el modelamiento estocástico.