

CAPITULO 2

PROCESADO ADAPTATIVO DE ARRAYS CON MODULACIÓN DE SALTOS FRECUENCIALES

INTRODUCCIÓN

El objetivo de este capítulo es la combinación del procesado de arrays con la modulación de saltos frecuenciales "Frequency Hopping" (FH) en un sistema que permita aprovechar las características de ambas técnicas.

Por una parte, la información espacial utilizada en el procesado de arrays permite la obtención de diagramas de radiación que enfoquen a la dirección de incidencia de la señal deseada; mientras que, simultáneamente, presentan nulos en las direcciones de incidencia de las señales interferentes. La obtención de estos diagramas de radiación es conocida como conformación de haz "Beamforming". El objetivo de la conformación de haz es el diseño de los pesos que ponderan las señales recibidas en cada uno de los sensores del array, maximizando la relación señal a ruido más interferencias "Signal to Interference plus Noise Ratio" (SDSTR) a la salida del array.

Por otra parte, en el capítulo anterior se concluyó que la aleatorización de la frecuencia de la señal transmitida permite aumentar la resolución media del array sin incrementar el número de sensores que lo componen y evitando la aparición de lóbulos de difracción. La aleatorización de la frecuencia de la señal transmitida es implementable mediante la modulación de saltos frecuenciales. Ésta modulación produce un ensanchamiento del espectro que se traduce, además, en una gran capacidad de rechazo de interferencias.

En consecuencia, la aplicación de la modulación FH al procesado de arrays, además de mejorar la resolución de la apertura, permite aumentar la robustez frente a señales interferentes propia de los arrays. De igual manera, la aplicación del procesado de arrays a un sistema de comunicaciones que utilice modulación de saltos frecuenciales permite incrementar la directividad y la capacidad de rechazo de interferencias frente a las que presentaría la recepción con un único sensor. En este capítulo se procede al diseño de un conformador de haz para

la recepción de señales con modulación FH. Las prestaciones de este sistema, que serán evaluadas en los capítulos siguientes, resultan mejores a las obtenidas con cualquiera de las dos técnicas, procesado de arrays o modulación FH, individualmente.

El presente capítulo se organiza en tres secciones. En primer lugar, en la Sección 2.1, se describe la modulación de espectro ensanchado por saltos frecuenciales y, a modo de ejemplo, su aplicación reciente en los sistemas de comunicaciones móviles digitales "Global System for Mobile Communications" (GSM). A continuación, en la Sección 2.2, se realiza una presentación de las técnicas clásicas de conformación de haz para arrays adaptativos que proporcionan la máxima SINR. Estos sistemas se reducen a los conformadores de haz por referencia temporal "Time Reference Beamformer" (TRB) o por referencia espacial "Spatial Reference Beamformer" (SRB) y a los conformadores de haz basados en la maximización directa de la SINR mediante separación previa de la componente de señal deseada de la no deseada, suma de señales interferentes más ruido. En la Sección 2.3, se analiza la combinación del procesado de arrays con la modulación FH; primero, se revisan los sistemas existentes, cada uno de los cuales se basa en alguna de las técnicas clásicas de conformación de haz descritas en la Sección 2.2 y se analizan los problemas que presentan; finalmente, se propone un nuevo sistema de conformación de haz por referencia de código "Code Reference Beamformer" (CRB) que, aprovechando las características de la modulación de saltos frecuenciales, soluciona los problemas de los sistemas anteriores.

2.1 ENSANCHAMIENTO DEL ESPECTRO POR SALTOS FRECUENCIALES

Un sistema de espectro ensanchado es aquél en el cual la señal transmitida se extiende a lo largo de una amplia banda de frecuencias, mucho mayor que el ancho de banda mínimo requerido para la transmisión de la información.

Las técnicas de espectro ensanchado "Spread Spectrum" (SS) [Dixon-84], [Simon-85], fueron originalmente desarrolladas para su aplicación en sistemas de comunicaciones militares. El interés para estas aplicaciones residía en la gran robustez frente a interferencias que presentaban y en la posibilidad que ofrecían de enmascarar la información transmitiéndola con un nivel reducido de potencia de forma que la probabilidad de interceptación fuese muy baja. Recientemente, estas técnicas han experimentado un gran auge en las aplicaciones civiles como por ejemplo en sistemas de acceso múltiple, en los que varios usuarios comparten un único canal de comunicaciones. La asignación de una secuencia de código única a cada usuario permite la transmisión simultánea a través del canal común, con mínima interferencia mutua entre éstos. Además, las técnicas de espectro ensanchado mejoran las prestaciones de los sistemas de comunicación en entornos con desvanecimientos selectivos en frecuencia y con propagación multicamino. Esta mejora se debe a la diversidad que presenta el receptor, gracias al ensanchamiento del ancho de banda de la señal a un amplio rango de frecuencias.

Los dos métodos de ensanchamiento del espectro más utilizados son la modulación de secuencia directa "Direct Sequence" (DS) y la modulación de saltos frecuenciales "Frequency Hopping" (FH). Ambos moduladores requieren la utilización de secuencias de código pseudoaleatorias para ensanchar el espectro de la información. La misma secuencia pseudoaleatoria debe generarse en el receptor sincronamente con la secuencia contenida en la señal recibida, a fin de desensanchar su espectro y recuperar la información original.

frecuenciales "Fast Frequency Hopping" (FFH), cuando se producen varios saltos por símbolo. Este último caso resulta útil cuando es necesario combatir la presencia de posibles "follower jammers", interferencias que pueden interceptar la señal y retransmitir a la misma frecuencia. La tecnología actual permite la implementación de sistemas FH con velocidades de salto mayores de 1 Msalto/seg. No obstante, los sistemas FFH presentan un problema de incoherencia entre la energía de la señal en los diferentes saltos de frecuencia de un símbolo.

En esta tesis se considerarán sistemas SFH, los cuales se diseñarán de forma que sean robustos frente a posibles "follower jammers". Sistemas con SFH han sido utilizados en distintas aplicaciones. Una de las aplicaciones más recientes es el sistema digital de comunicaciones móviles celulares "Global System for Mobile Communications" GSM, en el cual la frecuencia de transmisión permanece fija durante la transmisión de un "burst" completo de duración equivalente a $156 + 1/4$ bits que se transmite en una ventana temporal de duración $576 + 12/13 \mu\text{s}$ (Figura 2.2).

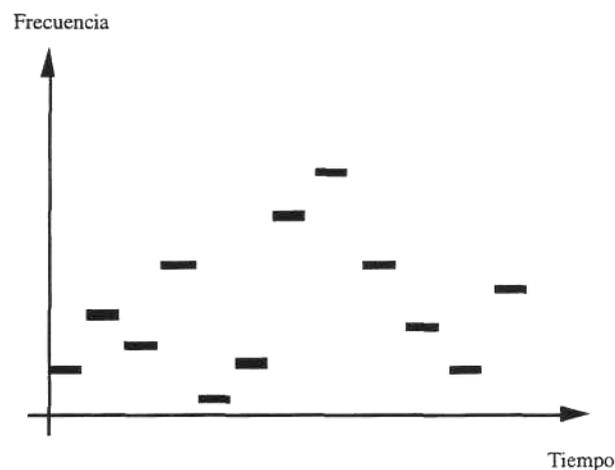


Figura 2.2 Representación de "Slow Frequency Hopping" en el dominio temporal. La frecuencia de un determinado canal cambia en cada "burst" y permanece constante durante la transmisión de éste.

El sistema GSM combina las tres técnicas de acceso múltiple: acceso múltiple por división en frecuencia "Frequency División Múltiple Access" (FDMA), acceso múltiple por división en tiempo "Time División Múltiple Access" (TDMA) y acceso múltiple por división en código por saltos frecuenciales "Frequency Hopping - Code División Múltiple Access" (FH-CDMA). La modulación SFH ha sido introducida en el sistema GSM [Redl-95] por dos motivos fundamentales: diversidad frecuencial y diversidad de interferencias.

La diversidad frecuencial es muy útil en comunicaciones móviles a fin de evitar los errores producidos por las variaciones de amplitud debidas a desvanecimientos "fadings". Los desvanecimientos que tienen lugar a las distintas frecuencias son diferentes e independientes entre sí, en tanto en cuanto, la separación entre las frecuencias sea grande. Por ejemplo, los desvanecimientos para frecuencias espaciadas 1 MHz pueden considerarse completamente independientes. En consecuencia, si se introducen códigos correctores de errores basados en la redundancia de los datos y esta redundancia se distribuye en distintos "burst" mediante "interleaving", cada "burst" conteniendo parte de la información redundante, transmitido a una frecuencia distinta, es afectado de forma distinta por los desvanecimientos, mejorándose así, el comportamiento del sistema. Cuando el móvil se desplaza a gran

velocidad, la diferencia entre las posiciones de éste durante la recepción de bursts consecutivos es suficiente para la decorrelación de las variaciones de la señal debidas a desvanecimientos. Sin embargo, cuando la estación móvil es estacionaria o se mueve lentamente, la diversidad frecuencial conseguida con la modulación SFH permite al sistema alcanzar prestaciones similares.

La segunda ventaja que introducen los saltos frecuenciales en los sistemas GSM es la diversidad de interferencias que supone un incremento en la capacidad del sistema. En áreas de tráfico elevado, la capacidad de los sistemas celulares queda limitada por las propias interferencias, fundamentalmente interferencias cocanal generadas por usuarios que utilizan simultáneamente la misma frecuencia de transmisión en células distintas. La relación señal a interferente puede variar considerablemente dependiendo de: la posición relativa del móvil respecto a la estación base, la distancia a la que se encuentran las interferencias que en otras células próximas radian a la misma frecuencia, el nivel de estas señales interferentes, etc. La capacidad del sistema será mayor cuanto mayor sea el número de señales interferentes que, sumadas, produzcan el nivel de potencia interferente total máximo tolerado por el sistema. En un sistema sin modulación FH, una interferencia cocanal transmitiendo en una célula vecina afectará continuamente a la recepción de la señal empeorando su calidad, mientras que con FH, diferentes usuarios interferirán en distintos instantes de tiempo resultando en un efecto de interferencia promedio menos desfavorable. Además, dado que "bursts" consecutivos se reciben bajo distintas condiciones interferentes, el riesgo de pérdida secuencial de información es reducido. Este efecto junto con la codificación de canal y el "interleaving" derivan en una mejora de la calidad de la transmisión [Olofsson- 95].

2.2 TÉCNICAS CLÁSICAS DE CONFORMACIÓN DE HAZ PARA ARRAYS ADAPTATIVOS

La conformación de haz adaptativa consiste en la determinación del conjunto de pesos que deben ponderar al array en cada instante, modificando su diagrama de radiación en respuesta a las señales presentes en el escenario. El conjunto de pesos óptimo o vector de enfoque "beamvector" es aquél que maximiza la relación señal a ruido más interferencias "Signal to Interference plus Noise Ratio" (SINR). Las señales interferentes se suprimen forzando un diagrama de radiación con nulos espaciales en sus direcciones de incidencia, mientras que simultáneamente se enfoca a la dirección deseada. El vector de enfoque puede obtenerse a partir de distintos criterios de optimización, los cuales se describirán en esta sección dada su utilidad para el diseño posterior de un conformador de haz para señales FH. Previamente, en la Subsección 2.2.1 se introduce la notación utilizada para representar las señales recibidas en un array de sensores y se establecen las hipótesis sobre las características de los escenarios que se considerarán en esta tesis.

2.2.1 Modelo de Señal

En primer lugar, se considera la hipótesis de array de banda estrecha. Esta suposición será correcta siempre que el inverso del retardo máximo experimentado por la señal entre dos sensores del array sea mucho mayor que el ancho de banda de la señal ($1/\tau_{\max} \gg B$). Lógicamente, esta condición dependerá tanto de las señales utilizadas en la transmisión como del tamaño de la apertura, siendo equivalente a que la dimensión de la apertura sea mucho menor que el cociente entre la velocidad de propagación y el ancho de banda de la señal ($D \ll c/B$). En el caso de

señales con modulación FH se considerarán arrays de banda estrecha. Esta consideración es válida a pesar del carácter de espectro ensanchado de estas señales, ya que el ensanchamiento espectral se basa en el promediado a través de todos los saltos frecuenciales, mientras que la banda de transmisión en cada instante es igual a la banda de la señal de información.

La señal a la entrada de un array formado por Q sensores isotrópicos, localizados en posiciones arbitrarias, en el que inciden M señales de onda plana y de banda estrecha, puede modelarse como:

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{j=1}^M a_j(t) \mathbf{s}(\mathbf{k}_j) + \mathbf{n}(t) \tag{2.1}$$

donde $\mathbf{x}(t)$ y $\mathbf{n}(t)$ son los vectores de observación "snapshot" y de ruido respectivamente, ambos de dimensión Q, $a_j(t)$ es la señal analítica correspondiente a la fuente j-ésima y $\mathbf{s}(\mathbf{k}_j)$ es el vector de dirección "steering" asociado al vector número de onda $\mathbf{k}_j = 2\pi/\lambda_j (\sin \theta_j \cos \phi_j, \sin \theta_j \sin \phi_j, \cos \theta_j)$, que puede representarse como:

$$\mathbf{s}(\mathbf{k}_j) = [g_1 \exp(\psi_{1j}), g_2 \exp(\psi_{2j}), \dots, g_Q \exp(\psi_{Qj})]^T \tag{2.2}$$

siendo g_q el término de ganancia de cada elemento y ψ_{jq} la fase que introduce cada sensor según su posición $\mathbf{x}_q = (x_q, y_q, z_q)$, el error de fase no compensado (φ_{qj}) y la dirección de incidencia de la fuente j-ésima:

$$\psi_{qj} = -j\mathbf{k}_j \cdot \mathbf{x}_q + \varphi_{qj} \tag{2.3}$$

Esta expresión general para el vector de dirección incluye el modelado de un gran número de efectos debidos a fenómenos de la propagación y a posibles imperfecciones del array. Por ejemplo, distorsión de fase debida a efectos de campo cercano, movimiento de las fuentes emisoras, errores en las posiciones de los sensores, errores de ganancia y de fase de los sensores, etc.

El vector de observación $\mathbf{x}(t)$ puede expresarse en notación matricial como sigue:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{S}\mathbf{a}(t) + \mathbf{n}(t) \tag{2.4}$$

donde $\mathbf{a}(t)$ es un vector formado por las M señales analíticas incidentes en el array y \mathbf{S} es una matriz compuesta por los M vectores de dirección:

$$\mathbf{S} = [\mathbf{s}(\mathbf{k}_1), \mathbf{s}(\mathbf{k}_2), \dots, \mathbf{s}(\mathbf{k}_M)] \tag{2.5}$$

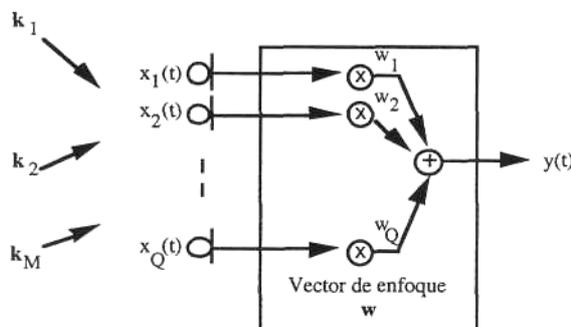


Figura 2.3 Modelo de señal recibida y procesada en un array.

La señal a la salida del array (Figura 2.3) es igual a la combinación de las diferentes señales recibidas en cada sensor con su correspondiente ponderación:

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \tag{2.6}$$

2.2.2 Minimización del Error Cuadrático Medio

El criterio de mínimo error cuadrático medio "Minimum Mean Square Error" (MMSE), propuesto originalmente en [Widrow-67], se basa en el conocimiento previo de cierta señal de referencia $d(t)$, correlada con la señal deseada e incorrelada con las señales interferentes y con el ruido. En consecuencia, la conformación de haz a partir del criterio de MMSE es conocida como conformación de haz por referencia temporal "Time Reference Beamforming" (TRB) (Figura 2.4)

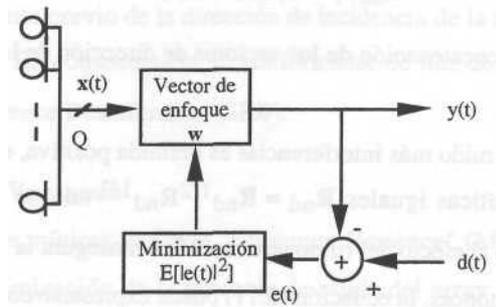


Figura 2.4 Conformador de haz de MMSE.

La señal de error se define como la diferencia entre la señal de referencia y la respuesta del array:

$$E[e(t)^2] = E[(d(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t))^2] \tag{2.7}$$

Este error puede expresarse en función de la potencia de la señal de referencia $R_{dd}(0) = E[d(t)^2]$, de la matriz de covarianza de la señal recibida en el array $\mathbf{R}_x = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}(t)^H]$ y del vector de correlación cruzada entre la referencia y la señal recibida $\mathbf{p} = E[d(t)^* \mathbf{x}(t)]$:

$$E[e(t)^2] = R_{dd}(0) + \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} - \mathbf{p}^H \mathbf{w} - \mathbf{w}^H \mathbf{p} \tag{2.8}$$

Derivando el error cuadrático medio respecto a \mathbf{w}^H e igualando a cero se obtiene la solución de Wiener-Hopf, que define el vector de enfoque óptimo:

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{p} \tag{2.9}$$

Dado que la señal de referencia está correlada con la señal deseada e incorrelada con las señales interferentes y el ruido, el vector de correlación cruzada \mathbf{p} es proporcional al vector de dirección de la señal deseada \mathbf{s}_d ; en consecuencia, el vector de enfoque óptimo (2.9) es equivalente a:

$$\mathbf{w}_{opt} = \mu \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{s}_d \tag{2.10}$$

Siendo esta solución similar a las que se obtendrán con los siguientes criterios.

2.2.3 Maximización de la Relación Señal a Ruido más Interferencias

El criterio basado en la maximización directa de la relación señal a ruido más interferencias "Máximo Signal to Interference plus Noise Ratio" (MSINR), consiste en la optimización de la relación entre la potencia de señal deseada P_d y la potencia de señal no deseada P_{nd} , igual a la suma de la potencia interferente y de la potencia

$$\text{SINR} = \frac{P_d}{P_{nd}} = \frac{\sigma_d^2 \mathbf{w}^H \mathbf{s}_d \mathbf{s}_d^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{nd} \mathbf{w}} \quad (2.11)$$

donde σ_d^2 y s_d son el nivel de potencia y el vector de dirección de la señal deseada, respectivamente y $\mathbf{R}_{nd} = E[\mathbf{x}_{nd}(t)\mathbf{x}_{nd}(t)^H]$ es la matriz de covarianza de señal debida, únicamente a ruido y a interferencias: de ruido:

$$\mathbf{x}_{nd}(t) = \mathbf{S}_i \mathbf{a}_i(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2.12)$$

siendo \mathbf{S}_i la matriz formada por la concatenación de los vectores de dirección de las interferencias y $\mathbf{a}_i(t)$ el vector formado por sus señales analíticas.

Si la matriz de covarianza de ruido más interferencias es definida positiva, ésta puede descomponerse como el producto de dos matrices hermíticas iguales $\mathbf{R}_{nd} = \mathbf{R}_{nd}^{1/2} \mathbf{R}_{nd}^{1/2}$ tal que $\mathbf{R}_{nd}^{-1} = \mathbf{R}_{nd}^{-1/2} \mathbf{R}_{nd}^{-1/2}$. Esta hipótesis es siempre correcta debido al efecto del ruido térmico, el cual asegura la presencia de una componente de ruido incorrelado espacialmente. Entonces, la ecuación (2.11) puede expresarse como:

$$\text{SINR} = \frac{\sigma_d^2 \mathbf{v}^H \mathbf{R}_{nd}^{-1/2} \mathbf{s}_d \mathbf{s}_d^H \mathbf{R}_{nd}^{-1/2} \mathbf{v}}{\mathbf{v}^H \mathbf{v}} \quad (2.13)$$

donde el vector \mathbf{w} se ha transformado en el nuevo vector $\mathbf{v} = \mathbf{R}_{nd}^{1/2} \mathbf{w}$.

A partir del cociente de Rayleigh de \mathbf{v} (2.13), la maximización de la SINR queda reducida al problema de la estimación del autovector \mathbf{v} asociado al autovalor máximo de la matriz $\mathbf{B} = \mathbf{R}_{nd}^{-1/2} \mathbf{s}_d \mathbf{s}_d^H \mathbf{R}_{nd}^{-1/2}$:

$$\mathbf{B} \mathbf{v} = \lambda_{\max} \mathbf{v} \quad (2.14)$$

Dado que la matriz \mathbf{B} tiene rango unidad, \mathbf{v} es el único autovector con autovalor distinto de cero, siendo igual al producto de la matriz $\mathbf{R}_{nd}^{-1/2}$ por el vector de dirección de la señal deseada \mathbf{s}_d , afectado por una constante arbitraria μ . En consecuencia, el vector de enfoque óptimo derivado de la maximización de la SINR es igual a:

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mu \mathbf{R}_{nd}^{-1/2} \mathbf{v}_{\text{opt}} = \mu \mathbf{R}_{nd}^{-1} \mathbf{s}_d \quad (2.15)$$

Resultando la SINR máxima igual al producto de la potencia de la señal deseada σ_d^2 , por el autovalor máximo λ_{\max} .

El primer array adaptativo que aparece en la literatura es el denominado array Shor propuesto en [Shor-66], el cual se basa en la maximización directa de la SINR. La implementación del conformador de haz de Shor es, en general, complicada. La complejidad se debe, básicamente, a la necesidad de una etapa de separación de la señal deseada de la no deseada, interferencias más ruido (Figura 2.5). Es decir, no se necesita únicamente una estimación de la señal deseada como en el conformador de MMSE, sino que, además, se necesita una estimación del resto de las señales. Lógicamente, el diseño de esta etapa de separación será posible únicamente para señales altamente estructuradas como pueden ser las señales de espectro ensanchado.

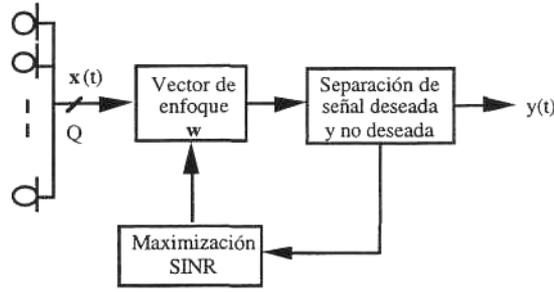


Figura 2.5 Conformador de haz de MSINR.

El conformador de haz más conocido, basado en el criterio de MSINR, es el conformador de haz de Applebaum [Applebaum-76]. Este conformador consiste en la implementación del vector de enfoque óptimo (2.15), suponiendo el conocimiento previo de la dirección de incidencia de la señal deseada, siendo conocido, por tanto, el vector de dirección s_d . En consecuencia, el conformador de haz de Applebaum es un conformador de referencia espacial "Spatial Reference Beamformer" (SRB).

2.2.4 Minimización de la Varianza

El conformador de haz de mínima varianza "Minimum Variance" (MV) [Johnson-93], se obtiene como solución a un problema de minimización de la potencia de salida del array sujeta a la restricción de ganancia unitaria en la dirección de apuntamiento:

$$E[y(t)^2]_{\text{mín}} = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \text{ }_{\text{mín}} \tag{2.16}$$

$$\text{sujeta a } \mathbf{w}^H \mathbf{s}_d = 1 \tag{2.17}$$

Esta minimización puede formularse mediante el Lagrangiano definido en la siguiente ecuación, donde λ es

$$L = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} - \lambda (\mathbf{w}^H \mathbf{s}_d - 1) \tag{2.18}$$

Derivando el Lagrangiano respecto a \mathbf{w}^H e igualando a cero se obtiene:

$$\mathbf{w} = \lambda \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{s}_d \tag{2.19}$$

el multiplicador de Lagrange:

El valor del coeficiente de Lagrange se encuentra sustituyendo la expresión (2.19) en la ecuación de la restricción, resultando igual al inverso de $\mathbf{s}_d^H \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{s}_d$. Por consiguiente, el vector de enfoque óptimo obtenido con el conformador de haz de mínima varianza es igual a:

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{s}_d}{\mathbf{s}_d^H \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{s}_d} \tag{2.20}$$

Obviamente, la implementación de este conformador de haz necesita el conocimiento previo de la dirección de incidencia de la señal deseada, siendo por tanto, un conformador de haz de referencia espacial (SRB), al igual que el conformador de Applebaum.

La expresión obtenida para el vector de enfoque del conformador de haz de mínima varianza es similar a la presentada en [Capon-67] y [Capon-69] para el conformado de máxima verosimilitud "Maximum Likelihood" (ML):

$$w_{ML} = \frac{R_{nd}^{-1} s_d}{s_d^H R_{nd}^{-1} s_d} \tag{2.21}$$

La única diferencia es que mientras en el conformador de MV aparece la matriz de covarianza de la señal observada en el array R_x , en el conformador de ML aparece la matriz de covarianza de ruido más interferencias R_{nd} .

El primer array adaptativo basado en la minimización de potencia con restricciones fue el cancelador de lóbulos laterales "Sidelobe Canceller" propuesto en [Howells-76] (Figura 2.6).

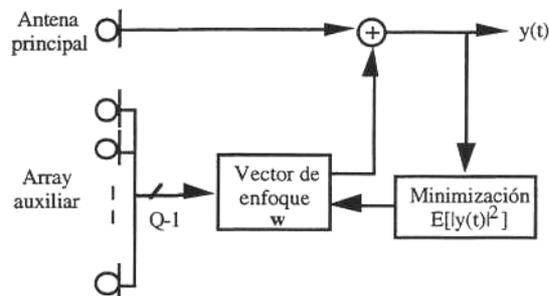


Figura 2.6 Conformador de haz de MV: cancelador de lóbulos laterales

El sistema se compone de una antena principal muy directiva, enfocada a la dirección de incidencia de la señal deseada, y de un array auxiliar formado por sensores de baja ganancia. La señal resultante del cancelador de lóbulos laterales es la suma de la señal recibida a la salida del array auxiliar y la señal recibida en la antena principal. El array auxiliar se diseña con un vector de enfoque obtenido de forma que se minimice la potencia de salida del conformador de haz completo, eliminándose así las señales interferentes que puedan recibirse por los lóbulos laterales de la antena principal. El cancelador de lóbulos laterales presenta un importante problema que es la posible cancelación de la señal deseada. Esta cancelación puede ocurrir si la dirección de la señal deseada no se conoce con exactitud, puesto que, en este caso, la señal deseada sería interpretada por el algoritmo como señal interferente, procediendo a su cancelación.

2.3 CONFORMADOR DE HAZ PARA ARRAYS ADAPTATIVOS CON MODULACIÓN DE SALTOS FRECUENCIALES

Como se ha visto anteriormente, la capacidad de rechazo de interferencias que presentan los arrays adaptativos se debe a la información en el dominio espacial que utilizan; mientras que, la capacidad de rechazo que ofrecen las técnicas de espectro ensanchado se debe a la información frecuencial que discrimina la señal deseada de las interferencias. En consecuencia, la combinación de las técnicas de espectro ensanchado con el procesamiento de arrays redundará en un sistema de gran robustez frente a señales interferentes.

En esta tesis se ha seleccionado como técnica de ensanchamiento de espectro la modulación de saltos frecuenciales. Esta modulación, además de elevar la capacidad de rechazo de interferencias del array, permitirá un

aumento de la resolución del array sin incremento del número de sensores. El aumento de la resolución, como se vio en el capítulo anterior, se debe a la aparición de sensores virtuales en posiciones aleatorias. En conclusión, la SINR conseguida con un array adaptativo, constituido por un determinado número de sensores, se incrementará por doble motivo gracias a la aplicación de la modulación FH. Estos motivos son: el aumento del rechazo de señales interferentes y la elevación de la resolución del array.

2.3.1 Técnicas Clásicas de Conformación de Haz aplicadas a la Modulación de Saltos Frecuenciales

A pesar de las ventajas potenciales que presenta la combinación del procesado adaptativo de arrays con la modulación de saltos frecuenciales, pocos autores han tratado este problema. A continuación, se referencian los trabajos de estos autores, cada uno de los cuales basa la conformación de haz en alguna de las técnicas clásicas descritas anteriormente.

2.3.1.1 Conformador de Haz de Referencia Temporal (LMS)

Acar y Compton [Acar-85] evaluaron el comportamiento de un array adaptativo basado en la minimización del MSE mediante el algoritmo de "Least Mean Square" (LMS) [Widrow-85], suponiendo el conocimiento a priori de una señal de referencia correlada con la señal deseada (Figura 2.7).

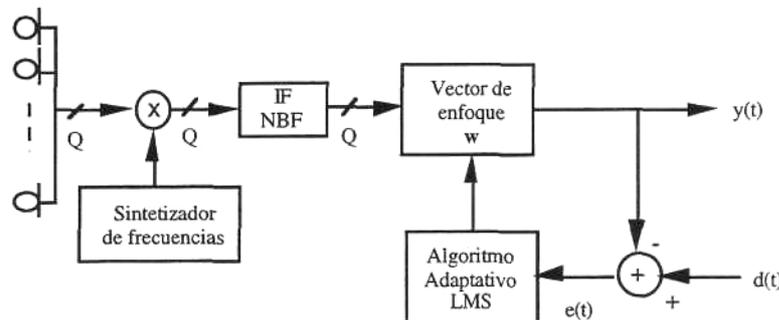


Figura 2.7. Conformador de haz de referencia temporal con algoritmo LMS para señales con modulación FH.

Los autores observaron diversos efectos adversos de la modulación de saltos frecuenciales sobre el conformador de haz de referencia temporal. La modulación FH produce una modulación de amplitud y de fase en la señal recibida por el array. Además, la SINR a la salida del array varía con el tiempo, disminuyendo con cada salto frecuencial y produciendo, por consiguiente, un aumento de la probabilidad de error de bit para la señal demodulada. La razón de estos efectos es que los cambios en la frecuencia de la señal producen un desplazamiento de fase entre los elementos, equivalente al que producirían cambios en la dirección de incidencia de la señal a frecuencia fija. En consecuencia, justo después del salto frecuencial, el vector de pesos del array no posee las fases adecuadas para maximizar la respuesta deseada, produciéndose discontinuidades en la adaptación del algoritmo. A medida que los saltos en frecuencia son mayores, el vector de enfoque se encuentra más alejado del óptimo a la nueva frecuencia, necesitándose un transitorio mayor después de cada salto. De la misma forma,

saltos frecuenciales elevados implican un mayor grado de modulación de amplitud y de fase, y un mayor descenso de la SINR con cada salto.

2.3.1.2 Conformador de Haz de MSINR (Algoritmo Maximim)

Bakhru y Tomen [Bakhru-84] desarrollaron un algoritmo específico para arrays adaptativos utilizados en la recepción de señales con modulación FH, denominado "Maximim Algorithm", el cual se basa en la maximización directa de la SINR:

$$\text{SINR} = \rho_0 = \frac{P_d}{P_{nd}} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_d \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{nd} \mathbf{w}} \quad (2.22)$$

siendo P_d y P_{nd} las potencias de señal deseada y de señal no deseada, respectivamente. \mathbf{R}_d es la matriz de covarianza de la señal deseada y \mathbf{R}_{nd} es la matriz de covarianza de ruido más interferencias.

La regla de adaptación para el vector de enfoque óptimo, obtenida mediante el algoritmo de gradiente, es igual a:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu_0(n) \rho_0(n) \left[\frac{\mathbf{R}_d \mathbf{w}(n)}{P_d(n)} - \frac{\mathbf{R}_{nd} \mathbf{w}(n)}{P_{nd}(n)} \right] \quad (2.23)$$

donde n indica un instante particular de muestreo y $\mu_0(n)$ es un escalar real que regula la convergencia y estabilidad del algoritmo.

Esta regla de adaptación puede expresarse en función de los vectores de señal deseada \mathbf{x}_d y de señal interferente más ruido \mathbf{x}_{nd} a la entrada de los sensores del array y en función de las componentes de señal deseada $y_d(n)$ y no deseada $y_{nd}(n)$ a la salida del array:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu(n) \left[\frac{E[\mathbf{x}_d(n)y_d(n)]}{P_d(n)} - \frac{E[\mathbf{x}_{nd}(n)y_{nd}(n)]}{P_{nd}(n)} \right] \quad (2.24)$$

considerando la constante de adaptación del algoritmo $\mu(n) = \mu_0(n) \rho_0(n)$.

El valor de $\rho_0(n)$, así como los valores de potencia deseada $P_d(n)$ y no deseada $P_{nd}(n)$, son estimaciones realizadas en la iteración n . Los valores esperados $E[\mathbf{x}_d(n)y_d(n)]$ y $E[\mathbf{x}_{nd}(n)y_{nd}(n)]$ se estiman también en la iteración n , como promedios temporales durante un intervalo de tiempo finito.

Como se ha visto en la sección anterior, la aplicación del criterio de MSINR implica la separación entre las señales deseada y las no deseadas. Los autores proponen una posible discriminación entre la señal deseada y las señales interferentes y ruido, basada en las características espectrales de las señales con modulación FH (Figura 2.8). La señal recibida en cada uno de los sensores se aplica a dos filtros diferentes, uno paso banda "Band Pass Filter" (BPF) y otro de banda eliminada "Band Reject Filter" (BRF). El filtro paso banda se diseña con la banda de paso adecuada al contenido frecuencial de la señal deseada, la cual se obtendrá contaminada de interferencias y de ruido. Por otra parte, el filtro de banda eliminada posee dos bandas de paso simétricamente situadas a ambos lados de la banda frecuencial de la señal deseada, quedando ésta suprimida. La señal obtenida a la salida del filtro de banda eliminada será una estimación de la componente de señal no deseada a la salida del filtro paso banda, siempre que la interferente tenga un contenido espectral plano en la banda conjunta de los dos filtros. Una vez separadas la señal deseada de la no deseada, un conjunto de correladores se dedican a la maximización de

la potencia a la salida del array debida a la señal deseada, mientras que otro conjunto de correladores minimizan simultáneamente la potencia debida a interferencias y ruido.

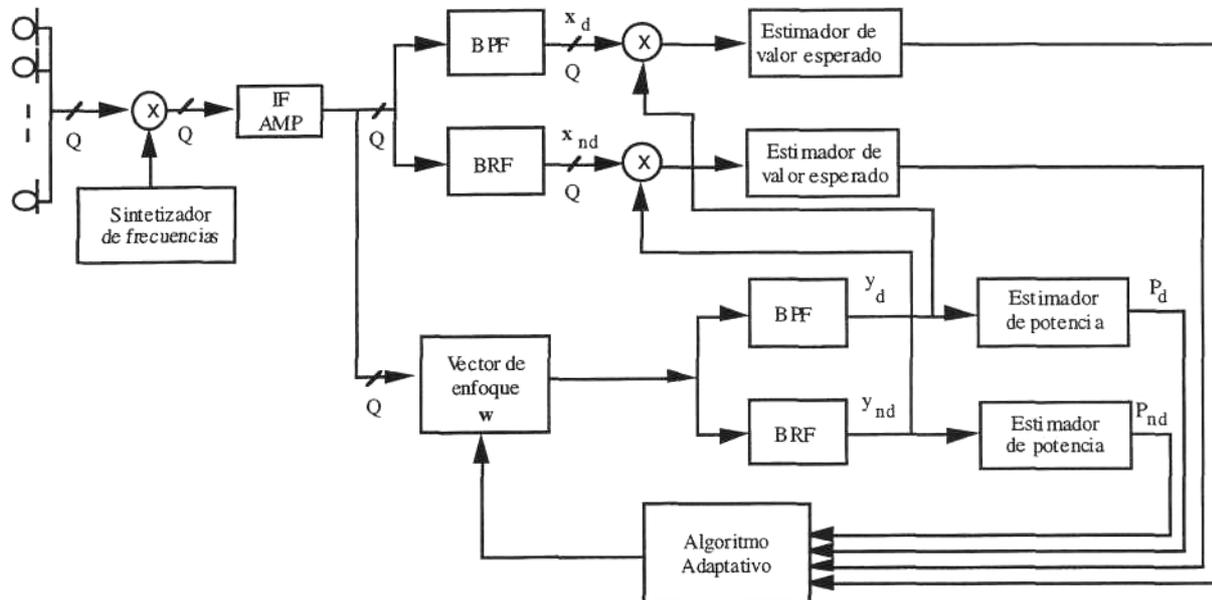


Figura 2.8. Conformador de haz de MSINR con algoritmo Maximin para señales con modulación FH.

En [Torrieri-87], se propusieron diversas técnicas de compensación frecuencial, específicas para el algoritmo Maximin, a fin de evitar las discontinuidades producidas por la modulación FH en los arrays adaptativos.

La primera de estas técnicas es el procesado dependiente de los parámetros "Parameter-Dependent Processing", que consiste en la aplicación de un filtro adaptativo tras cada uno de los elementos del array. Cada uno de estos filtros debe disponer de un número de parámetros ajustables suficiente para permitir la formación de nulos en las direcciones de incidencia de las señales interferentes, para todas aquellas frecuencias a las que éstas presentan una potencia significativa. Los filtros adaptativos utilizados son líneas de retardo, debiéndose limitar el número de retardos a fin de reducir la complejidad del sistema y la velocidad de convergencia. Sin embargo, a menor número de retardos, menor será la reducción de las fluctuaciones de la SINR producida por los saltos frecuenciales que se consigue con el procesado dependiente de los parámetros.

La segunda técnica de compensación frecuencial presentada es el procesado espectral "Spectral Processing", que se basa en la división de la banda total de frecuencias en un número determinado de regiones espectrales y la adaptación independiente de los vectores de enfoque para cada una de ellas. Cada vez que se produce un salto frecuencial, el vector de enfoque a la frecuencia anterior se almacena en memoria, recuperándose el vector de enfoque para la nueva región espectral de la memoria, el cual se adapta durante el tiempo de duración del salto. Conceptualmente, esta técnica es de implementación sencilla; básicamente, consiste en la incorporación de una memoria en el procesador del algoritmo Maximin. Sin embargo, cuando se producen los saltos frecuenciales aparecen unos efectos transitorios debidos a las memorias de los filtros. Para evitar estos transitorios se diseñan los filtros paso banda y banda eliminada para cada región espectral separadamente. En consecuencia, el número de

regiones espectrales debe ser reducido a fin de no aumentar considerablemente la complejidad de la implementación. Además, la mejora alcanzada con esta técnica de compensación frecuencial no es significativa.

Finalmente, el procesado anticipado "Anticipative Processing" [Torrieri-88], consiste en iniciar la adaptación del vector de enfoque óptimo a una determinada frecuencia antes de que ésta sea transmitida, mediante la utilización de una réplica de la secuencia de saltos frecuenciales adelantada aproximadamente el tiempo de duración de un salto. Esta técnica de compensación frecuencial implica el duplicar todos los sistemas de procesado utilizados en el algoritmo Maximin. Es decir, mientras un procesador principal proporciona la respuesta del array, un procesador auxiliar se destina a la adaptación del vector de enfoque para la siguiente frecuencia de salto. Después de cada salto, el vector pesos óptimo estimado en el procesador auxiliar se transfiere al principal. A pesar de que el procesado anticipado parece ser la técnica más interesante en cuanto a velocidad de convergencia, es la que proporciona peores resultados en cuanto a las fluctuaciones de la SINR.

2.3.1.3 Conformador de Haz de Referencia Espacial ("Cancelador de Lóbulos Laterales)

En [Eken-91] se propuso un array adaptativo para su utilización con señales FH basado en la cancelación de lóbulos laterales. El sistema propuesto se compone de dos etapas diferentes (Figura 2.9), cada una destinada a la cancelación de un tipo de interferente.

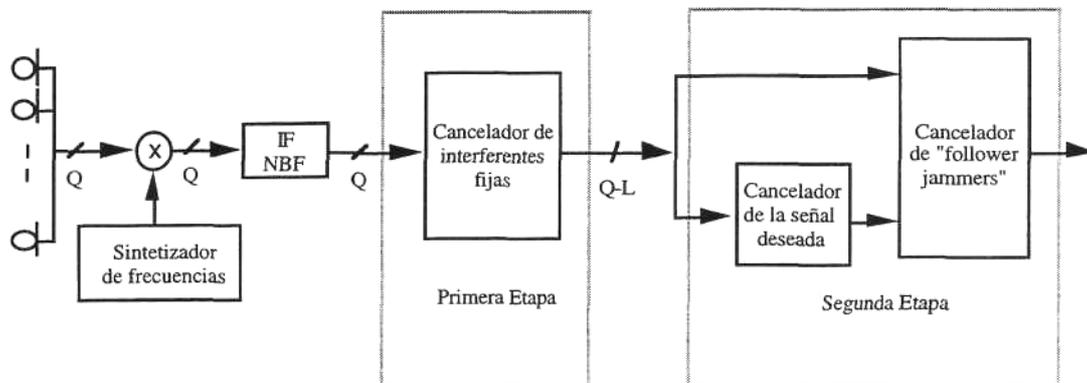


Figura 2.9 Conformador de haz de referencia espacial con cancelador de lóbulos laterales para señales con modulación FH (L interferencias fijas).

La primera etapa suprime las interferencias fijas, es decir, aquéllas que radian a una determinada frecuencia antes de que la señal deseada se transmita a esa frecuencia. Para evitar la posible cancelación de la señal deseada en esta etapa, los nulos en las direcciones de incidencia de las señales interferentes se colocan en el diagrama de radiación a una cierta frecuencia, antes de que se reciba la señal deseada a esa frecuencia. Este diseño anticipado requiere la presencia de dos sintetizadores de frecuencia que permitan obtener simultáneamente el escenario actual y el que se tendrá en el salto siguiente. La segunda etapa se dedica a la cancelación de "follower jammers", interferencias que pueden aparecer radiando a una determinada frecuencia una vez realizado el salto a esa frecuencia. Esta etapa se compone de dos canceladores, a la salida del primero se suprime la señal deseada, de forma que la señal obtenida con este cancelador puede utilizarse para monitorizar la aparición de nuevas señales interferentes. El funcionamiento de este sistema es, por tanto, equivalente al cancelador de lóbulos laterales clásico.

Los tres conformadores de haz para señales moduladas FH descritos anteriormente presentan una primera etapa común a todos ellos, previa al procesado adaptativo particular de cada sistema. Esta etapa, conocida como "Dehopping", consiste en la conversión a frecuencia intermedia "Intermediate Frequency" (IF) de la señal recibida en cada sensor. Un sintetizador de frecuencias sincronizado con el utilizado en la generación de la modulación FH en transmisión, genera una secuencia de frecuencias igual a la de la señal recibida más la frecuencia intermedia. La mezcla de la salida del sintetizador de frecuencias, en cada uno de los saltos frecuenciales, con la señal a la salida del amplificador de bajo ruido "Low Noise Amplifier" (LNA) de cada sensor, produce la conversión de la señal deseada a IF; a continuación, esta señal se introduce en un filtro de banda estrecha apropiado al contenido frecuencial de la señal deseada. La existencia de esta etapa previa a la conformación de haz propiamente dicha, permite la reducción del ancho de banda de proceso necesario en el resto del sistema. De esta manera, únicamente el interfaz de radio, los LNA y los mezcladores deben utilizar tecnología de banda ancha, el resto de los circuitos del sistema pueden ser implementados con tecnología de banda estrecha, con la consiguiente simplicidad que ello conlleva. Además, el ruido y las señales interferentes fuera de la banda de paso de los filtros utilizados en la conversión son eliminados antes de que puedan introducirse en los sistemas adaptativos, simplificándose así la adaptación. En particular, cabe resaltar que la implementación de la etapa de conversión a IF del sistema Maximin, a diferencia de la de los conformadores de referencia temporal y de referencia espacial, no reduce el ancho de banda de proceso al mínimo necesario (ancho de banda de la señal deseada). La razón es la necesidad de los filtros paso banda y de banda eliminada para la separación de las señales deseada y no deseada. En consecuencia, el ancho de banda de proceso para el algoritmo Maximin será como mínimo la suma de los anchos de banda de estos filtros.

Conversión a Frecuencia Intermedia Posterior

Lim y Widrow presentaron en [Lim-84] un conformador de haz de dos sensores, diseñado como cancelador de lóbulos laterales, en el cual la conversión a frecuencia intermedia se realiza tras el procesado adaptativo, seguido de la demodulación de la señal deseada (Figura 2.10).

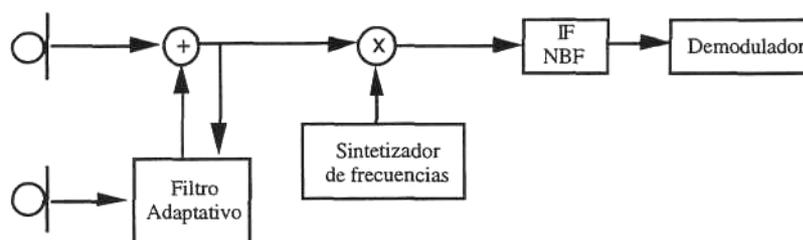


Figura 2.10 Conformador de haz con etapa de conversión a frecuencia intermedia posterior para señales con modulación FH.

Los autores desarrollaron distintos algoritmos adaptativos específicos para la implementación del cancelador de lóbulos laterales con señales moduladas FH. En el primero de ellos se utiliza un filtro adaptativo LMS en el dominio frecuencial, destinado a la minimización de la potencia a la salida del cancelador. Este filtro, equivalente a un banco de filtros, se implementa como una línea de retardos donde cada coeficiente controla la respuesta frecuencial en un rango estrecho de frecuencias. Para evitar la posible supresión de la señal deseada

propia de los canceladores de lóbulos laterales, el coeficiente del filtro correspondiente a la subbanda frecuencial de la señal deseada en cada salto se mantiene fijo. El resto de los coeficientes son adaptados eliminando las posibles interferencias y minimizando el ruido. Este conformador de haz presenta diversos problemas. En primer lugar, la cancelación de las interferencias dentro de la banda frecuencial de la señal deseada será posible si las señales interferentes presentan un espectro relativamente ancho que permita su estimación y anulación mediante la adaptación de los coeficientes correspondientes al resto de las subbandas. Sin embargo, si la interferencia es de banda estrecha, no podrá ser eliminada. Por otra parte, en entornos de modulación FH es habitual la existencia de un gran número de bandas frecuenciales distintas; en consecuencia, el filtro adaptativo en el dominio frecuencial necesitará un número muy elevado de retardos, resultando complicada su implementación. Además, el retardo asociado a este filtro puede llegar a ser insostenible dependiendo de la velocidad de salto.

Una segunda técnica adaptativa presentada por los mismos autores, consiste en la utilización de una versión modificada del algoritmo LMS "Filtered-X Filtered- ϵ LMS Algorithm" (Figura 2.11). La señal de entrada al filtro y el error o salida del cancelador se introducen en filtros de banda eliminada "Notch Filter" a la frecuencia de la señal deseada en cada salto. La presencia de estos filtros suprime la señal deseada a la entrada del sistema adaptativo, evitándose la posible cancelación de señal, así como los errores de inestabilidad que pueden producirse en la adaptación de los coeficientes, debidos a niveles de señal elevado a la entrada del procesador adaptativo. La dificultad principal que presenta este conformador de haz es el diseño de los filtros de banda eliminada. Estos filtros deben modificarse con cada salto frecuencial, por tanto, es conveniente que presenten un transitorio reducido a fin de evitar errores. Por otra parte, se requiere una resolución elevada para estos filtros a fin de eliminar, lo más selectivamente posible, la banda de frecuencias de la señal deseada. Como consecuencia de estos dos requisitos para el funcionamiento correcto de los filtros de banda eliminada, aparece un compromiso entre el transitorio permitido y la resolución aceptable.

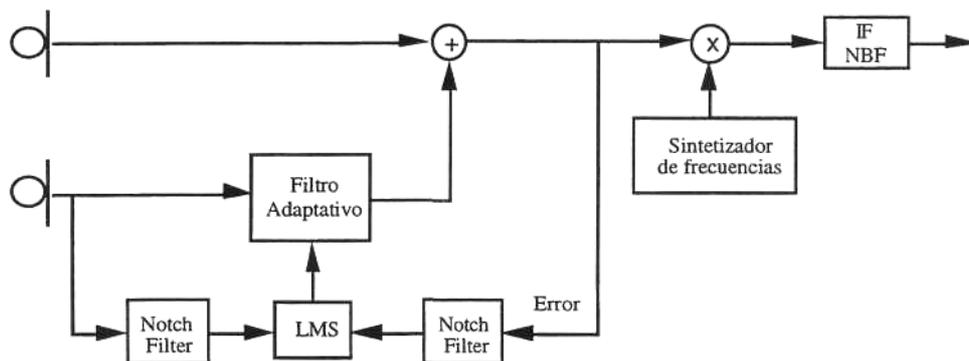


Figura 2.11 Conformador de haz con "Filtered-X Filtered- ϵ LMS Algorithm" para señales con modulación FH.

Finalmente, Lim y Widrow propusieron otro cancelador de lóbulos laterales modificado para su utilización con modulación FH. Este nuevo conformador de haz se compone de dos procesadores en paralelo conocidos como maestro y esclavo "Master-Slave Adaptive Sidelobe Canceller" (Figura 2.12). A la entrada del procesador maestro se elimina la señal deseada mediante la aplicación de filtros de banda eliminada sintonizados a la frecuencia de salto. Igual que en el caso anterior, estos filtros evitan la posible cancelación de la señal deseada al adaptar los

coeficientes del filtro adaptativo de este procesador según el criterio de mínima potencia a la salida. Una vez adaptados, estos coeficientes se transfieren al procesador esclavo, recuperándose la presencia de la señal deseada mientras que, simultáneamente, se suprimen las señales interferentes. La señal de salida del conformador de haz completo es la diferencia entre las salidas de los dos procesadores. De esta forma, se consigue minimizar las componentes residuales de señales interferentes que no hayan podido ser canceladas con el filtro adaptativo. La complejidad en la implementación de este sistema sigue siendo el diseño de los filtros de banda eliminada incorporados en el procesador maestro.

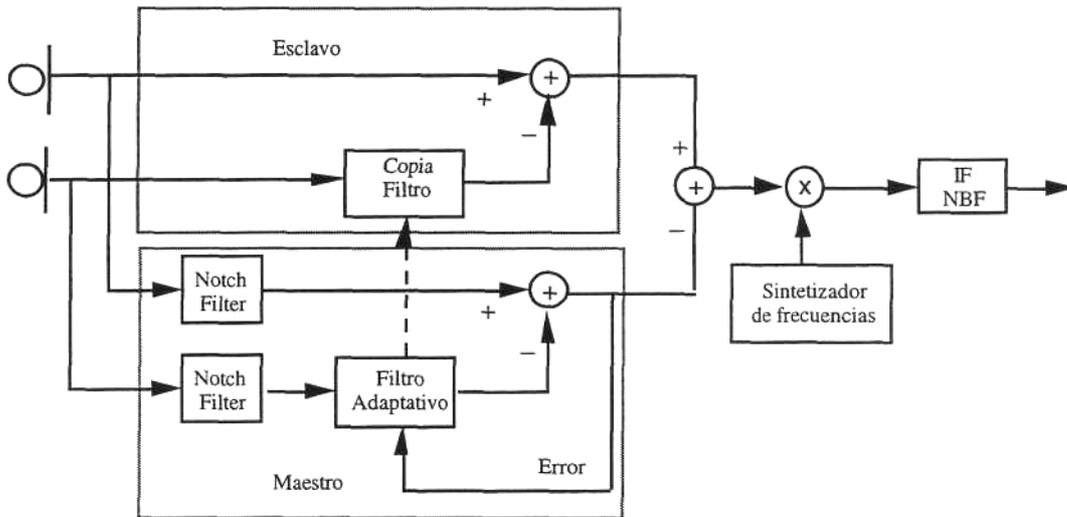


Figura 2.12 Conformador de haz "Master-Slave Adaptive Sidelobe Canceller" para señales con modulación FH.

2.3.2 Conformador de Haz de Referencia por Código

En esta tesis se ha diseñado una nueva arquitectura para procesado adaptativo de arrays, específica para señales con modulación de espectro ensanchado [Nájar-95(1)], [Nájar-96]. El conformador de haz propuesto, a diferencia de los conformadores de referencia temporal o de referencia espacial, utiliza como única información previa en el receptor el conocimiento de la secuencia frecuencial utilizada en el proceso de modulación de la señal deseada. Se trata, por consiguiente, de un conformador de haz de referencia por código "Code Reference Beamformer" (CRB), el cual se constituye de dos procesadores paralelos. La operación conjunta de ambos procesadores evita las discontinuidades de los sistemas adaptativos descritos anteriormente, con la consiguiente supresión de las fluctuaciones de la SINR a la salida del array. Además, cabe destacar la sencillez del sistema propuesto frente a los sistemas resultantes de la aplicación de las técnicas de compensación frecuencial diseñadas para el algoritmo Maximin. Estas técnicas de compensación frecuencial, revisadas en el apartado anterior, presentan una considerable complejidad de implementación, así como una limitada efectividad.

Los dos procesadores que componen el conformador de haz de referencia por código para señales moduladas FH, surgen de la interpretación del vector de enfoque óptimo a implementar. En la sección anterior, se presentaron las técnicas clásicas de conformación de haz; cada una de ellas, partiendo de un criterio de optimización distinto, producía un vector de enfoque diferente. A continuación, se estudia la relación entre los

diferentes vectores de enfoque óptimos resultando todos ellos equivalentes. Los vectores de enfoque obtenidos con los criterios de MMSE (2.10) y de MV (2.20) son iguales, salvo constantes, al producto de la covarianza de la señal de observación por el vector de dirección de la señal deseada $\mathbf{R}_x^{-1}\mathbf{s}_d$. Sin embargo, los vectores de enfoque obtenidos con los criterios de MSINR (2.15) y de ML (2.21) son iguales, salvo constantes, al producto de la covarianza de señal, debida únicamente al ruido y a las interferencias, por el vector de dirección de la señal deseada $\mathbf{R}_{nd}^{-1}\mathbf{s}_d$. La relación entre ambas matrices de covarianza puede expresarse como:

$$\mathbf{R}_x = \sigma_d^2 \mathbf{s}_d \mathbf{s}_d^H + \mathbf{R}_{nd} \tag{2.25}$$

Aplicando el lema de la inversión de matrices a la expresión anterior se obtiene la relación entre las inversas de estas matrices:

$$\mathbf{R}_x^{-1} = \mathbf{R}_{nd}^{-1} - \frac{\sigma_d^2 \mathbf{R}_{nd}^{-1} \mathbf{s}_d \mathbf{s}_d^H \mathbf{R}_{nd}^{-1}}{1 + \sigma_d^2 \mathbf{s}_d^H \mathbf{R}_{nd}^{-1} \mathbf{s}_d} \tag{2.26}$$

Multiplicando a ambos lados de la ecuación (2.26) por el vector de dirección de la señal deseada \mathbf{s}_d , resulta:

$$\mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{s}_d = \frac{1}{1 + \sigma_d^2 \mathbf{s}_d^H \mathbf{R}_{nd}^{-1} \mathbf{s}_d} \mathbf{R}_{nd}^{-1} \mathbf{s}_d \tag{2.27}$$

donde la fracción que aparece en el término de la derecha es un escalar.

Puede concluirse, por tanto, que todas las expresiones derivadas para los vectores de enfoque óptimos, sea cual sea el criterio de optimización utilizado, se reducen, salvo constantes, al vector:

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{nd}^{-1} \mathbf{s}_d \tag{2.28}$$

Este conformador de haz puede descomponerse en dos etapas consecutivas (Figura 2.13). La primera se corresponde con el producto de los datos recibidos por la inversa de la matriz de covarianza de ruido más interferencias; mientras que la segunda consiste en el producto escalar de la señal resultante del preprocesado anterior por el vector de dirección de la señal deseada. A pesar de que la descomposición del vector de enfoque óptimo equivalente $\mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{s}_d$ pueda parecer de implementación más inmediata por no requerir el conocimiento de la matrix de covarianza debida únicamente a ruido e interferencia, resulta más conveniente la elección de la descomposición del vector (2.28). La razón es la posibilidad que ofrece el preprocesado por la matriz \mathbf{R}_{nd}^{-1} de estimación de la segunda etapa sin ningún conocimiento acerca del array ni del escenario, tal como se analizará en el capítulo siguiente.

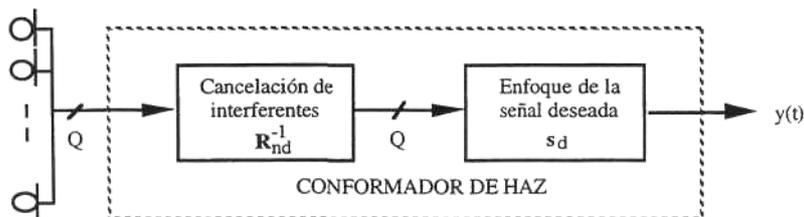


Figura 2.13 Conformador de haz de dos etapas.

A continuación, se evalúa el efecto de la primera etapa del conformador de haz óptimo sobre las señales interferentes, resultando en una cancelación de las mismas. A partir de la ecuación (2.12) que representa la

componente de señal recibida en el array debida a ruido más interferencias, la matriz de covarianza \mathbf{R}_{nd} puede expresarse como:

$$\mathbf{R}_{nd} = \mathbf{S}_i \mathbf{R}_i \mathbf{S}_i^H + \mathbf{R}_n \quad (2.29)$$

donde las columnas de la matriz \mathbf{S}_i son los vectores de dirección "steering" de las señales interferentes y \mathbf{R}_i y \mathbf{R}_n son las matrices de covarianza de las interferencias y del ruido, respectivamente. La inversa de esta matriz puede

$$\mathbf{R}_{nd}^{-1} = \left[\mathbf{R}_n^{-1} - \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{S}_i \left(\mathbf{R}_i^{-1} + \mathbf{S}_i^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{S}_i \right)^{-1} \mathbf{S}_i^H \mathbf{R}_n^{-1} \right] \quad (2.30)$$

Suponiendo niveles de las señales interferentes muy superiores al nivel de ruido, se tiene que $\mathbf{R}_i^{-1} \ll \mathbf{S}_i^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{S}_i$, resultando la matriz \mathbf{R}_{nd}^{-1} :

$$\mathbf{R}_{nd}^{-1} \approx \mathbf{R}_n^{-1/2} \left[\mathbf{I} - \mathbf{R}_n^{-1/2} \mathbf{S}_i \left(\mathbf{S}_i^H \mathbf{R}_n^{-1/2} \mathbf{R}_n^{-1/2} \mathbf{S}_i \right)^{-1} \mathbf{S}_i^H \mathbf{R}_n^{-1/2} \right] \mathbf{R}_n^{-1/2} \quad (2.31)$$

obtenerse aplicando el lema de inversión:

donde, dado el carácter definido positivo de la matriz de ruido, se ha descompuesto la inversa de ésta en el producto de dos matrices iguales $\mathbf{R}_n^{-1} = \mathbf{R}_n^{-1/2} \mathbf{R}_n^{-1/2}$.

El término entre corchetes de la expresión anterior es la matriz de proyección ortogonal [Hudson-81] al espacio definido por los vectores que conforman la matriz resultante del producto $\mathbf{R}_n^{-1/2} \mathbf{S}_i$, representada en la

$$\mathbf{R}_{nd}^{-1} \approx \mathbf{R}_n^{-1/2} \mathbf{P} \mathbf{R}_n^{-1/2} \quad (2.32)$$

Por consiguiente, la inversa de la matriz de covarianza de ruido más interferencias es una matriz ortogonal al espacio definido por los vectores de dirección de las señales interferentes, denominado espacio

$$\mathbf{R}_{nd}^{-1} \mathbf{S}_i \approx \mathbf{R}_n^{-1/2} \mathbf{P} \mathbf{R}_n^{-1/2} \mathbf{S}_i \approx \mathbf{0} \quad (2.33)$$

siguiente ecuación con la notación \mathbf{P} :

Es decir, el preprocesado de la señal recibida en el array, consistente en el producto por la matriz \mathbf{R}_{nd}^{-1} produce la supresión de las señales interferentes cuyo nivel sea considerablemente mayor al nivel de ruido e independientemente de la coloración espacial que presente éste.

La segunda etapa del conformador finaliza la conformación de haz del array, ponderando cada una de las componentes del vector de señal preprocesada con el correspondiente peso del vector de dirección de la señal deseada (Figura 2.13). El objetivo de esta segunda etapa es enfocar el diagrama de radiación del array de forma que apunte a la dirección de incidencia de la señal deseada, manteniendo mínima la contribución del ruido y de las señales interferentes.

Simulación 2.1: Conformador de haz de dos etapas.

A fin de ilustrar el comportamiento del conformador de haz en dos etapas se ha realizado una simulación con un array lineal de cuatro sensores equiespaciados. En el escenario estaban presentes dos señales interferentes incidiendo con ángulos de elevación de -30 y 50 grados y potencias de 10 y 25 dB, respectivamente. El ángulo de incidencia de la señal deseada era de -10 grados y su potencia igual a 0 dB. El ruido fue considerado espacialmente coloreado con matriz de covarianza:

$$\mathbf{R}_n = \begin{bmatrix} 1 & 0.2 & 0.1 & 0.1 \\ 0.2 & 1 & 0.3 & 0.1 \\ 0.1 & 0.3 & 1 & 0.5 \\ 0.1 & 0.1 & 0.5 & 1 \end{bmatrix}$$

siendo su densidad espectral de potencia la representada en la siguiente figura:

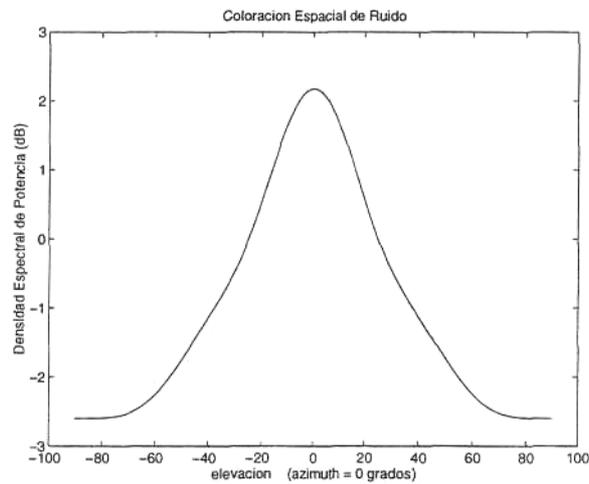


Figura 2.14. Densidad espectral de potencia de un ruido coloreado espacialmente con matriz de correlación \mathbf{R}_n .

En la Figura 2.15 se representan, en primer lugar, las respuestas espaciales obtenidas en cada una de las salidas de la primera etapa. Cada una de estas respuestas espaciales se evalúa considerando el producto escalar entre el vector $\mathbf{1}_i^H \mathbf{R}_{ns}^{-1}$, siendo $\mathbf{1}_i$ un vector cuya única componente distinta de cero e igual a la unidad es la componente i -ésima, y el vector de señal recibida. Es decir, la salida i -ésima de la primera etapa es igual a la respuesta del array considerando como vector de enfoque la fila i -ésima de la matriz \mathbf{R}_{nd}^{-1} . Puede observarse como las direcciones correspondientes a los ángulos de incidencia de las señales interferentes aparecen bloqueadas en todas las salidas, siendo mayor el nivel de bloqueo para la señal interferente de mayor potencia. En la misma figura se representa la respuesta espacial a la salida del conformador de haz completo, derivada de la combinación de las respuestas anteriores debidamente ponderadas con el vector de dirección de la señal deseada. Esta respuesta espacial o diagrama de radiación refleja como la segunda etapa del conformador de haz enfoca a la dirección de incidencia de la señal deseada, manteniendo la cancelación de las señales interferentes.

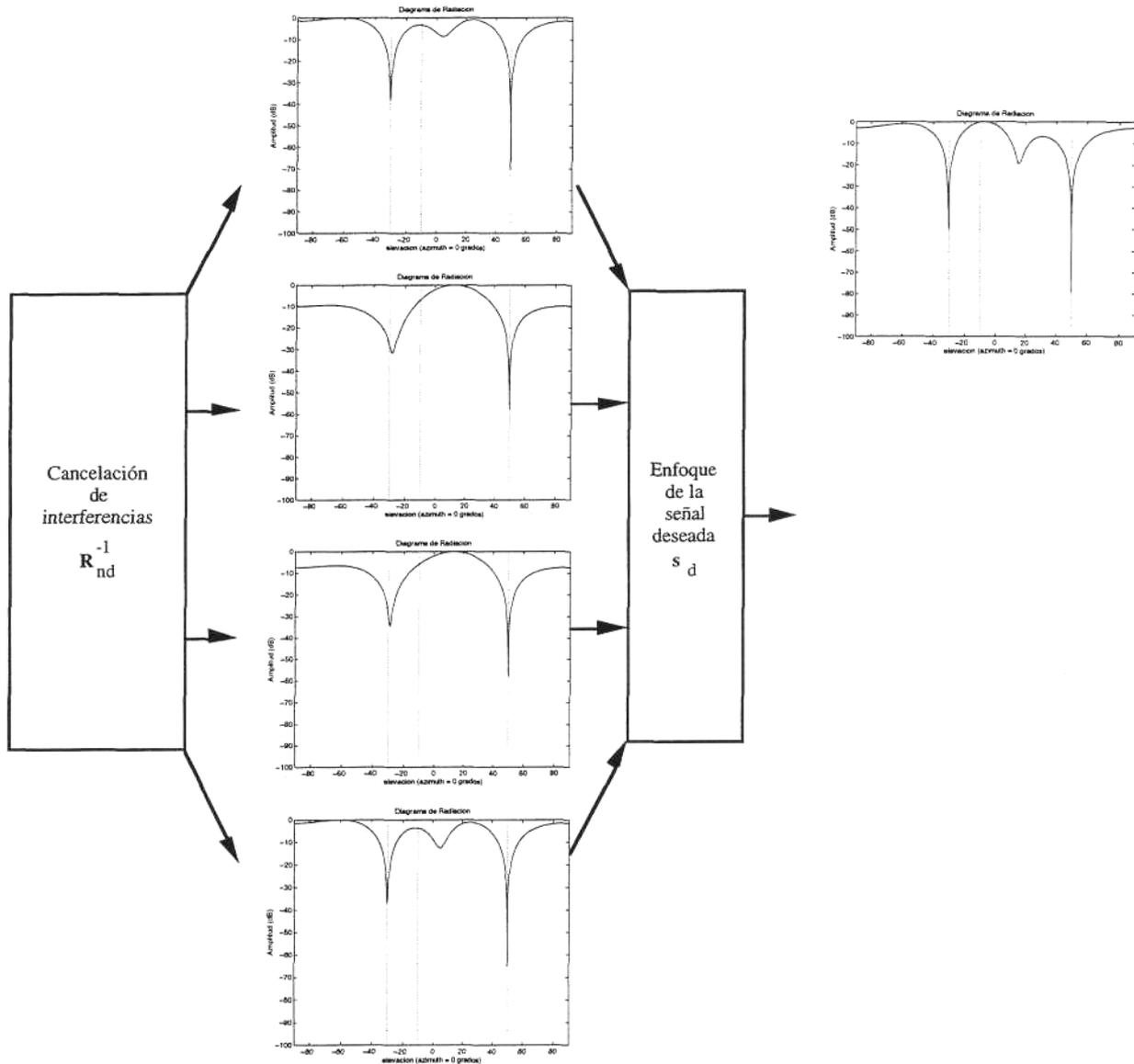


Figura 2.15 Diagramas de radiación obtenidos con el conformador de haz de dos etapas.

□

La consideración de la primera etapa del conformador de haz como un operador ortogonal al espacio interferente es válida, únicamente, si el nivel de señal interferente es muy superior al nivel de ruido. Por consiguiente, no puede afirmarse que en general la respuesta de la matriz R_{nd}^{-1} en cada una de las direcciones interferentes sea igual al vector nulo:

$$R_{nd}^{-1} s_j \neq 0 \tag{2.34}$$

A continuación, se evalúa la diferencia entre el vector $R_{nd}^{-1} s_j$ y el vector nulo en función del nivel de potencia incidente de la interferencia y del nivel de potencia de ruido. La medida considerada para esta evaluación

ha sido el error cuadrático medio entre ambos vectores o lo que es equivalente la norma al cuadrado del vector $\mathbf{R}_{nd}^{-1}\mathbf{s}_j$ normalizada al número de sensores Q que conforman el array. Esta medida indicará el nivel de cancelación (C) de la señal interferente a la salida de la primera etapa del conformador de haz:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{Q} \mathbf{s}_j^H \mathbf{R}_{nd}^{-1} \mathbf{R}_{nd}^{-1} \mathbf{s}_j \quad (2.35)$$

A fin de analizar el nivel de bloqueo en la dirección de incidencia de la fuente j -ésima, se descompone la matriz de covarianza \mathbf{R}_{nd} de la siguiente manera:

$$\mathbf{R}_{nd} = \sigma_j^2 \mathbf{s}_j \mathbf{s}_j^H + \mathbf{R}_{ni} \quad (2.36)$$

donde σ_j^2 es la potencia de la interferencia j -ésima y \mathbf{R}_{ni} es la matriz de covarianza debida al ruido y al resto de señales interferentes presentes en el escenario.

Aplicando el lema de la inversa se obtiene la matriz \mathbf{R}_{nd}^{-1} :

$$\mathbf{R}_{nd}^{-1} = \mathbf{R}_{ni}^{-1} - \frac{\sigma_j^2 \mathbf{R}_{ni}^{-1} \mathbf{s}_j \mathbf{s}_j^H \mathbf{R}_{ni}^{-1}}{1 + \sigma_j^2 \mathbf{s}_j^H \mathbf{R}_{ni}^{-1} \mathbf{s}_j} \quad (2.37)$$

Sustituyendo esta matriz en la expresión (2.35) resulta:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{Q(1 + \sigma_j^2 \mathbf{s}_j^H \mathbf{R}_{ni}^{-1} \mathbf{s}_j)^2} \mathbf{s}_j^H \mathbf{R}_{ni}^{-2} \mathbf{s}_j \quad (2.38)$$

donde el término $\mathbf{s}_j^H \mathbf{R}_{ni}^{-1} \mathbf{s}_j$ es un estimador de la potencia de ruido más interferencias que se tendría a la salida de la primera etapa en la dirección de radiación de la interferencia j -ésima si ésta no estuviese presente.

A fin de simplificar esta expresión y poder así obtener una dependencia del nivel de bloqueo de la señal interferente a evaluar con su potencia y la potencia de ruido, se considera el caso particular de ruido espacialmente blanco con potencia σ_n^2 y la no existencia de ninguna otra interferencia. Entonces:

$$\mathbf{s}_j^H \mathbf{R}_{ni}^{-1} \mathbf{s}_j = \frac{Q}{\sigma_n^2} \quad (2.39)$$

$$\mathbf{s}_j^H \mathbf{R}_{ni}^{-2} \mathbf{s}_j = \frac{Q}{\sigma_n^4} \quad (2.40)$$

resultando el nivel de bloqueo de la interferencia proporcional a las potencias de ruido e interferente:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{(\sigma_n^2 + Q\sigma_j^2)^2} \quad (2.41)$$

En la Figura 2.16 se representa esta ecuación en función del nivel de potencia de señal interferente σ_j^2 para un valor de Q igual a 4 y para distintos valores de potencia de ruido σ_n^2 . Puede observarse el gran aumento del nivel de bloqueo de la señal interferente, realizado por la primera etapa del conformador de haz, a medida que se incrementa su potencia. De forma que para potencias interferentes superiores a 15 dB, independientemente del nivel de ruido, se tiene un nivel de cancelación superior a 40 dB.

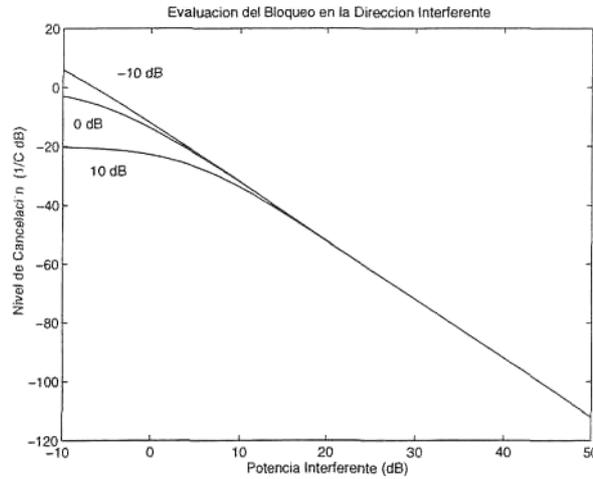


Figura 2.16 Cancelación de la señal interferente realizada en la primera etapa del conformador de haz.

La implementación directa del vector de enfoque óptimo descrito (2.28) requiere el conocimiento de la matriz de covarianza del ruido más interferencias, así como del vector de dirección de la señal deseada. No obstante, el sistema desarrollado en esta tesis, aprovechando la referencia de código disponible en los sistemas FH, consigue implementar el conformador de haz óptimo sin ninguna otra información adicional sobre las señales ni sobre el ruido. El sistema se compone de dos procesadores en paralelo (Figura 2.17). El primero es el procesador anticipado, dedicado a la estimación de la matriz R_{nd}^{-1} necesaria en la primera etapa del conformador de haz. El segundo, el procesador directo, es el conformador de haz propiamente dicho que maximiza la SINR a la salida del array.

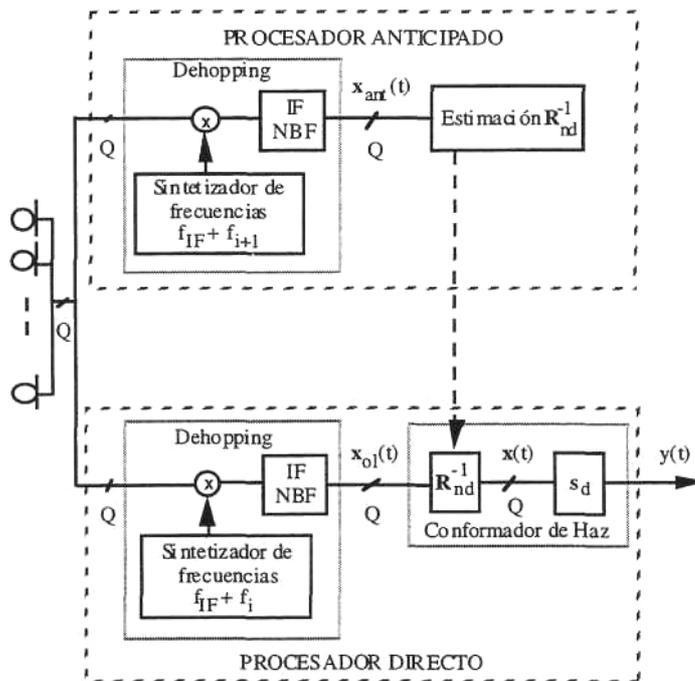


Figura 2.17 Conformador de haz de referencia por código.

Ambos procesadores presentan una primera fase de conversión a frecuencia intermedia "Dehopping" en cada sensor del array. Esta primera fase permite, como se vio anteriormente, la reducción del ancho de banda de ambos procesadores al ancho de banda de la señal, mucho menor que el ancho de banda de la modulación FH, así como, la eliminación previa de las interferencias y del ruido fuera de esta banda.

2.3.2.1 Procesador Anticipado

El objetivo del procesador anticipado es la predicción del escenario a la frecuencia del salto siguiente antes de que éste ocurra, evitándose así las fluctuaciones de la SINR con los saltos frecuenciales que presentaban los sistemas descritos anteriormente. La etapa de conversión a IF del procesador anticipado consiste en la mezcla de la señal recibida con una portadora a la frecuencia intermedia f_{jp} más la frecuencia del salto siguiente f_{i+1} , seguida de un filtro de banda estrecha centrado a la frecuencia intermedia. El vector de señal resultante tras el "Dehopping" en cada sensor $\mathbf{x}_{ant}(t)$ contiene el ruido y las interferencias que aparecerán en el salto siguiente, suponiendo éstas estacionarias en relación a la duración de los saltos frecuenciales; mientras que la señal deseada a la frecuencia del salto actual f_i es rechazada por esta etapa de conversión a IF. En consecuencia, la inversa de la matriz de covarianza de ruido más interferencias \mathbf{R}_{nd}^{-1} , requerida para la implementación del vector de enfoque óptimo, puede obtenerse anticipadamente a partir de la señal adquirida durante el salto anterior a la salida del "Dehopping" anticipado. Esta matriz inversa puede estimarse recursivamente a partir de la estimación no sesgada de la matriz de covarianza:

$$\mathbf{R}_{nd}(n+1) = \beta \mathbf{R}_{nd}(n) + (1-\beta) \mathbf{x}_{ant}(n+1) \mathbf{x}_{ant}^H(n+1) \quad (2.42)$$

donde n indica el instante de muestreo y β , $0 < \beta < 1$, es un parámetro que representa la memoria del estimador. Esta memoria permite la adaptación de la estimación a los cambios que puedan ocurrir en los escenarios no estacionarios.

Aplicando el lema de la inversión a la ecuación anterior se obtiene:

$$\mathbf{R}_{nd}^{-1}(n+1) = \beta^{-1} \left[\mathbf{R}_{nd}^{-1}(n) - \frac{(\beta^{-1}-1) \mathbf{R}_{nd}^{-1}(n) \mathbf{x}_{ant}(n+1) \mathbf{x}_{ant}^H(n+1) \mathbf{R}_{nd}^{-1}(n)}{1 + (\beta^{-1}-1) \mathbf{x}_{ant}(n+1) \mathbf{x}_{ant}^H(n+1)} \right] \quad (2.43)$$

Esta matriz no contendrá la información referente a posibles interferencias de aparición posterior al salto "follower jammers"; por consiguiente, estas señales no serán canceladas por la primera etapa del conformador de haz. En consecuencia, la segunda etapa no coincidirá con el vector de dirección de la señal deseada, debiendo modificarse de forma que sea capaz de suprimir estas interferencias. El conformador de haz resultante denominado conformador de haz de referencia por código generalizado "Generalized Code Reference Beamformer" será presentado y evaluado su comportamiento ante escenarios con "follower jammers" en el Capítulo 4.

En sistemas sin modulación FH, la estimación de la inversa de la matriz de covarianza de ruido más interferencias, necesaria para la implementación de un conformador de haz de dos etapas, podría realizarse durante un intervalo previo a la transmisión de la información de forma que el escenario estuviese compuesto únicamente por ruido y señales interferentes. No obstante, esta implementación presenta un gran inconveniente, la posible modificación del espacio interferente durante la transmisión de la señal deseada. Esta modificación puede deberse a la aparición de nuevas fuentes interferentes o al desplazamiento de las ya existentes. Entonces, los nulos del

diagrama de radiación, impuestos por la matriz \mathbf{R}_{nd}^{-1} estimada, no bloquearán las nuevas direcciones de incidencia de las señales interferentes. Es decir, la primera etapa del conformador de haz dejará de ser ortogonal a las interferencias direccionales. En el Capítulo 5 se describirán distintas alternativas para la estimación de la primera etapa del conformador de haz en un sistema de comunicación genérico sin modulación de espectro ensanchado. Al igual que en los sistemas FH, gracias a la incorporación de un procesador anticipado será posible la estimación de la inversa de la matriz de covarianza de ruido más interferencias simultáneamente a la transmisión de los datos, permitiéndose así, la adaptación continua en escenarios no estacionarios.

2.3.2.2 Procesador Directo "On Line"

El procesador directo del sistema propuesto es el conformador de haz propiamente dicho, el cual se dedica a la maximización de la SINR a la salida del array. La etapa de "Dehopping" de este procesador se diferencia de la del procesador anticipado en la frecuencia portadora generada por el sintetizador que, en este caso, es igual a la frecuencia intermedia f_{rjp} más la frecuencia del salto actual f_j . Por consiguiente, la señal recibida en cada sensor del array es trasladada a frecuencia intermedia y filtrada con un filtro de ancho de banda igual a la banda de la señal deseada. De esta forma, en el vector de señal a la salida de esta etapa de conversión a IF, $\mathbf{x}_{oi}(t)$, únicamente estarán presentes el ruido y las interferencias dentro de la banda de la señal deseada. A continuación, el procesador directo debe maximizar la SINR, para ello se recurre a la implementación del vector de enfoque óptimo (2.28) en dos etapas.

La primera etapa consiste en el producto del vector de señal $\mathbf{x}_{oi}(t)$ por la inversa de la matriz de covarianza de ruido más interferencias estimada en el procesador anticipado, la cual es transferida al procesador directo en el momento del salto. Este preprocesado, como fue expuesto anteriormente, elimina las interferencias direccionales de nivel elevado frente al nivel de ruido dado su carácter ortogonal al espacio interferente.

La segunda etapa se dedica a enfocar a la señal deseada ponderando el vector de señal resultante del preprocesado con la matriz \mathbf{R}_{nd}^{-1} , $\mathbf{x}(t)$ con el vector de dirección de la señal deseada \mathbf{s}_d . La disponibilidad a priori del vector de enfoque \mathbf{s}_d , que constituye esta segunda etapa, implicaría el conocimiento de la dirección de incidencia de la señal deseada. En algunas aplicaciones, como por ejemplo en comunicaciones móviles, no se dispone de esta información. En cualquier caso, en las aplicaciones en las que sí puede conocerse la dirección de incidencia de la señal deseada, este conocimiento difícilmente será lo suficientemente preciso como para no producir errores en la conformación de haz. Además, aún en el supuesto de que el conocimiento de esta dirección fuese exacto, el vector de "steering" de la señal deseada puede contener numerosos errores debidos a la incorrecta calibración del array. Es decir, cualquier error en el posicionamiento de los sensores o en sus fases y amplitudes se traducirá en un error en el vector \mathbf{s}_d , con la consiguiente pérdida de SINR a la salida del array. Esta problemática, común a todos los sistemas de conformación de haz por referencia espacial (SRB), queda resuelta con el conformador de haz por referencia de código (CRB) propuesto en esta tesis, gracias a la presencia del procesador anticipado. La predicción del escenario realizada por el procesador anticipado permite la implementación de la primera etapa del conformador de haz. A partir de la señal preprocesada $\mathbf{x}(t)$ y sin ninguna información adicional acerca de la señal recibida ni del array, se obtiene el vector de enfoque necesario para la implementación de la segunda etapa. Este vector de enfoque puede estimarse simultáneamente a la recepción de la

información, siendo posible la adaptación en escenarios con fuentes deseadas móviles. Igualmente, será posible la autocalibración continua del array, siendo el sistema robusto a cualquier perturbación en el array; por ejemplo: errores de amplitud o de fase en las ganancias de los sensores, errores de posicionamiento de los elementos del array, etc.

CONCLUSIONES

En este capítulo se ha presentado la estructura de un nuevo conformador de haz de referencia por código (CRB) para la recepción de señales con modulación de saltos frecuenciales. Este conformador de haz, constituido por los procesadores anticipado y directo, se implementa en dos etapas:

La primera etapa consiste en el preprocesado por la inversa de la matriz de ruido más interferencias estimada en el procesador anticipado durante el salto anterior. Esta matriz, ortogonal al espacio constituido por las señales interferentes de nivel muy superior al ruido, produce la cancelación de éstas siempre y cuando estén presentes en el escenario con anterioridad al salto frecuencial. Esta cancelación, simultánea al cambio de la frecuencia portadora, evitará la fuerte caída de la SINR presente al inicio de cada uno de los saltos frecuenciales en los conformadores de haz para FH existentes

La segunda etapa, constituida por un vector de ponderación igual al vector de "steering" de la señal deseada, produce el apuntamiento del diagrama de radiación del array a la dirección deseada. La estimación de este vector de enfoque se realizará adaptativamente aplicando, sobre la señal preprocesada por la primera etapa, los criterios de optimización utilizados en las técnicas clásicas de conformación de haz descritas en la sección 2.2. Por una parte, la minimización del error cuadrático medio (MMSE) a la salida del array requiere una señal de referencia, resultando en un conformador de haz de referencia temporal (TRB). Sin embargo, el conocimiento a priori de esta información no será necesario en el conformador de haz propuesto. La señal de referencia podrá extraerse fácilmente a la salida de la primera etapa, gracias a la supresión de las señales interferentes que ésta conlleva. Por otra parte, la maximización de la relación señal a ruido más interferencias (MSINR) a la salida del array requiere la separación entre las componentes de señal deseada y no deseada. Esta separación viene implícita en la estimación de la inversa de la matriz de covarianza de ruido más interferencias y la correspondiente etapa de preprocesado; siendo inmediata, por tanto, la estimación del vector de enfoque que maximiza la SINR. Los conformadores de haz de referencia por código resultantes de la aplicación de ambos criterios se estudiarán en el Capítulo 3.