

Algoritmo para generar un patrón de radiación sin lóbulos secundarios aplicado a WCDMA

Ing. Oscar Cruz Zamora, M. en C. Marco Antonio Acevedo Mosqueda.

Departamento de Telecomunicaciones Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica Zacatenco, Av. IPN s/n, Col. Lindavista, C.P. 07738, México DF, México.

Resumen En este trabajo, se describe un procedimiento basado en el sistema de ecuaciones de nulos direccionados para calcular los pesos necesario para un arreglo de antenas lineales que genera un patrón de radiación con un lóbulo principal y con lóbulos secundarios substancialmente atenuados, donde el haz principal se encuentre en la dirección de la señal deseada. Para lograr este patrón, se utilizan las ecuaciones de nulos direccionados. Estas ecuaciones permiten encontrar un vector de pesos que es refinado en tres etapas. Las direcciones de los nulos son seleccionadas para que los lóbulos secundarios sean atenuados y prácticamente inexistentes (hasta menos del 5 % del valor máximo con respecto al lóbulo principal). Proponemos este procedimiento como una alternativa a las técnicas basadas en la formación de haces adaptativos. Además, hacemos uso de una simulación de un sistema de comunicaciones WCDMA para demostrar la superioridad de nuestros resultados cuando se comparan con otra técnica formadora de haces (MVDR).

Palabras clave: Nulos Direccionados, Algoritmo Beamforming, arreglo lineal de antenas, vector de pesos, diversidad de espacio, WCDMA, MVDR

Abstract: This paper describes a procedure to choose the weights required for a linear antenna array to generate a radiation pattern with a main lobe and substantially attenuated side lobes, where the main beam is in a desired direction. The procedure uses null-cancelling equations. The equations are used to determine a weight vector, which is successively refined in three optimization steps. The directions of the nulls are selected so that the side lobes are reduced and virtually nonexistent (less than 5% of main lobe?). This procedure is proposed as an alternative to using the techniques of adaptive beamforming. In addition, using a simulation of a WCDMA communications system, we compare our results against another beam-forming technique (MVDR) to show improved system performance.

Keywords: Addressed Null, Beamforming Algorithm, linear array of antennas, weight vector, space diversity, WCDMA, MVDR.

1. Introducción

El objetivo de este trabajo es proponer un algoritmo de beamforming que genera un patrón de radiación de antena con lóbulos secundarios sumamente atenuados. Para esto utilizamos las ecuaciones lineales de nulos direccionados en un arreglo lineal uniforme de 7 elementos dipolares espaciados a $\lambda/2$. La propuesta es una alternativa para la formación de patrones de radiación que ayude a mejorar la diversidad espacial en las comunicaciones móviles, disminuya la interferencia de acceso múltiple (MAI) y la interferencia entre símbolos (ISI). El algoritmo propuesto es evaluado en un sistema de comunicaciones móviles para WCDMA en enlace ascendente con una comunicación dúplex basada en tiempo TDD, en secuencia directa DS-CDMA.

En la sección 2, se hablará del sistema de ecuaciones para obtener los nulos direccionados para un factor de arreglo (FA) lineal uniforme ponderado, así como de las alternativas para obtener los vectores de pesos por otros métodos adaptativos, como es el caso de MVDR.

En la sección 3, se mostrará las características generales de WCDMA y explicaremos algunas partes claves de CDMA.

En la sección 4, se describirá el procedimiento utilizado para obtener un patrón de radiación sin lóbulos secundarios. Se usa un arreglo de antenas de 7 elementos dipolares, y una separación equidistante entre sus elementos de $d = \lambda/2$. El patrón de radiación obtenido por

el método propuesto se utilizará para una comparación con el patrón de radiación de MVDR.

Finalmente, en la sección 5, se propone su evaluación en un sistema de comunicaciones basado en WCDMA.

2. Sistema de ecuaciones para obtener nulos direccionados en un arreglo lineal uniforme

Un arreglo de antenas es una agrupación de antenas elementales (dipolos, en este caso), todas ellas alimentadas desde terminales comunes que transmiten o reciben de modo conjunto. Los elementos de un arreglo son alimentados con amplitudes y fases adecuadas de modo que los campos radiados por el conjunto proporcionan el patrón de radiación deseado. El empleo de los arreglos permite obtener diagramas unidireccionales estrechos, imposibles de conseguir mediante distribuciones continuas de corriente lineal, la cual al tomar de manera natural el carácter de onda estacionaria da lugar a diagramas multilobulados.

Cuando la separación entre los elementos de un arreglo lineal es equidistante, se le conoce como arreglo lineal uniforme (ULA). La figura 1 muestra un arreglo de N elementos. El espacio entre los elementos del arreglo es d y el plano de la onda llega al arreglo en una dirección de θ transversalmente (Arreglo Broadside). El arreglo Broadside es perpendicular a la línea que contiene el centro de los elementos. El ángulo θ es medido en sentido de las manecillas del reloj y se le conoce como dirección

de llegada (DoA) o ángulo de llegada (AoA) de la señal recibida [Frank 2005]

En la Figura 1, se muestra el arreglo lineal uniforme simétrico utilizado en este trabajo.

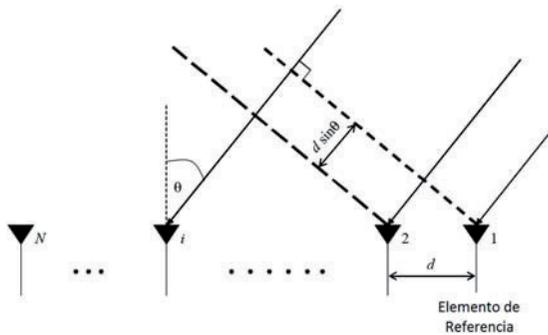


Figura 1: Arreglo lineal simétrico uniforme [Frank 2005].

La señal de llegada puede escribirse como:

$$\tilde{x}_1(t) = A_1(t) \cos\{2\pi f_c t + \gamma(t) + \beta\} \quad (1)$$

Donde:

- $A(t)$: es la amplitud de la señal
- f_c : es la frecuencia de portadora
- $\gamma(t)$: es la información
- β : es la fase

Si la frecuencia portadora f_c es grande en comparación con el ancho de banda de la señal que incide, la señal puede ser tratada como cuasi-estática durante intervalos de tiempo del orden $\tau = d \sin \theta / c$ (c velocidad de la luz) y podemos escribir la señal en la segunda antena como:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_2(t) &= x_1(t - \tau) \\ &= A_1(t - \tau) \cos\{2\pi f_c(t - \tau) + \gamma(t - \tau) + \beta\} \\ \tilde{x}_2(t) &= A(t) e^{j\{-2\pi f_c \tau + \gamma(t) + \beta\}} \\ &= x_1(t) e^{j\{-2\pi f_c \tau\}} \end{aligned} \quad (2)$$

Por lo tanto, la envolvente compleja de la señal recibida en i -ésimo ($i = 1, 2, \dots, N$) elemento puede ser expresado como:

$$x_i(t) = x_1(t) e^{-j\{2\pi \frac{d}{\lambda}(i-1) \sin \theta\}} \quad (3)$$

Vamos a definir un vector columna cuyos elementos contiene la señal recibida en el correspondiente elemento de arreglo. Por lo tanto el vector de la señal recibida se define como: (4)

$$x(t) = [x_1(t) \quad x_2(t) \quad \dots \quad x_N(t)]^T$$

Donde T significa la transpuesta. También definimos.

$$a(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\{2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta\}} & \dots & e^{-j\{2\pi \frac{d}{\lambda} (N-1) \sin \theta\}} \end{bmatrix}^T \quad (5)$$

$a(\theta)$ es conocido como el vector de respuesta del arreglo o el vector de dirección de un Arreglo Lineal Uniforme. El vector de respuesta del arreglo está en función del **AoA**, la respuesta de los elementos individuales, la geometría del arreglo y la frecuencia de la señal. Vamos a suponer que para el rango de funcionamiento de la frecuencia portadora, el vector de respuesta no cambia. Como ya hemos definido la geometría (lineal uniforme). El vector de la señal recibida se puede escribir en forma vectorial compactada.

$$\bar{x}(t) = \bar{a}(\theta)x(t) \quad (6)$$

Beamforming es la técnica de procesamiento espacial más común aplicada a un arreglo de antenas en los sistemas de comunicaciones celulares y en la cual, las señales deseadas y de interferencia se originan en distintas ubicaciones espaciales. Esta separación espacial es explotada por un conformador de haz que puede ser considerado como un filtro que separa en el espacio la señal deseada de interferencias (Beamforming). Las señales de los diferentes elementos de la antena son ponderadas y sumadas para obtener una señal de calidad óptima. La figura 2 ilustra la idea de un conformador de banda estrecha. Con el criterio de selección adecuado para la formación del haz, es posible dirigirlo hacia el usuario deseado, y nulos en la dirección de las fuentes de interferencia.

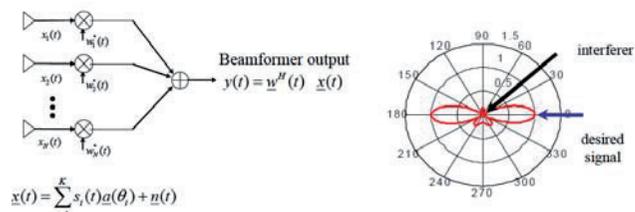


Figura 2: Diagrama del formador. [Frank 2005].

Si tenemos en total **K** señales con ángulo distinto al de llegada (**AoA**) que inciden en un arreglo de antenas que consta de **N** elementos, el vector de la señal recibida puede ser escrito como:

$$x(t) = \sum_{i=1}^K s_i(t) a(\theta_i) + n(t) \quad (7)$$

Donde $S_i(t)$ es la señal de i -ésima con un **AoA** de θ_i , $a(\theta)$ es $N \times 1$ vector de respuesta para **AoA** de θ_i y $N(t)$ es el vector de ruido. La salida del arreglo de antenas está dada por:

$$y(t) = \bar{w}^H(t) \bar{x}(t) \quad (8)$$

Donde $w = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_N]^T$ es el $N \times 1$ vector de pesos y H denota la traspuesta de Hermitiano. El vector de pesos, que en general es un vector complejo, se elige para optimizar algún criterio del formador del haz. Algunas técnicas populares para la formación del haz incluyen el mínimo error cuadrático medio (MMSE), la máxima relación señal a ruido e interferencia (MSINR), la relación máxima señal a ruido (MSNR), el módulo constante (CMA), de máxima verosimilitud (ML), etc.

Los ángulos nulos o ceros del factor de arreglo se obtienen cuando:

$$\theta_{nulos} = \sin^{-1} \left(\frac{1}{kd} \left(\pm \frac{2n\pi}{N} - \delta \right) \right) \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (18)$$

Donde δ es la diferencia de fase eléctrica entre dos elementos adyacentes. Para los ángulos reales el seno de θ es menor o igual a uno, por lo tanto el argumento de la ecuación debe ser menor o igual a uno, esto quiere decir que solo un conjunto finito de valores satisfacen la igualdad [Frank 2005].

Los ángulos de los lóbulos secundarios son máximos cuando:

$$\theta_s = \sin^{-1} \left(\frac{1}{kd} \left(\pm \frac{(2n+1)\pi}{N} - \delta \right) \right) \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (19)$$

El ancho del haz principal se define como la apertura angular del lóbulo principal medido en un determinado nivel de potencia constante. Suponiendo que $\text{Sin}(\mathbf{x})/\mathbf{x} = 0.707$ entonces $\mathbf{x} = \pm 1.391$. Por lo tanto, el factor de Arreglo normalizada es en los puntos de potencia mitad es cuando:

$$\frac{N}{2} (kd \sin \theta_{\pm} + \delta) = \pm 1.391 \quad (20)$$

Donde θ_+ y θ_- son los puntos de media potencia y se encuentran normalizados para un $FA = 0.707$. El ancho de banda de media potencia se determina como:

$$HPBW = [\theta_+ \quad - \quad \theta_-] \quad (21)$$

La solución de Mínima Varianza (MV) a veces se denomina respuesta de mínima varianza sin distorsión (MVDR). El término "sin distorsión" se aplica cuando se desea que la señal recibida no se distorsione después de la aplicación del vector de pesos. El objetivo del método de MV es reducir al mínimo la varianza del ruido a la salida del arreglo de antenas. Esto suponiendo que la señal deseada y la no deseada tengan como media el valor cero. Utilizando de referencia el arreglo de la figura 2 así como las ecuaciones 7 y 8 [Fakhrul 20010].

$$y = \bar{w}^H \bar{x} = \bar{w}^H \bar{a}_0 s + \bar{w}^H \bar{u} \quad (22)$$

Con el fin de asegurar una respuesta sin distorsión, hay que añadir la siguiente restricción:

$$\bar{w}^H \bar{a}_0 = 1 \quad (23)$$

Con la aplicación de la restricción en la ecuación 8, la salida del arreglo es:

$$y = s + \bar{w}^H \bar{u} \quad (24)$$

Además, si la señal no deseada tiene como media el valor cero, el valor esperado de la salida del conjunto está dada por:

$$E[y] = s \quad (25)$$

De donde se calcula la varianza para y como:

$$\begin{aligned} \sigma^2_{MV} &= E[\bar{w}^H \bar{x}]^2 = E[s + \bar{w}^H \bar{u}]^2 \\ &= \bar{w}^H \bar{R}_{uu} \bar{w} \end{aligned} \quad (26)$$

Dónde:

$$\bar{R}_{uu} = \bar{R}_{ii} + \bar{R}_{nn} \quad (27)$$

Se puede minimizar esta variación mediante el método de **LaGrange**. Dado que todos los pesos de la matriz son interdependientes e incorporando la restricción de la ecuación (23) para definir un criterio de rendimiento o función de costo, que es una combinación lineal de la varianza y la restricción, de tal forma que:

$$J(\bar{w}) = \frac{\sigma^2_{MV}}{2} + \lambda(1 - \bar{w}^H \bar{a}_0) = \frac{\bar{w}^H \bar{R}_{uu} \bar{w}}{2} + \lambda(1 - \bar{w}^H \bar{a}_0) \quad (28)$$

Donde λ es el multiplicador de **LaGrange** y $\mathbf{J}(\mathbf{w})$ es la función de coste. La función de coste es una función cuadrática y puede minimizarse al establecer el gradiente igual a cero.

$$\nabla_{\bar{w}} J(\bar{w}) = R_{uu} \bar{w}_{MV} + \lambda \bar{a}_0 = 0 \quad (29)$$

Resolviendo para el valor de los pesos, llegamos a:

$$\bar{w}_{MV} = \bar{R}_{uu}^{-1} \lambda \bar{a}_0 \quad (30)$$

Con el fin de resolver el multiplicador de **LaGrange** (λ) se puede sustituir la ecuación 24 en la ecuación 30 así:

$$\lambda = \frac{1}{\bar{a}_0^H \bar{R}_{uu}^{-1} \bar{a}_0} \quad (31)$$

Al sustituir la ecuación 30 en la ecuación 31, llegamos a la mínima varianza para los pesos óptimos [Frank 2005].

$$\bar{w}_{MV} = \frac{R_{uu}^{-1} \bar{a}_0}{\bar{a}_0^H R_{uu}^{-1} \bar{a}_0} \quad (32)$$

3. Característica generales de WCDMA

Las propiedades de las señales de espectro disperso a diferencia de las señales de banda angosta son las siguientes:

1. Capacidad de acceso múltiple. Si varios usuarios transmiten una señal de espectro disperso al mismo tiempo, el receptor puede distinguir entre los usuarios, previendo que cada usuario tenga un código único y que tenga suficientemente baja correlación cruzada con el resto de los otros códigos. La figura 3 ilustra el esquema de acceso múltiple.

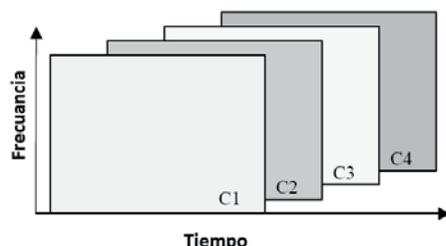


Figura 3: Acceso Múltiple por División de Código [etd.lib.fsu.edu 2010].

Llevando a cabo una correlación de la señal del receptor con una señal de código de un usuario en particular, es posible recuperar la señal de dicho usuario, mientras que las otras señales permanecerán dispersas sobre un ancho de banda grande. En la Figura 4, se ilustra esta propiedad. En (a), dos usuarios generan una señal de espectro disperso de sus señales de datos. En (b), se muestra que aunque ambos usuarios transmiten sus señales de espectro disperso al mismo tiempo, en el receptor solo la señal del usuario 1 es detectada y los datos recuperados.

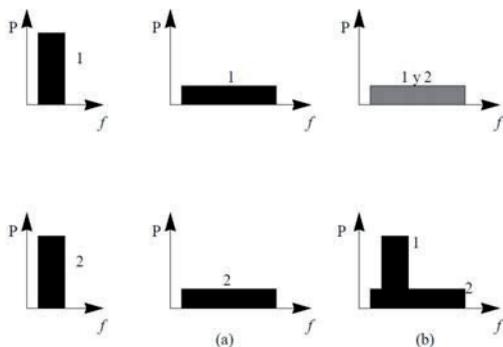


Figura 4: Dos usuarios transmitiendo con diferente código.

2. Protección contra interferencia multitrayectoria. En un canal de radio no hay una única trayectoria entre un transmisor y un receptor, debido a la reflexión y

refracción, desde un gran número de trayectorias distintas. Las señales de las diferentes trayectorias son copias de la señal transmitida, pero con diferentes amplitudes y fases. La incorporación de estas señales en el receptor es constructiva en alguna de las frecuencias y destructiva en otras. En el dominio del tiempo, esto resulta en una señal dispersa. La modulación de espectro disperso puede combatir esta interferencia multitrayectoria.

3. Privacidad. La señal transmitida solo puede ser detectada y los datos recuperados si el código es conocido por el receptor.

4. Rechazo de interferencia. La correlación cruzada de una señal codificada, con un código diferente, esparce la potencia de la señal de datos en un ancho de banda mayor, con lo cual se reduce la capacidad de interferencia en el ancho de banda de la información. En la Figura 5, se ilustra esta situación. La señal de espectro disperso (s) recibe una interferencia de banda angosta (i). En el receptor, la señal de espectro disperso es recuperada mientras que la señal de interferencia dispersa se mantiene como ruido de fondo comparado con la señal sin dispersión.



Figura 5: Rechazo de interferencia [Valdez 2006].

5. Capacidad antibloqueo, especialmente bloqueo de ancho de banda. Esta propiedad es similar a la de bloqueo de interferencia excepto que la interferencia es ahora agregada a propósito sobre el sistema.

6. Baja probabilidad de interceptación (LPI) u operación encubierta. Debido a su baja potencia, la señal de espectro disperso es difícil de detectar.

3.1 Técnicas de modulación para generar señales de espectro disperso

- Espectro disperso de secuencia directa (DSSS). La señal portadora de información es multiplicada directamente por un código dispersor de mayor ancho de banda.
- Espectro disperso por saltos en frecuencia (FHSS). La frecuencia portadora en la cual la señal de información es transmitida, se cambia rápidamente de acuerdo con el código dispersor.
- Espectro disperso por saltos en tiempo. La señal portadora de información no se transmite continuamente, sino que es transmitida en ráfagas cortas donde los tiempos de paquete son decididos por la señal codificada.
- Modulación Chip. Esta clase de modulación de espectro disperso se utiliza casi exclusivamente en los

radares militares. El radar transmite continuamente una señal de baja potencia cuya frecuencia es variada linealmente sobre rango amplio.

- Modulación Híbrida. En este tipo de modulación se combinan dos o más de las técnicas de modulación arriba mencionadas, tratando de aprovechar las ventajas de cada una de ellas.

MODULACIÓN QPSK

En este tipo de modulación la información digital se transmite por un canal paso banda en forma de símbolos constituidos por un par de bits. Es la modulación utilizada en WCDMA.

La formas de onda $s_i(t)$, empleadas son:

$$s_i(t) = p(t) \text{Cos}\{2\pi f_c t + \frac{\pi}{4}(2i - 1)\} \quad (33)$$

$$1 \leq i \leq 4$$

$$0 \leq t \leq T$$

Donde $p(t)$ describe la forma de pulso básico de modulación y f_c es la frecuencia de la portadora.

Como se ve el conjunto de formas de onda $s_i(t)$ presentan iguales amplitudes y frecuencias, y fases que varían de forma discreta, con cuatro estados de fase que se pondrán en correspondencia con los cuatro símbolos.

$$s_i(t) = p(t) \text{Cos}(2\pi f_c t) \text{Cos}\left(\frac{\pi}{4}(2i - 1)\right) - p(t) \text{Sen}(2\pi f_c t) \text{Sen}\left(\frac{\pi}{4}(2i - 1)\right) \quad (34)$$

Se observa que estas funciones tienen la misma energía, que es la mitad de la energía E_p del pulso básico.

$$E = \int_0^T s_i^2(t) dt = \frac{1}{2} \int_0^T p_i^2(t) dt = \frac{1}{2} E_p \quad (35)$$

De las dos ecuaciones anteriores, se desprende inmediatamente el siguiente desarrollo en serie y las funciones ortonormales:

$$s_i(t) = s_{i1} f_1(t) + s_{i2} f_2(t) \quad (36)$$

$$f_1(t) = \sqrt{\frac{1}{E}} p(t) \text{Cos}(2\pi f_c t) \quad (37)$$

$$f_2(t) = \sqrt{\frac{1}{E}} p(t) \text{Sin}(2\pi f_c t) \quad (38)$$

El vector genérico $s = (s_{i1} \ s_{i2})$ tiene como componentes:

$$s_{i1}(t) = \sqrt{E} \text{Cos}\left(\frac{\pi}{4}(2i - 1)\right) \quad (39)$$

$$s_{i2}(t) = \sqrt{E} \text{Sin}\left(\frac{\pi}{4}(2i - 1)\right)$$

La modulación QPSK puede verse como dos modulaciones binarias (BPSK) en paralelo sobre dos

portadoras $\text{Cos}(2\pi f_c t)$ y $\text{Sen}(2\pi f_c t)$. Esta última equivale a la primera desfasada 90° (en cuadratura), por lo que a las portadoras se les llama portadora en fase (Cos) y cuadratura (Sen).

Por tanto puede construirse un modulador QPSK, como se muestra en la figura 6 empleando dos moduladores BPSK con portadoras en cuadratura.

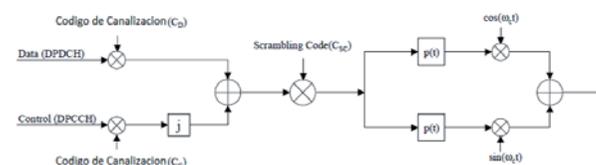


Figura 6: Modulador QPSK.

4. Método para un patrón de radiación sin lóbulos secundarios

El objetivo básico de un Cancelador de Lóbulos Laterales (SLC) es elegir pesos, de tal manera que un valor nulo o cero se coloca en la dirección de la interferencia y un valor máximo en la dirección de interés. El concepto de un SLC se presentó por primera vez por Howells en 1965.

Consideremos un arreglo lineal uniforme de 7 elementos espaciados uniformemente a media longitud de onda. A partir de la ecuación 6 obtenemos su factor de arreglo.

$$FA(\theta) = e^{-j\pi \sin \theta} + e^{-j2\pi \sin \theta} + e^{-j3\pi \sin \theta} + 1 + e^{j\pi \sin \theta} + e^{j2\pi \sin \theta} + e^{j3\pi \sin \theta} \quad (40)$$

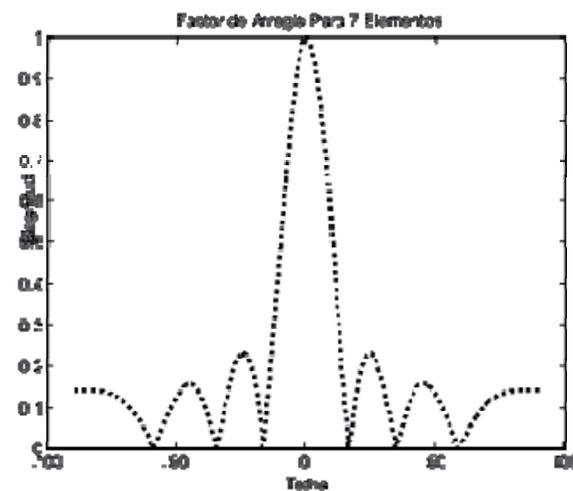


Figura 7: Patrones de radiación de 7 elementos en distribución lineal uniforme.

Como parte del método SLS, tema de este trabajo, se comienza a proponer que la señal deseada llega con un AoA de $\theta=0$, y se proponen nulos en las direcciones o grados donde se presenta los máximos secundarios del patrón de radiación de la figura 7, los cuales son especificados en la tabla 1. Estos, inicialmente, son calculados usando las ecuaciones 18 y 19

Tabla 1 Ángulos propuestos

Señal	Angulo
-------	--------

Deseada	0°
Nulo	±27.5°
Nulo	±48°
Nulo	±65°

De la ecuación 8 se tiene el siguiente sistema de ecuaciones, donde w son los pesos buscados, y los ángulos θ son los propuestos en la tabla 1.

$$\begin{bmatrix} e^{-j3\pi \sin \theta_1} & e^{-j2\pi \sin \theta_1} & e^{-j\pi \sin \theta_1} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_1} & e^{j2\pi \sin \theta_1} & e^{j3\pi \sin \theta_1} \\ e^{-j3\pi \sin \theta_2} & e^{-j2\pi \sin \theta_2} & e^{-j\pi \sin \theta_2} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_2} & e^{j2\pi \sin \theta_2} & e^{j3\pi \sin \theta_2} \\ e^{-j3\pi \sin \theta_3} & e^{-j2\pi \sin \theta_3} & e^{-j\pi \sin \theta_3} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_3} & e^{j2\pi \sin \theta_3} & e^{j3\pi \sin \theta_3} \\ e^{-j3\pi \sin \theta_4} & e^{-j2\pi \sin \theta_4} & e^{-j\pi \sin \theta_4} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_4} & e^{j2\pi \sin \theta_4} & e^{j3\pi \sin \theta_4} \\ e^{-j3\pi \sin \theta_5} & e^{-j2\pi \sin \theta_5} & e^{-j\pi \sin \theta_5} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_5} & e^{j2\pi \sin \theta_5} & e^{j3\pi \sin \theta_5} \\ e^{-j3\pi \sin \theta_6} & e^{-j2\pi \sin \theta_6} & e^{-j\pi \sin \theta_6} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_6} & e^{j2\pi \sin \theta_6} & e^{j3\pi \sin \theta_6} \\ e^{-j3\pi \sin \theta_7} & e^{-j2\pi \sin \theta_7} & e^{-j\pi \sin \theta_7} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_7} & e^{j2\pi \sin \theta_7} & e^{j3\pi \sin \theta_7} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \\ w_4 \\ w_5 \\ w_6 \\ w_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.1 \\ 0.1 \\ 0.1 \\ 0.1 \\ 0.1 \\ 0.1 \end{bmatrix} \quad (41)$$

Observemos que el sistema esta propuesto para que sea muy cercano a cero, pero no igual a él. (Magnitud de 0.1). De la solución del sistema de ecuaciones anterior (41) tenemos que los pesos calculados w ; a través de un paso de multiplicación de los pesos originales (W), y w , encontramos w' , que lo llamaremos herencia.

Pesos iniciales	Magnitud	Pesos calculados	Magnitud	Pesos $w'=(w)(W)$	Magnitud
W1	1	w1	0,1386	w1'	0,1386
W2	1	w2	0,1181	w2'	0,1181
W3	1	w3	0,1875	w3'	0,1875
W4	1	w4	0,2116	w4'	0,2116
W5	1	w5	0,1875	w5'	0,1875
W6	1	w6	0,1181	w6'	0,1181
W7	1	w7	0,1386	w7'	0,1386

Tabla 2: vector de pesos primera aproximación.

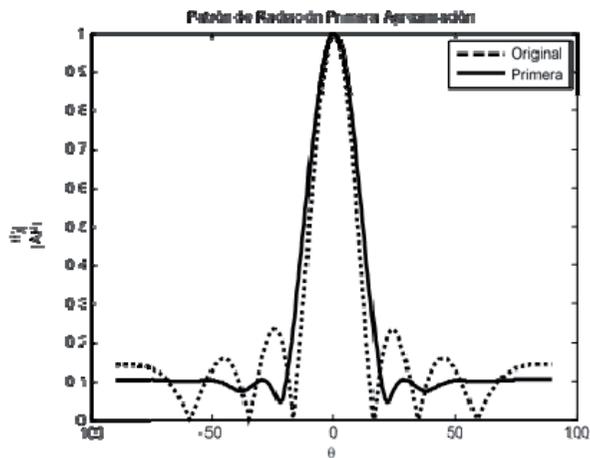


Figura 8: Patrón de radiación primera aproximación.

La figura 8 ilustra el patrón de radiación de la primera aproximación utilizando los peso w' . Utilizando este patrón, encontramos los máximos secundarios (Tabla 3) y proponemos un nuevo sistema (Ec 42) colocando nulos o seminulos (0.05).

Tabla 3. Nuevos ángulos propuestos.

Señal	Angulo
-------	--------

Deseada	0°
Nulo	±24°
Nulo	±49°
Nulo	±65°

$$\begin{bmatrix} e^{-j3\pi \sin \theta_1} & e^{-j2\pi \sin \theta_1} & e^{-j\pi \sin \theta_1} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_1} & e^{j2\pi \sin \theta_1} & e^{j3\pi \sin \theta_1} \\ e^{-j3\pi \sin \theta_2} & e^{-j2\pi \sin \theta_2} & e^{-j\pi \sin \theta_2} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_2} & e^{j2\pi \sin \theta_2} & e^{j3\pi \sin \theta_2} \\ e^{-j3\pi \sin \theta_3} & e^{-j2\pi \sin \theta_3} & e^{-j\pi \sin \theta_3} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_3} & e^{j2\pi \sin \theta_3} & e^{j3\pi \sin \theta_3} \\ e^{-j3\pi \sin \theta_4} & e^{-j2\pi \sin \theta_4} & e^{-j\pi \sin \theta_4} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_4} & e^{j2\pi \sin \theta_4} & e^{j3\pi \sin \theta_4} \\ e^{-j3\pi \sin \theta_5} & e^{-j2\pi \sin \theta_5} & e^{-j\pi \sin \theta_5} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_5} & e^{j2\pi \sin \theta_5} & e^{j3\pi \sin \theta_5} \\ e^{-j3\pi \sin \theta_6} & e^{-j2\pi \sin \theta_6} & e^{-j\pi \sin \theta_6} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_6} & e^{j2\pi \sin \theta_6} & e^{j3\pi \sin \theta_6} \\ e^{-j3\pi \sin \theta_7} & e^{-j2\pi \sin \theta_7} & e^{-j\pi \sin \theta_7} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_7} & e^{j2\pi \sin \theta_7} & e^{j3\pi \sin \theta_7} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \\ w_4 \\ w_5 \\ w_6 \\ w_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.05 \\ 0.05 \\ 0.05 \\ 0.05 \\ 0.05 \\ 0.05 \end{bmatrix} \quad (42)$$

Los pesos encontrados resolviendo el sistema de ecuaciones 42, les aplicamos la herencia para tener $w''=(w')(w')$ en la tabla 4:

Tabla 4: Vector de pesos segunda aproximación.

Pesos	Magnitud
w1''	0,0997
w2''	0,1377
w3''	0,1894
w4''	0,1965
w5''	0,1894
w6''	0,1377
w7''	0,0497

De lo que se obtiene el patrón de radiación de la figura 9.

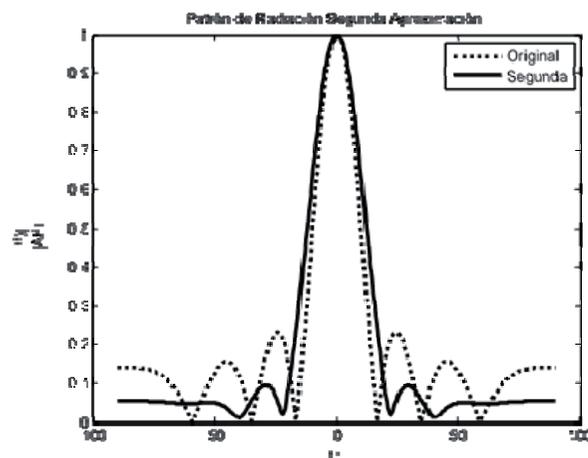


Figura 9: Patrón de radiación segunda aproximación.

El proceso de herencia permite que el algoritmo SLS conserve información de un escenario previo, similares a lo que realiza los algoritmos adaptativos. El ajuste gradual de nulos (0.1, 0.05, y 0) permite que los ángulos propuestos sean útiles a nuestro proceso, ya que de no hacer este ajuste gradual, los pesos tienden a distorsionar nuestro patrón de radiación.

Para la tercera aproximación utilizamos el patrón de la figura 9, encontramos los máximos secundarios (Tabla 5), y proponemos un nuevo sistema (Ec 43) colocando nulos.

Tabla 5. Ángulos propuestos para la tercera aproximación.

Señal	Angulo
Deseada	0°
Nulo	±29°
Nulo	±40°
Nulo	±65°

$$\begin{bmatrix} e^{-j3\pi \sin \theta_1} & e^{-j2\pi \sin \theta_1} & e^{-j\pi \sin \theta_1} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_1} & e^{j2\pi \sin \theta_1} & e^{j3\pi \sin \theta_1} \\ e^{-j3\pi \sin \theta_2} & e^{-j2\pi \sin \theta_2} & e^{-j\pi \sin \theta_2} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_2} & e^{j2\pi \sin \theta_2} & e^{j3\pi \sin \theta_2} \\ e^{-j3\pi \sin \theta_3} & e^{-j2\pi \sin \theta_3} & e^{-j\pi \sin \theta_3} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_3} & e^{j2\pi \sin \theta_3} & e^{j3\pi \sin \theta_3} \\ e^{-j3\pi \sin \theta_4} & e^{-j2\pi \sin \theta_4} & e^{-j\pi \sin \theta_4} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_4} & e^{j2\pi \sin \theta_4} & e^{j3\pi \sin \theta_4} \\ e^{-j3\pi \sin \theta_5} & e^{-j2\pi \sin \theta_5} & e^{-j\pi \sin \theta_5} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_5} & e^{j2\pi \sin \theta_5} & e^{j3\pi \sin \theta_5} \\ e^{-j3\pi \sin \theta_6} & e^{-j2\pi \sin \theta_6} & e^{-j\pi \sin \theta_6} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_6} & e^{j2\pi \sin \theta_6} & e^{j3\pi \sin \theta_6} \\ e^{-j3\pi \sin \theta_7} & e^{-j2\pi \sin \theta_7} & e^{-j\pi \sin \theta_7} & 1 & e^{j\pi \sin \theta_7} & e^{j2\pi \sin \theta_7} & e^{j3\pi \sin \theta_7} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \\ W_3 \\ W_4 \\ W_5 \\ W_6 \\ W_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (43)$$

Los pesos encontrados resolviendo el sistema 43, les aplicamos la herencia para tener $w^{'''}$ = $(w^2) (w^{'})$, tabla 6:

Tabla 6: vector de pesos de la tercera aproximación.

Pesos	Magnitud
$w1^{'''}$	0,0563
$w2^{'''}$	0,1244
$w3^{'''}$	0,2035
$w4^{'''}$	0,2415
$w5^{'''}$	0,2035
$w6^{'''}$	0,1244
$w7^{'''}$	0,0463

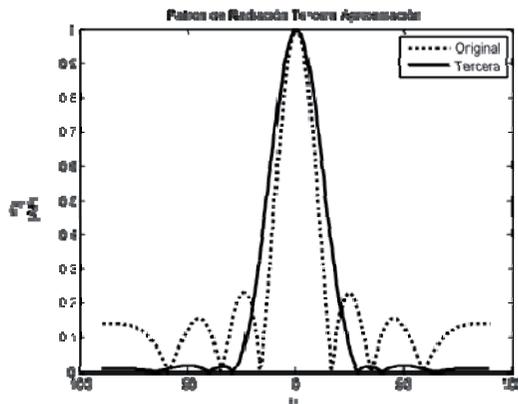


Figura 10: Factor de arreglo óptimo.

El valor que utilizamos para detener el proceso es la relación señal a ruido, por lo que para la tercera aproximación, ya no hay mejora significativa para éste.

Tabla 7: Relación señal a ruido para cada etapa de aproximación del método SLS.

Etapa	1	2	3
SNR dB	2,86	4,92	22,7

5. Evaluación del algoritmo SLS en un sistema de comunicaciones basado en WCDMA

El escenario de simulación es propuesto para comparar la formación de dos algoritmos de beamforming, sin lóbulos secundarios SLS, y MVDR, con la finalidad de observar

su impacto en la interferencia de acceso múltiple (MAI) y la interferencia entre símbolos (ISI) debido al canal de frecuencia selectiva. Para esta simulación, usaremos DS-CDMA basado en chips en el receptor de la estación base. Con el fin de ilustrar el desempeño del sistema, y dado que en WCDMA la transmisión dúplex TDD, se considera la transmisión de entre 8-10 usuarios simultáneamente; se simula la transmisión de 1, 3, 5, 7, 9, 11 usuarios transmitiendo al mismo tiempo, para calcular la probabilidad de error BER por interferencia multi-usuario MAI.

El diagrama cuadros del sistema propuesto para la simulación es el siguiente:

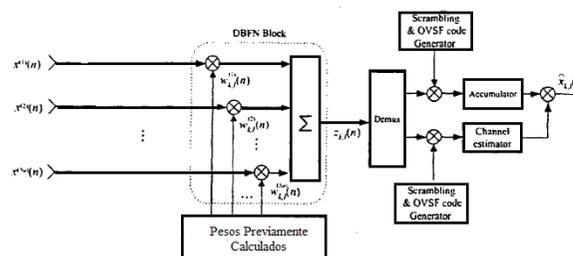


Figura 11: Diagrama a bloques del sistema WCDMA.

La arquitectura propuesta consiste en un Receptor de radio frecuencia (RF) con arreglo de antenas en enlace ascendente. El canal es simulado agregando ruido blanco gaussiano a la señal. La salida de este canal es alimentada a un combinator RAKE donde posteriormente pasa al demodulador.

A continuación presentamos una tabla que resume los parámetros de simulación.

Tabla 8: Características Generales de Simulación.

Chip Rate	3,84 Mcps
Modulación	QPSK
Frecuencia Portadora	2 GHz
Número de elementos de arreglo	7 elementos en ALU
Tasa de transmisión del móvil	179,2 Kbps
Control de potencia	No
Codificación de Canal	No
Interleaving	No
Factor de dispersión	16
E_b/N_0 (dB)	10

La gráfica que se presentan a continuación muestra el desempeño del sistema para SLS, comparado con el desempeño para el algoritmo MVDR, y una antena única.

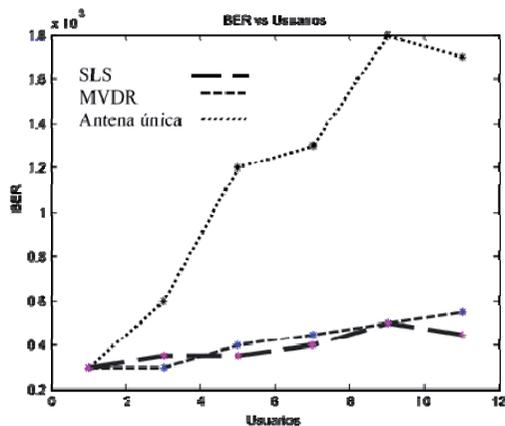


Figura 12: Gráfica BER vs Usuarios para algoritmo SLS, MVDR, antena única.

El trabajo de simulación fue basado en una propuesta realizada por Jae Joon Park, Juri Hwa11 Lee, en el trabajo Performance of Chip-/Symbol-Level Beamforming Algorithm for WCDMA-TDD System [Joon 2002] donde proponen evaluar el desempeño de dos esquemas de WCDMA, basado en chips y basado en símbolos, donde ellos llegan a los siguientes resultados mostrados en la gráfica de la figura 13.

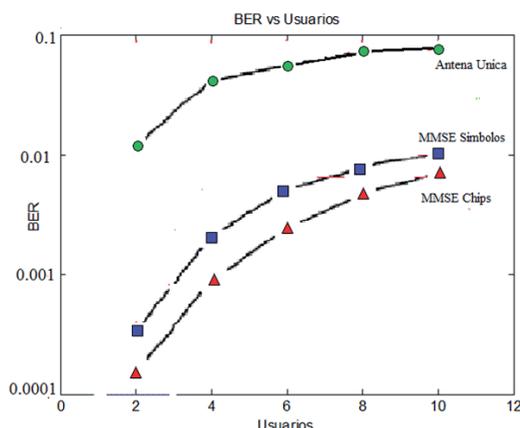


Figura 13: Performance of Chip-/Symbol-Level Beamforming Algorithm for WCDMA-TDD System.

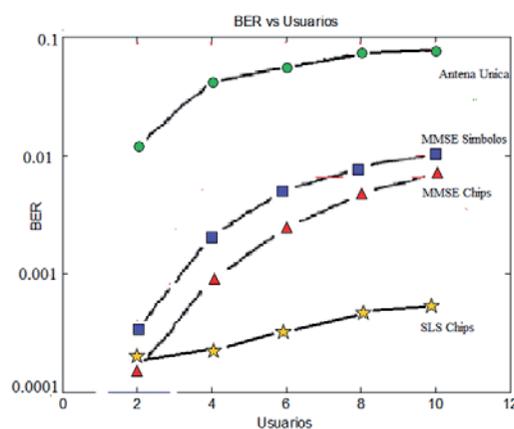


Figura 14: Performance of Chip-/Symbol-Level Beamforming Algorithm for WCDMA-TDD System vs SLS.

En la figura 14, colocamos los resultados de nuestra simulación en la misma escala de la figura 13, con la finalidad de ilustrar una comparación de nuestros resultados.

6. Conclusiones

En la figura 12, podemos observar la gráfica del BER vs el número de usuarios para el algoritmo SLS, donde la tasa de error presentada para 9 y 11 que es cuando se presenta la máxima demanda de servicio es de 4 a 5 x 10⁻⁴ errores. En otras palabras, es decir, que se presentan entre 4 y 5 errores por cada 10 000 bits transmitidos. La gráfica del mismo sistema, pero ahora con el vector de pesos encontrados por MVDR, se puede observar que para una demanda de 9 usuarios la tasa de error es 5x10⁻⁴, pero tiene a la alta, ya que para 11 usuarios el error es de 6x10⁻⁴, esto nos permite concluir que el sistema propuesto de SLS es una mejora en comparación con MVDR. Se consideró el uso de solo una antena receptora dipolar, es decir sin arreglo de antenas. La gráfica de la figura 14 ilustra la existencia de tasas de error del orden de 2x10⁻³ para 9 y 11 usuarios lo que nos da 1 error cada 1 000 bits. En la figura 4.6 se puede apreciar la diferencia de magnitud cuando comparamos nuestro sistema SLS propuestos con el sistema de una sola antena, la capacidad mejora hasta 5 veces. Si bien este tipo de comparaciones ya se han desarrollado en otros trabajos, la intención es ilustrar la validez de nuestro modelo de simulación, ya que los resultados son muy similares. En el trabajo Performance of Chip-/Symbol-Level Beamforming Algorithm for WCDMA-TDD System, la diferencia entre un arreglo de antenas y el uso de una sola antena es de solo 4 veces. Si bien, ellos comparan para un sistema adaptativo basada en el error cuadrático medio, como es el caso de MMSE, al colocar nuestros resultados en la misma escala, se pueden observar que el desempeño de nuestro sistema SLS mejora el desempeño en comparación a lo encontrado en el trabajo antes mencionado.

Referencias bibliográficas

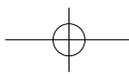
[Besada 2010] Besada San Martin Jose luis: Arrays y apertura universidad politécnica de Madrid. <http://ocw.upm.es/teoria-de-la-senal-y-comunicaciones-1/radiacion-y-propagacion/contenidos/apuntes>

[etd.lib.fsu.edu 2010] http://etd.lib.fsu.edu/theses/available/etd-04202004-113833/unrestricted/Thesis_Part_B.pdf

[Fakhrul 2010] Fakhrul Alam: Space Time Processing for Third Generation CDMA Systems thesis doctoral

[Frank 2005] Frank B. Gross, Smart Antennas for Wireless Communications With MATLAB PhD ST Fairfax, Virginia. McGraw-Hill

[Joon 2002] Joon Park, Jae Juri Hwa11 Lee, Hyim Seo :Performance of Chip-/Symbol-Level Beamforming Algorithm for WCDMA-TDD System Telecommunication Research AB, Gajong-Dong, Yusong-Gu, Tacjon Korea



[Liberti.1999] Liberti. J. and T. Rappapor, Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications, Prentice Hall, New York, 1999.

[Valdez 2006] Carlos Guillermo Valdez Castilla Evaluación de CDMA de Secuencia Directa, Sobre

modulación Multiportadora (OFDM), Conocida Como MC- DS- CDMA, Como Técnica de Acceso a Redes Inalámbricas de Cuarta Generación. (WLANS).

