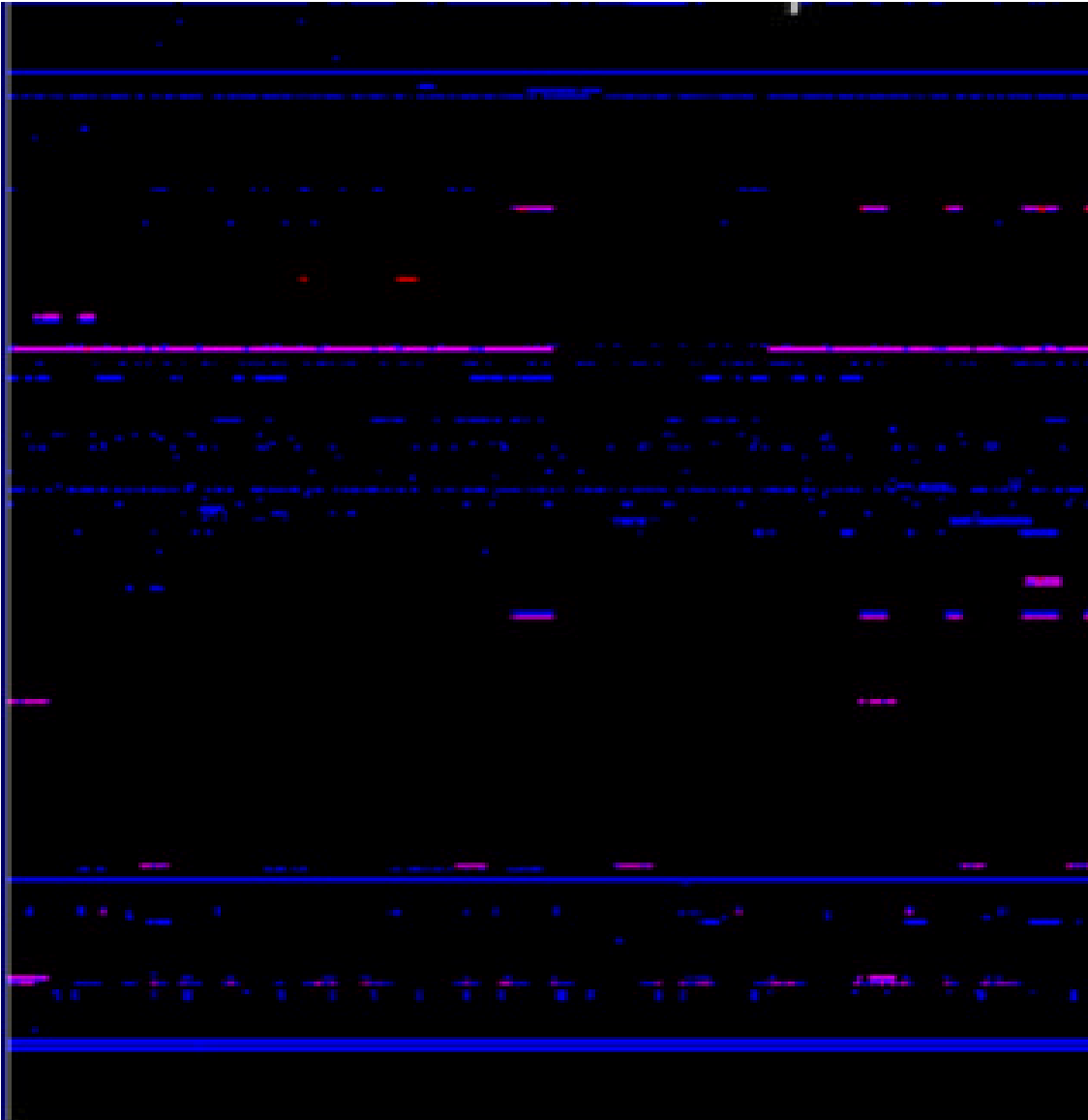


CAPITULO I: INTRODUCCION



Miguel Angel Lagunas Ana I. Perez-Neira

CAPITULO I: INTRODUCCION.

I.1.- CONTENIDO.....	1.3
I.2.- PROCESADO CON DIVERSIDAD.....	1.4
I.3.- ESQUEMA DEL TRANSMISOR CON DIVERSIDAD ESPACIAL.....	1.6
I.4.- EL CANAL MIMO.....	1.7
I.5.- INFORMACION DEL CANAL O CSI.....	1.8
I.6.- RESUMEN.....	1.11
I.7.- REFERENCIAS.....	1.12

I. CONTENIDO.

El empleo de diversidad espacial fue introducido por primera vez en sistemas sonar y radar con la intención de mejorar la resolución espacial tanto en transmisión como en recepción. Posteriormente paso a sistemas de satélite, fundamentalmente en el sector terreno. En los tres ámbitos mencionados se instalo con una gran rapidez, insistimos tanto en transmisión como en recepción.

Esta rapidez en llegar a su perfecta integración en sistemas de sonar radar y satélite contrasta con la aparente lentitud con la que se produce su integración en sistemas radio, tanto celulares como de sistemas de red. Dos parecen ser las razones para este fenómeno. La primera ha de buscarse en un canal mucho mas complicado, con distribución Rayleigh o Rice en lugar del canal, digamos óptico, caracterizado por vectores de dirección o steering. La segunda, es que, al contrario de los sistemas mencionados, el entorno radio esta regulado y sujeto a estándares. Estructurado en un modelo de capas, las capas ISO, las alteraciones que conlleva el manejo de diversidad espacial no escapa a las capas superiores de acceso y enrutado. Por esta segunda razón, cualquier alteración de la capa física ha de traducirse en una tabla de recursos versus calidad, calidad en términos muy amplios que incluirían velocidad, BER, PER, etc.

Las presentes notas están estructuradas para el diseño de sistemas de diversidad espacial en el entorno de comunicaciones, para canal radio. En muchas ocasiones, el texto se referirá o establecerá relaciones con el curso de arrays del autor. Aunque el cuarto capitulo del curso de arrays se refiere a comunicaciones, este curso esta mas diseñado, actualizado y de mayor interés que el mencionado de arrays. En cualquier caso, no se recomienda que el lector aborde este tema sin haber antes examinado con detalle el contenido del curso de arrays.

El curso comienza con una revisión del denominado procesado de banda ancha en arrays. Como podrá ver el lector ya en este capitulo se puede apreciar el interés de los conocimientos obtenidos en el curso previo de arrays. En este tema se examina hasta que punto la frontera entre sistemas de banda estrecha y banda ancha ha de ponerse en cuestión en el entorno radio. A continuación de una descripción del proceso básico que tiene lugar en el transmisor, este capitulo presentara las características del canal MIMO y las caracterizaciones de este que se emplearan para estructurar la presentación. Finalmente la disponibilidad de información sobre el canal, en transmisión y recepción, se describirá brevemente en términos de complejidad y la sensibilidad que su uso en el diseño representa cuando dicha información no es perfecta.

El resto de capítulos describirán sistemas MIMO donde ya sea el tipo de canal o la disposición o no de información de este servirán de hilo conductor en la secuencia y contenido de dichos capítulos.

Es interesante destacar que no se establecerá una barrera, como suele ocurrir en muchos textos, entre proceso lineal y sistemas de codificación espacio-temporales. Otra novedad será el empleo generalizado en todas las presentaciones del detector optimo, que, tan solo en atención a complejidad, será sustituido a veces por un detector instantáneo de tipo MSE (Error Cuadrático Medio Mínimo) o ZF (Forzador de Ceros).

II. PROCESADO DE DIVERSIDAD.

En todo lo que sigue, se denominara como n_R el numero de antenas receptoras. De nuevo, la información básica, al igual que en el curso de arrays será el snapshot \underline{X}_n , la diferencia es que ahora no se podrá modelar como la suma de formas de onda de las fuentes por sus vectores de dirección.

Un conformador de banda estrecha para el receptor seria un vector \underline{a} que produciría la muestra de salida $y(n)$.

$$y(n) = \underline{a}^H \cdot \underline{X}_n \quad (1)$$

Aunque el canal fuese de banda estrecha, el proceso de la señal de salida de cada antena por un ecualizador o un filtro adaptado, modifica la sencilla arquitectura descrita por la ecuación anterior. Es decir, cuando cada antena requiere un proceso lineal diferente, por ejemplo, por que el canal de propagación a cada antena receptora es diferente y requiere una igualación también diferente, el proceso global espacio-tiempo requiere un snapshot con amabas diversidades tiempo y espacio. A la colección de snapshots necesaria le denominaremos $\underline{\underline{X}}_n$. Es decir, los datos estarán formados por un conjunto de N snapshots de banda estrecha, según se indica en (2).

$$\underline{\underline{X}}_n = [\underline{X}_{n+1} \quad \dots \quad \underline{X}_{n+N}] \quad (2)$$

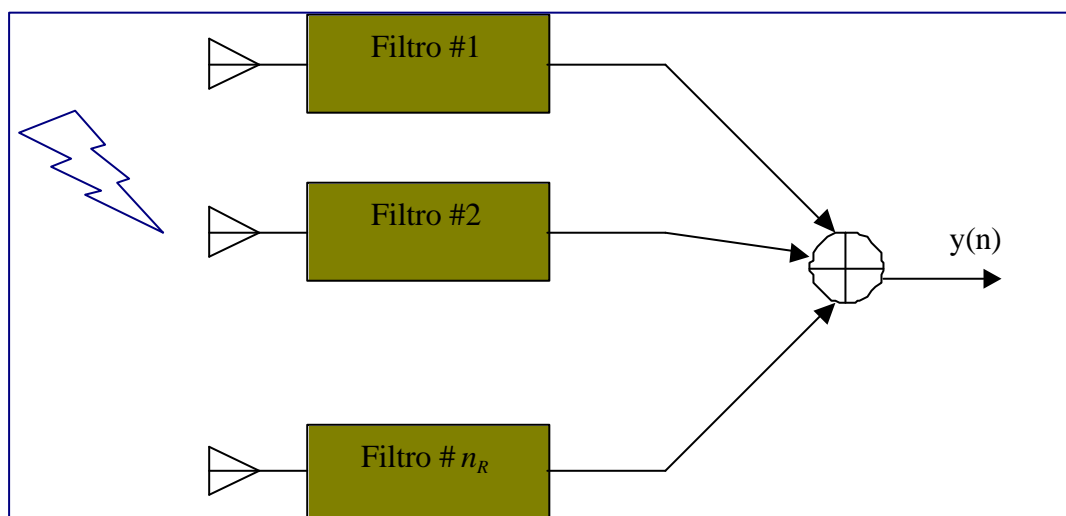


Figura 1. Array receptor con diferente procesado temporal en cada antena.

En la figura 2 puede verse con mas detalle como, un esquema como el de la figura 1 se convierte en un sistema de banda ancha. El proceso de banda ancha puede verse como el proceso de un paquete de N snapshots que, básicamente, consiste en emplear un conformador o beamvector diferente para cada snapshot. Es decir, el primer snapshot de la trama se procesa con el conformador, el segundo con \underline{a}_2 y así sucesivamente hasta el ultimo que se hará con \underline{a}_N . Esta es una manera de establecer la diferencia entre el proceso de banda estrecha y el de banda ancha. El segundo es el empleo simultaneo de diferentes conformadores en la trama espacial. A nivel de

formulación, la salida del procesador espacio-temporal puede escribirse como se indica en (2).

$$y(n) = \sum_{m=1}^N \underline{a}_m^H \cdot \underline{X}_{n+m} \quad (3)$$

Donde se ilustra el empleo de múltiples conformadores en el procesador espacio temporal. también puede emplearse la formulación reflejando los filtros o simplemente como un doble sumatorio sobre el eje espacial, reflejado con el índice q , y sobre el eje temporal reflejado con el índice m .

$$y(n) = \sum_{q=1}^{n_R} \sum_{m=1}^N a_m(q) \cdot x_q(n+m) \quad (4)$$

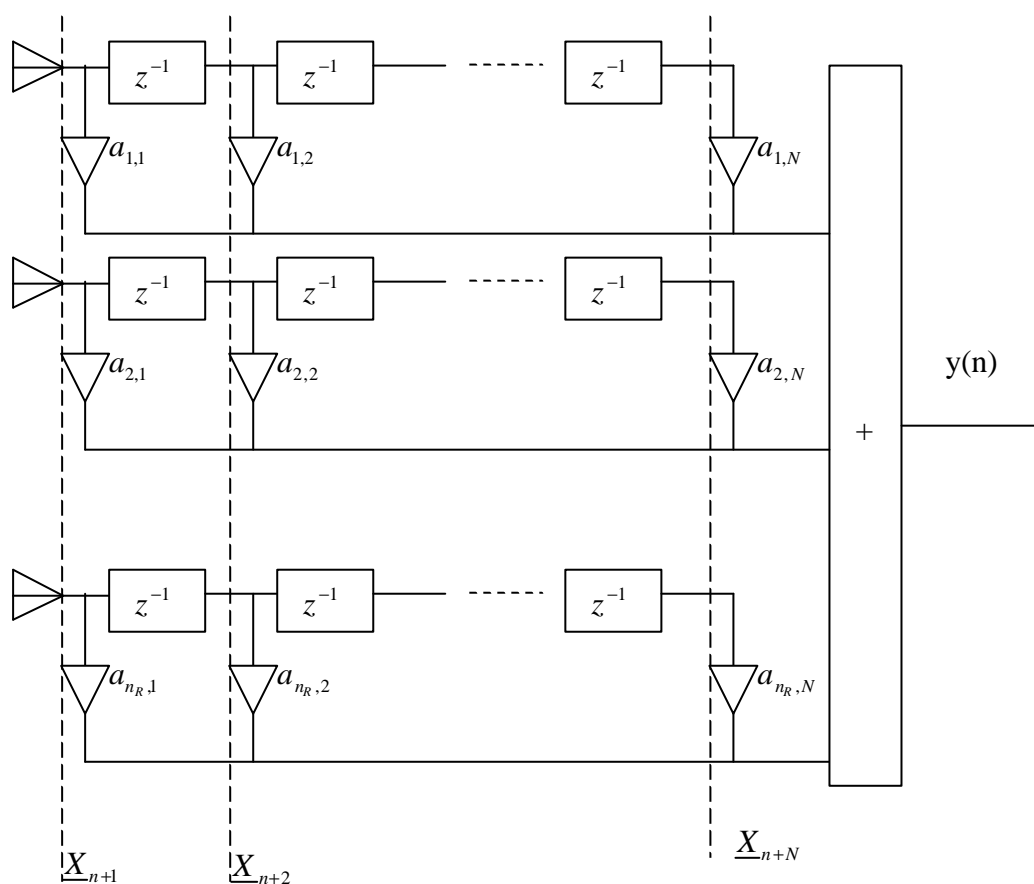


Figura 2. Procesador espacio-temporal en detalle.

La formulación más interesante del procesador espacio temporal viene de definir las dos siguientes matrices:

$$\underline{\underline{A}} = [\underline{a}_1 \quad \underline{a}_2 \quad \dots \quad \underline{a}_N] = \begin{bmatrix} a_{1,1} & a_{1,2} & \dots & a_{1,N} \\ a_{2,1} & a_{2,2} & \dots & a_{2,N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n_R,1} & a_{n_R,2} & \dots & a_{n_R,N} \end{bmatrix} \quad (5.a)$$

$$\underline{\underline{X}}_n = [\underline{X}_{n+1} \quad \underline{X}_{n+2} \quad \dots \quad \underline{X}_{n+N}] \quad (5.b)$$

Con estas dos matrices es fácil formular la salida del procesador espacio temporal como la traza de su producto como se indica en (6).

$$y(n) = \text{traza}(\underline{\underline{A}}^H \cdot \underline{\underline{X}}_n) \quad (6)$$

En base a su simplicidad esta será la expresión que se utilizara para el receptor de un sistema con diversidad.

III. ESQUEMA DEL TRANSMISOR CON DIVERSIDAD ESPACIAL.

A efectos del sistema de comunicaciones, se considerara que la información a transmitir viene dada por un conjunto de n_s bits que se agruparan en un solo vector como se indica en (7).

$$\underline{L}_n = [b(1) \quad b(2) \quad \dots \quad b(n_s)] \quad \text{con} \quad b(i) = \{+1, -1\} \quad \forall i = 1, n_s \quad (7)$$

El primer proceso que lleva a cabo el transmisor es generar los símbolos transmitidos usando una constelación determinada. Esta operación se denotara como la multiplicación del vector de streams por una matriz $\underline{\underline{V}}$.

$$\underline{\underline{S}}_n = \underline{\underline{V}}^H \cdot \underline{L}_n \quad (8)$$

En esta fase, el diseñador puede elegir entre comprimir a un solo símbolo o bien transmitir todos los streams directamente en BPSK. A continuación puede verse, para el caso de cuatro streams diversas opciones para el diseño de esta matriz. En el caso de generar dos símbolos de QPSK, la matriz sería:

$$\underline{\underline{V}}^H = \begin{bmatrix} 1 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & j \end{bmatrix} \quad (9.a)$$

Para 16-QAM sería el vector:

$$\underline{\underline{V}}^H = [1 \quad 3 \quad j \quad 3j] \quad (9.b)$$

Obsérvese que el numero de posibilidades es grande y hasta muy avanzado el curso no podrá esclarecerse cual es la mejor selección en esta fase del proceso. Destacaremos que hay, en cualquier caso, dos situaciones que han de estudiarse por separado y es el caso de un solo símbolo o múltiples símbolos, como se vera mas adelante.

A continuación, si el numero de símbolos a transmitir es n_b , se ha de asignar energía a cada uno de ellos. Este paso puede representarse por la multiplicación de los símbolos por una matriz diagonal que contiene en sus diagonales la raíz cuadrada de la energía a asignar.

$$\underline{\mathbf{q}}_n = \text{diag}\left[E_1^{1/2}, \dots, E_{n_B}^{1/2}\right] \cdot \underline{\mathbf{V}}^H \cdot \underline{\mathbf{I}}_n = \underline{\mathbf{P}} \cdot \underline{\mathbf{V}}^H \cdot \underline{\mathbf{I}}_n \quad (10)$$

Por ultimo, el transmisor usando un conformador diferente para cada símbolo, genera la señal transmitida (11). Nótese que la matriz de conformadores será n_T por n_B siendo el primero el numero de antenas transmisoras.

$$\underline{\mathbf{X}}_{T,n} = \underline{\mathbf{U}} \cdot \underline{\mathbf{P}} \cdot \underline{\mathbf{q}}_n = \underline{\mathbf{U}} \cdot \underline{\mathbf{P}} \cdot \underline{\mathbf{V}}^H \cdot \underline{\mathbf{I}}_n \quad (11)$$

Sin perdida de generalidad se puede suponer que la matriz de conformadores es unitaria. De esta forma, la matriz de covarianza de la señal transmitida viene dada por (12.a) y la energía total transmitida en cada acceso al canal vendrá dado por (12.b).

$$\underline{\mathbf{Q}} = E\left(\underline{\mathbf{X}}_{T,n} \cdot \underline{\mathbf{X}}_{T,n}^H\right) = \underline{\mathbf{U}} \cdot \underline{\mathbf{P}} \cdot \underline{\mathbf{V}}^H E\left(\underline{\mathbf{I}}_n \cdot \underline{\mathbf{I}}_n^T\right) \cdot \underline{\mathbf{V}} \cdot \underline{\mathbf{P}} \cdot \underline{\mathbf{U}}^H = \underline{\mathbf{U}} \cdot \underline{\mathbf{P}} \cdot \underline{\mathbf{V}}^H \cdot \underline{\mathbf{V}} \cdot \underline{\mathbf{P}} \cdot \underline{\mathbf{U}}^H \quad (12.a)$$

$$E_T = \text{Trazza}\left(\underline{\mathbf{Q}}\right) = \text{Trazza}\left(\underline{\mathbf{V}}^H \underline{\mathbf{P}}^2 \underline{\mathbf{V}}\right) \quad (12.b)$$

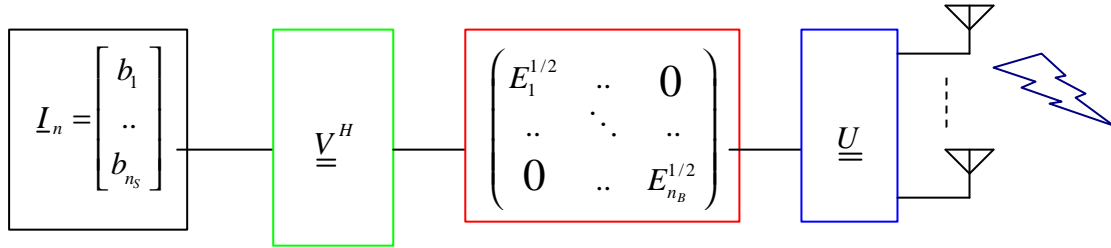


Figura 3. El diseño del transmisor mostrando los tres pasos de que consta: Constelación, distribución de potencia (“Power Allocation”) y matriz de conformación.

En esta ultima figura se resume todo lo expuesto para el diseño del transmisor. La primera etapa es un proceso donde de b_s bits iniciales se generan los símbolos a transmitir. Es pues un proceso destinado a formar una constelación adecuada. El segundo caso se le asigna la energía deseada a cada símbolo. Esta etapa es conocida como “power allocation”, pues es como se distribuye la energía total transmitida E_T sobre los diferentes símbolos. Por ultimo, el procesador espacial propiamente dicho, donde empleándose múltiples conformadores, formalmente uno para cada símbolo se genera la señal transmitida.

I.5 EL CANAL MIMO.

A la hora de modelar el canal por el cual las n_T señales transmitidas pasan para llegar a las n_R antenas receptoras, existen dos posibilidades, o tres si se considera la combinación de ambas que es la que describiremos por ser la mejor o mas adecuada a todo tipo de entornos. La primera contribución es considerar un modelo determinista o de rayos por el cual cada antena transmisora firma con unos vectores de steering determinados en la apertura del receptor. En este caso, la matriz del canal, que denominaremos $\underline{\mathbf{H}}$ de (n_R, n_T) vendrá dada por:

$$\underline{\underline{H}} = \left[\underline{h}_1 \quad \dots \quad \underline{h}_{n_T} \right] \quad (13.a)$$

También puede escribirse en función de los vectores por los que cada transmisora ve la apertura receptora.

$$\underline{\underline{H}} = \begin{bmatrix} \underline{h}_1^H \\ \dots \\ \underline{h}_{n_R}^H \end{bmatrix} \quad (13.b)$$

En cualquiera de las dos estructuras, (13.a) o (13.b), esta la primera diferencia con lo expuesto en el curso de arrays, ya que ahora en ninguno de los dos casos podrá considerarse que se trata de vectores de dirección o steerings. Esta es una de las razones de la complejidad del estudio de diversidad espacial en el entorno radio. De hecho, caracterizar el canal por steerings es un caso muy particular y lejos de la realidad en entornos cerrados o con un número apreciable de scatters.

Esta representación del canal es un modelo instantáneo y la mayor dificultad de las aplicaciones que se pretenden cubrir es que su comportamiento en sucesivos accesos no tiene porque mantenerse constante. De hecho, dependiendo del tiempo de coherencia, lo máximo que se podrá asumir es que permanece constante a lo largo de la trama que se emplee. En sucesivas tramas la matriz del canal presenta una distribución aleatoria para cada una de sus entradas. El modelo más general sería suponer una componente fija y una aleatoria. La primera componente es su media y la segunda sería la aleatoria de media cero y de una covarianza dada. Supondremos que se trata de entradas $h_{i,j}^a$ cuya componente en fase y cuadratura son gaussianas.

$$\underline{\underline{H}} = \underline{\underline{H}}_f + \underline{\underline{H}}_a \quad (14)$$

En entornos sin visión directa del transmisor al receptor tan solo contaremos con la segunda componente, o lo que es lo mismo, las entradas de $\underline{\underline{H}}$ serán variables aleatorias de media nula y distribución gaussiana en su componente en fase y en cuadratura (canal Rayleigh).

Se podría pensar que al disponer de n_T antenas en el transmisor y n_R en el receptor, el número de canales disponibles sería de $n_T \cdot n_R$, la descomposición en valores principales de la matriz del canal revelaría que esto no es cierto o lo es en parte. Efectivamente el número de canales es el que la intuición nos dice, pero, si establecemos la restricción de cuantos canales libres de ISI dispone el canal MIMO veremos que es mucho menor y que se reduce al $\min(n_T, n_R)$ como mucho, es decir al rango de su matriz. Si la descomposición SVD de la matriz del canal es:

$$\underline{\underline{H}} = \underline{\underline{V}}_h \underline{\underline{\Gamma}} \underline{\underline{U}}_h^H \quad \text{con} \quad \underline{\underline{\Gamma}} = \text{diag} \left[\underline{g}_{H1} \quad \dots \quad \underline{g}_{H \min(n_T, n_R)} \right] \quad (15)$$

Donde es claro que, en el mejor de los casos, el número de canales es igual al mencionado anteriormente son los denominados eigenmodes del canal MIMO.

Es interesante destacar que trabajar sobre estos canales conlleva una diagonalización de la matriz de canal. Por la derecha a cargo del procesador espacial del transmisor y a la izquierda por el procesador espacial del receptor. Sobre este detalle se volverá mas adelante con mayor profundidad.

Como se vera mas adelante, la forma natural de aparecer el canal en las figuras de calidad del sistema de transmisión MIMO es vía el producto de su transpuesta con ella misma. Esta matriz se le supondrá la siguiente descomposición:

$$\underline{\underline{H}}^H \cdot \underline{\underline{H}} = \sum_{q=1}^{n_R} \underline{\underline{h}}_q \cdot \underline{\underline{h}}_q^H = \underline{\underline{U}}_h \cdot \underline{\underline{\Sigma}}_h \cdot \underline{\underline{U}}_h^H \quad \text{con} \quad \underline{\underline{\Sigma}}_h = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{H1} & & & \\ & \mathbf{I}_{H2} & & \\ & & \dots & \\ & & & \mathbf{I}_{H \min(n_T, n_R)} \end{bmatrix} \quad (16)$$

Que revela los eigenmodes del canal MIMO con los autovalores como su ganancia. Es importante resaltar que, a diferencia de la diagonal de la matriz original, los autovalores presentan una gran dispersión y en general tan solo los dos primeros son significativos aun cuando el numero de antenas transmisoras y receptoras sea grande.

Por ultimo, se establecerán dos tipos de canales en atención a su selectividad en frecuencia o no. En el caso de fading selectivo se indicara una dependencia expresa de la matriz del canal con la frecuencia como $\underline{\underline{H}}(f)$; mientras que, en caso contrario, se dirá que el canal es *flat fading*, es decir no depende de la frecuencia. La primera situación corresponde a sistemas radio que usan como transporte DSSS o, en su versión pulsada los sistemas UWB. El segundo, corresponde a sistemas multi-portadora y OFDM junto con aquellos casos en que puede considerarse el canal constante en el ancho de banda de transmisión.

I.6. INFORMACIÓN DEL CANAL O CSI.

En radiocomunicaciones la variabilidad del canal impone restricciones severas a los intentos de optimizar la transmisión de información a su través. La situación mas difícil que se le plantea al diseñador es cuando tanto el transmisor como el receptor carecen de información de canal, la denominada CSI (Channel State Information). En ausencia de CSI en ambos lados el diseñador ha de acudir a técnicas diferenciales, que, como se vera en el capitulo correspondiente, no son mas que una técnica velada de proporcionar CSI al receptor.

El siguiente eslabón es asumir que el receptor dispone de CSI. El CSI lo logra el receptor vía a secuencias de entrenamiento que el transmisor le remite a tal fin. Todas las técnicas de codificación, en concreto los códigos espacio-temporales tienen su origen en un sistema MIMO donde el transmisor no dispone de CSI y el receptor si.

Por ultimo, el caso de mayor complejidad técnica es asumir que tanto el transmisor como el receptor dispones de CSI.

Para tener una idea de la complejidad que entraña disponer de CSI en sistemas MIMO ha de tenerse presente que se requerirán n_T secuencias de entrenamiento diferentes, o usar la misma pero consumiendo diferentes slots de tiempo. Además de reducir la capacidad de transmisión de información, se incrementa la intensidad de proceso de señal ya que n_R procesadores han de identificar los n_T canales que ve cada receptora. También ha de comentarse que, en la mayor parte de los casos, se utilizara la

hipótesis de CSI perfecto cuando claramente su obtención se realiza en presencia de ruido que, en mayor o menor grado introducirán errores en la estimación de los taps del canal correspondiente. Estos errores son porcentualmente más grandes en taps de baja energía por lo que es recomendable no usar, para nada que nos interese, taps cuya energía está próxima o por debajo del nivel de ruido. También ha de recordarse que los errores de estimación tienen repercusiones diferentes dependiendo de la complejidad del uso que se va a hacer de ellos. A modo de ejemplo, el impacto de ruido de estimación en la matriz \underline{H} no será el mismo si se han de utilizar sus autovectores que cuando simplemente se realiza un filtro adaptado a esta.

Para el caso de CSI en el transmisor, el problema se ve sensiblemente incrementado en dificultad. La mejor manera de que el transmisor disponga de CSI es que el receptor le remitiera las correspondientes secuencias de entrenamiento. Esta solución multiplica por dos los inconvenientes mencionados en el párrafo anterior. Una simplificación más usada normalmente es que sea el propio receptor el que remita al transmisor, por el canal de retorno, la información de canal.

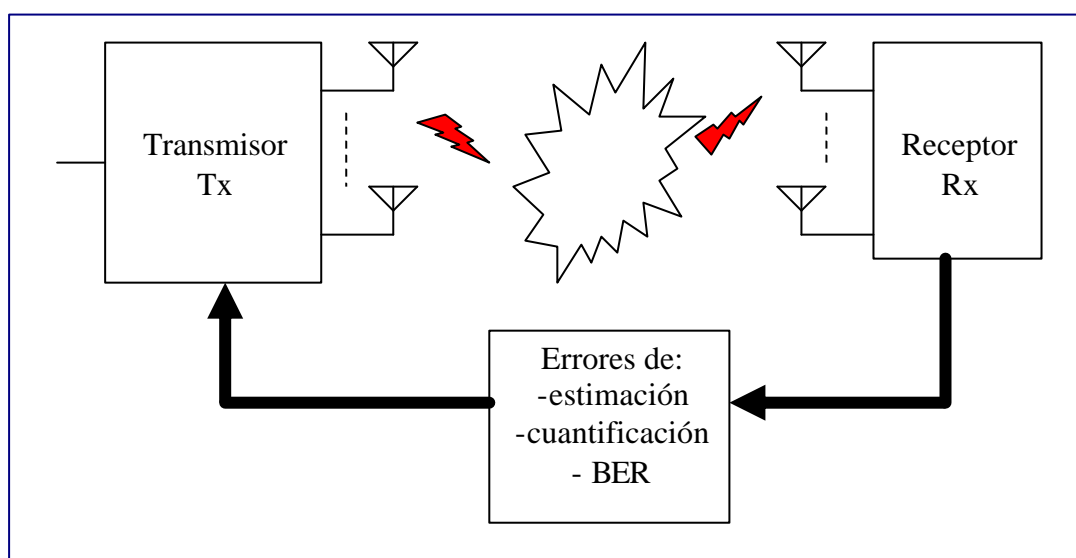


Figura 4. Envío de CSI de Rx a Tx y las fuentes de error existentes.

De nuevo ha de tenerse presente la pérdida de capacidad que el procedimiento conlleva. No obstante, además se ha de tener presente los errores de cuantificación al adecuar el formato de los taps a una transmisión digital y la presencia de ruido en el receptor de Tx que dará lugar a errores, más o menos frecuentes, en su detección. El problema ha recibido considerable atención en la literatura y técnicas como codificación vectorial o sofisticados sistemas de clustering y codificación diferencial han sido propuestos para aliviar el problema de cuantificación.

Una segunda fuente de problemas, la más grave si cabe, es la validez del canal enviado. Existe la posibilidad de que en el tiempo transcurrido de su estimación y reenvío al transmisor el canal haya cambiado. En esta situación el error del transmisor tendría un carácter bastante impredecible y todo al margen de los errores anteriores. Este es un problema grave cuando existe, forzado por el estándar correspondiente, una gran asimetría entre la velocidad en el enlace descendente y el ascendente. Sobre todo lo anterior existe el problema de la reciprocidad, es decir, se asume que o es el mismo canal para el down-link que para el up-link, o al menos el receptor tiene capacidad de

proceso para darle al transmisor una versión fiable del canal que va a abordar en la siguiente trama de tráfico descendente.

En resumen, al margen de las veces que se asumirá CSI perfecto, el lector intuirá cuan difícil o complejo resulta dicho conocimiento en la práctica y no le sorprenderá la escasez de sistemas que trabajen con CSI en Tx. Es interesante mencionar que muchas, y normalmente las mejores, técnicas para canal MIMO fueron desarrolladas en los entornos DSL. No es casualidad que en este entorno la disponibilidad de CSI en ambos lados del sistema de transmisión es mucho más sencilla y habitual. Valga también este ámbito de aplicación e inicio de los sistemas MIMO para recordar al lector que la diversidad espacial es un eslabón más en la dificultad que ya entraña el uso de diversidad frecuencial en sistemas del tipo multiportadora o OFDM. La gran ventaja para diversidad frecuencial es que en el sistema MIMO correspondiente es más fácil disponer de una matriz \underline{H} diagonal o quasi-diagonal que en el caso de radio nunca lo suele ser. Valga pues lo dicho para que el lector tenga presente que todo el contenido de estas notas, en todos sus aspectos, son conocimientos válidos en cualquier eje de diversidad o combinaciones, tan solo se concentra en la diversidad espacial por ser la más difícil o la que mayores desafíos y expectativas (no incrementa ancho de banda de transmisión) presenta.

I.6. RESUMEN.

En el presente capítulo se ha descrito cuál es el proceso básico que tiene lugar en recepción y transmisión en un sistema con diversidad espacial en uno o ambos extremos. La división establecida tanto en el transmisor como en el receptor entran en el detalle de cómo serían los dos bloques de proceso en un sistema MIMO. Por ser más precisos, el proceso de generación de constelación, power allocation y procesado espacial a veces, en razón de la sencillez de la presentación, se agruparon en una sola matriz \underline{B} . En la misma línea, el proceso de la señal recibida quedará caracterizado por la matriz \underline{A} . En cualquier caso es importante que el lector recuerde los pasos que el proceso en Tx contiene y, en menor medida lo expuesto para el receptor.

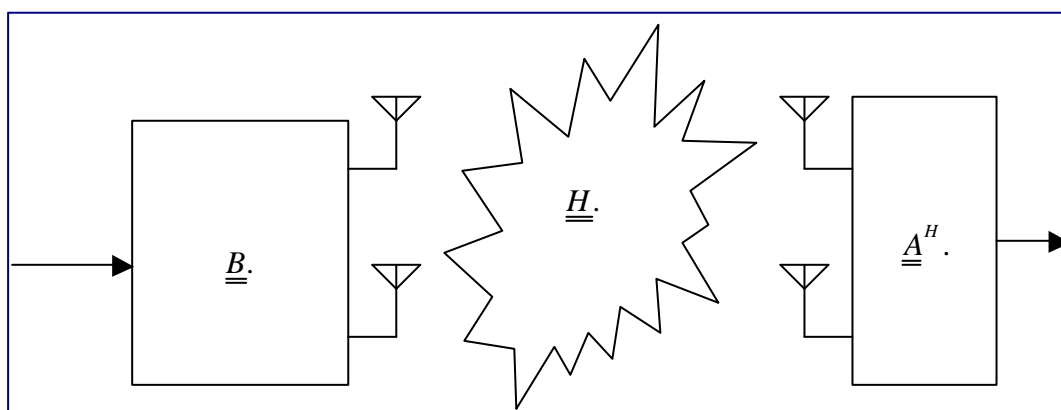


Figura 5. Esquema genérico de la transmisión MIMO reflejando matricialmente el proceso en transmisión y recepción.

A continuación se ha descrito muy brevemente el canal MIMO. Se ha presentado los llamados eigenmodos del canal y su valor como canales libres de ISI u ortogonales entre sí. Canal plano o selectivo en frecuencia serán calificaciones del canal MIMO que

motivaran esquemas diferentes. La literatura recoge con amplitud el caso de *flat fading*; a pesar de ello, la aparición de sistemas de gran ancho de banda, sin canalización en frecuencia, motiva el interés de considerar el caso de *fading selectivo en frecuencia*.

Por último, se ha comentado brevemente los problemas técnicos asociados a la disponibilidad de CSI tanto en recepción como en transmisión. Se ha insistido en lo costoso en proceso y complejo que resulta disponer de CSI en transmisión. De este modo, el lector podrá apreciar el valor de técnicas que no requerirán CSI en el transmisor.

El capítulo siguiente considera el caso de un solo símbolo $s(n)$, perteneciente a una constelación de n_s bits que se transmite a través de un canal MIMO del tipo *flat fading*. Este caso es el más sencillo y por ello, probablemente la mejor introducción al resto de temas. Más adelante se apreciará su bajo interés práctico en ciertas facetas.

I.7. REFERENCIAS.

[1] D