

*Antena inteligente con haces conmutados para redes de comunicaciones móviles**

Viktor V. Zahárov
Departamento de Ingeniería Eléctrica y
Computadoras y Ciencias de Computadoras
Universidad Politécnica de Puerto Rico
vzaharov@pupr.edu

James Acosta
Departamento de Ingeniería Eléctrica y
Computadoras y Ciencias de Computadoras
Universidad Politécnica de Puerto Rico
jacosta@pupr.edu

SINOPSIS

La tecnología de antenas inteligentes para comunicaciones móviles ha sido objeto de gran interés mundial en la última década. La razón principal para la aplicación de antenas inteligentes es su potencial para un gran aumento en capacidad como resultado del rechazo de la interferencia entre canales. En el trabajo aquí presentado, se desarrolla el concepto de la antena inteligente que ajusta su patrón de radiación al escenario de la comunicación, formando vacíos profundos en la dirección de las señales de interferencia. Por medio de técnicas para proveer variabilidad espacial, el patrón de radiación es adaptado para optimizar las señales.

ABSTRACT

The smart antenna technology for mobile communications has been the object of enormous worldwide interest during the last decade. The principal reason for the application of smart antennae is their potential for a large increase in capacity due to the rejection of inter-channel interference. In the present work, the switched-beam smart antenna that adjusts the radiation pattern to the communication scenario, by forming deep nulls in the direction of interfering signals, is developed.

By using variable spatial techniques, the radiation pattern is adapted to optimize received signals.

I- INTRODUCCIÓN

Recientemente, ha habido un gran esfuerzo para construir una tercera generación en los sistemas de redes de comunicación móvil. Se espera que sistemas de la nueva generación propongan una variedad de servicios de comunicación inalámbrica, desde la comunicación de voz hasta las comunicaciones de vídeo con alta transferencia de bit, incluso acceso a Internet, la cual tendrá una demanda mayor en la comunicación móvil del futuro [4, 5]. Se espera también que en el futuro haya un aumento enorme en el tráfico de los sistemas de comunicación móvil, ya que el número de usuarios aumenta, así como nuevos servicios de alta transferencia de bit. El aumento en el tráfico provocará que fabricantes y operadores suministren redes de gran capacidad. En el presente, una de las técnicas más prometedoras para aumentar la capacidad de redes celulares es la aplicación de nuevos métodos de multicanalización para mayor tráfico - Multicanalización por División de Espacio (SDMA, en inglés Space Division Multiple Access).

En una red celular la comunicación por radio es entre el usuario y una estación base. La estación base suministra la cobertura de radio dentro de una célula. Las antenas de estación base tienen ahora patrones de haces omnidireccionales o seccionados

* Este trabajo se apoya por el proyecto "Puerto Rico Industrial Development Company", proyecto CN:2004-001603 (Multiple Access) [1, 2, 3].

(ver Figura 1a) [4]. Esto puede considerarse como un “desperdicio” de energía, ya que la mayor parte de ella se radiará en otras direcciones y poca hacia el usuario. Además, la energía radiada en otras direcciones se comporta como interferencia para otros usuarios. La idea de multicanalización SDMA es usar filtros espaciales o haces de antena de estación base más anchos (ver Figura 1b). Esto puede visualizarse como una antena que tiene un multihaz de comunicación. Las antenas de multihaz o multidireccional consiguen un uso más eficiente de la energía y el espectro, aumentando la energía recibida y reduciendo la interferencia [5]. Los principios generales de SDMA son válidos para redes tales como GSM, IS-95 y UMTS .

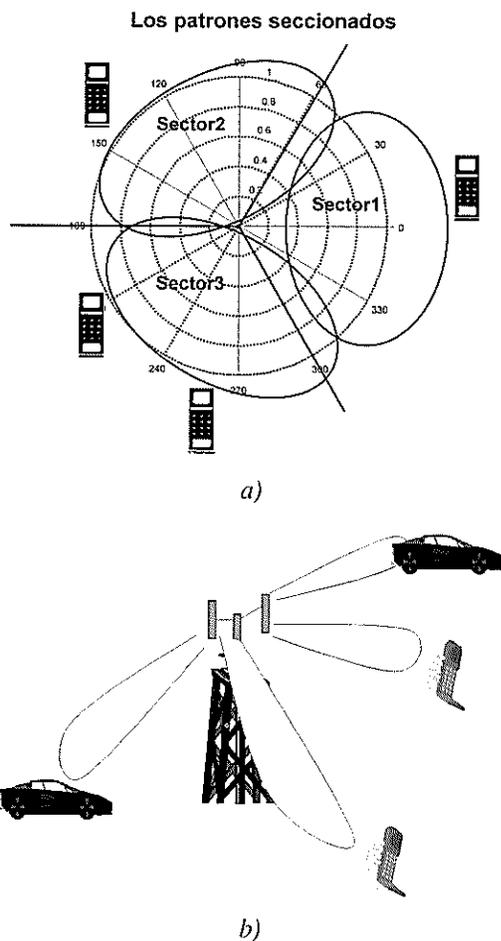


Figura 1: Configuración de antena de una estación base:

a) sector de antena convencional $3 \times 120^\circ$,

b) antena de multihaz

En este artículo se presenta el desarrollo de una antena inteligente multidireccional con haces conmutados adaptivos para redes celulares. Se propone un algoritmo para aplicarlo en procesador DSP con una complejidad lineal para calcular los vectores de peso óptimos, con procesamiento en espacio de haces de acuerdo con el criterio de maximizar la relación de señal-a-interferencia (MSIR). Se presentan resultados de simulación en varios escenarios de comunicación.

II- DESARROLLO DE FILTROS ESPACIALES CONMUTADOS PARA SDMA

En principio, para establecer una red de comunicación con multicanalización SDMA hay que construir un sistema de filtros espaciales ortogonales, esto es, realizar un patrón de radiación de multihaz [1]. Raramente la interferencia tiene la misma localización geográfica que el usuario. Sin embargo, aumentando al máximo la ganancia de la antena en la dirección deseada y poniendo el patrón de radiación mínimo simultáneamente en las direcciones de la interferencia, la calidad del enlace de comunicación se mejora significativamente [6, 7]. En las comunicaciones personales y móviles, las interferencias son entre usuarios que pueden transmitir señal a la estación base desde cualquier dirección.

El dispositivo de control puede llamarse la inteligencia de la antena, normalmente se logra usando un procesador de señales digitales (DSP). El procesador controla los parámetros del alimentador de la antena, basado en varias entradas para perfeccionar el enlace de comunicación [8]. Esto muestra que las antenas en SDMA no sólo son “antenas”, sino que hay el concepto de un transmisor-receptor completo. Además, la formación del haz de la antena es un proceso intensivo desde el punto de vista de la computación. Esto significa que la antena de la estación base debe incluir procesadores numéricos. Por esta razón, la antena de las estaciones base con sistema SDMA es un poco más costosa que las estaciones bases convencionales.

El concepto principal de antena con haces conmutados se describió en [9]. Es posible que, al usar la red de antenas, se pueda crear un grupo de haces (filtros espaciales), que se traslapan y juntos producen la cobertura del omnidireccional. Para cada llamada, los algoritmos de software determinan los haces que mantienen la señal de calidad más alta y el sistema actualiza la selección del lóbulo continuamente, asegurando que los clientes consigan la calidad óptima en la duración de su llamada.

Podrían diseñarse patrones que traslapan el haz en direcciones ligeramente diferentes. De vez en cuando, el sistema examina las salidas de cada haz y selecciona el haz con la potencia de salida mayor. El uso de un haz angosto reduce el número de fuentes de interferencia que "ve" la estación base. Como los móviles cambian de sitio, el sistema de la antena controla continuamente la calidad de la señal para determinar cuál lóbulo particular debe seleccionarse.

La geometría más simple de la red de antenas es una Red Equidistante Lineal Uni-dimensional. Todos los elementos de la red se ponen a lo largo de una línea con una distancia igual entre ellos. Consideraremos una red de antenas lineal con L elementos con una distancia d entre los elementos (ver Figura 2). La característica direccional de la antena multihaces puede presentarse como matriz de filtros espaciales multidireccionales con N columnas de los vectores dirigidos (matriz de Battler) [10]

$$\Phi = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_i, \dots, \mathbf{a}_N], \quad (1)$$

donde $\mathbf{a}_i = [1, e^{-j\psi_i}, e^{-j2\psi_i}, \dots, e^{-j(L-1)\psi_i}]^T$ es el vector de referencia para un canal i -ésimo,

$\psi_i = 2\pi \left(\frac{d}{\lambda_0} \right) \sin \theta_i$, y θ_i es el i -ésimo ángulo de referencia.

Como se demuestra en [10, 11] los vectores de referencia son señales ortogonales, que logran condiciones suficientes para su aplicación en sistemas de multicanalización.

$$\mathbf{a}_i^H \mathbf{a}_k = \begin{cases} N, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases} \quad (2)$$

La Figura 3 presenta filtros ortogonales espaciales que producen una red de antenas con un número elementos $L=12$, y un número de canales $N=11$ para el sector 120° (ver Figura 1a). Como se ve en la Figura 3 los máximos de filtros de cada canal siempre coinciden con ceros de otros, lo que verifica la ortogonalidad entre sí.

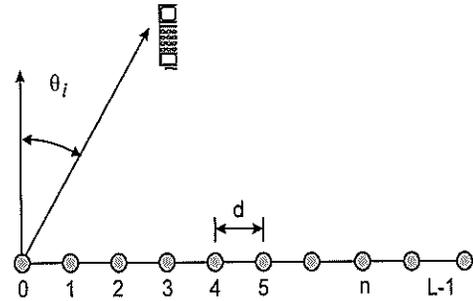


Figura 2: La red equidistante lineal unidimensional

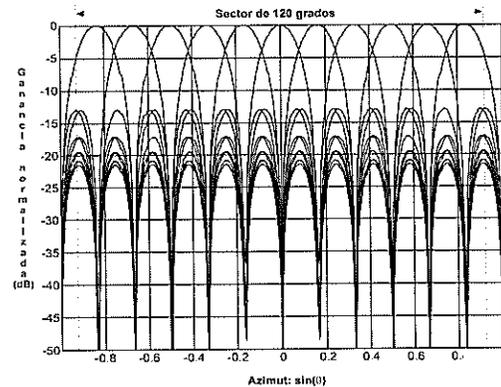


Figura 3: Lobos ortogonales espaciales, $L=12, N=11$

Las antenas multilóbulo tienen normalmente un mejor comportamiento, en lo que se refiere a la energía recibida, pero también suprimen la interferencia que llega de direcciones fuera del haz activo, debido a la resolución superior comparada con una antena convencional.

III- MODELO DE LA SEÑAL Y CRITERIO DE RENDIMIENTO

Se ofrece el sistema de SDMA que está basado en una red de antenas con haces conmutados, donde el patrón de radiación se altera ajustando la amplitud

y fase en los diferentes elementos de la red. El modelo de la radiación total se da por el tipo de los elementos, las posiciones relativas y la excitación (la amplitud y fase). Usando una red de antenas, es posible obtener un muy buen control del patrón de radiación, formado del haz principal y controlando el nivel de los lóbulos laterales en las direcciones de las interferencias [10, 12]. El modelo de la radiación se da singularmente por los parámetros mencionados.

El procesador calcula la estrategia combinada para las señales de la antena que de manera óptima recuperan las señales de los usuarios. Con esta estrategia, la señal de usuario de interés se recibe con tanta ganancia como sea posible y para otros usuarios (las señales de la interferencia) serán rechazados tanto como sea posible. Un cálculo análogo se hace para permitir la transmisión selectiva de la red en el espacio. La señal de cada usuario se entrega eficazmente a través de un canal espacial de comunicaciones separado. El sistema tiene la habilidad de transmitir y recibir la información sobre cada uno de los canales espaciales que les generan canales bidireccionales. Por lo anterior, la estación base con haces conmutados y el procesador digital se estructura en tres secciones principales: red de antenas, formador de haces, y DSP.

La señal de la entrada de L elementos de la antena se presenta como una matriz

$$\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_i, \dots, \mathbf{u}_N] \quad (3)$$

donde $\mathbf{u}_i = \sqrt{P_i} [1, e^{-j\varphi_i}, e^{j2\varphi_i}, \dots, e^{j(L-1)\varphi_i}]^T$ es la señal de i -ésimo usuario, $\varphi_i = 2\pi(d/\lambda)\sin\phi_i$, ϕ_i es el ángulo del i -ésimo usuario de la señal de llegada,

es la potencia de i -ésimo señal de usuario; d , λ son respectivamente espacio entre elementos de la red y longitud de onda, N es el número máximo de usuarios activos, T es símbolo de transpuesta.

Cuando $\phi_i = \dots$, obtenemos el vector de referencia para cada canal

$$\mathbf{V} = \Phi^H \mathbf{U} = [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_i, \dots, \mathbf{v}_N] = \mathbf{I}_N \mathbf{P} \quad (4)$$

donde

$$\mathbf{P} = \text{diag}\{\sqrt{P_1}, \sqrt{P_2}, \dots, \sqrt{P_N}\},$$

$\mathbf{v}_i = [0, 0, \dots, \sqrt{P_i}, \dots, 0]^T$, H es el símbolo de conjugado y transpuesta, \mathbf{I}_N es la matriz de identidad.

El vector de salida de la matriz de Battler es

$$\mathbf{x} = \sum_{i=1}^N \hat{\mathbf{v}}_i \mathbf{n}(t) \quad (5)$$

donde $\hat{\mathbf{v}}_i$ es el vector de la señal recibida en un escenario de comunicación real, cuando $\phi_i \neq \theta_i$, $\mathbf{n}(t)$ es ruido térmico con medio cero que se presenta en la entrada del receptor.

La señal de salida del formador de haz del usuario i -ésimo se da como

$$y_i = \mathbf{w}_i^H \mathbf{x} \quad (6)$$

donde \mathbf{w}_i es el vector de peso del formador de haz de número i -ésimo, $\mathbf{w}_i = [w_{i1}, w_{i2}, \dots, w_{iN}]^T$.

Suprimiendo la señal de interés de las fuentes de la interferencia, los coeficientes de pesos del algoritmo de formación de haces tienen que ser auto-ajustados y optimizados con algún criterio, por ejemplo, el criterio de máxima relación señal/ruido (MSIR). Según este criterio

$$G = \frac{|\mathbf{w}_{i \text{ opt}}^H \mathbf{v}_i|^2}{\mathbf{w}_{i \text{ opt}}^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{i \text{ opt}}} \quad (7)$$

El vector de peso óptimo para el usuario número i -ésimo que aumenta el máximo SIR de canal i se presenta como

$$\mathbf{w}_{i \text{ opt}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_i \quad (8)$$

donde $\mathbf{R} = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\}$ es la $N \times N$ matriz de correlación de señal total recibida.

El vector de salida de canal i -ésimo

$$y_i = \mathbf{v}_i^H \mathbf{w}_{i \text{ opt}} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{x} \quad (9)$$

Cuando se usa el tamaño de la muestra finita, el vector de peso óptimo $\mathbf{w}_{i \text{ opt}}$ según la ecuación (8) puede volverse a escribir como

$$w_i(k) = P_i \times w_i \{ \hat{\mathbf{R}}^{-1}(k) \} \quad (10)$$

donde $\hat{\mathbf{R}}(k) = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \mathbf{x}(i) \mathbf{x}^H(i)$ es la estimación de probabilidad máxima de la matriz \mathbf{R} , $\mathbf{x}(i)$ es vector \mathbf{x} muestreado en momento de tiempo i -ésimo.

La relación de SIR para el vector de peso que se forma con números de muestras finitas es

$$G(k) = \frac{|\mathbf{w}^H(k) \mathbf{v}_i|^2}{\mathbf{w}^H(k) \mathbf{R} \mathbf{w}(k)} \quad (11)$$

IV- DESARROLLO DE ALGORITMO ADAPTIVO PARA EL FILTRO ESPACIAL MULTICANAL

Se propone un algoritmo RLS renovado con la complejidad de cálculo $O(NK)$, que tiene como operación base la multiplicación de un vector por un vector. Se supone que los datos de la entrada se presentan como K vectores $\mathbf{x}(1), \mathbf{x}(2), \dots, \mathbf{x}(i), \dots, \mathbf{x}(K)$. Se introduce una matriz estimada como

$$\hat{\mathbf{R}}(K) = \sum_{k=1}^K \mu^{K-k} \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (12)$$

donde μ es el factor de olvido, $0 \leq \mu \leq 1$, σ es un regularizador fijado.

El algoritmo que se calcula de vectores pesados óptimos para canal con número i -ésimo se presenta como:

Etapa 1. Inicialización. $\hat{\mathbf{R}}(0) = \sigma^2 \mathbf{I}$,

$$\hat{\mathbf{R}}^{-1}(0) = \sigma_L^{-2} \mathbf{I}, \quad \hat{\mathbf{w}}_i(0) = \mathbf{v}_i$$

Etapa 2. Para cada $k = 1, 2, \dots, K$ se calcula

$$\mathbf{z}(k) = \mu^{-(k-1)} \mathbf{v}_i^T \mathbf{x}(k) - \sum_{i=1}^{k-1} \mu^{-(k-i)} \mathbf{g}(i) \mathbf{z}^H(i) \mathbf{x}(k);$$

$$\mathbf{g}(k) = \frac{\mu^{-1} \mathbf{z}(k)}{1 + \mathbf{x}^H(k) \mathbf{z}(k)};$$

$$\hat{\mathbf{R}}^{-1}(k) = \mu^{-1} \hat{\mathbf{R}}^{-1}(k-1) + \mu^{-1} \mathbf{g}(k) \mathbf{z}^H(k);$$

$$\mathbf{w}_i(k) = \hat{\mathbf{R}}^{-1}(k) \mathbf{v}_i - \mathbf{P}_i \times \mathbf{w}_i \{ \hat{\mathbf{R}}^{-1}(k) \};$$

$$\mathbf{y}_i(k) = \mathbf{w}_i^H(k) \mathbf{x}(k).$$

Como sigue de etapa 2, cuando el proceso en tiempo real se lleva a cabo la complejidad del

algoritmo requiere de $2Nk$ multiplicaciones y sumas aproximadamente.

V- SIMULACIÓN

Para probar el funcionamiento del sistema desarrollado, el escenario muestra fue simulado. La red de una antena lineal consiste de $L=12$ elementos con un espacio entre sí de $\frac{\lambda}{2}$. El número de lóbulos espaciales es $N=11$. El número de usuarios $M = 1, 2, 4, 12$. Cada fuente es simulada como un proceso Gaussiano con $SNR = 17\text{db}$, con varias direcciones de llegada con modulación BPSK. Se promediaron 200 simulaciones independientes. El algoritmo fue aplicado con un factor de memoria de $\mu = 0.99$.

La ganancia del procesador fue evaluada para diferentes números de usuarios activos, los cuales tienen servicio en la célula al mismo tiempo como usuarios de interés. Los resultados se presentan en la Figura 4. Como se ve de la Figura 4 la ganancia aumenta con el número de usuarios en el sector de servicio. En la Figura 5 se presenta la dependencia respecto a la probabilidad de error (BER) contra la relación $\frac{E_b}{N_0}$ para 2 casos: 1°- cuando 2 usuarios están en servicio de interferencia, 2° - de un total de 11 usuarios de interferencia están en servicio.

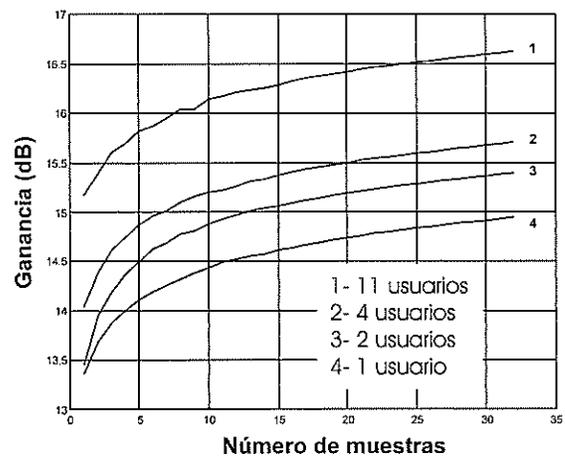


Figura 4: Ganancia de antena adaptiva vs. no adaptiva para diferentes M .

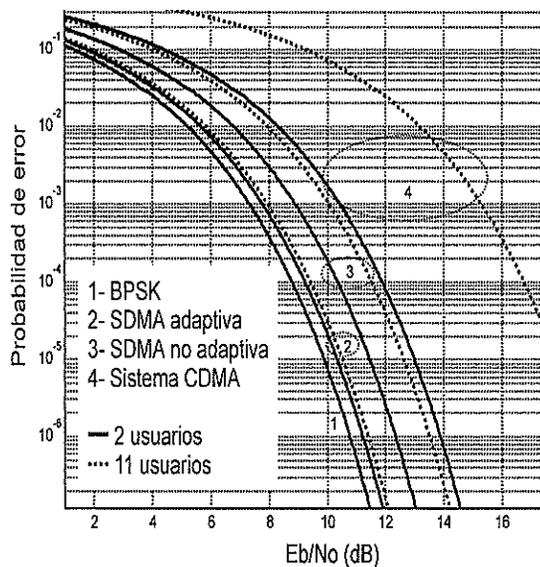


Figura 5: Comparación de BER para varios sistemas

Como se ve de la Figura 5, la BER del sistema adaptivo (curva 2) es casi igual al rendimiento en presencia sólo de ruido blanco (curva 1) y casi no depende del número de usuarios que funcionan al mismo tiempo. Pero para un sistema convencional, como el uso de un sistema de multicanalización CDMA, la dependencia es grande (curva 4). La ganancia SDMA contra CDMA para 2 usuarios es ~ 3 dB en relación SNR y para 11 usuarios es ~ 8 dB. Esto significa, que la potencia radiada en un sistema SDMA con haces conmutados adaptivos puede ser disminuida ~ 7 veces.

VI- CONCLUSIONES

Es obvio que las estaciones base con SDMA son una tecnología importante para proporcionar mayor capacidad y cobertura en sistemas móviles. Se proporciona un sistema SDMA con aplicación de antena inteligente a los sistemas móviles IS-95, IMT2000 y UMTS, los cuales incluyen haces conmutados y algoritmo, que aumenta al máximo la relación de señal-a-interferencia recibida. Se propone un algoritmo avanzado con una complejidad lineal para calcular los vectores de peso óptimos para suprimir señales de interferencia. Se presentan

resultados de simulaciones para varios escenarios de comunicación con aplicaciones de sistemas SDMA con estaciones base para redes celulares. Se demuestra que la ganancia recibida es hasta 8 dB cuando la antena adaptiva se aplica en lugar de la antena no adaptiva.

VII- REFERENCIAS

- [1] M. Cooper, M. Goldburd, "Intelligent Antennas: Spatial Division Multiple Access". Annual review of communications, Array Comm. Inc., 1996.
- [2] L.C. Godara, "Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations", Proceedings of The IEEE, Vol. 85, No. 8, 1997.
- [3] B. Ottersten, Spatial Division Multiple Access (SDMA) in Wireless Communications, Nordic Radio Symposium, Stockholm, 1995.
- [4] T.S. Rappaport, Wireless Communications-Principles and Practice, Prentice Hall, 2002.
- [5] J.C. Liberti, T.S. Rappaport, Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third-Generation CDMA Applications, Prentice Hall, NJ, 1999.
- [6] B. Allen, M. Beach, "On the Analysis of Switched-Beam Antennas for the W-CDMA Downlink", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 53, No. 3, 2004.
- [7] M.J. Ho, G. L. Stuber, and M. D. Austin, "Performance of Switched-Beam Smart Antennas for Cellular Radio Systems", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 47, No. 1, 1998.
- [8] A. Kuchar et al. "Real-Time Smart Antenna Processing for GSM1800 Base Station", IEEE Vehicular Technology Conference, Houston, Texas, 1999.
- [9] S. Bellofiore, C. A. Balanis, J. Foutz, and A. S. Spanias, "Smart-Antenna Systems for Mobile Communication Networks Part I: Overview and Antenna Design", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 44, No. 3, 2002.

- [10] H.L. Van Trees, Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part IV, Optimum Array Processing, John Wiley & Sons, 2002.
- [11] R.A. Monzingo, T. W. Miller, Introduction to Adaptive Arrays, John Wiley & Sons Inc, New York, 1980.
- [12] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice Hall, NJ, 1996.