

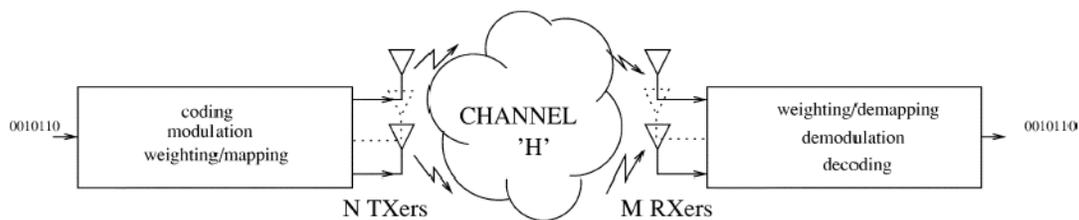
Resumen

Este es un resumen sobre el progreso reciente en el área de sistemas (MIMO) con codificación espacio-temporal. Se discuten diferentes clases de técnicas y algoritmos propuestos para aprovechar los beneficios de los sistemas MIMO, incluyendo esquemas de multiplexado espacial y codificación espacio-temporal. Se presentan también modelos de canal.

Introducción

Las comunicaciones digitales utilizando sistemas MIMO, han surgido recientemente como uno de los avances técnicos más significativos en las comunicaciones modernas. Esto se debe a su potencial de eliminar el cuello de botella en la capacidad de tráfico en las futuras redes de internet inalámbrico intensivo.

Los sistemas MIMO pueden definirse de manera simple. Dado un sistema de comunicación inalámbrico, consideramos un enlace para el cual tanto el extremo de transmisión como el de recepción están equipados con múltiples antenas. Este esquema se muestra en la siguiente figura:



La idea consiste en que las señales en las antenas de transmisión en un extremo y las de recepción en el otro se combinan de manera tal que para cada usuario:

- O bien se mejora la calidad de la comunicación (se reduce el BER).
- O se aumenta la tasa de transferencia de datos.

Es claro que esta ventaja puede ser utilizada tanto para mejorar la calidad de servicio de la red como para aumentar significativamente las ganancias del proveedor del servicio.

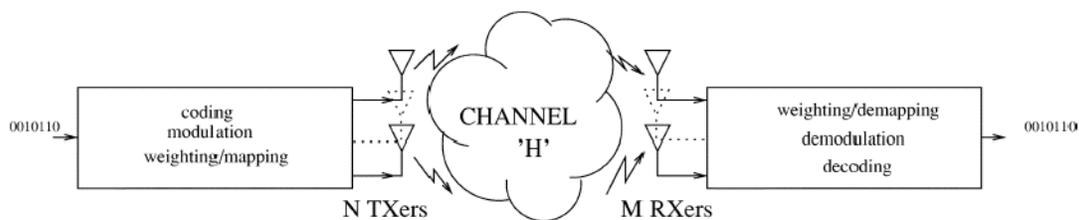
La idea central en los sistemas MIMO es el procesamiento de señales espacio-temporal, en el cual la variable tiempo es complementada con la dimensión espacial (inherente al uso de múltiples antenas distribuidas espacialmente). De esta manera, los sistemas MIMO pueden verse como una extensión de los sistemas de antenas inteligentes, en los que se utilizan arreglos de antenas para mejorar la transmisión inalámbrica.

Una propiedad clave de los sistemas MIMO es la capacidad de explotar la propagación multicamino transformándola en un beneficio para el usuario. Estos sistemas toman ventaja de manera efectiva del desvanecimiento aleatorio y de la dispersión de retardos multicamino para multiplicar las tasas de transferencia.

El interés reciente en los sistemas MIMO y de codificación espacio-temporal se basa en la perspectiva de una mejora de varios órdenes de magnitud en el desempeño de las comunicaciones inalámbricas sin el costo de utilización adicional del espectro. Esto motivó avances en áreas tan diversas como modelado de canal, teoría de la información y codificación, procesamiento de señales, diseño de antenas, etc.

Principio de funcionamiento de sistemas (MIMO) con codificación espacio-temporal

Consideremos el diagrama del sistema multiantena de la primera figura:



Una cadena de datos binarios es la entrada del “bloque” de transmisión. El transmisor construye varias cadenas de símbolos separadas, que pueden ser independientes, parcialmente redundantes, o completamente redundantes. Luego, cada cadena de símbolos se mapea en una antena de transmisión distinta. Este mapeo puede incluir asignación de pesos a las antenas o pre-codificación espacio-temporal.

En el receptor, las señales son capturadas (posiblemente por múltiples antenas) y se realizan la demodulación y mapeo inverso para recuperar el mensaje transmitido.

El nivel de inteligencia, complejidad, y conocimiento a priori del canal utilizados en la elección de los algoritmos de codificación y mapeo en las antenas puede variar sustancialmente, y esto determina el tipo y desempeño de la solución multiantena implementada.

Antenas inteligentes

En la terminología convencional de antenas inteligentes, únicamente el receptor o el transmisor están equipados con antenas múltiples (no ambos). Además, por lo general están colocadas en la estación base, donde se considera que el costo y el espacio extra son más rentables.

La combinación de arreglos de antenas lineales puede proveer un enlace de comunicaciones más confiable ante condiciones de propagación adversas, como el desvanecimiento multicamino y la interferencia.

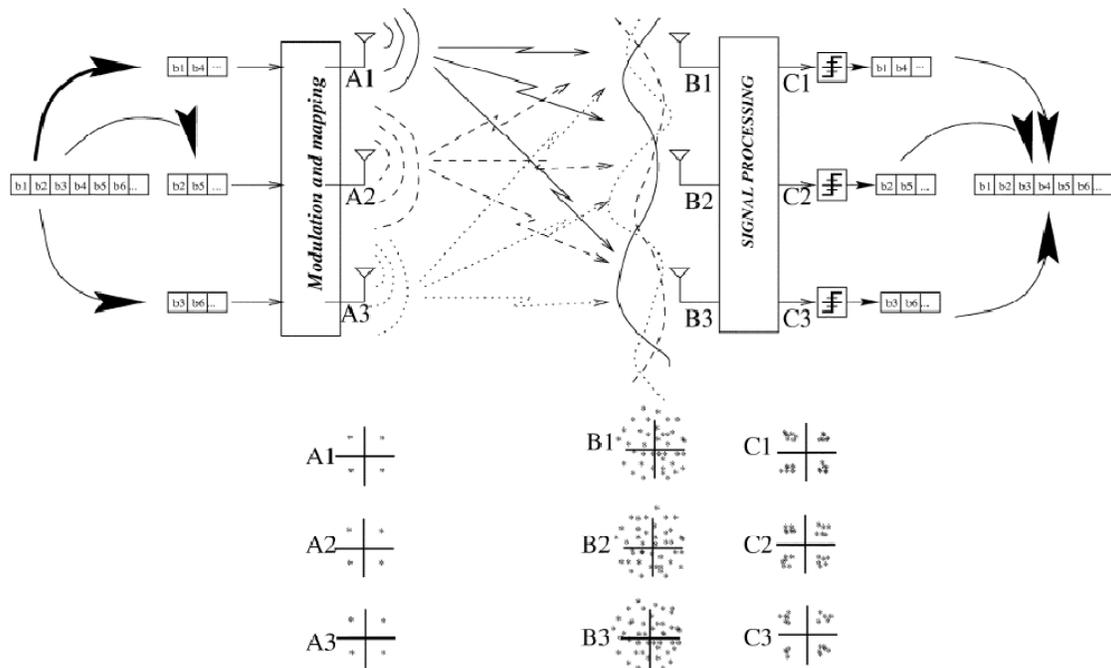
Una opción interesante es la técnica de beamforming, que incrementa la relación señal a ruido (SNR) promedio enfocando la energía radiada en la dirección deseada. De hecho, al estimar la respuesta de cada antena ante una señal deseada, y posiblemente ante señales interferentes, se pueden combinar las antenas de manera óptima mediante la asignación de pesos en función de la respuesta de cada una. Entonces puede maximizarse el nivel promedio de la señal deseada, o directamente minimizarse el nivel de otras señales como el ruido y la interferencia.

Otro concepto sumamente útil es el de diversidad espacial. Cuando el canal tiene desvanecimiento aleatorio causado por propagación multicamino, la probabilidad de perder la señal disminuye exponencialmente con el número de antenas no correlacionadas que se utilizan. Se define orden de diversidad como el número de ramas espaciales no correlacionadas disponibles en el transmisor (o el receptor).

Está demostrado que al combinar estas técnicas de antenas inteligentes, se mejora la relación entre rango de cobertura y calidad de servicio ofrecidos al usuario. En un enlace MIMO, se mantienen los beneficios de las antenas inteligentes convencionales, dado que la optimización de las señales multiantena se realizan en un espacio mayor y por lo tanto provee grados de libertad adicionales.

Si asumimos estimación previa del canal, los sistemas MIMO ofrecen ganancia en diversidad conjunta de transmisión y recepción, sumado a la ganancia del arreglo de antenas.

Matemáticamente, en un sistema MIMO los datos son transmitidos a través de un canal caracterizado por una matriz en lugar de un vector. Como se verá más adelante, este hecho de por sí agrega beneficios extra además de los mencionados anteriormente. Por ejemplo, bajo determinadas condiciones, se pueden transmitir $\min(M, N)$ cadenas de datos simultáneamente a través de los autovalores de la matriz del canal, para N antenas de transmisión y M antenas de recepción.



La separación en el extremo del receptor es posible sólo si las ecuaciones son independientes, es decir si cada antena ve un canal suficientemente distinto. En este sentido, la propagación multicamino resulta esencial porque hace al canal selectivo en espacio, lo que permite esta separabilidad de las distintas cadenas de datos en el receptor.

Se define el rango de un canal MIMO como el número de ecuaciones independientes en la matriz del canal. Este número siempre es menor que la cantidad de antenas de transmisión y que la cantidad de antenas de recepción. El número de señales independientes que pueden ser transmitidas por un sistema MIMO es a lo sumo igual al rango del canal.

Sin embargo, no hay que perder de vista otros factores como la codificación, que tienen un rol clave en cuanto al desempeño del enlace en términos del BER.

Teoría de la información en sistemas MIMO

Veamos ahora la ganancia que ofrecen los sistemas MIMO en términos de la capacidad del canal.

Resultados fundamentales

Para un sistema SISO sin memoria, la capacidad está dada por la célebre ecuación de Shannon:

$$C = \log_2 \left(1 + \rho |h|^2 \right) \quad \text{b/s/Hz} \quad (1)$$

Donde h es la ganancia compleja normalizada del canal y ρ es la SNR en la antena de recepción.

A medida que agregamos antenas de recepción, las estadísticas de capacidad mejoran, y con M antenas se obtiene un sistema SIMO cuya capacidad está dada por:

$$C = \log_2 \left(1 + \rho \sum_{i=1}^M |h_i|^2 \right) \quad \text{b/s/Hz} \quad (2)$$

Donde h_i es la ganancia para la antena de recepción i . Sin embargo, aumentar el número de antenas receptoras M produce solamente un incremento logarítmico en la capacidad promedio.

Ahora, para un sistema MISO con N antenas de transmisión, la capacidad será:

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N} \sum_{i=1}^N |h_i|^2 \right) \quad \text{b/s/Hz} \quad (3)$$

Donde la normalización por N asegura una potencia de transmisión total fija y pone de manifiesto la ausencia de ganancia por el arreglo de antenas en este caso. Esto resulta lógico, dado que el receptor ve un solo canal para esta topología.

Por último vemos el caso de un sistema MIMO con N y M antenas, de transmisión y recepción respectivamente. En este caso, la capacidad del canal está dada por:

$$C_{EP} = \log_2 \left[\det \left(I_M + \frac{\rho}{N} HH^* \right) \right] \quad \text{b/s/Hz} \quad (4)$$

Donde H^* es la matriz transpuesta conjugada de H, y H es la matriz del canal de orden $M \times N$. Tanto en este caso como en el anterior, se suponen N fuentes de información no correlacionadas y de igual potencia (EP). Puede demostrarse que para esta configuración, la capacidad del canal aumenta linealmente con $m = \min(M, N)$. Intuitivamente vemos que el determinante de la ecuación contiene el producto de m autovalores distintos de cero de la matriz H, cada uno de los cuales caracteriza la SNR sobre un modo. Entonces, la capacidad total es la suma de las capacidades de cada uno de los modos, de modo que se obtiene el efecto de multiplicación de la capacidad con respecto a un sistema SISO. Además, no es probable que la mayoría de los autovalores sean muy pequeños, y ergo el crecimiento lineal de la capacidad realmente se logra.

Dado que la capacidad en la última ecuación está definida como una variable aleatoria, surge el problema de cómo caracterizarla de la mejor manera. Generalmente se utilizan dos estrategias simples: la capacidad media o ergódica, y la capacidad "ininterrumpida". Las medidas de capacidad "ininterrumpida" son los valores de capacidad mantenidas el 90 o 99 % del tiempo, y son indicativos de la confiabilidad del sistema.

Un aspecto a ser considerado con cuidado es que las expresiones de capacidad desarrolladas anteriormente se basan en análisis de tipo "cuasi estático", donde el canal varía aleatoriamente entre ráfagas. En efecto, el crecimiento lineal de la capacidad es válido únicamente bajo ciertas condiciones del canal. Sin embargo, en general es un modelo razonable para un número moderado de antenas que no estén demasiado cerca.

Teoría de la información y capacidad de un sistema MIMO

Resulta útil generalizar la discusión sobre capacidad a casos que puedan incluir transmisores con algún conocimiento previo del canal. Para esto es necesario definir primero algunos conceptos importantes, empezando por el modelo de una señal MIMO:

$$r = H \cdot s + n \quad (5)$$

Donde r es el vector de la señal recibida de orden $M \times 1$, s es el vector de la señal transmitida de orden $N \times 1$, y n es un vector de ruido aditivo de orden $M \times 1$. Asumimos que el ruido es gaussiano

complejo iid cuyos elementos tienen varianza σ^2 , y por conveniencia normalizamos la potencia de ruido de manera que $\sigma^2 = 1$.

Esta ecuación representa un solo usuario MIMO, comunicándose a través de un canal con AWGN. Se asume que la única interferencia presente es la auto-interferencia entre las distintas cadenas de datos de entrada al sistema MIMO.

Si definimos Q como la matriz covarianza de s , entonces la capacidad para este sistema está dada por:

$$C = \log_2 [\det(I_M + HQH^*)] \quad \text{b/s/Hz} \quad (6)$$

Donde se tiene que verificar que $\text{tr}(Q) \leq \rho$ para que la potencia global esté acotada. Es interesante ver que si tomamos fuentes de igual potencia no correlacionadas, $Q = (\rho/N)I_N$ y la ecuación (6) se reduce a la ecuación (4).

Descomposición en canales SISO

Se demuestra fácilmente que la ecuación (4) puede reescribirse como:

$$C_{EP} = \sum_{i=1}^m \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N} \lambda_i \right) \quad \text{b/s/Hz} \quad (7)$$

Donde λ_i es el i -ésimo autovalor distinto de cero de W , y

$$W = \begin{cases} HH^*, M \leq N \\ H^*H, N < M \end{cases} \quad (8)$$

Entonces, podemos descomponer el canal MIMO en m canales SISO paralelos equivalentes realizando la descomposición en valores singulares de H . Si descomponemos $H = UDV^*$, con U y V unitarias y $D = \text{diag}(\sqrt{\lambda_i}, 0)$, tenemos

$$\tilde{r} = D\tilde{s} + \tilde{n} \quad (9)$$

Donde $\tilde{r} = U.r$, $\tilde{s} = V.s$ y $\tilde{n} = U.n$

Capacidad cuando hay conocimiento previo del canal en el transmisor (waterfilling)

Cuando la matriz H del canal es conocida en el transmisor (y en el receptor), se puede optimizar la capacidad con respecto a Q sujeta a la restricción de potencia dada por $\text{tr}(Q) \leq \rho$. La solución a este problema se conoce como waterfilling, y la capacidad obtenida es:

$$C_{WF} = \sum_{i=1}^m \log_2(\mu \lambda_i)^+ \quad \text{b/s/Hz} \quad (10)$$

Donde μ se elige de manera tal que

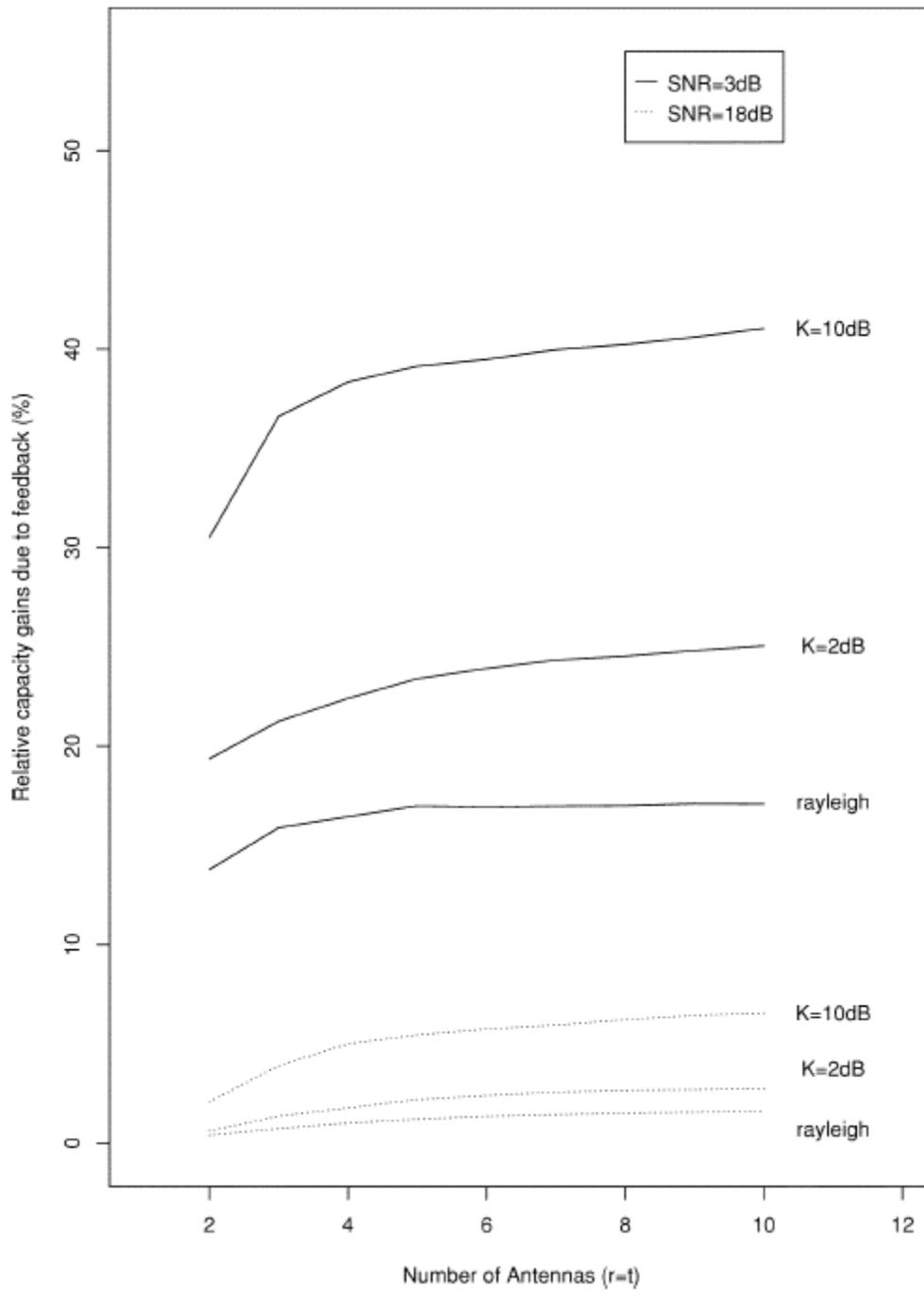
$$\rho = \sum_{i=1}^m (\mu - \lambda_i^{-1})^+ \quad (11)$$

Donde el “+” indica que deben tomarse solamente los términos positivos.

En términos del impacto de la realimentación (en forma de información sobre el canal provista al transmisor), es interesante que la ganancia relativa en capacidad por waterfilling (WF) comparada con fuentes de igual potencia (EP) es significativa para SNR bajas, pero converge a cero a medida que la SNR aumenta. De hecho, las ganancias obtenidas por realimentación son menores al 30 % para SNR mayores que 10 dB.

Esta disminución de la ganancia para SNR altas se puede explicar intuitivamente de la siguiente manera. Cuando los niveles de ruido son muy altos, cualquier información extra sobre el canal es muy importante, lo que no pasa si el canal es bueno. Por otra parte, el conocimiento del canal en el transmisor provee principalmente ganancia en el arreglo de antenas de transmisión. Las ganancias por diversidad y multiplexado no requieren este conocimiento, ya que se obtienen igual en esquemas de transmisión “ciegos”. De hecho, puede demostrarse que cuando la información sobre el canal no está disponible en el transmisor, la capacidad está dada por la ecuación (4).

La figura que sigue muestra la ganancia obtenida mediante realimentación en función del número de antena y la SNR:



Limites de capacidad

Los resultados exactos vistos hasta ahora son casi todos ellos fuertemente dependientes del caso de desvanecimiento Rayleigh iid. Para otros escenarios, resulta útil obtener resultados límites, no sólo para abarcar un rango de casos más amplio sino también porque los resultados son más intuitivos. Consideramos el caso límite para $M, N \rightarrow \infty$ y $M/N \rightarrow c$ para alguna constante c , condición que denominaremos de “sistemas grandes”.

Podemos distinguir dos casos:

- El canal es conocido en el transmisor: en este caso, está demostrado que para ciertas condiciones de desvanecimiento, C_{WF}/M converge a una constante μ_{WF} , que está dada por una ecuación integral. Para otros casos, el conocimiento sobre el comportamiento de estos sistemas está basado en simulaciones.
- No se conoce el canal en el transmisor: en esta situación, tenemos la capacidad C_{EP} dada por la ecuación (4). Para sistemas grandes, se demostró que la capacidad media límite tiene la forma $M\mu_{EP}$, donde $M\mu_{EP}$ depende de M y N sólo a través del cociente $c = M/N$. Para una clase de canales más general, los resultados son similares y se cumple el siguiente teorema del límite central:

$$\lim_{M, N \rightarrow \infty} \left(\frac{C_{EP} - E(C_{EP})}{\sqrt{\text{var}(C_{EP})}} \right) = Z \quad (12)$$

De manera que cuando $M, N \rightarrow \infty$, $M/N \rightarrow c$ y $Z \approx N(0,1)$. Estos cálculos resultaron ser sorprendentemente precisos, no sólo para canales con desvanecimiento tipo Rayleigh sino también para canales tipo Ricean.

Transmisión sobre canales MIMO

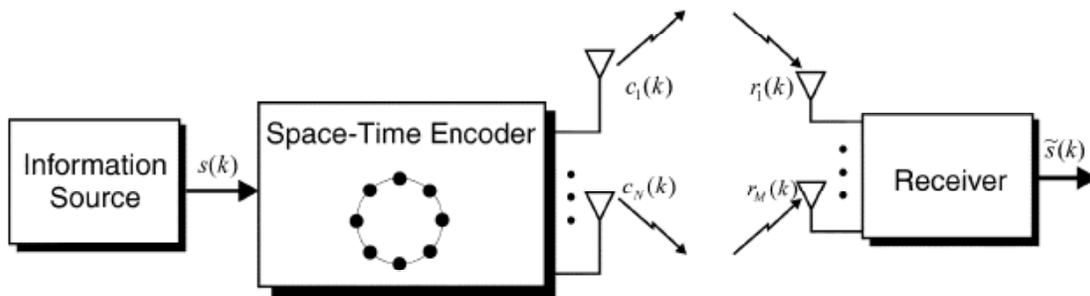
Principios generales

Los esquemas de transmisión actuales sobre canales MIMO se dividen básicamente en dos categorías, cada una de las cuales está orientada a perseguir un objetivo en particular: maximizar la tasa de transmisión o maximizar la diversidad.

La primer clase de sistema pone énfasis en mejorar el comportamiento promedio de la capacidad del canal, mientras que la segunda opción intenta minimizar la probabilidad de interrupción, o equivalentemente maximizar la capacidad “ininterrumpida”.

Es posible codificar las señales de manera que la tasa de transmisión efectiva sea la misma que la de un sistema SISO. Entonces, cada antena ve una versión completamente redundante de la misma señal pero codificada de manera distinta. En este caso, las antenas múltiples son utilizadas como una fuente de diversidad espacial y no para aumentar la tasa de transmisión.

El conjunto de esquemas orientados a realizar codificación conjunta de múltiples antenas de transmisión se denominan STCs (Space Time Coding). La idea detrás de todos ellos es la siguiente: se genera un número de símbolos de código igual al número de antenas de transmisión y se transmiten simultáneamente, un símbolo por cada antena. En la figura que sigue se muestra un diagrama en bloques simple de un codificador STC:



Actualmente existen dos sistemas de codificación espacio temporal.

El primero de ellos, que consiste en generar códigos de trellis, requiere un algoritmo de Viterbi multidimensional en el receptor. Provee un beneficio en diversidad igual al número de antenas de transmisión y además tiene ganancia de codificación, pero la complejidad del receptor es muy elevada y crece exponencialmente con el número de estados de la trellis. Este sistema es conocido como STTC (Space Time Trellis Coding).

El segundo método, denominado STBC (Space Time Block Coding), es el responsable de la creciente popularidad de los esquemas de STC. Esto se debe a que gracias a su construcción, la decodificación en el receptor puede realizarse mediante procesamiento lineal. El costo de esta notable disminución en la complejidad reside en que aunque se obtiene la misma ganancia en diversidad con respecto a los STTC, no hay ganancia de codificación.

Veamos con más detalle cada una de éstas alternativas.

STTC: Space Time Trellis Coding

Por cada símbolo de entrada s_l , se generan N símbolos de código $c_{l1}, c_{l2}, \dots, c_{lN}$, y se transmiten simultáneamente por N antenas. Definimos el vector código $c_l = [c_{l1}, c_{l2}, \dots, c_{lN}]^T$, y suponemos que fue transmitida la siguiente secuencia de vectores código:

$$C = \{c_1, c_2, \dots, c_L\}$$

Ahora consideramos la probabilidad de que el decodificador se decida equivocadamente por la secuencia de vectores código que sigue, también válida:

$$\tilde{C} = \{\tilde{c}_1, \tilde{c}_2, \dots, \tilde{c}_L\}$$

Entonces definimos la matriz error A de orden $N \times N$ como

$$A(C, \tilde{C}) = \sum_{l=1}^L (c_l - \tilde{c}_l)(c_l - \tilde{c}_l)^* \quad (13)$$

Si el receptor dispone de información precisa sobre el estado del canal $H(l), l = 1, 2, \dots, L$, para un canal con desvanecimiento Rayleigh la probabilidad de decidir por \tilde{C} , siendo que fue transmitida la secuencia C está acotada superiormente por

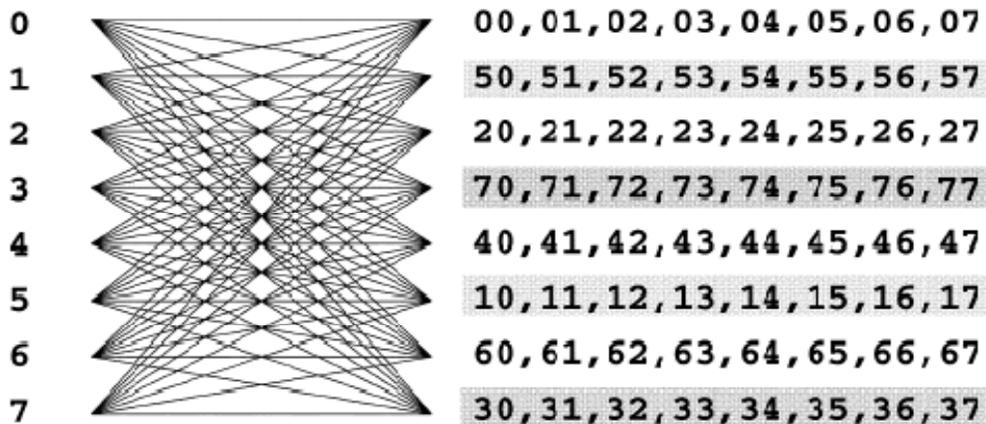
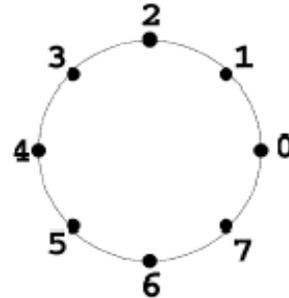
$$P(C \rightarrow \tilde{C}) \leq \left(\prod_{i=1}^r \beta_i \right)^{-M} (E_s/4N_0)^{-rM} \quad (14)$$

Donde E_s es la energía del símbolo, N_0 es la densidad espectral de potencia del ruido, r es el rango de la matriz de error A , y $\beta_i, i = 1, \dots, r$ son los autovalores distintos de cero de la matriz A .

El término $g_r = \prod_{i=1}^r \beta_i$ representa la ganancia de codificación obtenida y $(E_s/4N_0)^{-rM}$ representa una ganancia en diversidad de rM . De esto se desprende que al maximizar r y g_r , se maximizan la ganancia en diversidad y la ganancia de codificación respectivamente.

La siguiente figura ilustra un ejemplo de STTC de 8 estados con modulación 8-PSK y dos antenas de transmisión. En ella se ven la secuencia de datos y las dos secuencias transmitidas por las antenas, además de los 8 estados y todas las transiciones posibles.

Input: 0 1 5 7 6 4
Tx 1: 0 0 5 1 3 6
Tx 2: 0 1 5 7 6 4



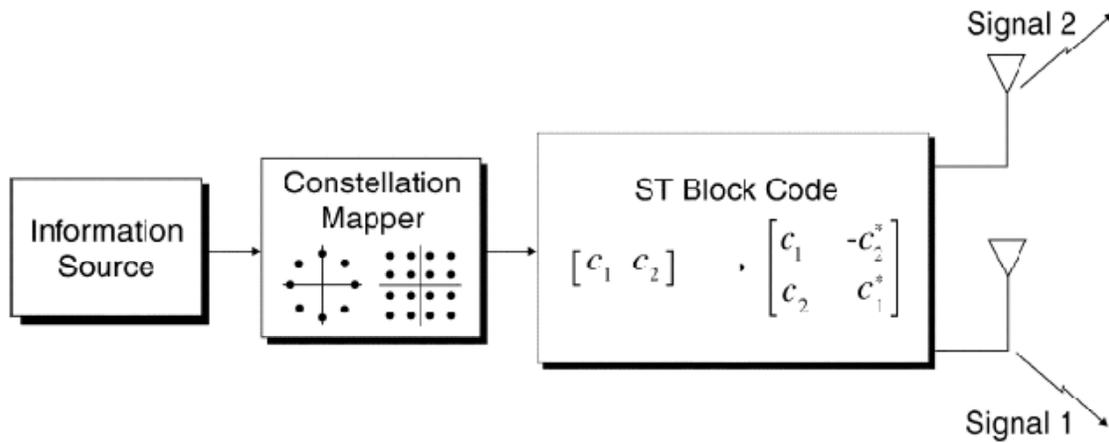
8-PSK 8-State Space-Time Code with 2 Tx Antennas

STBC: Space Time Block Coding

Cuando el número de antenas es fijo, la complejidad de decodificación del STTC (medida por la cantidad de estados de la trellis) aumenta exponencialmente en función del nivel de diversidad y la tasa de transmisión.

Buscando una solución de complejidad reducida, Alamouti descubrió un esquema de codificación espacio temporal por bloques para transmisión con dos antenas. Este esquema, que soporta detección de máxima verosimilitud (ML) con procesamiento lineal en el receptor, hoy forma parte de estándares como el W-CDMA y el CDMA 2000. Además, se puede generalizar el método para un número arbitrario de antenas.

La representación en banda base del STBC de Alamouti para dos antenas de transmisión puede verse en la figura que sigue:



Los símbolos de entrada al codificador espacio-temporal se dividen en grupos de dos símbolos cada uno. En un periodo de símbolo determinado, los dos símbolos de cada grupo $\{c_1, c_2\}$ se transmiten simultáneamente por las dos antenas, de manera que la señal transmitida por la antena 1 es c_1 y la señal transmitida por la antena 2 es c_2 . En el siguiente período de símbolo, se transmite la señal $-c_2^*$ por la antena 1 y la señal c_1^* por la antena 2. Sean h_1 y h_2 los canales desde las antenas de transmisión uno y dos a la antena de recepción, respectivamente. Asumimos que h_1 y h_2 son escalares y constantes durante dos periodos de símbolo consecutivos, es decir

$$h_i(2nT) \approx h_i((2n+1)T), \quad i = 1, 2.$$

Asumimos un receptor equipado con una única antena, y expresamos la señal recibida sobre dos periodos de símbolo consecutivos r_1 y r_2 como

$$r_1 = h_1 c_1 + h_2 c_2 + n_1 \quad (15)$$

$$r_2 = -h_1 c_2^* + h_2 c_1^* + n_2 \quad (16)$$

Donde n_1 y n_2 representan AWGN modelados como variables complejas gaussianas iid con media cero y densidad espectral de potencia $N_0/2$ por dimensión. Si definimos el vector de señal recibida $r = [r_1 \ r_2]^T$, el vector de símbolos de código $c = [c_1 \ c_2]^T$, y el vector de ruido $n = [n_1 \ n_2]^T$, las ecuaciones anteriores se pueden escribir en forma matricial como sigue

$$r = Hc + n \quad (17)$$

Donde la matriz H del canal está definida como

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \quad (18)$$

De esta manera, H queda definida como una matriz MIMO virtual con dimensión espacio (columnas) y tiempo (filas). Definimos el conjunto C de todos los posibles pares de símbolos $c = \{c_1, c_2\}$, entonces el decodificador óptimo de máxima verosimilitud es

$$\hat{c} = \arg \min_{\hat{c} \in C} \|r - H\hat{c}\|^2 \quad (19)$$

Dado que la matriz del canal H es siempre ortogonal independientemente del valor de sus coeficientes, es decir que $H^*H = \alpha I_2$ con $\alpha = |h_1|^2 + |h_2|^2$, si consideramos el vector de señal recibida modificado

$$\tilde{r} = H^* r = \alpha c + \tilde{n}, \quad \tilde{n} = H^* n \quad (20)$$

Entonces la regla de detección puede expresarse como sigue

$$\hat{c} = \arg \min_{\hat{c} \in C} \|r - \alpha \cdot \hat{c}\|^2 \quad (21)$$

Se deduce que por medio de una combinación lineal simple, esta última regla se reduce a dos reglas de detección separadas para c_1 y c_2 mucho más simples. La gran ventaja consiste sin duda en que para una constelación de 2^b puntos, esta combinación lineal reduce el número de métricas de detección necesarias de 2^{2b} a $2 \cdot 2^b$. También se puede verificar fácilmente que para c_1 y c_2

$$SNR = \frac{\alpha \cdot E_s}{N_0} \quad (22)$$

Y por lo tanto se obtiene una ganancia en diversidad de orden 2.

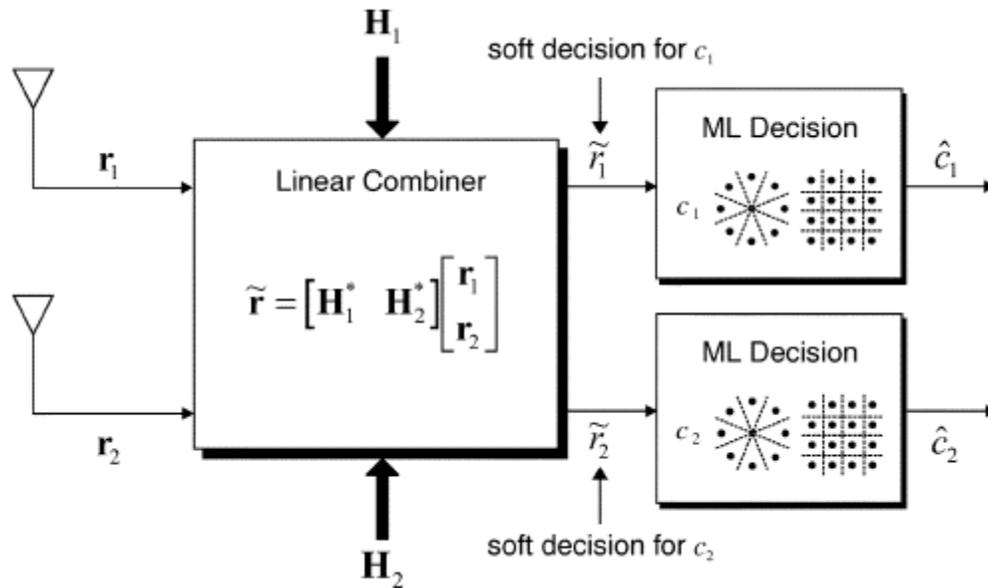
Estos resultados pueden extenderse al caso MIMO. Para M antenas de recepción, el vector de señal recibida r_m para la m-ésima antena es

$$r_m = H_m \cdot c + n_m \quad (23)$$

Donde H_m es la matriz del canal entre las dos antenas de transmisión y la m-ésima antena de recepción, de manera que la regla de detección se transforma en

$$\hat{c} = \arg \min_{\hat{c} \in C} \sum_{m=1}^M \|r_m - H_m \hat{c}\|^2 \quad (24)$$

Esta regla de detección también puede simplificarse aplicando el procedimiento anterior, y se demuestra que la ganancia en diversidad obtenida es del orden de 2M. Para el caso de dos antenas de transmisión y dos de recepción, la ganancia en diversidad obtenida es 4 (la máxima posible). Un diagrama en bloques simplificado del receptor es el que sigue



Sin embargo, para sistemas de más de dos antenas de transmisión utilizando constelaciones complejas, no pueden obtenerse al mismo tiempo la máxima ganancia en diversidad a una tasa de transmisión equivalente SISO manteniendo ortogonalidad (y por lo tanto detección ML lineal). Se han estudiado diversos métodos para obtener máxima diversidad y ortogonalidad con el costo de una disminución en la tasa de transmisión, o máxima diversidad y tasa de transferencia 1 sacrificando BER, pero aún se investiga la existencia de la solución óptima.

Además, en todo el estudio previo se supone conocimiento del canal. Si ésta información no está disponible en el transmisor, es necesario utilizar esquemas de detección de tipo diferencial. Esta solución está disponible para el caso de 2x2 antenas de transmisión y recepción, y el detector no coherente resultante no sólo es simple, sino que logra la ganancia en diversidad máxima sin información sobre el estado del canal. Las limitaciones de esta técnica son varias: pérdida de aproximadamente 3 dB en el desempeño (BER), y sólo dos antenas de transmisión para constelaciones complejas o menos de 8 para constelaciones reales.

Multiplexado espacial

El multiplexado espacial puede considerarse un caso especial de STBC donde cadenas de datos independientes son transmitidos por distintas antenas, maximizando de esta manera la tasa de transmisión promedio del sistema MIMO. Un ejemplo particular de implementación de esta técnica es el V-BLAST.

Si asumimos que un bloque de datos independientes C de dimensiones $N \times L$ es transmitido por un sistema MIMO $N \times M$, en el receptor se obtiene $Y = HC + N$, donde Y tiene dimensiones $M \times L$. Para realizar la detección de los símbolos, el receptor debe deshacer la mezcla del canal. Esto puede hacerse de diferentes formas.

Una alternativa es aplicar técnicas de zero-forcing (ZF), que utilizan inversión directa de matrices.

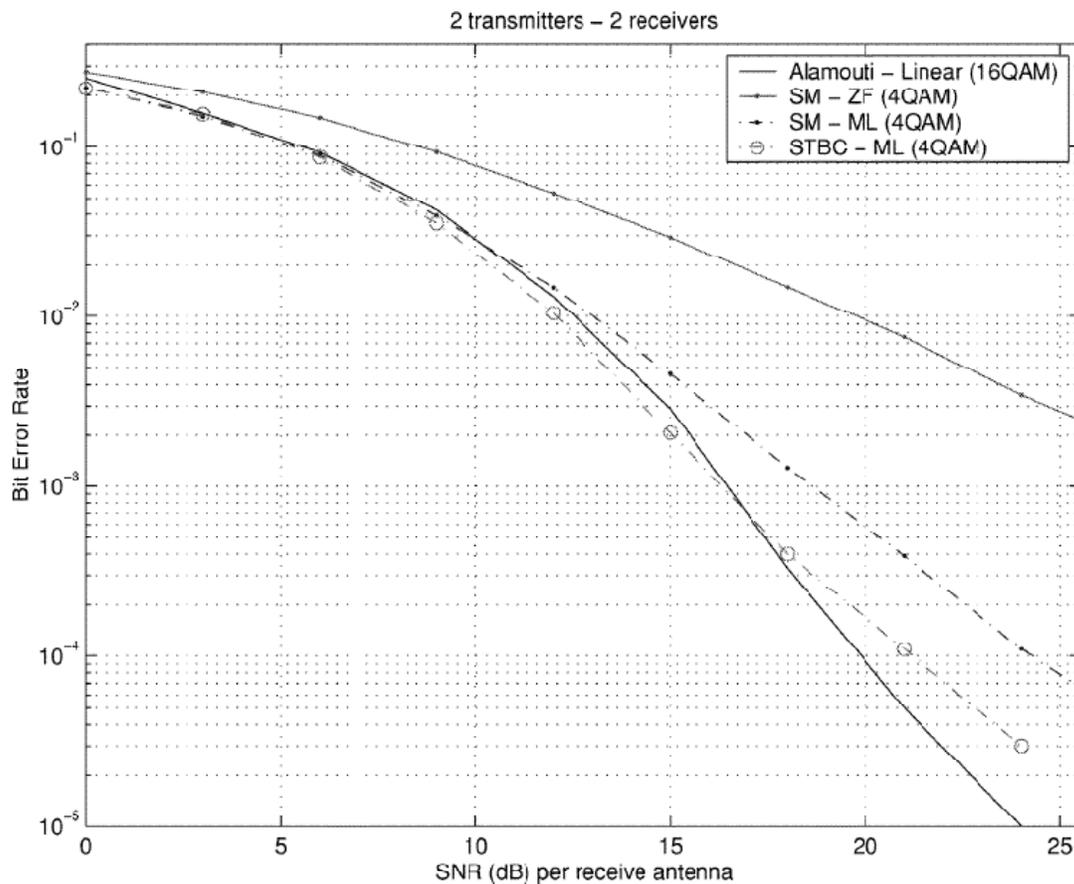
En segundo lugar, se puede utilizar ML. ML es el método de decodificación óptimo, donde el receptor compara todas las combinaciones posibles de símbolos que pudieron haber sido transmitidos con la señal recibida

$$\hat{C} = \arg \min_{\hat{C}} \|Y - H\hat{C}\| \quad (26)$$

Sin embargo, cuando se utilizan muchas antenas o modulaciones de alto orden, la complejidad del detector de máxima verosimilitud es alta.

Otra estrategia popular de decodificación es “nulling and cancelling”, que logra un compromiso razonable entre complejidad y performance.

En la siguiente figura se comparan los desempeños de distintas estrategias de codificación para sistemas MIMO, para el caso de 2x2 antenas e igual tasa de transmisión:



Cabe destacar que cuando se utiliza multiplexado espacial, si bien la ganancia en diversidad puede disminuir, el incremento en la tasa de transmisión se mantiene lineal en función del número de antenas.

Modelado del canal MIMO

Debido a la sensibilidad de los algoritmos para sistemas MIMO con respecto a las propiedades de la matriz del canal, su modelado resulta crítico para lograr el desempeño esperado. Los parámetros clave del modelado incluyen perfiles de pérdidas, shadowing, dispersión Doppler, dispersión de retardos, y el factor de Ricean K. Otros aspectos más específicos de canales MIMO son

- Correlación conjunta de las antenas tanto en el extremo de transmisión como en el de recepción.
- Distribución de los valores singulares de la matriz del canal.

En la práctica, ésta última puede representarse con mayor precisión mediante la distribución de los autovalores de HH^* .

Veamos los principales modelos.

Canal MIMO pseudo-estático de banda estrecha

Por lo general, los canales wireless se modelan como la suma de dos componentes, una componente de línea de vista (LOS) y una componente sin línea de vista (NLOS). Esto puede expresarse en términos de la matriz del canal como $H = H_{LOS} + H_{NLOS}$. Se define el factor de Ricean K como la relación entre la potencia de la componente LOS y la potencia media de las componentes NLOS.

Cuanto mayor sea el factor de Ricean K, más dominante resulta la componente LOS. En sistemas MIMO, el efecto resultante es el de un aumento en la correlación entre las antenas y una disminución del rango efectivo total (la matriz se vuelve mal condicionada). Los canales con alto K tienen menos grados de libertad espaciales utilizables, y por lo tanto una menor capacidad MIMO para la misma SNR. Como consecuencia de esto, si bien el uso de MIMO no mejora demasiado la calidad del enlace cerca de la estación base, sí mejora sustancialmente la calidad de servicio en áreas alejadas o en zonas limitadas al uso de antenas bajas.

Componente NLOS

Cuando la componente LOS es despreciable, la matriz del canal se reduce a H_{NLOS} y generalmente se modela con variables aleatorias gaussianas complejas circularmente simétricas. De todas formas, los elementos de H_{NLOS} pueden estar correlacionados debido a un espaciado insuficiente entre antenas, la existencia de pocos dispersores dominantes, etc.

Consideramos un transmisor y receptor, equipados con N y M antenas respectivamente. La ganancia del canal entre la antena T_n y la antena R_m es la suma de las contribuciones desde cada uno de los dispersores

$$h(R_m, T_m) = \sum_{i=1}^{n_s} r_i(R_m, T_n) \quad (27)$$

Donde n_s es el número de dispersores y $r_i(R_m, T_n)$ es la amplitud compleja del rayo emitido por la antena T_n , reflejado por el dispersor i , y recibido en la antena R_m . Entonces, la correlación entre h_{R_m, T_n} y $h_{R_m', T_n'}$ puede expresarse como

$$\Psi(R_m T_n, R_m' T_n') = \frac{E \left[\sum_{i=1}^{n_s} r_i(R_m, T_n) \sum_{i=1}^{n_s} r_i(R_m', T_n')^* \right]}{\sqrt{E \left(|h(R_m, T_n)|^2 \right) E \left(|h(R_m', T_n')|^2 \right)}} \quad (28)$$

Un modelo apropiado para macroceldas en entornos suburbanos es el siguiente. La estación base se encuentra elevada sobre el centro urbano y lejos de los dispersores, mientras que el receptor (móvil) está inmerso en ellos. Consideramos que el receptor está rodeado uniformemente por infinitos dispersores, y que las amplitudes de los rayos dispersados son iguales pero sus fases son completamente independientes. Bajo estas suposiciones puede demostrarse que la correlación es

$$\Psi(R_m T_n, R_m' T_n') = J_0 \left((2\pi/\lambda) D(R_m, R_m') \right) \quad (29a)$$

Donde $D(R_m, R_m')$ es la distancia entre las antenas R_m y R_m' . Ergo, la separación entre antenas en el receptor puede ser tan pequeña como media longitud de onda para asegurar correlación casi nula.

Por otro lado, puede demostrarse que en el extremo del transmisor la correlación entre antenas tiene la forma

$$\Psi(R_m T_n, R_m' T_n') = \int_{\Theta-\Delta}^{\Theta+\Delta} p(\theta) e^{j \frac{2\pi \sin(\theta)}{\lambda} D(T_m, T_m')} d\theta \quad (29b)$$

Donde Θ es el ángulo de arribo, Δ es la dispersión angular, $p(\theta)$ es la distribución angular, y $D(R_m, R_m')$ es la distancia entre antenas de transmisión en la estación base.

Entonces, para que la correlación sea baja, la separación entre antenas de transmisión en la estación base debiera ser lo más grande posible. Sin embargo, los arreglos de antenas para beamforming sólo tienen buen desempeño si las antenas están lo suficientemente cerca entre sí para evitar el aliasing espacial. Ergo, este resultado pone de manifiesto el compromiso entre la optimización MIMO o la optimización para beamforming.

Por conveniencia, es común aproximar la matriz correlación Ψ como el producto Kronecker de las dos matrices de correlación locales

$$\Psi \approx \Psi^R \otimes \Psi^T$$

Donde el producto Kronecker se define como

$$A \otimes B = \begin{bmatrix} a_{11}B & \cdots & a_{1n}B \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m1}B & \cdots & a_{mn}B \end{bmatrix}.$$

Se demuestra que las estadísticas de segundo orden de H_{NLOS} pueden extraerse a partir de las matrices de correlación Ψ, Ψ^R, Ψ^T .

Canal MIMO de banda ancha variante en el tiempo

Se puede modelar un canal MIMO de banda ancha variante en el tiempo como la suma de una componente LOS y varias componentes aleatorias de desvanecimiento con retardos

$$H(\tau) = \sum_{i=1}^L H_i \delta(\tau - \tau_i)$$

Donde H_i utiliza el modelo de desvanecimiento plano visto anteriormente. Este es un modelo de línea de retardos con taps donde los coeficientes del canal en los L retardos se representan por medio de matrices. Las estadísticas a corto plazo de estos taps se consideran no correlacionadas. Esto es importante porque el desempeño de las técnicas MIMO depende fuertemente de la correlación entre antenas.

La matriz de canal H puede variar rápidamente. Esta tasa de variación se denomina dispersión Doppler, y varía desde unos pocos Hertz en aplicaciones estacionarias hasta unos 200 Hz en escenarios móviles rápidos.

La dispersión Doppler también determina los requerimientos de temporizado entre el momento de medición del canal y el instante en el cual el transmisor se adapta al canal mediante la información realimentada.

En lugares donde la componente LOS es dominante, los cambios efectivos en el canal son pequeños incluso si el terminal está moviéndose a alta velocidad. Ergo, el temporizado para realimentación de la información del canal puede ser razonable.

Modelos estandarizados

Varios modelos MIMO fueron estandarizados recientemente en el estándar 802.16 de la IEEE para acceso inalámbrico de banda ancha y 3GPP para aplicaciones móviles. Se propusieron 6 modelos típicos de canal inalámbrico de dimensiones 2x2. Las suposiciones que se utilizaron incluyen polarización vertical de las antenas, la matriz de correlación formada por el producto Kronecker de las matrices de correlación locales, y que todos los taps comparten la misma correlación entre antenas.

En la tabla se muestran dos canales incluidos en el estándar y algunos de los parámetros que los caracterizan

SUI - 1 Channel			
	tap 1	tap 2	tap 3
Delay (μs)	0	0.4	0.8
Power (dB)	0	-15	-20
K factor	16	0	0
Antenna correlation: $\Psi = 0.7$			
SUI - 6 Channel			
	tap 1	tap 2	tap 3
Delay (μs)	0	14	20
Power (dB)	0	-14	-20
K factor	0	0	0
Antenna correlation: $\Psi = 0.3$			

Conclusión

Vimos algunas de las principales características de los enlaces MIMO para aplicaciones futuras en redes inalámbricas. La teoría de la información revela las grandes ganancias de capacidad que pueden obtenerse a partir de sistemas MIMO.

El éxito de la integración de algoritmos MIMO en los estándares comerciales dependerá del compromiso entre las soluciones de maximización de la tasa de transmisión (tipo BLAST) y las de maximización de diversidad (STC).