
CAPITULO 5

CONFORMADOR DE HAZ AUTOCALIBRADO

INTRODUCCIÓN

El objetivo de este último capítulo es la extensión del CRB de dos etapas, propuesto en los capítulos anteriores para la recepción de señales con modulación FH, a un conformador de haz de aplicación general a sistemas de comunicación de espectro no ensanchado. La primera etapa del CRB, consistente en el preprocesado por la inversa de la matriz de covarianza estimada en el procesador anticipado, permitía la estimación de la segunda etapa, la cual proporcionaba máxima SINR a la salida del array. En general, esta segunda etapa podía estimarse mediante minimización del MSE entre la señal recibida y una referencia extraída de la misma o mediante maximización directa de la SINR. Gracias a esta estructura en dos etapas, la única información necesaria en el receptor era la secuencia de frecuencias utilizada en el modulador FH. Partiendo de este sistema, el conformador de haz resultante de la extensión realizada en este capítulo no requerirá el conocimiento a priori de ninguna referencia temporal ni espacial, permitiendo la utilización de arrays sin calibración previa.

La ventaja fundamental del conformador de haz autocalibrado propuesto en esta tesis, frente a los distintos métodos de calibración descritos en la literatura es la sencillez de su implementación. La mayoría de los métodos previos se basan en la estimación de los parámetros de la apertura sujetos a perturbación y de las direcciones de llegada de las señales incidentes en el array, suponiendo conocido el número de fuentes. En [Friedlander-88] se propuso la estimación de máxima verosimilitud "Maximum Likelihood" (ML) para los errores de calibración en las fases o ganancias de los sensores; en [Weiss-89], los mismos autores generalizaron este algoritmo a la estimación de las posiciones de los sensores, conocidas con cierto grado de incertidumbre. Posteriormente, se han presentado distintas simplificaciones al algoritmo ML: en [Wahlberg-91] se explotaron las propiedades del método "Weighted Subspace Fitting" (WSF), basado en la estimación de los autovectores de la matriz de covarianza; mientras que en [Flieller-95] se aplicó la ecuación de ML modificada por un término de

regularización, el cual tiene en cuenta cierto conocimiento a priori de las perturbaciones. Finalmente, otro sistema de autocalibración, el cual no requiere la estimación de las direcciones de llegada ni de los parámetros que definen los vectores de dirección, es el propuesto en [Feldman-94]. Este método consiste en la utilización del "steering" proyectado al espacio de señal deseada más interferentes estimado mediante descomposición en autovalores de la matriz de covarianza de señal, el cual presenta una mayor robustez frente a los errores de calibración. Una extensión de este método es el algoritmo de proyección iterativa, válido cuando los módulos de las respuestas frecuenciales de cada uno de los sensores son conocidos o fácilmente estimables a partir del número de señales presentes en el escenario y de la matriz de covarianza de ruido [Tseng-95].

A diferencia de las técnicas referenciadas, la presentada en este capítulo no requiere conocimiento alguno sobre el número de fuentes incidentes en el array ni sobre la estadística del ruido. Además, la carga computacional asociada a la autocalibración del conformador de haz propuesto es considerablemente menor que la de los métodos anteriores no precisándose de la estimación de las direcciones de incidencia ni de los parámetros del "steering" sujetos a perturbación, así como tampoco es necesaria la descomposición en autovalores.

Tal como se verá en la Sección 5.1, la extensión del CRB de dos etapas a un conformador de haz autocalibrado de aplicación general se basa en el diseño de los procesadores anticipado y directo, de forma que la potencia de señal deseada recibida en ambos sea diferente. Las diferentes alternativas para el diseño del conformador autocalibrado se basan en las distintas formas de conseguir esta diversidad de potencia de la señal deseada entre ambos procesadores. Básicamente, existen dos posibilidades consistentes en un incremento del ancho de banda de transmisión o de la potencia transmitida, las cuales se analizarán en las secciones 5.2 y 5.3, respectivamente. Finalmente, en la Sección 5.4 se procederá a la generalización del conformador de haz autocalibrado equivalente a la generalización realizada para el CRB en el capítulo anterior.

5.1 EXTENSIÓN DEL CRB

El conformador de haz autocalibrado que se propone en este capítulo, basado en el CRB descrito previamente, consiste en la descomposición del conformador óptimo $\mathbf{R}_{nd}^{-1}\mathbf{s}_d$ en dos etapas: la primera etapa igual a la inversa de la matriz de covarianza de ruido más interferencias y la segunda igual al vector de dirección de incidencia de la señal deseada. Teóricamente, la estimación de la primera etapa será posible únicamente en intervalos en los cuales no esté presente la señal deseada; bien sea porque ésta se sitúe temporalmente en otra banda frecuencial, como ocurría en la modulación de saltos frecuenciales; bien porque la señal transmitida contenga intervalos de silencio suficientemente largos como para permitir una estimación adecuada de la matriz \mathbf{R}_{nd}^{-1} . No obstante, tal como se concluyó en la Sección 3.3, para la estimación de la segunda etapa del conformador de haz óptimo no es necesaria la coincidencia exacta de la primera etapa del conformador de haz con la inversa de la matriz de covarianza de ruido más interferencias, permitiéndose un residuo de la señal deseada en la matriz estimada en el procesador anticipado con nivel de potencia σ_{ant}^2 , distinto al nivel de potencia de la señal deseada en el procesador directo σ_d^2 :

$$\mathbf{R}_{ant} = \sigma_{ant}^2 \mathbf{s}_d \mathbf{s}_d^H + \mathbf{R}_{nd} \quad (5.1)$$

$$\mathbf{R}_{ol} = \sigma_d^2 \mathbf{s}_d \mathbf{s}_d^H + \mathbf{R}_{nd} \quad (5.2)$$

A partir de estas matrices es posible la estimación de la segunda etapa del conformador de haz mediante la minimización del MSE o la maximización de la SINR, resultando en ambos casos un vector proporcional al "steering" de la señal deseada. En consecuencia, la concatenación de las dos etapas, derivada en las ecuaciones (3.106) y (3.113), resulta en el conformador de haz óptimo:

$$\mathbf{w}_{C-MMSE} = \rho \frac{1}{1 + \text{SINR}_d} \mathbf{R}_{nd}^{-1} \mathbf{s}_d \quad (5.3)$$

$$\mathbf{w}_{C-MSINR} = \frac{1}{1 + \text{SINR}_{ant}} \mathbf{R}_{nd}^{-1} \mathbf{s}_d \quad (5.4)$$

donde SINR_d y SINR_{ant} son las relaciones señal a ruido más interferencias en la dirección deseada a la salida de los procesadores directo y anticipado, respectivamente.

Dada la cancelación de señal deseada que produce el preprocesado por la matriz \mathbf{R}_{ant}^{-1} , tanto mayor cuanto mayor sea el nivel de señal deseada en el procesador anticipado σ_{ant}^2 , la extracción de la señal de referencia requerida para la minimización del MSE puede presentar problemas. En consecuencia, resulta más conveniente la aplicación del criterio de MSINR, equivalente a la estimación del autovector generalizado principal del par $(\mathbf{R}_x, \mathbf{R}_{ant}^{-1})$, siendo el autovalor generalizado máximo (3.112):

$$\lambda_{max} = \frac{1 + \text{SINR}_d}{1 + \text{SINR}_{ant}} \quad (5.5)$$

A continuación, se repite el análisis de la convergencia del algoritmo de gradiente, presentado en el Capítulo 3 para la estimación del autovector generalizado principal, aplicado a esta nueva situación:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu (\mathbf{R}_x - \lambda_{max} \mathbf{R}_{ant}^{-1}) \mathbf{w}(n) \quad (5.6)$$

Definiendo la matriz $\mathbf{M} = \lambda_{max} \mathbf{R}_{ant}^{-1} \mathbf{R}_x$ y descomponiendo ésta en la matriz de autovalores Γ y de autovectores \mathbf{Q} , la regla de adaptación (5.6) puede escribirse exponencialmente como:

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{Q}(\mathbf{I} - \mu \Gamma)^n \mathbf{Q}^H \mathbf{w}(0) \quad (5.7)$$

A partir de esta ecuación idéntica a la ecuación (3.65) se deriva que la velocidad de convergencia del algoritmo de estimación del autovector generalizado principal es inversamente proporcional a la dispersión de autovalores de la matriz \mathbf{M} , definida como $\chi(\mathbf{M}) = \gamma_{max}/\gamma_{min-1}$, dado que el mínimo autovalor, correspondiente al vector de enfoque óptimo, es nulo. Esta matriz, a partir de la formulación de la matrix \mathbf{R}_x en función de la

$$\mathbf{M} = (\lambda_{max}-1) \mathbf{R}_{ant}^{-1} - (\sigma_d^2 - \sigma_{ant}^2) \mathbf{R}_{ant}^{-1} \mathbf{s}_d \mathbf{s}_d^H \mathbf{R}_{ant}^{-1} \quad (5.8)$$

Descomponiendo en autovalores la inversa de la matriz de covarianza de señal a la salida del procesador anticipado $\mathbf{R}_{ant}^{-1} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H$ y definiendo el vector $\mathbf{z} = \mathbf{U}^H \mathbf{R}_{ant}^{-1} \mathbf{s}_d$ la ecuación anterior se transforma en:

$$\mathbf{M} = \mathbf{U} \left((\lambda_{max}-1) \mathbf{\Lambda} - (\sigma_d^2 - \sigma_{ant}^2) \mathbf{z} \mathbf{z}^H \right) \mathbf{U}^H \quad (5.9)$$

inversa de la matriz estimada en el procesador anticipado (3.109), puede escribirse como:

Los autovalores de esta matriz pueden obtenerse a partir de los autovalores δ_q de la matriz $\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1}$, siendo las soluciones de la siguiente ecuación:

$$\frac{1}{\sigma_d^2 - \sigma_{\text{ant}}^2} = \sum_{q=1}^Q \frac{-|z_q|^2}{\gamma - (\lambda_{\text{max}} - 1)\delta_q} \quad (5.10)$$

La evaluación de esta función creciente es equivalente a la formulada en (3.75), excepto para los autovalores δ_n de la matriz $\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1}$ correspondientes a los auto vectores que conforman el espacio de ruido. A diferencia de la función (3.75), ésta no presenta puntos de discontinuidad en los valores de $\gamma = (\lambda_{\text{max}} - 1)\delta_n$, el motivo es que en estos puntos el numerador de la función $|z_n|^2$ se anula. Este efecto puede demostrarse a partir de la expresión que define el vector \mathbf{z} , sustituyendo $\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1}$ por su descomposición en autovectores y autovalores:

$$\mathbf{z} = \mathbf{U}^H \mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1} \mathbf{s}_d = \mathbf{U}^H \mathbf{U} \Delta \mathbf{U}^H \mathbf{s}_d \quad (5.11)$$

Dado que los espacios de ruido y de señal son ortogonales, los autovectores de la matriz \mathbf{U} que constituyen el espacio de ruido son ortogonales al vector de dirección de la señal deseada \mathbf{s}_d . Por consiguiente, el vector \mathbf{z} presentará un número de componentes nulas igual a la dimensión del espacio de ruido de la matriz $\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1}$.

En general, los autovalores máximo y mínimo de la matriz \mathbf{M} quedan determinados por los autovalores máximo y mínimo de $\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1}$, respectivamente:

$$\gamma_{\text{max}} \leq (\lambda_{\text{max}} - 1)\delta_{\text{max}} \quad (5.12)$$

$$\gamma_{\text{min}-1} \geq (\lambda_{\text{max}} - 1)\delta_{\text{min}} \quad (5.13)$$

Por consiguiente, la dispersión de autovalores máxima de la matriz \mathbf{M} coincide con la dispersión de autovalores de la inversa de la matriz de covarianza de señal a la salida del procesador anticipado:

$$\chi(\mathbf{M})_{\text{max}} = \chi(\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1}) \quad (5.14)$$

A fin de evaluar la dependencia de la velocidad de convergencia de este algoritmo con la potencia de señal deseada recibida en el procesador anticipado, conviene estudiar la dispersión de autovalores de la matriz $\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1}$ o, equivalentemente, la de \mathbf{R}_{ant} , en función del nivel σ_{ant}^2 . Este análisis se deriva directamente del realizado en la Sección 3.1 para la matriz \mathbf{R}_{ol} en las ecuaciones (3.43)-(3.47), donde se sustituye el nivel de señal deseada σ_d^2 por el nuevo nivel de potencia en el procesador anticipado σ_{ant}^2 :

$$\frac{1}{\sigma_{\text{ant}}^2} = \sum_{q=1}^Q \frac{|r_q|^2}{\delta - \zeta_q} \quad (5.15)$$

siendo ζ_q los autovalores de la matriz de covarianza de ruido más interferencias y r_q las componentes del vector $\mathbf{r} = \mathbf{V}^H \mathbf{s}_d$, donde las columnas de la matriz \mathbf{V} son los autovectores de \mathbf{R}_{nd} .

A partir de esta ecuación, y tal como se había deducido en (3.46), la dispersión máxima de autovalores de \mathbf{R}_{ant} viene definida por el máximo de dos términos:

$$\chi(\mathbf{R}_{\text{ant}})_{\text{max}} \approx \max \left[\frac{\sigma_{\text{ant}}^2 Q}{\zeta_{\text{min}}}, \chi(\mathbf{R}_{\text{nd}})_{\text{max}} \right] \quad (5.16)$$

Si las interferencias presentes en el escenario son débiles, la dispersión máxima de autovalores de \mathbf{R}_{ant} viene limitada por el primer término de (5.16), el cual depende de la potencia de la señal deseada en el procesador anticipado. Sin embargo, este valor es una cota máxima que no implica una proporcionalidad directa entre el incremento de σ_{ant}^2 y la dispersión real de los autovalores de la matriz \mathbf{M} y en consecuencia, el aumento de σ_{ant}^2 no deriva, necesariamente, en una reducción significativa de la velocidad de convergencia. De hecho, si se considera el caso extremo en el que no existan señales interferentes y suponiendo el ruido incorrelado espacialmente, la matriz $\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1}$ presentará únicamente dos autovalores distintos, el correspondiente al espacio de señal deseada (δ_{min}), y el correspondiente al ruido (δ_{max}) con multiplicidad $Q-1$. Dado que la función (5.10) no presenta punto de discontinuidad para $\gamma = (\lambda_{\text{max}}-1)\delta_{\text{max}}$, ésta será asintótica desde $\gamma = (\lambda_{\text{max}}-1)\delta_{\text{min}}$, no presentando ninguna raíz entre ambos valores. Es decir, los autovalores de la matriz \mathbf{M} en este caso serán todos iguales a $(\lambda_{\text{max}}-1)\delta_{\text{max}}$ excepto el autovalor nulo correspondiente al autovector generalizado del par $(\mathbf{R}_x, \mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1})$ o vector de enfoque óptimo. En conclusión, en un escenario sin señales interferentes, la dispersión de autovalores de la matriz \mathbf{M} que determina la convergencia del algoritmo es igual a la unidad.

Por otra parte, cuando la potencia de las interferencias es elevada, la dispersión máxima de autovalores de la matriz $\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1}$ y, por tanto, la de la matriz \mathbf{M} es prácticamente igual a la dispersión máxima de la matriz de covarianza debida exclusivamente a interferencias y a ruido sin residuo de señal deseada \mathbf{R}_{nd} con independencia del nivel σ_{ant}^2 .

En resumen, el nivel de señal deseada en el procesador anticipado, siempre y cuando sea inferior al nivel de la misma en el procesador directo, prácticamente no influye en la velocidad de convergencia del algoritmo de gradiente propuesto para la estimación de la segunda etapa del conformador de haz. Cabe destacar que, a fin de mantener una determinada velocidad de convergencia, deben utilizarse distintos valores de la constante de adaptación μ . en función del nivel σ_{ant}^2 , ya que la proporcionalidad entre el tiempo requerido para la convergencia y la dispersión de autovalores deriva de considerar el máximo valor de μ que asegure la convergencia:

$$\mu < \frac{2}{\gamma_{\text{max}}} = \frac{2}{(\lambda_{\text{max}}-1)\delta_{\text{max}}} \quad (5.17)$$

Este valor máximo para la constante de adaptación, inversamente proporcional al autovalor generalizado máximo (5.5), será mayor cuanto mayor sea el valor de σ_{ant}^2 . En consecuencia, para un valor fijo de μ , el algoritmo adaptativo presentará peor convergencia cuanto mayor sea el nivel de potencia deseada en el procesador anticipado.

Simulación 5.1: Dispersión de autovalores de la matriz \mathbf{M} para el análisis de la convergencia del conformador de haz autocalibrado.

A fin de clarificar los resultados anteriores se ha representado gráficamente la ecuación (5.10) para dos escenarios diferentes. Para la representación de la figura a) se consideró únicamente la presencia de una señal deseada con relación señal a ruido igual a 10 dB siendo el ruido espacialmente blanco; mientras que para la figura b) se añadió una interferencia con 10 dB de relación interferencia a ruido. En ambos casos, el nivel de señal deseada en el procesador anticipado se consideró igual a 5 dB. Puede observarse que, en el primer caso, la

dispersión de autovalores de la matriz \mathbf{M} , sin tener en cuenta el autovalor nulo, es igual a la unidad. En cambio, en el segundo caso, esta dispersión es prácticamente igual a la de la matriz $\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1}$, siendo $\chi(\mathbf{R}_{\text{ant}}) = \chi(\mathbf{R}_{\text{nd}})$. En ambas figuras se muestra a trazo punteado los autovalores de $\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1}$ multiplicados por $(\lambda_{\text{max}}-1)$

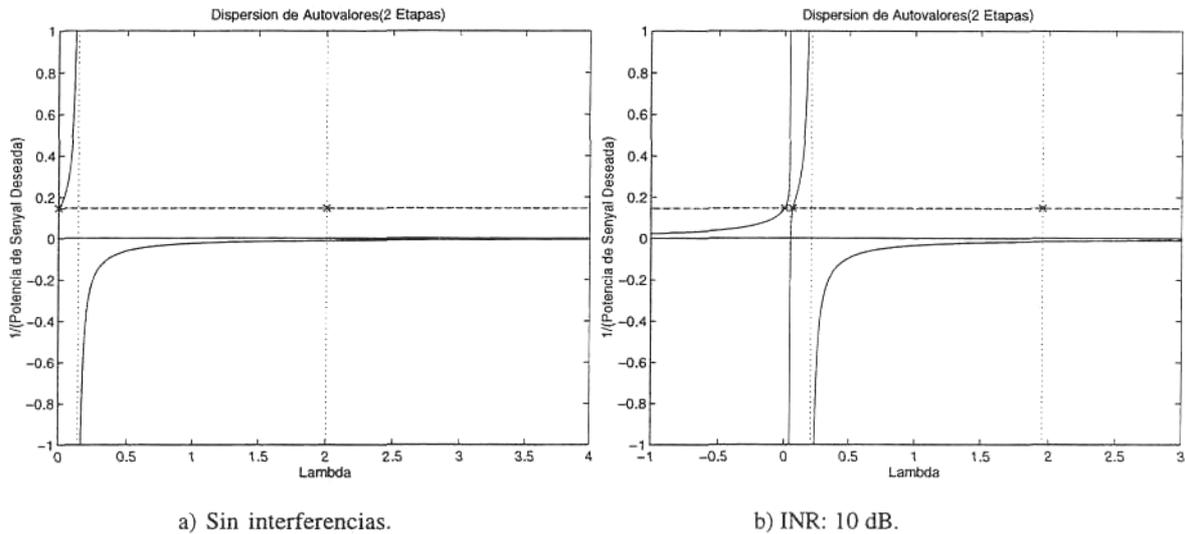


Figura 5.1 Representación gráfica de la ecuación (5.10) que muestra los autovalores de la matriz \mathbf{M} ('x') a partir del producto de los autovalores de la inversa de la matriz de covarianza a la salida del procesador anticipado por $(\lambda_{\text{max}}-1)$ (puntos de discontinuidad) y de la diferencia de niveles de potencia de señal deseada en los procesadores directo (SNR = 10 dB) y anticipado (SNR = 5 dB) ($1/(\sigma^2-\sigma_{\text{ant}}^2)$ a trazo discontinuo).

5.2 ANCHO DE BANDA DE TRANSMISIÓN

Una primera opción para la implementación del conformador de haz autocalibrado consiste en la utilización secuencial de dos bandas frecuenciales de forma que los procesadores anticipado y directo trabajen a dos frecuencias distintas. Este sistema es equivalente al CRB desarrollado en los capítulos anteriores para el caso en que la señal transmitida presente una modulación FH con únicamente dos saltos frecuenciales (Figura 5.2). La diversidad de potencia de la señal deseada entre los procesadores anticipado y directo se consigue con dos sistemas de "Dehopping" a distintas frecuencias, los cuales permiten la predicción de la matriz de covarianza de ruido más interferencias para cada una de las bandas frecuenciales durante el intervalo de tiempo en el que la señal es transmitida en la otra banda.

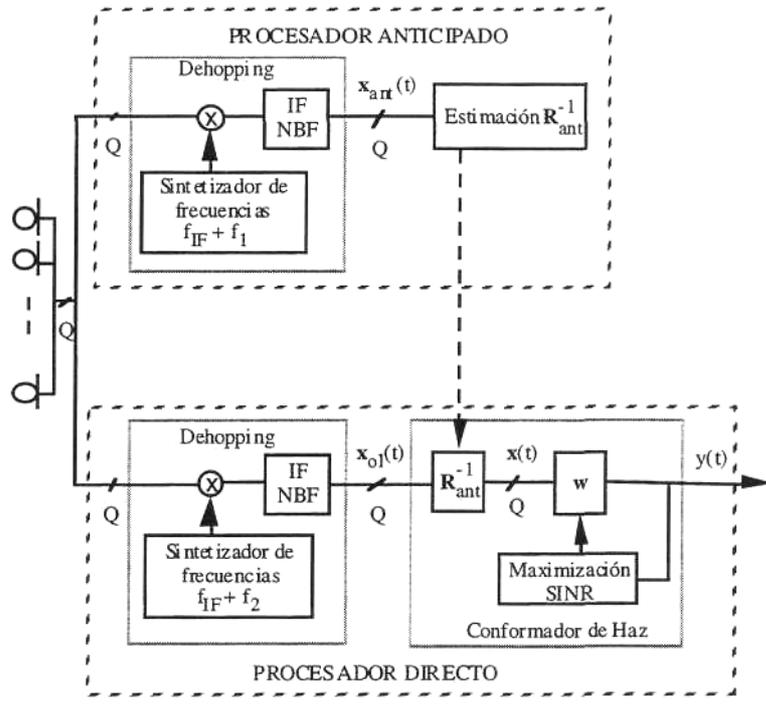


Figura 5.2 Conformador de haz autocalibrado basado en el incremento del ancho de banda de transmisión.

El inconveniente de este método es la pérdida de eficiencia espectral, siendo necesario un canal con un ancho de banda superior al mínimo requerido para la transmisión de la información. No obstante, las dos frecuencias portadoras a utilizar pueden elegirse de forma que la reducción de la eficiencia sea leve, permitiendo un cierto solapamiento entre ambas bandas frecuenciales (Figura 5.3). El solapamiento parcial de las dos bandas frecuenciales implicará la presencia de señal deseada en el procesador anticipado; por consiguiente, la matriz de covarianza estimada a su salida no se deberá exclusivamente al ruido y a las interferencias, resultando igual a la expresión (5.1). En consecuencia, la transmisión de la señal deseada secuencialmente modulada a dos frecuencias portadoras ligeramente espaciadas permitirá la estimación de la segunda etapa del conformador de haz, a partir de la señal a la salida de la primera etapa.

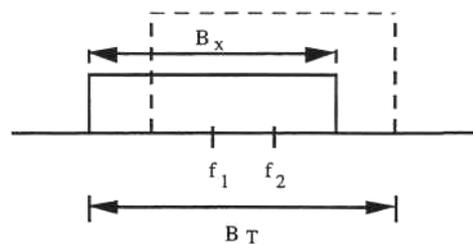


Figura 5.3 Pérdida de eficiencia espectral del conformador de haz autocalibrado.

Además, cabe destacar la posibilidad de implementar el conformador de haz autocalibrado basado en el incremento del ancho de banda de transmisión sin pérdidas de eficiencia espectral. Esta posibilidad existe si se considera en conjunto la transmisión de distintas informaciones multiplexadas frecuenciales "Frequency

División Multiplexing" (FDM) de forma que cada una de ellas ocupe, alternativamente, alguna de las bandas no solapadas resultantes de la modulación FH.

5.3 POTENCIA TRANSMITIDA

Otra alternativa para la obtención de la diversidad de potencia deseada requerida entre los procesadores anticipado y directo, sin incremento del ancho de banda de transmisión, se basa en la variación de la potencia transmitida. A fin de no producir un decremento de la probabilidad de error de bit de la señal demodulada, la relación E_b/N_0 de la información transmitida debe mantenerse fija. Consecuentemente, no es posible la reducción de la potencia de la señal deseada a un nivel inferior σ_{ant}^2 que permita, tras el preprocesado por \mathbf{R}_{ant}^{-1} (5.1), la estimación del vector de dirección de la señal deseada \mathbf{s}_d . Sin embargo, la diversidad de potencia necesaria puede conseguirse añadiendo a la información modulada la señal portadora utilizada en la modulación durante determinados intervalos. De esta forma se tiene un incremento de la potencia transmitida que permite la estimación de la segunda etapa del conformador de haz (Figura 5.4).

La matriz de covarianza inversa \mathbf{R}_{ant}^{-1} se estima continuamente, excepto en los periodos de tiempo en los que se recibe la portadora, a partir de la señal recibida sin disminuir la potencia de transmisión de la señal deseada, siendo σ_{ant}^2 el nivel de potencia de la información transmitida. Mientras que el nivel de la señal recibida desde la dirección deseada, durante los intervalos de estimación de la segunda etapa σ_d^2 , es igual a la potencia de la información más la de la portadora inyectada en el transmisor.

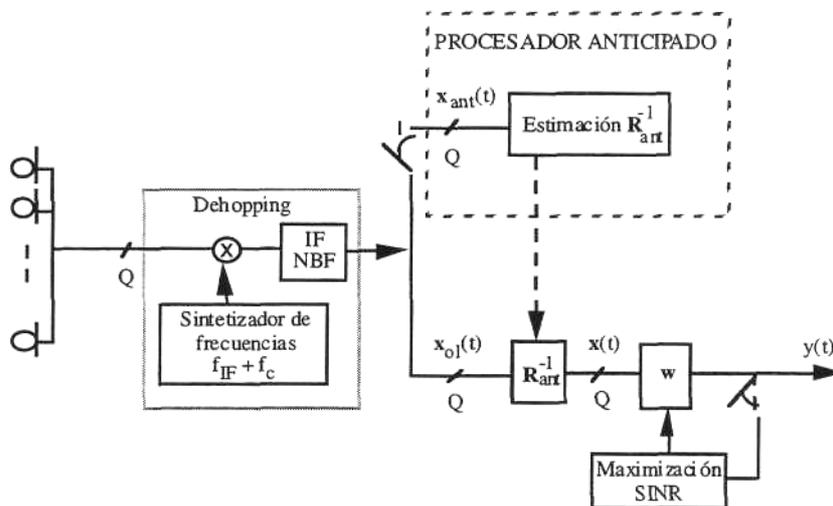


Figura 5.4 Conformador de haz autocalibrado basado en el incremento de la potencia transmitida mediante inyección de la portadora.

Una ventaja importante de este método frente al de los saltos frecuenciales presentado anteriormente es su característica asincrónica. En el sistema propuesto para la recepción con incremento del ancho de banda de transmisión (Figura 5.2), las etapas de conversión a frecuencia intermedia de los procesadores anticipado y directo debían seguir los cambios de la frecuencia portadora de la señal recibida; es decir, las frecuencias generadas por los osciladores locales utilizados en recepción debían modificarse sincrónamente con los saltos frecuenciales de la

modulación FH. Tal como se vio en la Sección 3.3, el sistema es robusto frente a errores de sincronismo en el procesador anticipado; mientras que el asincronismo de la etapa de "Dehopping" del procesador directo es crítico para el funcionamiento correcto del conformador. Sin embargo, en el método presentado en esta sección, basado en el incremento de la potencia deseada (Figura 5.4), la frecuencia portadora se mantiene fija durante toda la transmisión de forma que no existen problemas de sincronismo. Únicamente se requiere la detección de la señal portadora que determinará la transferencia de la matriz estimada en el procesador anticipado al procesador directo y la inicialización de la adaptación de la segunda etapa del conformador de haz.

En el caso del conformador autocalibrado mediante incremento de la potencia transmitida es posible la aplicación del criterio de MMSE a partir de la regeneración del tono portador transmitido mediante un bucle cerrado de fase "Phase Lock Loop" (PLL) (Figura 5.5). Este es uno de los métodos clásicos de extracción de referencia en los conformadores de referencia temporal (TRB). Sin embargo, el conformador en dos etapas propuesto presenta importantes ventajas debidas a la cancelación de las señales interferentes mediante el preprocesado por R_{ant}^{-1} . Básicamente, estas ventajas son una mayor velocidad de convergencia del algoritmo adaptativo de MMSE, como se vio en el Capítulo 3, y un mejor comportamiento del PLL, ya que el nivel de señal no deseada a su entrada es menor. Además, si se pretende una adaptación continua frente a escenarios con interferencias no estacionarias, en el TRB la transmisión de la portadora debe mantenerse durante toda la comunicación; mientras que en el conformador de dos etapas, un intervalo reducido de transmisión de la portadora es suficiente para la estimación de la segunda etapa del conformador, siendo posible, a partir de ésta, la aplicación del conformador generalizado que se presentará en la siguiente sección. No obstante, este método presenta un inconveniente fundamental frente a la aplicación del criterio de MSINR. Este inconveniente es el carácter coherente de la regeneración de la portadora no requerida para la estimación del autovector generalizado principal.

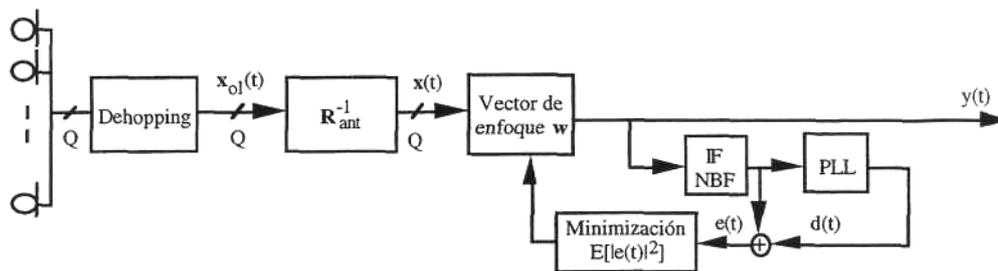


Figura 5.5 Conformador de haz autocalibrado de MMSE.

5.4 CONFORMADOR DE HAZ GENERALIZADO AUTOCALIBRADO

En general, en los sistemas de comunicaciones las posibles fluctuaciones de los parámetros que producen los errores de calibración son lentas en relación a la velocidad de la transmisión. En consecuencia, no es necesaria la autocalibración continua del array sino que ésta puede realizarse periódicamente, eligiéndose el periodo en función de la no estacionariedad de dichos parámetros. Este periodo indicará los instantes en los cuales debe procederse a la estimación de la segunda etapa del conformador de haz autocalibrado propuesto en este capítulo y, por consiguiente, definirá la velocidad de saltos frecuenciales en el caso de incremento del ancho de banda de transmisión o los intervalos de transmisión de la portadora en el caso de aumento de la potencia transmitida.

Cuanto mayor sea el tiempo transcurrido entre dos instantes consecutivos de autocalibración más asequible será el sincronismo en el primer caso y menor será la pérdida de eficiencia de potencia en el segundo. No obstante, dado que durante estos intervalos se mantiene fija la primera etapa del conformador de haz, debe protegerse al sistema frente a la posible aparición de nuevas interferencias no canceladas por la matriz $\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1}$. Esta consideración deriva en el conformador de haz generalizado representado en la Figura 5.6, basado en la división de la segunda etapa en dos ramas paralelas equivalentes a las que constituían el conformador de haz de referencia por código generalizado presentado en el Capítulo 4. El autovector generalizado principal estimado al inicio del salto frecuencial o en los intervalos de transmisión de la portadora se fija, constituyendo el "quiescent" del conformador generalizado, procediéndose a la activación del vector de pesos adaptativo de la rama inferior.

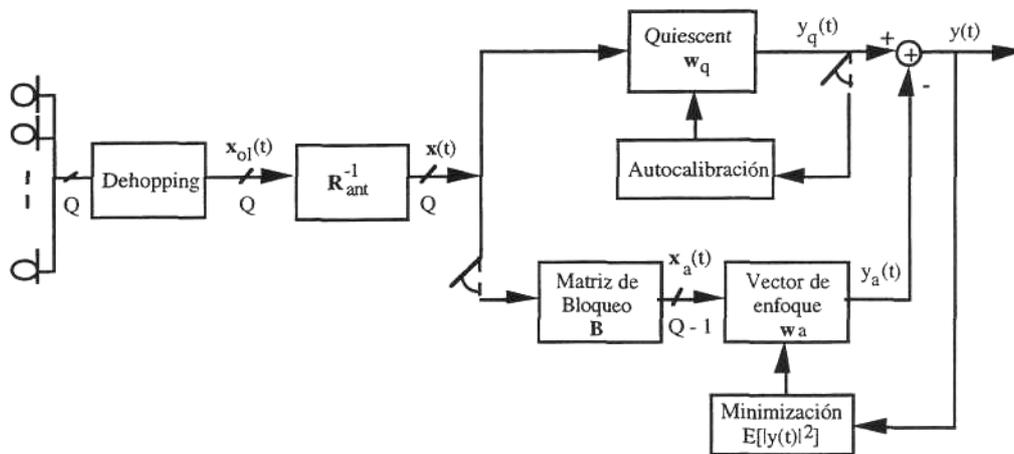


Figura 5.6 Conformador de haz generalizado autocalibrado.

CONCLUSIONES

En este capítulo se ha propuesto un sistema de conformación de haz autocalibrado derivado a partir del conformador de haz de referencia por código presentado en los capítulos anteriores. Este sistema se basa en la implementación del vector de enfoque óptimo en dos etapas. La primera etapa consiste en el preprocesado de la señal recibida en el procesador directo por la inversa de la matriz de covarianza de señal obtenida previamente en el procesador anticipado. La segunda etapa o vector de enfoque propiamente dicho, igual al vector de "steering" de la señal deseada, es estimada adaptativamente a partir de la señal preprocesada por la primera etapa. Esta estimación es posible siempre que los niveles de señal deseada a la entrada de ambos procesadores, anticipado y directo, sea diferente. Esta diversidad de potencia deseada puede conseguirse mediante el incremento del ancho de banda de transmisión, utilizando modulación de saltos frecuenciales con únicamente dos bandas no necesariamente disjuntas; o bien mediante elevación del nivel de potencia de la señal transmitida, inyectando señal portadora a la señal de información. Estas alternativas implican, por consiguiente, una reducción de la eficiencia espectral o potencial, respectivamente. No obstante, dado que la velocidad de convergencia del algoritmo de gradiente propuesto para la estimación de la segunda etapa del conformador de haz es prácticamente independiente de la diferencia entre los niveles de potencia deseada recibida en ambos procesadores, puede diseñarse el conformador de haz autocalibrado de forma que la pérdida de eficiencia sea mínima. El periodo entre

saltos frecuenciales consecutivos o entre intervalos de transmisión de señal portadora se elegirá en función de la fluctuación de los errores de calibración. Finalmente, a fin de asegurar la cancelación de posibles señales interferentes de aparición durante estos periodos se ha propuesto la generalización de este conformador autocalibrado.