

CAPITULO V: MIMO PARA CANAL SELECTIVO EN FRECUENCIA



Miguel Ángel Lagunas, Ana I. Pérez-Neira

CAPITULO V: MIMO PARA CANAL SELECTIVO EN FRECUENCIA.

V.1. INTRODUCCION.....	5.3
V.2. DISEÑO DEL TRANSMISOR CON CSI	
V.2.1. DETECTOR ZF.....	5.4
V.2.2. DETECTOR MSE.....	5.7
V.2.3. DETECTOR DE SECUENCIAS...	5.9
V.3. COMPARACIÓN.....	5.10
V.4. CANAL MISO SELECTIVO EN FREC....	5.12
V.5. DISEÑO SIN CSI.....	5.16
V.6. RESUMEN.....	5.17
V.7. REFERENCIAS.....	

V.1. INTRODUCCION.

Hasta el presente capítulo se ha asumido que el canal MIMO era del tipo flat-fading. Claramente esta hipótesis es válida siempre que el ancho de banda sea pequeño o bien el sistema de transporte seccione el ancho de banda en anchos de banda menores en número tal que permita dar por válida la suposición de que el canal se mantiene prácticamente constante. Los sistemas más empleados para la fragmentación del canal son el empleo de múltiples portadoras o bien, en su versión más generalizada, OFDM. Para dichos sistemas lo descrito hasta el momento es válido. No obstante, existen nuevos sistemas de transporte de gran ancho de banda como es UWB en los que no se aborda el canal segmentado sino en su globalidad. En estos sistemas, el canal MIMO es selectivo en frecuencia y así ha de serlo el procesamiento espacio temporal a llevar a cabo en transmisión y recepción.

Se pasa a continuación a describir brevemente el modelo que se empleará en el diseño de transmisor y receptor. Tanto la señal de información, de entrada al transmisor como la señal detectada se caracterizarán en frecuencia, es decir, por su transformada de Fourier. De este modo, la denominada señal de entrada $I(f)$ vendrá dada por (5.1), donde T denota la separación entre los símbolos a transmitir.

$$I(f) = \sum i(n) \cdot \exp(-j2\pi nTf) \tag{5.1}$$

Esta señal pasará a excitar la apertura del transmisor vía un conformador de banda ancha caracterizado como se indica en la Figura 5.1.

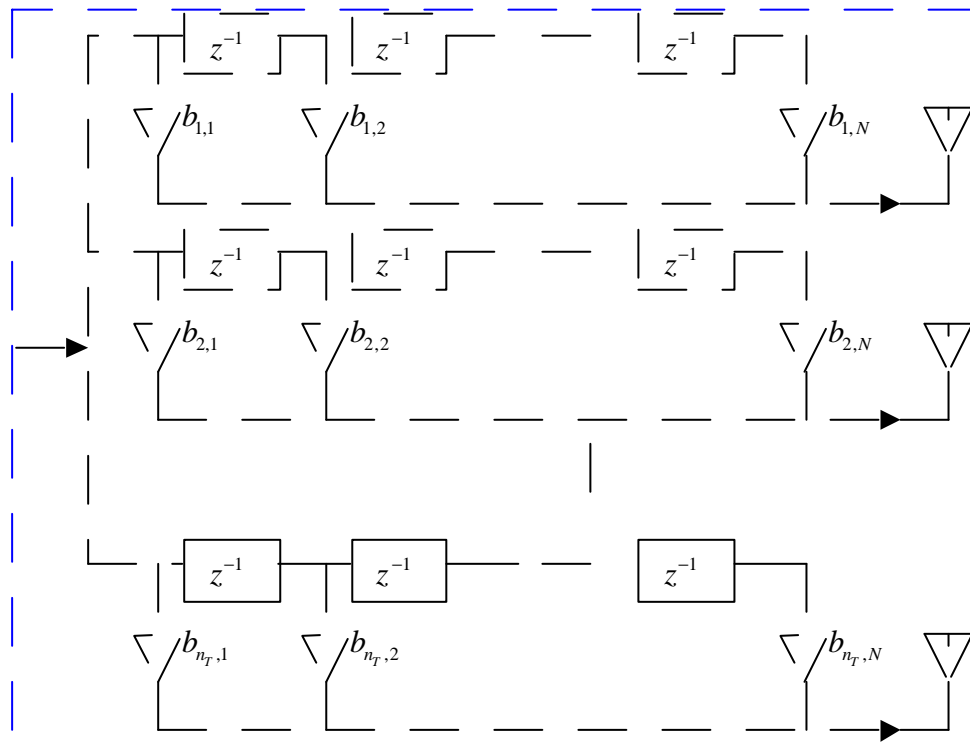


Figura 5.1 Esquema del procesador espacio temporal para canal selectivo en frecuencia.

La respuesta en frecuencia de este conformador viene dada por (5.2), así como, el vector señal transmitida.

$$\underline{B}(f) = \sum_{n=0}^{N-1} b_n \cdot \exp(-j2\pi n f T) \quad (5.2)$$

$$\underline{X}_T(f) = \underline{B}(f) \underline{I}(f)$$

Procediendo de manera análoga, la señal recibida sería:

$$\underline{X}_D(f) = \underline{A}^H(f) \cdot \underline{X}_R(f) = \underline{A}^H(f) \cdot [\underline{H}(f) \underline{B}(f) + \underline{W}(f)] \quad (5.3)$$

En lo que sigue del capítulo se utilizará la presente formulación para recorrer los posibles detectores y la calidad que de cada uno de ellos se puede obtener.

V.2.- DISEÑO DEL TRANSMISOR CON CSI

V.2.1.- DETECTOR ZF.

Al igual que en el caso de canal no-selectivo, se diseña en primer lugar el receptor para pasar a continuación, asumiendo que se dispone de CSI, del transmisor. Se comenzará por el caso de un receptor ZF.

La condición para ZF será (5.4) que ha de verificarse para toda frecuencia dentro del ancho de banda de interés.

$$\underline{A}^H(f) \cdot \underline{H}(f) \cdot \underline{B}(f) = 1 \quad \forall f \in B_T \quad (5.4)$$

Con esta condición, la relación señal a ruido en detección viene dada por (5.5).

$$SNR = \frac{B_T}{N_0} \cdot \frac{1}{\int \underline{A}^H(f) \cdot \underline{A}(f) \cdot df} \quad (5.5)$$

Para maximizar la relación señal a ruido, se usará la siguiente desigualdad:

$$\begin{aligned} & \left| \underline{A}^H(f) \cdot \underline{H}(f) \cdot \underline{B}(f) \right|^2 = 1 \leq \\ & \leq \left(\underline{A}^H(f) \cdot \underline{A}(f) \right) \left(\underline{B}^H(f) \cdot \underline{H}^H(f) \cdot \underline{H}(f) \cdot \underline{B}(f) \right) \\ & \text{o bien} \\ & \left(\underline{A}^H(f) \cdot \underline{A}(f) \right) \geq \frac{1}{\left(\underline{B}^H(f) \cdot \underline{H}^H(f) \cdot \underline{H}(f) \cdot \underline{B}(f) \right)} \end{aligned} \quad (5.6)$$

De este modo puede escribirse cuál será la relación señal a ruido máxima según el receptor:

$$SNR = \frac{B_T}{N_0} \cdot \frac{1}{\int \frac{1}{\left(\underline{B}^H(f) \cdot \underline{H}^H(f) \cdot \underline{H}(f) \cdot \underline{B}(f) \right)} \cdot df} \quad (5.7)$$

El receptor óptimo se obtiene de forzar la condición de igualdad en la desigualdad (5.6). Es fácil de comprobar que la condición de igualdad se verifica siempre que se verifique (5.8).

$$\underline{A}_{ZF}(f) = \frac{\underline{H}(f)\underline{B}(f)}{\left(\underline{B}^H(f)\underline{H}^H(f)\underline{H}(f)\underline{B}(f)\right)} \quad (5.8)$$

Resta ahora maximizar la relación señal a ruido con el diseño adecuado del transmisor. Maximizar la SNR equivale a minimizar la integral de su denominador. Esta integral a su vez se minimiza si se maximiza, para todo el margen de frecuencia, el denominador de su integrando. En definitiva, al recoger la restricción de energía transmitida, se puede formular el diseño como:

$$\begin{aligned} \int \underline{B}^H(f)\underline{H}^H(f)\underline{H}(f)\underline{B}(f)df \Big|_{MAX} \\ \int \underline{B}^H(f)\underline{B}(f)df = E_T \end{aligned} \quad (5.9)$$

La maximización anterior es fácil al tener presente la siguiente desigualdad, ya usada anteriormente en el caso de canal no selectivo:

$$\underline{B}^H(f)\underline{H}^H(f)\underline{H}(f)\underline{B}(f) \leq \mathbf{I}_{MAX} \left(\underline{H}^H(f)\underline{H}(f) \right) \underline{B}^H(f)\underline{B}(f) = \mathbf{I}_{MAX}(f) |\underline{B}(f)|^2$$

Lo que produce la máxima SNR para ZF.

$$SNR_{ZF} = \frac{B_T}{N_0} \cdot \frac{1}{\int \frac{df}{\left(\mathbf{I}_{MAX}(f) \cdot |\underline{B}|^2\right)}} \quad (5.10)$$

El diseño del transmisor que consigue la SNR anterior viene dado por el autovector máximo de la matriz de canal, eso sí, multiplicado por una constante que depende de la frecuencia.

$$\underline{B}(f) = \underline{e}_{MAX}(f) \cdot \mathbf{b}(f) \quad (5.11)$$

La constante se obtiene de la restricción de energía transmitida y resulta ser (5.12).

$$|\mathbf{b}(f)|^2 = \frac{1}{\mathbf{I}_{MAX}^{1/2}(f)} \cdot \frac{E_T}{\int \mathbf{I}_{MAX}^{1/2}(f) df} \quad (5.12)$$

Y, finalmente se obtiene la SNR máxima para ZF.

$$SNR_{ZF} = \frac{E_T}{N_0} \cdot \frac{B_T}{\left| \int \frac{df}{\mathbf{I}_{MAX}^{1/2}(f)} \right|^2} \quad (5.13)$$

Antes de pasar al siguiente sub-apartado es interesante destacar que, la constante reflejada en (5.12) es básicamente el power loading o distribución de potencia sobre las frecuencias disponibles en el ancho de banda. Reflejada, tanto la ganancia del canal o autovalor máximo de este a la frecuencia correspondiente, como el nivel de energía en escala logarítmica, nótese que su suma sería una constante.

$$10.\log\left[|b|^2\right]+5.\log[I_{\max}] = cte. \quad (5.14)$$

Es decir, como era de prever, se asigna mas potencia al canal peor. Esta característica resulta desalentadota si se tiene presente que, en la mayor parte de las aplicaciones estos sistemas han de seguir una mascara de niveles máximos transmitidos en frecuencia. Tal y como se representa en la Figura 5.2, no solo los modos mejores emplean la menor potencia, sino que, además, si la potencia disponible total es baja pueden quedar sin usarse.

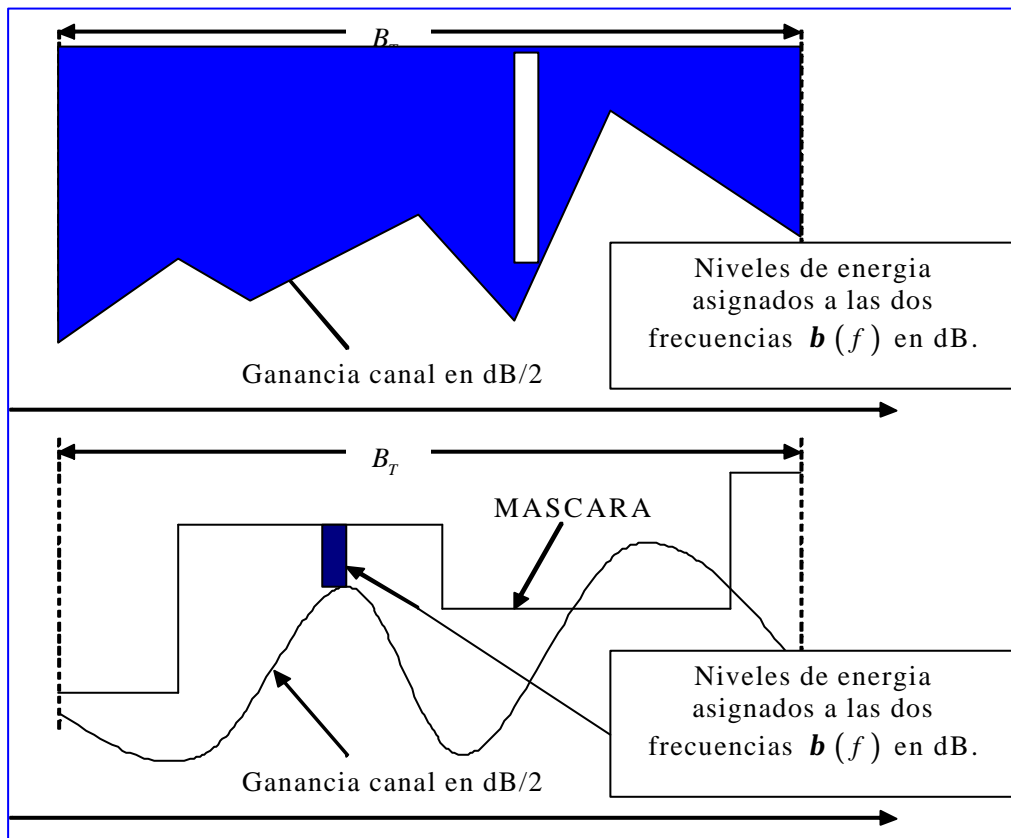


Figura 5.2. Asignación de potencia para diseño ZF en Tx. Asignación más $\frac{1}{2}$ de la ganancia del canal, ambas en dB. Igual a constante (arriba) y con mascara de nivel espectral abajo.

Veremos en el siguiente sub-apartado como mejora la forma de gestionar la potencia transmitida en el caso del receptor MSE.

V.2.2 DETECTOR MSE.

En el caso del detector MSE, se pretende minimizar el error en frecuencia entre la señal detectada y el símbolo transmitido. El esquema de este receptor sería el de la Figura 5.3.

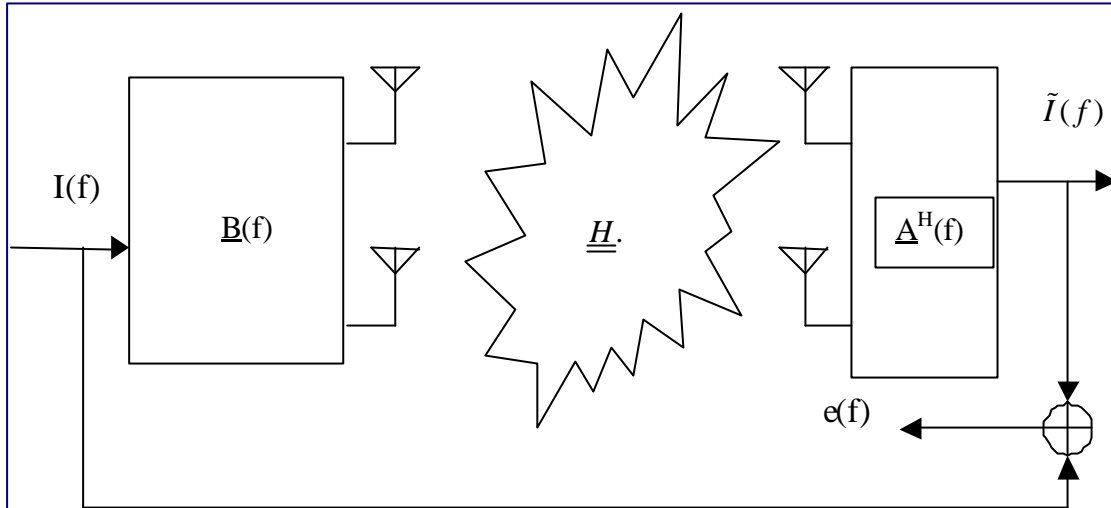


Figura 5.3. El receptor MSE con la señal de referencia y la señal de error todas ellas en frecuencia.

La expresión del error es (5.15).

$$\mathbf{e}(f) = I(f) - \tilde{I}(f) = (\underline{A}^H \underline{H} \underline{B} - 1) I(f) + \underline{A}^H \underline{W}(f) \quad (5.15)$$

Para obtener la expresión del receptor óptimo basta con derivar e igualar a cero o, lo que es equivalente, forzar a la independencia entre la señal de error y la salida del detector, también conocido como principio de ortogonalidad. El resultado para el receptor es (5.16.a) y la expresión del cuadrado del error igual a (5.16.b).

$$\begin{aligned} \underline{A} &= (\underline{R}_0 + \underline{H} \underline{B} \underline{B}^H \underline{H}^H)^{-1} \underline{H} \underline{B} = \underline{R}_0^{-1} \underline{H} \underline{B} \left[1 - \frac{\mathbf{r}}{1 + \mathbf{r}} \right] = \\ &= \mathbf{r}(f) \underline{R}_0^{-1} \underline{H} \underline{B} \quad \text{con} \quad \mathbf{r}(f) = \underline{B}^H \underline{H}^H \underline{R}_0^{-1} \underline{H} \underline{B} \end{aligned} \quad (5.16)$$

$$E(|\mathbf{e}(f)|_{MIN}^2) = \frac{1}{1 + \mathbf{r}(f)}$$

Una vez obtenido el error mínimo a cada frecuencia, la obtención de la SNR es fácil si se tiene presente la ortogonalidad entre señal de salida y el error. Dicha SNR viene dada por (5.17).

$$SNR(f) = \frac{1}{E(|\mathbf{e}(f)|^2)} - 1 = \mathbf{r}(f) \quad (5.17)$$

Así pues, ahora ya se puede proceder al diseño del transmisor. Básicamente se trata de maximizar la SNR, sujeto a que existe un nivel máximo de densidad de energía

transmitida. Nótese que, en este diseño ya se incorpora el hecho de que en estos sistemas puede existir una máscara en frecuencia $M(f)$ que limita el valor máximo de la densidad. En definitiva, el diseño se reduce a:

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{B}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{B}} \Big|_{MAX} \\ \underline{\mathbf{B}}^H \cdot \underline{\mathbf{B}} \leq M(f) \end{aligned} \quad (5.18)$$

La solución al problema anterior es que el conformador del transmisor coincida con el autovector máximo de la matriz de canal con una función de la frecuencia cuyo modulo al cuadrado verifique la máscara. La solución sería (5.19).

$$\underline{\mathbf{B}}(f) = e_{\max}(f) \cdot \mathbf{b}^{1/2}(f) \quad (5.19)$$

El diseño de la power allocation para este problema se formula según (5.20). Nótese que sin la restricción de la máscara, la solución puede considerarse como patológica pues aconseja poner toda la energía en el mejor canal, convirtiendo el sistema de banda ancha en un sistema de banda estrecha.

$$\begin{aligned} \int \mathbf{b}(f) \cdot \mathbf{I}_{\max}(f) \cdot df \Big|_{MAX} \\ \int \mathbf{b}(f) \cdot df = E_T \\ \mathbf{b}(f) \leq M(f) \quad \forall f \in B_T \end{aligned} \quad (5.20)$$

La presencia de la máscara determina un método más sofisticado de realizar la asignación de energía. Básicamente, la solución es rellenar con energía, hasta llegar a la máscara pero siempre en primer lugar para las frecuencias mejores.

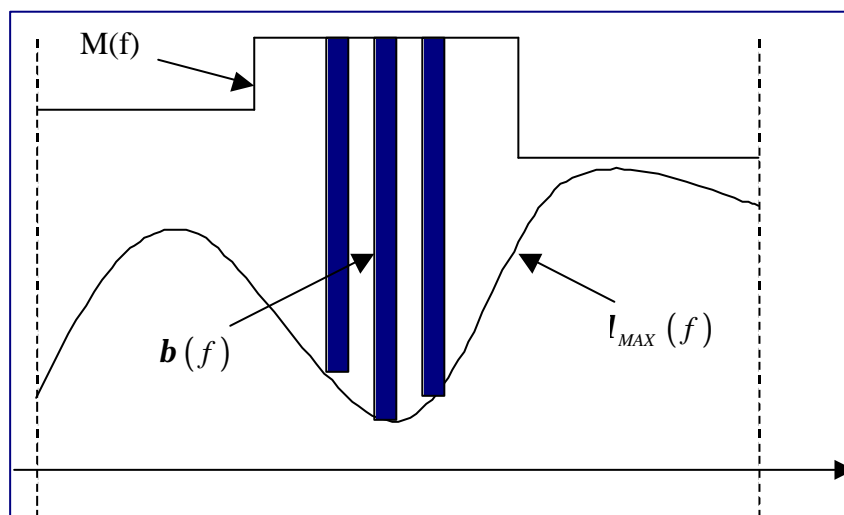


Figura 5.4 Power allocation para sistema MSE.

Nótese la diferencia con respecto al caso de ZF del apartado anterior. Mientras que en el apartado anterior se rellenan en primer lugar las frecuencias peores en el caso de MSE se comienza justo al revés, es decir, por las mejores frecuencias. Otra

diferencia remarcable es que, en el caso del detector MSE, el receptor es siempre viable al margen de nulos del canal en frecuencia, al igual que ocurre en el caso mono-canal.

V.2.3. DETECTOR DE SECUENCIAS.

En el caso de emplear detector de secuencias, el diseño es, en su arquitectura muy similar al de un MSE pero fracciona el detector en dos partes: El procesador del receptor y la respuesta impulsional deseada. El esquema aparece en la Figura 5.5.

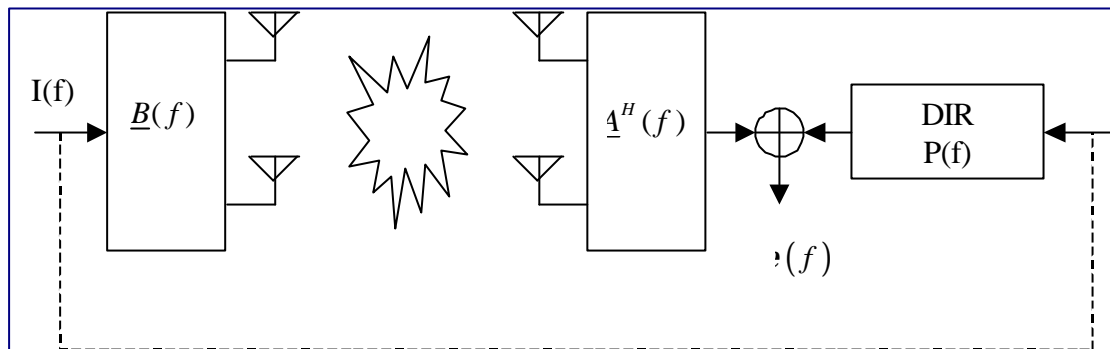


Figura 5.5. Esquema de un sistema MIMO de banda ancha con detector de secuencias.

El diseño del sistema es muy similar al diseño MSE del apartado anterior. La diferencia estriba básicamente en dos aspectos. El primer aspecto es el diseño de la DIR, es fácil comprobar que su diseño conduce directamente a mimetizar el camino sufrido por la señal transmitida hasta el punto de encuentro en el sumador de la figura. En definitiva, la DIR es igual a la respuesta acumulada de transmisor, canal y receptor.

$$P(f) = \underline{A}^H(f) \cdot \underline{H}(f) \cdot \underline{B}(f) \quad (5.21)$$

El segundo aspecto tiene que ver con el carácter óptimo de este receptor. Para que el receptor sea óptimo es necesario establecer que el proceso del receptor no altera el carácter blanco del ruido en recepción, es decir, ha de ser un paso-todo a nivel frecuencial. La condición puede verse en (5.22).

$$\underline{A}^H(f) \cdot \underline{R}_0(f) \cdot \underline{A}(f) = N_0 \quad \forall f \quad (5.22)$$

Si el procesador del receptor no ha de alterar el ruido, la cuestión es porque se incluye su diseño. La respuesta es que si el entorno presenta interferencias, el procesador del receptor ha de eliminar estas antes de pasar a la decisión por máxima verosimilitud de la señal recibida.

Con estas premisas, ya se puede formular la relación señal a ruido como (5.23)

$$SNR = \frac{\int |\underline{A}^H \cdot \underline{H} \cdot \underline{B}|^2 \cdot df}{\int \underline{A}^H \cdot \underline{R}_0 \cdot \underline{A} \cdot df} \quad (5.23)$$

La maximización de (5.23) es idéntica a como se realizó en los dos apartados anteriores con la salvedad de la restricción (5.22). Procediendo de la manera tradicional, el resultado es (5.24).

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{E_T \int \left| \underline{A}^H \cdot \underline{H} \cdot \underline{B} \right|^2 \cdot df}{\int \underline{A}^H \cdot \underline{R}_0 \cdot \underline{A} \cdot df} \leq \frac{E_T \int \left(\underline{A}^H \cdot \underline{R}_0 \cdot \underline{A} \right) \left[\underline{B}^H \cdot \underline{H}^H \cdot \underline{R}_0^{-1} \cdot \underline{H} \cdot \underline{B} \right] \cdot df}{\int \underline{A}^H \cdot \underline{R}_0 \cdot \underline{A} \cdot df} = \\ &= \frac{E_T}{B_T} \cdot \int \left[\underline{B}^H \cdot \underline{H}^H \cdot \underline{R}_0^{-1} \cdot \underline{H} \cdot \underline{B} \right] \cdot df \end{aligned} \quad (5.24)$$

El receptor para alcanzar este máximo de la SNR es (5.25), donde de no ser por la raíz cuadrada en el denominador es muy similar al óptimo para ZF.

$$\underline{A}(f) = \frac{\underline{R}_0^{-1} \cdot \underline{H} \cdot \underline{B}}{\left(\underline{B}^H \cdot \underline{H}^H \cdot \underline{R}_0^{-1} \cdot \underline{H} \cdot \underline{B} \right)^{1/2}} \quad (5.25)$$

La optimización del receptor conduce a la misma solución que en el caso MSE, es decir, al empleo del autovector máximo a cada frecuencia y a una asignación de potencia que ha de comenzar por el mejor canal hasta que alcance la máscara correspondiente.

En el siguiente apartado se realizará una valoración de estos procedimientos de detección para banda ancha, fundamentalmente ZF y MLSE o detector de secuencias.

V.3. COMPARACIÓN.

Es interesante comparar las soluciones anteriores. Todas las soluciones descritas asumen CSI puesto que utilizan el autovector máximo como conformador y tan solo difieren en la distribución de potencia en frecuencia. Comparemos las soluciones ZF y MLSE con sus distribuciones de potencia respecto al empleo de una distribución uniforme UPA en frecuencia. De esta comparación se verá el interés de UPA en lo que se refiere a soluciones prácticas.

La solución ZF para la distribución de potencia y la SNR correspondiente se muestran en (5.26).

$$\begin{aligned} \left| \mathbf{b}(f) \right|_{ZF}^2 &= \frac{1}{\mathbf{I}_{MAX}^{1/2}(f)} \cdot \frac{E_T}{\int \frac{df}{\mathbf{I}_{MAX}^{1/2}(f)}} \\ SNR_{ZF} &= \frac{E_T}{N_0} \cdot \frac{B_T}{\left| \int \frac{df}{\mathbf{I}_{MAX}^{1/2}(f)} \right|^2} \end{aligned} \quad (5.26)$$

Cuando se emplea UPA, la SNR pasa a ser:

$$SNR_{ZF}^{UPA} = \frac{B_T}{N_0} \cdot \frac{1}{\int \frac{df}{(\mathbf{I}_{MAX}(f) \cdot |\underline{\mathbf{B}}|^2)}} = \frac{E_T}{N_0} \cdot \frac{1}{\int \frac{df}{\mathbf{I}_{MAX}(f)}} \quad (5.27)$$

La comparación de ambas es sencilla si se tiene en cuenta que se verifica (5.28), donde es evidente que en canales casi plano en el ancho de banda de interés UPA es una buena solución y de un calidad muy similar a la óptima.

$$\left(\int \frac{df}{\mathbf{I}_{MAX}(f)} \right) \cdot \left(\int 1 \cdot df \right) = B_T \cdot \int \frac{df}{\mathbf{I}_{MAX}(f)} \geq \left| \int \frac{df}{\mathbf{I}_{max}^{1/2}(f)} \right|^2 \quad (5.28)$$

$$SNR_{ZF}^{Opt} \geq SNR_{ZF}^{UPA}$$

Del mismo modo, en el caso de la solución UPA para MLSE, se produce la siguiente relación señal a ruido:

$$SNR_{MLSE}^{UPA} = \frac{1}{B_T} \cdot \int \left[\underline{\mathbf{B}}^H \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{R}}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{B}} \right] \cdot df = \frac{E_T}{B_T^2} \int \mathbf{I}_{max}(f) \cdot df \quad (5.29)$$

Para comparar esta última relación señal a ruido usaremos la siguiente desigualdad:

$$\left(\int \frac{df}{\mathbf{I}_{MAX}(f)} \right) \cdot \left(\int \mathbf{I}_{MAX}(f) \cdot df \right) \geq \left| \int df \right|^2 = B_T^2 \quad (5.30)$$

De donde se concluye la superioridad de UPA cuando se aplica sobre diseño MLSE que sobre zero-forcing como era lógico de suponer.

$$SNR_{MLSE}^{Opt} \geq SNR_{MLSE}^{UPA} \quad (5.31)$$

Por otro lado como se verifica (5.32.a), es fácil probar según (5.32.b) que UPA sobre MLSE es superior al optimo power allocation sobre ZF.

$$\int \frac{df}{\mathbf{I}_{MAX}(f)} < \left| \int \frac{df}{\mathbf{I}_{max}^{1/2}(f)} \right|^2 \quad (5.32.a)$$

$$\frac{B_T}{\left| \int \frac{df}{\mathbf{I}_{max}^{1/2}(f)} \right|^2} \leq \frac{B_T}{\int \frac{df}{\mathbf{I}_{max}(f)}} = \quad (5.32.b)$$

$$\frac{B_T \cdot \int \mathbf{I}_{max}(f) df}{\int \frac{df}{\mathbf{I}_{max}(f)} \cdot \int \mathbf{I}_{max}(f) df} \leq \frac{1}{B_T} \int \mathbf{I}_{max}(f) df$$

$$SNR_{ZF}^{Opt} \leq B_T \cdot SNR_{MLSE}^{UPA}$$

En el apartado que sigue se analizarán ambas posibilidades en el caso concreto de canal MISO.

V.4 CANAL MISO SELECTIVO EN FRECUENCIA.

Este caso es de gran interés práctico en el que tan solo el transmisor dispone de diversidad espacial. Asumiendo que la respuesta en frecuencia del canal MISO viene dada por $\underline{H}^H(f)$, entonces el autovector máximo a usar como conformador es este mismo vector, después de su normalización, mientras que el autovalor es directamente su módulo al cuadrado.

$$\underline{e}_{\max} = \frac{\underline{H}(f)}{|\underline{H}|} \quad \text{y} \quad \mathbf{I}_{\max}(f) = |\underline{H}|^2 \quad (5.33)$$

Con respecto a las políticas de distribución de potencia, comenzando por el caso ZF, se tendrá:

$$|\mathbf{b}(f)|^2 = \frac{1}{|\underline{H}(f)|} \cdot \frac{E_T}{\int \frac{df}{|\underline{H}(f)|}} \quad (5.34)$$

Con respecto al receptor, este se reduce simplemente a:

$$\underline{A}(f) = \frac{\underline{H}^H(f) \underline{B}(f)}{(\underline{B}^H(f) \underline{H}(f) \underline{H}^H(f) \underline{B}(f))} = \frac{1}{|\underline{H}|} \quad (5.35)$$

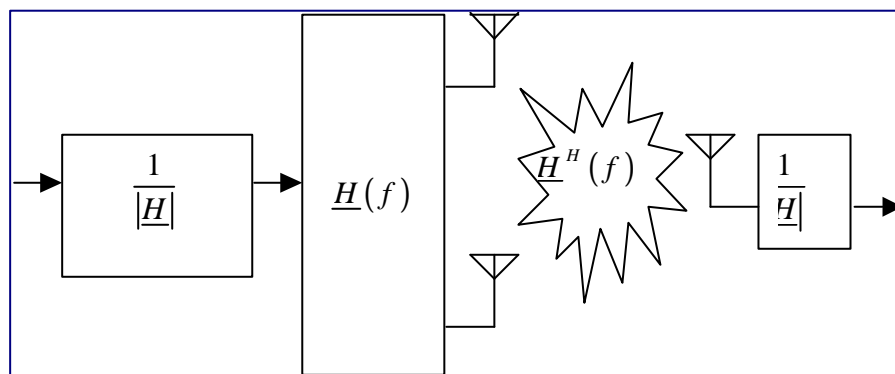


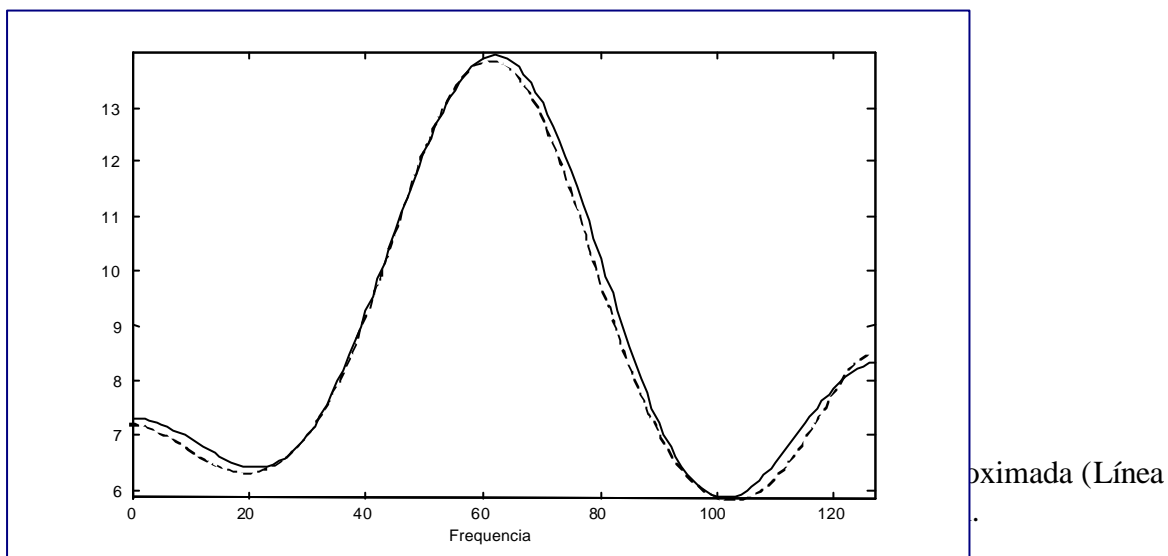
Figura 5.6 Diseño ZF para canal MISO selectivo en frecuencia.

Si el denominador de (5.33), el módulo del canal se agrupa con la distribución de potencia, ambos filtros terminales resultan idénticos. Además el procesador espacio temporal resulta simplemente un filtro adaptado. Es decir, para su implementación, en cada FIR para la correspondiente antena transmisora, basta copiar la respuesta impulsional de dicha antena a la receptora pero en orden temporal inverso y cambiando el signo de la componente en cuadratura.

El esquema puede verse en la Figura 5.6. Los filtros pueden diseñarse con fase lineal usando un procedimiento de predicción central sobre los coeficientes derivados de la DFT inversa de la respuesta del canal.

En la siguiente figura se presenta el caso de transmisión BPSK sobre un canal MISO selectivo en frecuencia.

En primer lugar, la figura 5.7 muestra la precisión con la que el filtro terminal ideal (---) se aproxima mediante un FIR de 7 coeficientes y fase lineal (4 coeficientes diferentes).



A continuación se presentan las constelaciones transmitidas por cada una de las cuatro antenas del transmisor, La respuesta global (idealmente plana) y la constelación recibida

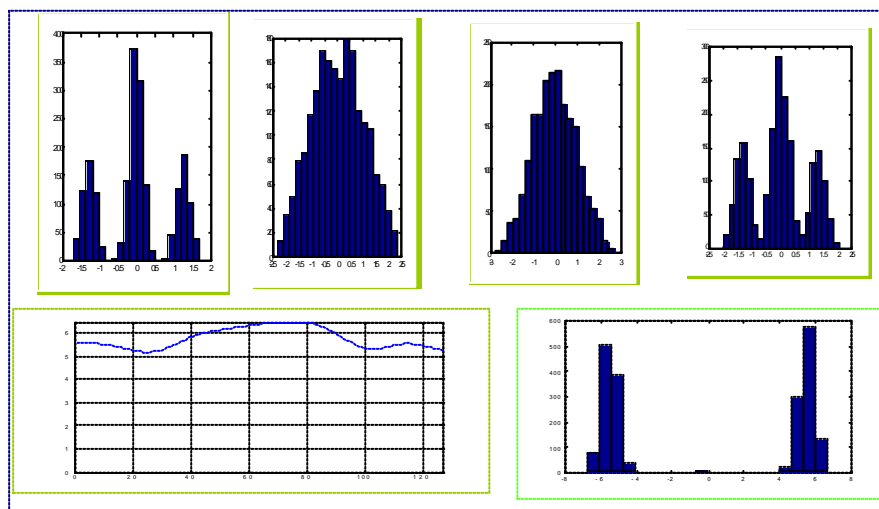


Figura 5.8 Constelaciones transmitidas (arriba) y respuesta global en frecuencia y constelación recibida abajo.

La característica más interesante del sistema MISO para canal selectivo, es que su implementación es inmediata, como se ha indicado copiando las respuestas de cada antena transmisora en orden inverso y conjugando sus coeficientes. Esta estructura tan sencilla hace la arquitectura robusta a errores de CSI. Claramente, es muy diferente el estudiar como impactan errores de estimación del canal en su autovector (caso MIMO) que directamente como en este caso.

Para evidenciar la robustez, supóngase que el canal MISO presenta la siguiente matriz de respuestas impulsionales de cada antena transmisora a la receptora. El receptor transmitiría como CSI una dinámica de 2 y transmitiría los coeficientes normalizados.

$$\underline{h} = \begin{bmatrix} 0.5 & 1 & 0.3 & 0.1 & 0 \\ 2 & 1.5 & 0.7 & 0.2 & 0.1 \\ 0.1 & 0.2 & 0.7 & 0.6 & 0.03 \\ 0.2 & 0.3 & 0.4 & 0.4 & 0.1 \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

El procesador completo del transmisor tendría la arquitectura de la figura siguiente. Nótese que se ha implementado toda la complejidad en el transmisor, a expensa de incrementar el ruido en el receptor, de aquí, el montar ambos filtros en uno solo con potencia dos.

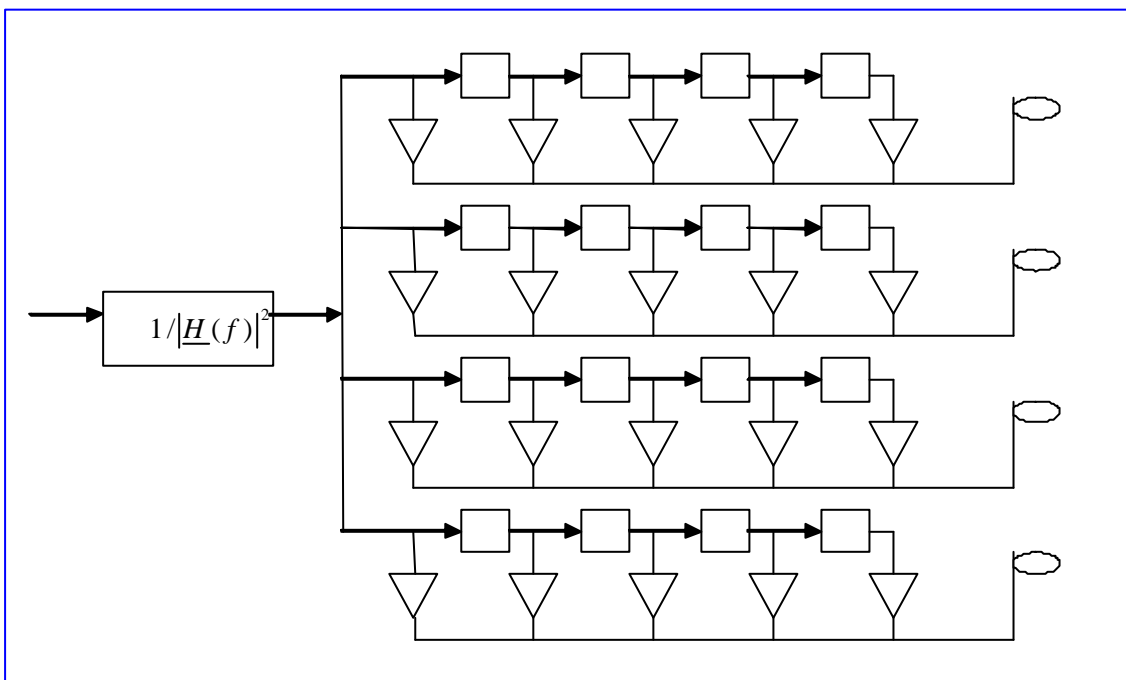


Figura 5.9 Procesador completo para ISI de orden tres en cada canal.

Este canal con el filtro terminal óptimo en el transmisor fue el usado para las graficas de las figuras 5.7 y 5.8.

Si ahora por razones de robustez o por reducir complejidad se retienen tan solo los dos coeficientes más grandes por canal y solo se les asigna un bit para representar su signo, el procesador reduce su matriz a (5.37).

$$h = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

El procesador del transmisor, no solo carece de operaciones sino que ha reducido mucho su arquitectura. Pues bien, aunque se trate de un ejemplo de bajo valor práctico (coeficientes reales y bajo valor formal en la evaluación de la calidad resultante), la siguiente figura muestra los detalles correspondientes a este caso y que el lector puede comparar con los de las figuras anteriores. Las diferencias son mínimas si se tiene en cuenta la elevada reducción de complejidad que se ha llevado a cabo.

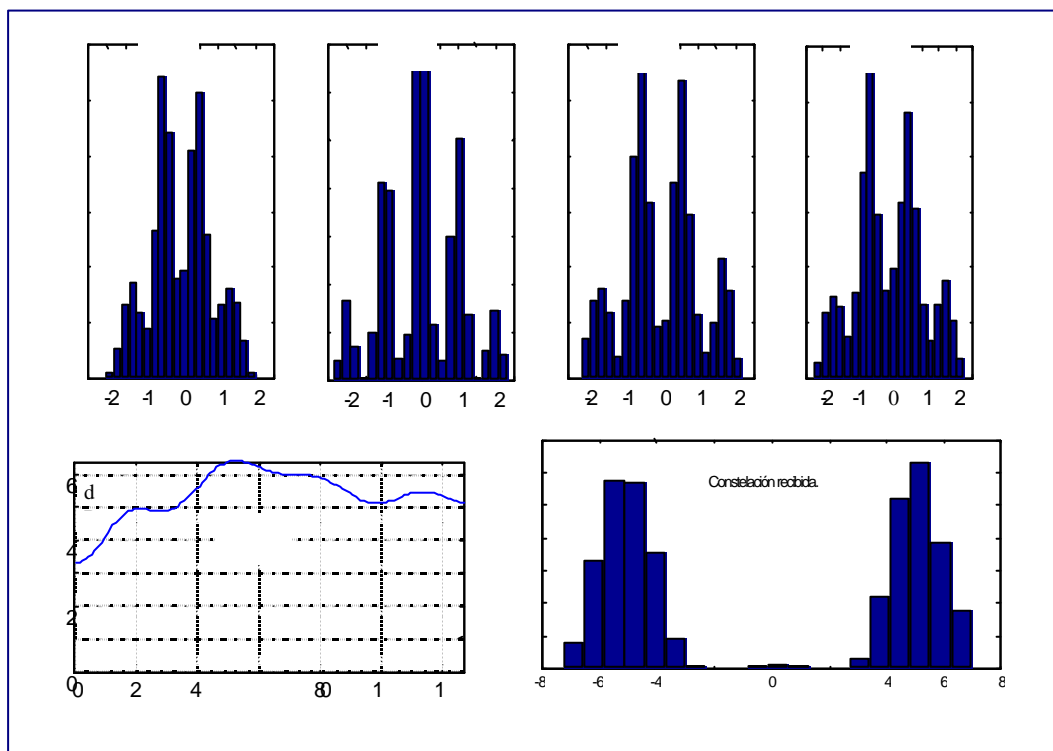


Figura 5.10. Resultados similares a los de la Figura 5.8 después de reducir complejidad vía la supresión de coeficientes poco significativos y cuantificación dura de estos.

Al margen del valor absoluto del ejemplo anterior, se ha de insistir que, aun siendo necesario su estudio detallado en cada escenario, el canal MISO presenta diseños viables, con estructuras FIR para sus diseños en frecuencia, muy sencillos y con un impacto de errores en CSI mucho mas bajo y fácil de caracterizar, dado que el autovector máximo y el propio canal coinciden.

Es importante resaltar que, dado que todo el diseño se realiza en frecuencia, el paso de los diseños conseguidos al plano temporal para su implementación requiere de

la síntesis de filtros FIR de fase lineal tanto en transmisión como en recepción. El caso MISO en este aspecto presenta claras facilidades para llevar a cabo esta operación.

V.5 DISEÑO SIN CSI.

El diseño sin CSI para canal selectivo, pasa por el empleo de matrices en frecuencia de rango completo en lugar de la elección de rango uno empleada hasta ahora en los apartados anteriores.

Básicamente el empleo de rango completo en los procesadores espacio-temporales, implica las siguientes ecuaciones para señal transmitida, recibida y detectada:

$$\begin{aligned}
 \underline{X}_{T,n} &= \sum_q \underline{B}_q \cdot s(n-q) \\
 \underline{X}_{R,n} &= \sum_r \underline{H}_r \cdot \underline{X}_{T,n-r} = \sum_r \underline{H}_r \cdot \sum_q \underline{B}_q \cdot s(n-q-r) + \underline{W}_n \\
 \underline{X}_{D,n} &= \sum_p \underline{A}_p^H \cdot \underline{X}_{R,n-p} + \sum_p \underline{A}_p^H \cdot \underline{W}_{n-p} = \sum_p \underline{A}_p^H \cdot \sum_r \underline{H}_r \cdot \underline{X}_{T,n-r-p} + \sum_p \underline{A}_p^H \cdot \underline{W}_{n-p} = \\
 &= \sum_p \underline{A}_p^H \cdot \sum_r \underline{H}_r \cdot \sum_q \underline{B}_q \cdot s(n-p-r-q) + \sum_p \underline{A}_p^H \cdot \underline{W}_{n-p}
 \end{aligned} \tag{5.39}$$

Empleando detector de secuencias la expresión de la SNR, similar al caso de manejar directamente la SNR para detección instantánea, pasa a ser:

$$\begin{aligned}
 SNR &= \frac{1}{N_0} \int \text{Traza} \left[\underline{B}^H(f) \cdot \underline{R}_H(f) \cdot \underline{B}(f) \right] df \\
 \text{con } \underline{R}_H(f) &= \underline{H}^H(f) \cdot \underline{R}_0^{-1}(f) \cdot \underline{H}(f)
 \end{aligned} \tag{5.40}$$

Sobre esta expresión se emplea de nuevo el criterio de encontrar el mínimo para el canal y sobre este mínimo maximizar con la matriz de proceso del receptor. La solución que se obtiene es la misma que en el caso de fading no-selectivo, pero en este caso para la matriz en frecuencia. En definitiva la solución es:

$$\underline{B}(f) \cdot \underline{B}^H(f) = \underline{I} \cdot \frac{E_T}{n_T \cdot B_T} \tag{5.41}$$

A nivel de ejemplo, la siguiente respuesta matricial es válida para su utilización sin CSI en canal selectivo.

$$\underline{B}_0 = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & j \\ -j & 1 \end{pmatrix}; \underline{B}_1 = \underline{0}; \underline{B}_2 = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -j \\ j & 1 \end{pmatrix} \tag{5.42}$$

En cualquier caso, la construcción de matrices de este tipo no resulta complicada, incluso para un número de antenas mayor que dos. El problema se plantea en su uso compatible en entornos multiusuario. Al igual que en el caso de canal no

selectivo, el caso de ausencia de CSI queda cubierto en capítulos posteriores dedicados a códigos espacio-temporales.

V.6 RESUMEN.

En el presente capítulo se han expuesto las arquitecturas MIMO correspondientes a canal selectivo en frecuencia. Todo el diseño se ha realizado en el dominio frecuencial, fijando como objetivo un esquema de beamforming atendiendo a la disponibilidad de CSI en el transmisor.

Al tratarse de esquemas de banda ancha, sin canalización por sistemas multiportadora u OFDM, los diseños conseguidos en frecuencia han de pasarse a su diseño temporal, habitualmente en estructuras FIR de fase lineal. Este paso sin duda constituye una dificultad adicional sobre los esquemas de capítulos anteriores.

La descripción ha sido bastante somera y aprovechando, lo máximo posible, las similitudes que el diseño para canal selectivo presenta con respecto al no selectivo, expuesto en los capítulos anteriores.

Es de destacar que la naturaleza de sistemas de comunicaciones para canal selectivo aparecen hoy en día en sistemas que comparten espectro o simplemente son oportunistas en su uso. En base a esta perspectiva se ha añadido la restricción de mascar espectral en su diseño. Con todo, no solo en este aspecto, sino que en su totalidad el tema es actual en términos de investigación y es previsible que el contenido de este capítulo haya de sufrir profundos cambios en el plazo de unos años. Sirva pues su presencia en este curso como motivación y punto de partida al lector en esta faceta tan poco estudiada de los sistemas MIMO.

V.7. REFERENCIAS.

[5.1] xxxxxx