
CAPITULO 4

CONFORMADOR DE HAZ DE REFERENCIA POR CÓDIGO GENERALIZADO

INTRODUCCIÓN

En el capítulo anterior se analizó el comportamiento del conformador de haz de referencia por código (CRB) de dos etapas aplicado a la recepción de señales con modulación de saltos frecuenciales. De dicho análisis se concluyó que, gracias al procesador anticipado, el cual permitía la predicción de la inversa de la matriz de covarianza de ruido más interferencias que constituye la primera etapa del conformador, podía estimarse la segunda etapa o vector de enfoque propiamente dicho a partir de la señal recibida. La estimación de este vector de enfoque, igual al vector de dirección de incidencia de la señal deseada, no requería conocimiento previo acerca del array ni del escenario.

Estas conclusiones se derivaron de la consideración de señales interferentes radiando a una determinada frecuencia con antelación al salto frecuencial de la señal deseada a la misma. Sin embargo, cabe destacar la posible aparición de señales interferentes con posterioridad al instante del salto. En aplicaciones militares, estas interferentes reciben el nombre de "follower jammers", ya que siguen a la señal deseada tratando de interceptar la comunicación. En sistemas de comunicaciones multiusuario, esta situación puede ocurrir cuando un usuario intenta acceder al sistema utilizando una frecuencia ocupada previamente por otro. En este caso, ambos usuarios se interfieren mutuamente aunque el carácter de ambas interferencias es distinto; para el usuario que intenta acceder en segundo lugar, la interferencia causada por el primer usuario aparece en la matriz estimada en el procesador anticipado; sin embargo, para el usuario que ocupa previamente el canal, el segundo usuario produce una interferencia que no se encontraba presente en el procesador anticipado durante el salto anterior, no pudiendo, por consiguiente, ser cancelada por la primera etapa del CRB.

En este capítulo se estudiará el comportamiento del CRB ante estas interferencias de aparición posterior al salto. En esta situación, lógicamente, la segunda etapa del CRB dejará de ser igual al vector de "steering" de la

señal deseada, ya que para obtenerse máxima SINR, además de enfocar a la fuente deseada deben cancelarse las nuevas interferencias. En la Figura 4.1 se representa el CRB completo compuesto por los procesadores anticipado y directo. Las dos etapas que constituyen el conformador de haz en el procesador directo son, respectivamente, la inversa de la matriz de covarianza estimada en el procesador anticipado, denotada ahora como \mathbf{R}_{ant}^{-1} , y el vector de enfoque que maximiza la SINR \mathbf{w} .

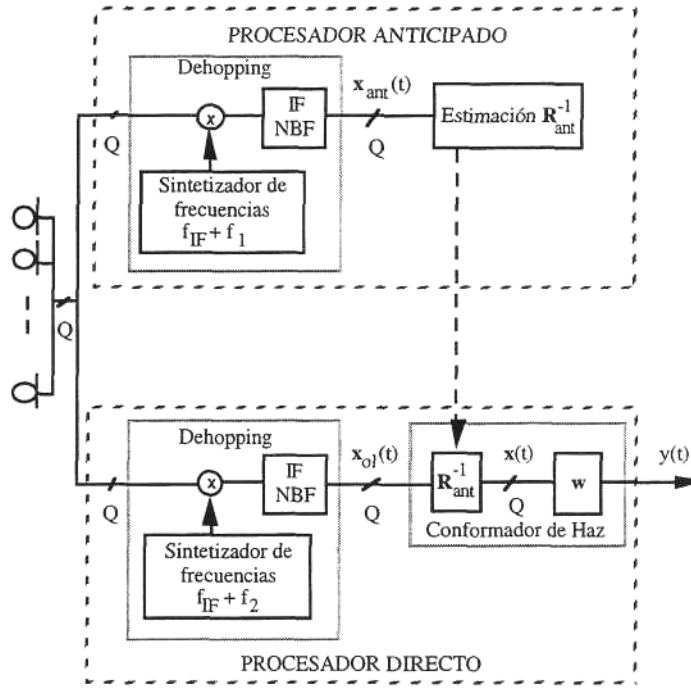


Figura 4.1 Conformador de haz de referencia por código.

La matriz de covarianza de señal a la entrada de la segunda etapa del conformador de haz puede escribirse como:

$$\mathbf{R}_x = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}(t)^H] = \mathbf{R}_{ant}^{-1} E[\mathbf{x}_{oj}(t)\mathbf{x}_{oj}(t)^H] \mathbf{R}_{ant}^{-1} = \mathbf{R}_{ant}^{-1} \mathbf{R}_{ol} \mathbf{R}_{ant}^{-1} \quad (4.1)$$

siendo \mathbf{R}_{ol} la matriz de covarianza a la salida del "Dehopping" directo (3.8), cuyo término debido a señales no deseadas \mathbf{R}_{nd} está compuesto por la suma de dos matrices: la matriz de covarianza de ruido e interferencias previas al salto \mathbf{R}_{ant} y la matriz debida a las nuevas interferencias que puedan aparecer durante el salto $\mathbf{S}_i \mathbf{R}_i \mathbf{S}_i^H$, donde \mathbf{R}_i es la matriz de covarianza de estas señales y \mathbf{S}_i es la matriz formada por sus vectores de dirección:

$$\mathbf{R}_{ol} = \sigma_d^2 \mathbf{s}_d \mathbf{s}_d^H + \mathbf{R}_{nd} = \sigma_d^2 \mathbf{s}_d \mathbf{s}_d^H + \mathbf{S}_i \mathbf{R}_i \mathbf{S}_i^H + \mathbf{R}_{ant} \quad (4.2)$$

Ante esta nueva situación, en las Secciones 4.1 y 4.2 se analizará el comportamiento de los algoritmos propuestos en el capítulo anterior para la estimación de la segunda etapa del CRB según los criterios de MMSE y MSINR, respectivamente. Mientras que el primero de estos criterios, bajo ciertas restricciones de potencia de los "follower jammers", resulta en la obtención del vector de enfoque óptimo, la estimación del autovector generalizado correspondiente al autovalor generalizado máximo no produce máxima SINR, siendo necesaria entonces, la generalización del conformador de haz de dos etapas que se presentará en la Sección 4.3, basada en la

aplicación del criterio de mínima varianza "Minimum Variance" (MV), el cual fue analizado en la Subsección 2.2.4. El conformador de haz de MV es, en general, un conformador de haz de referencia espacial que, por consiguiente, requerirá el conocimiento de la dirección de incidencia de la señal deseada así como una adecuada calibración del array. Sin embargo, la minimización de la varianza aplicada al CRB de dos etapas tras la estimación al inicio del salto del vector de enfoque óptimo permitirá la autocalibración del array como se verá en la Sección 4.4.

4.1 MINIMIZACIÓN DEL ERROR CUADRÁTICO MEDIO

El vector de pesos resultante de la minimización del MSE entre la señal a la salida del array y una señal de referencia $d(t)$ viene definido, nuevamente, por la solución de Wiener-Hopf (2.9):

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{p} \quad (4.3)$$

donde el vector de correlación cruzada \mathbf{p} entre las señales $\mathbf{x}(t)$ y $d(t)$, suponiendo la referencia correlada con la señal deseada e incorrelada con el ruido y las interferencias que aparecen durante el salto, es igual a:

$$\mathbf{p} = E[d(t)^* \mathbf{x}(t)] = \rho \mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1} \mathbf{s}_d \quad (4.4)$$

En consecuencia, el vector de enfoque óptimo, a partir de las ecuaciones (4.1), (4.3) y (4.4), resulta:

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \rho \mathbf{R}_{\text{ant}} \mathbf{R}_{\text{ol}}^{-1} \mathbf{s}_d \quad (4.5)$$

Sustituyendo $\mathbf{R}_{\text{ol}}^{-1}$ por la expresión obtenida aplicando el lema de la inversa (3.9), en función de la matriz de covarianza completa de ruido más interferencias \mathbf{R}_{nd} , queda:

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \rho \frac{1}{1 + \text{SINR}_d} \mathbf{R}_{\text{ant}} \mathbf{R}_{\text{nd}}^{-1} \mathbf{s}_d \quad (4.6)$$

siendo $\text{SINR}_d = \sigma_d^2 \mathbf{S}_d^H \mathbf{R}_{\text{nd}}^{-1} \mathbf{s}_d$ la relación señal a ruido más interferencias en la dirección deseada definida anteriormente.

Por consiguiente, el CRB de dos etapas, resultante del preprocesado por la inversa de la matriz de covarianza estimada en el procesador anticipado $\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1}$ y el vector de enfoque de mínimo MSE \mathbf{w}_{opt} , es igual a:

$$\mathbf{w}_{\text{CRB}} = \rho \frac{1}{1 + \text{SINR}_d} \mathbf{R}_{\text{nd}}^{-1} \mathbf{s}_d \quad (4.7)$$

Es decir, aunque la inversa de la matriz de covarianza de ruido más interferencias utilizada en la primera etapa del CRB no incluye la información referente a las interferencias que aparecen durante el salto, el vector de enfoque resultante de la conjunción de las dos etapas, tras aplicar el criterio de MMSE, es igual al conformador óptimo para el escenario completo, produciendo máxima SINR a la salida del array.

Simulación 4.1: Comportamiento del algoritmo de MMSE con referencia exacta frente a "follower jammers".

En la siguiente figura se evalúan los resultados obtenidos en una simulación en la cual se ha considerado el mismo array que en las simulaciones realizadas en el capítulo anterior, formado por cuatro sensores equiespaciados la mitad de la longitud de onda a la frecuencia central, igual a 900 MHz. La señal deseada, modulada previamente con modulación MSK, se modula con modulación de saltos frecuenciales de duración igual

a 156 símbolos y ancho de banda relativo del 50%. Esta señal incidía en el array con un ángulo de elevación igual a 20 grados y relación E_b/N_0 igual a 5 dB. En el salto considerado se simularon dos tonos interferentes, ambos con relación interferencia a ruido igual a 20 dB; una de estas interferencias radiaba desde una dirección igual a 40 grados previamente a que se produjese el salto; la otra incidió en el array con -30 grados de elevación a partir del símbolo 50. En la figura a) se representa la evolución de la SINR durante dicho salto tras la aplicación del CRB de dos etapas según el criterio de MMSE, suponiendo el conocimiento de la señal de referencia $d(t)$. Puede observarse la caída que experimenta la SINR en el momento de la aparición del "follower jammer" y la rápida convergencia a su valor óptimo, representado a trazo semipunteado. En la figura b) se muestran los diagramas de radiación óptimo (trazo punteado) y estimado (trazo discontinuo) antes de la aparición de la nueva interferencia y los óptimo (trazo semipunteado) y estimado (trazo continuo) al final del salto. Puede concluirse que, a pesar de la aparición de una señal interferente que no puede cancelarse con la primera etapa del CRB, el conformador de haz de dos etapas resultante de la minimización del MSE converge a su valor óptimo, enfocando a la señal deseada y bloqueando las señales interferentes.

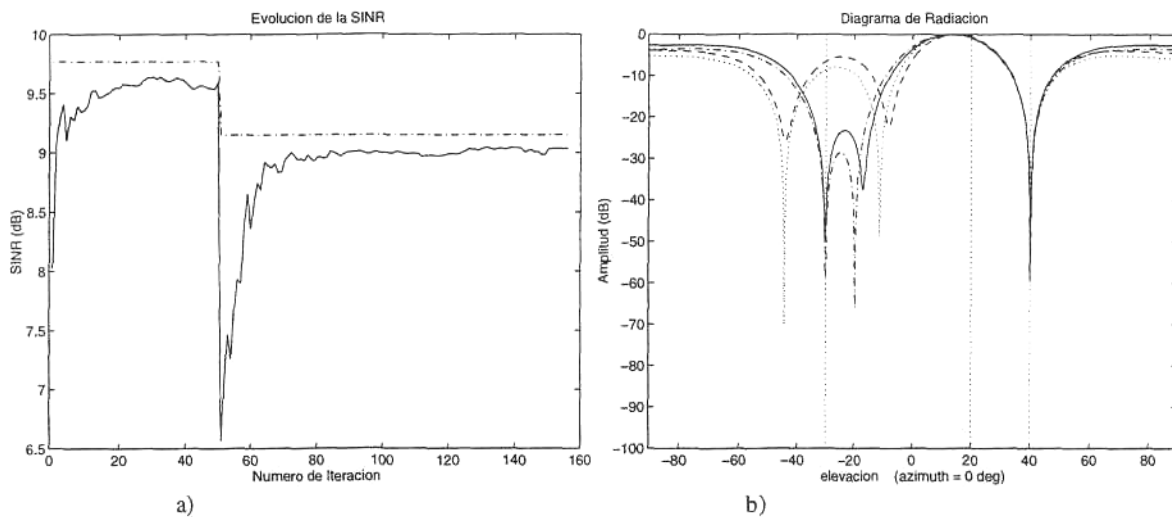


Figura 4.2 Simulación en escenario constituido por una señal deseada MSK (dirección de incidencia igual a 20 grados y relación E_b/N_0 igual a 5 dB) y dos interferencias sinusoidales ambas con relación interferente a ruido igual a 20 dB (una fija con dirección de incidencia igual a 40 grados y la otra de aparición posterior al salto desde -30 grados). Trazos punteado y semipunteado: valores teóricos. Trazos continuo y discontinuo: valores resultantes de la estimación adaptativa.

□

En el capítulo anterior se vio que, gracias a la primera etapa del CRB, la señal de referencia requerida para la minimización del MSE podía extraerse de la señal recibida mediante demodulación y remodulación o aprovechando la propiedad de módulo constante de las señales utilizadas en sistemas con modulación de saltos frecuenciales. Esta posibilidad, debida a la cancelación de las señales interferentes que producía el preprocesado \mathbf{R}_{nd}^{-1} sobre la señal a la salida del "Dehopping" directo, permitía la estimación del conformador óptimo sin otra información que la secuencia de frecuencias utilizadas en la modulación FH. Sin embargo, cuando una nueva

señal interferente incide en el array durante un determinado salto frecuencial, ésta no es bloqueada por la primera etapa. En consecuencia, según sea la característica y el nivel de potencia de esta señal en comparación con el nivel de la señal deseada pueden producirse errores en la demodulación que impidan la extracción de una señal de referencia correcta, es decir, incorrelada con los "follower jammers", no pudiendo éstos ser cancelados. De la misma manera, si estas interferencias son de módulo constante pueden ser capturadas por el algoritmo NCMA, no siendo posible la maximización de la SINR.

Simulación 4.2: Comportamiento del algoritmo de MMSE con regeneración de referencia frente a "follower jammers" (tono).

En la Figura 4.3 se repite la simulación anterior, no suponiéndose ahora el conocimiento de la señal de referencia, la cual se extrae mediante demodulación coherente diferencial y remodulación posterior.

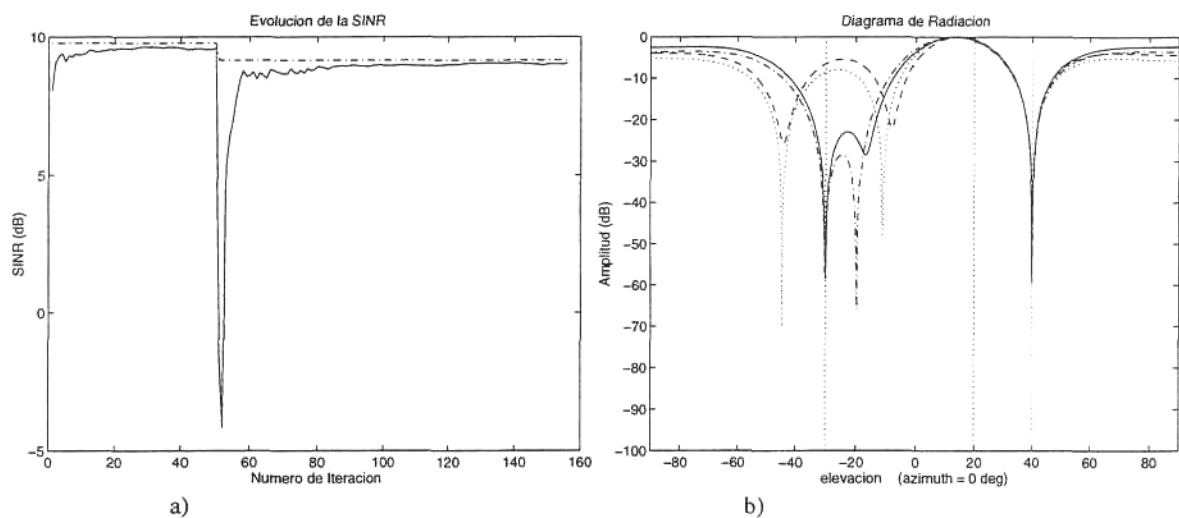


Figura 4.3 Simulación en escenario constituido por una señal deseada MSK (dirección de incidencia igual a 20 grados y relación E_b/N_0 igual a 5 dB) y dos interferencias sinusoidales ambas con relación interferente a ruido igual a 20 dB (una fija con dirección de incidencia igual a 40 grados y la otra de aparición posterior al salto radiando desde -30 grados). Trazos punteado y semipunteado: valores teóricos. Trazos continuo y discontinuo: valores resultantes de la estimación adaptativa con extracción de la señal de referencia mediante demodulación coherente diferencial-remodulación.

Puede observarse un comportamiento muy similar al obtenido utilizando la referencia exacta. Esto es debido a la consideración de interferencia sinusoidal; la aparición de un tono interferente durante el salto producirá una distorsión constante en la fase de la señal y, dado que la demodulación utilizada es la coherente diferencial, esa distorsión no afectará a la demodulación de los símbolos, siendo posible la extracción de la señal de referencia a pesar del elevado nivel de la señal interferente frente al de la deseada. Cabe destacar que, desde el punto de vista de un "follower jammer" que trate de interceptar la comunicación, la interferencia tonal es la más conveniente ya que es la que puede concentrar una mayor potencia a la frecuencia de la señal deseada, resultando la más negativa frente a la demodulación incoherente.

□

Simulación 4.3: Comportamiento del algoritmo de MMSE con regeneración de referencia frente a "follower jammers" (señal MSK).

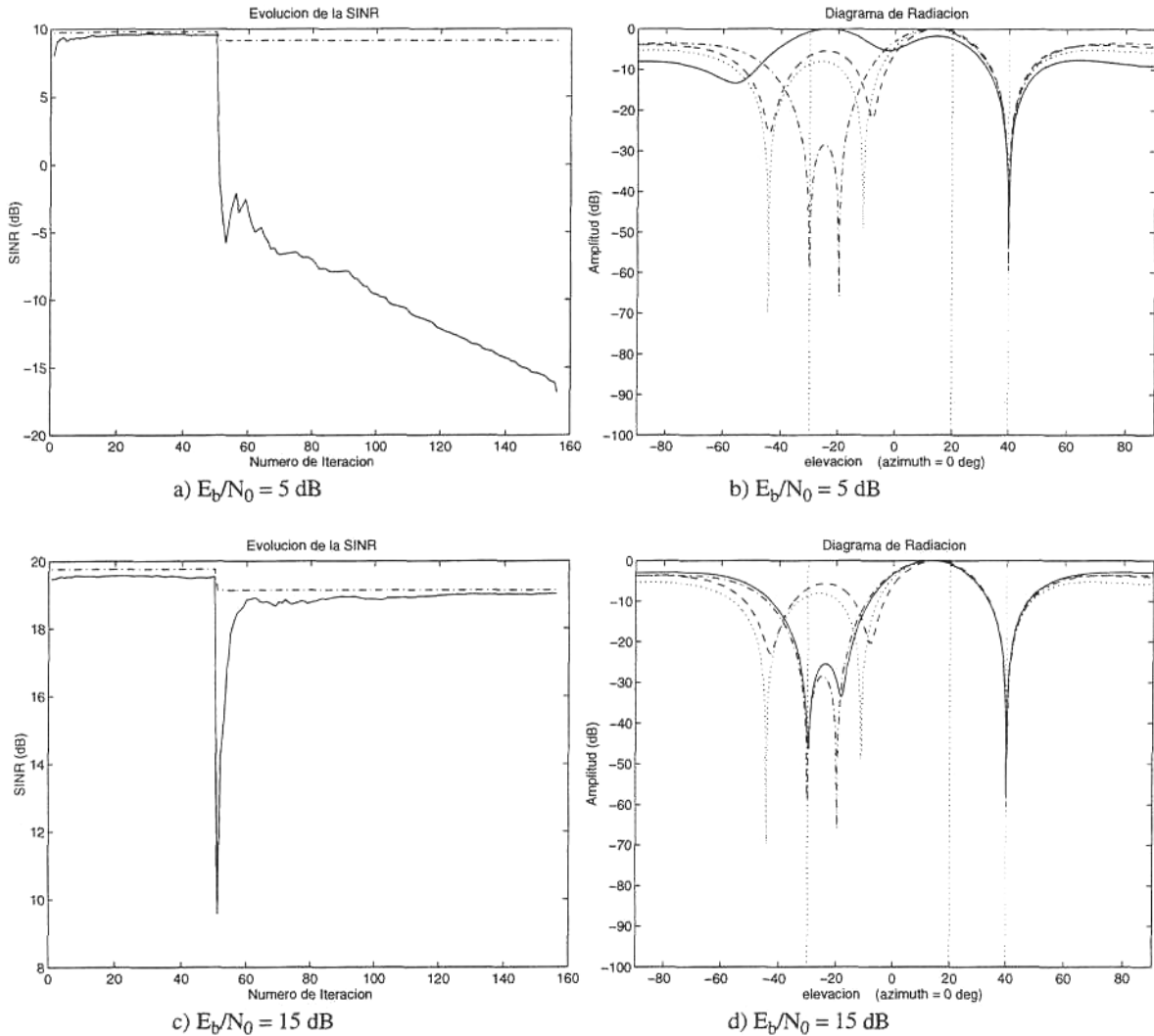


Figura 4.4 Simulaciones en escenario constituido por una señal deseada MSK (dirección de incidencia igual a 20 grados y distintas relaciones E_b/N_0) y dos interferencias ambas con relación interferente a ruido igual a 20 dB (una sinusoidal fija con dirección de incidencia igual a 40 grados y la otra MSK de aparición posterior al salto radiando desde -30 grados). Trazos punteado y semipunteado: valores teóricos. Trazos continuo y discontinuo: valores resultantes de la estimación adaptativa; extracción de la señal de referencia mediante demodulación coherente diferencial-remodulación.

En la Figura 4.4, se evalúa la robustez en la regeneración de la referencia mediante demodulación coherente diferencial seguida de remodulación cuando la interferencia que aparece durante el salto es debida a otro usuario utilizando el mismo tipo de modulación que la señal deseada. En este caso, si la señal interferente tiene una potencia muy superior a la señal deseada, el conformador de haz tenderá a enfocar a la interferencia como puede apreciarse en la figura b) a trazo continuo, donde las relaciones E_b/N_0 eran 5 y 20 dB para las señales deseada e interferente, respectivamente. Por tanto, la SINR resultante, mostrada en la figura a), es muy inferior a su valor

óptimo. Sin embargo, si las potencias de ambas señales son comparables, como será habitual en el caso de sistemas multiusuario, la minimización del MSE entre la salida del array y la referencia extraída convergerá al conformador de haz óptimo (trazo semipunteado) como puede observarse en las figuras c) y d), donde las relaciones E_b/N_0 consideradas fueron 15 y 20 dB para las señales deseada e interferente, respectivamente. En las figuras b) y d), los diagramas de radiación representados a trazos punteado y discontinuo son, respectivamente, el teórico y el estimado antes de la aparición de la segunda interferencia.

□

4.2 MAXIMIZACION DE LA RELACIÓN SEÑAL A RUIDO MAS INTERFERENCIAS

En la Sección 3.2 se analizó como, partiendo del conocimiento de la inversa de la matriz de covarianza de ruido más interferencias \mathbf{R}_{nd}^{-1} , el criterio de MSINR podía interpretarse como el problema de maximización de la potencia a la salida del array (3.56) con la restricción de que la potencia de ruido más interferencias fuese igual a la unidad (3.57). Sin embargo, cuando durante un salto aparecen nuevas señales interferentes, la restricción impuesta a partir de la inversa de la matriz de covarianza estimada en el procesador anticipado no limita la potencia de estas interferencias. Así, la maximización de la potencia a la salida del array producirá el apuntamiento del array no sólo a la dirección de incidencia de la señal deseada, sino también a las direcciones de radiación de los "follower jammers", no siendo posible la estimación del conformador óptimo.

Simulación 4.4: Comportamiento del algoritmo de MSINR frente a "follower jammers".

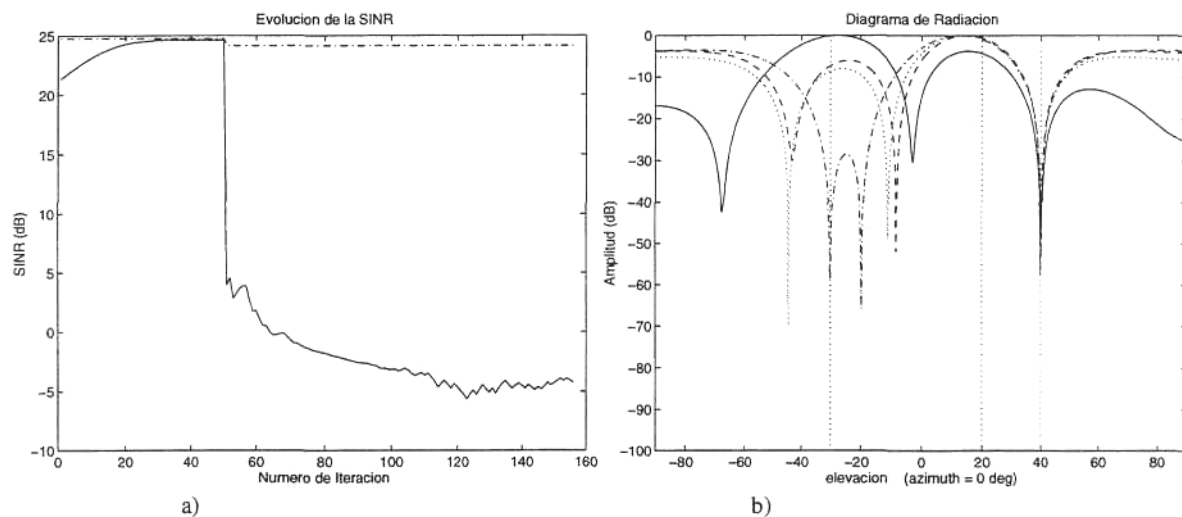


Figura 4.5 Simulación en escenario constituido por una señal deseada MSK (dirección de incidencia igual a 20 grados y relación E_b/N_0 igual a 20 dB) y dos interferencias sinusoidales ambas con relación interferente a ruido igual a 20 dB (una fija con dirección de incidencia igual a 40 grados y la otra de aparición posterior al salto desde -30 grados). Trazos punteado y semipunteado: valores teóricos. Trazos continuo y discontinuo: valores resultantes de la estimación adaptativa.

Las conclusiones anteriores pueden verificarse tras la observación de la Figura 4.5, en la cual se representan la evolución de la SINR (figura a) y los diagramas de radiación (figura b) obtenidos con el CRB de dos etapas estimado mediante la maximización de la SINR. La relación E_b/N_0 de la señal deseada era 20 dB, igual a las relaciones interferencia a ruido para los dos tonos interferentes. Puede notarse que el CRB resultante de la estimación previa a la aparición de la segunda interferencia produce máxima SINR cancelando la interferencia fija gracias a la estimación realizada en el procesador anticipado. Sin embargo, el conformador de haz estimado a partir de la incidencia del "follower jammer" produce una SINR muy inferior a la óptima debido al enfoque de esta señal interferente que se muestra en la figura b) a trazo continuo.

□

Este problema se resuelve modificando la segunda etapa del conformador de haz de manera que, a partir de la aparición de las nuevas interferencias, se aplique el criterio de mínima varianza. El conformador de haz de referencia por código resultante, denominado "Generalized Code Reference Beamformer" GCRB, se describe en la sección siguiente.

4.3 MINIMIZACION DE LA VARIANZA

El conformador de haz de MV consiste en la minimización de la potencia a la salida del array (2.16) imponiendo la restricción de ganancia unidad en la dirección de incidencia de la señal deseada (2.17). Dado el conocimiento del "steering" de la señal deseada requerido para la implementación de este criterio de optimización, el conformador resultante es un conformador de referencia espacial (SRB).

Básicamente, existen dos algoritmos adaptativos que permiten la minimización con restricciones de una función de coste. El primero, utilizado en [Lacoss-68], es el método de proyección del gradiente en el cual, el nuevo vector de pesos resulta de la adición al anterior del gradiente proyectado al espacio que define las restricciones. Posteriormente, en [Frost-72] se propuso el método conocido como algoritmo de Frost que encuentra el nuevo vector sumándole al vector definido por las restricciones, conocido como "quiescent", la proyección al espacio de las restricciones de la suma del vector anterior y el gradiente. Este algoritmo, a diferencia del de proyección del gradiente que propaga los errores, produce, en cada iteración, un vector de pesos contenido en el espacio de las restricciones a pesar del error inicial.

Una alternativa que simplifica la implementación directa del algoritmo de Frost consiste en la minimización sin restricciones que resulta de la aplicación del cancelador de lóbulos laterales generalizado "Generalized Sidelobe Canceller" (GSC) propuesto en [Griffiths-82]. La estructura del GSC se compone de dos ramas paralelas, siendo la señal de salida del array la diferencia entre ambas como se muestra en la Figura 4.6. La rama superior o "quiescent" \mathbf{w}_q es la encargada de imponer las restricciones, en general, ganancia unidad en la dirección deseada, mientras que la minimización de potencia requerida a la salida del array se consigue con el diseño de la rama inferior. Esta rama se compone de una matriz de bloqueo \mathbf{B} ortogonal a las restricciones de forma que a su salida se cancele la señal deseada, seguida de un vector de pesos \mathbf{w}_a , el cual es estimado adaptativamente minimizando la potencia de la señal a la salida del array $y(t)$. Esta minimización conlleva la

cancelación de las señales interferentes manteniendo el apuntamiento de la señal deseada de la rama superior y derivando, por tanto, en la máxima SINR a la salida del array.

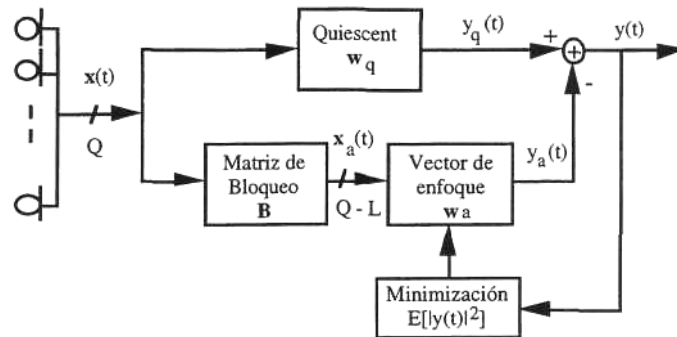


Figura 4.6 Cancelador de lóbulos laterales generalizado (GSC) (L restricciones).

Un problema que presenta el uso de sistemas con restricciones es la posible cancelación de la señal deseada a la salida del conformador de haz si el vector de dirección no se conoce con suficiente exactitud debido a errores de calibración del array como: conocimiento imperfecto de las posiciones de los sensores o del ángulo de incidencia de la señal, errores de amplitud o de fase de los elementos del array y acoplamiento entre ellos, etc. Estos errores en el "steering" de la señal deseada derivarán en un bloqueo insuficiente de esta señal a la salida de la matriz **B**, especialmente para valores elevados de relación señal a ruido, de forma que, al minimizar la potencia de señal a la salida del array, se producirá la cancelación de la señal deseada.

A fin de controlar esta posible cancelación se ha propuesto el añadir restricciones sobre las derivadas del diagrama de radiación en la dirección deseada consiguiéndose así, una mayor robustez ante errores en la dirección de incidencia a cambio de una pérdida del número de grados de libertad. Además, la aplicación de restricciones derivativas implica una reducción de la resolución del array, la cual podrá causar problemas en el caso de interferencias incidiendo desde direcciones pertenecientes al lóbulo principal, y una dependencia del comportamiento del conformador resultante con el centro de referencia escogido para el array. En primer lugar esta solución fue aplicada al algoritmo de Frost en [Er-83] y posteriormente, en [Buckley-86], se extendió al GSC incrementándose la robustez de la arquitectura. No obstante, si los errores de calibración se deben a conocimiento incorrecto de las posiciones de los sensores o a errores en éstos, la cancelación de la señal deseada no puede reducirse añadiendo restricciones lineales debido a la incorrelación existente entre estos errores. Para evitar esta cancelación se han propuesto distintas alternativas para el GSC. Primeramente, en [Jablon-86], se presentó un método consistente en la inyección de ruido a fin de mejorar, directamente, la robustez de la estructura. A continuación, en [Cox-87], se impone una restricción cuadrática en los pesos del array, eliminando la presencia de lóbulos secundarios elevados y evitando la anulación de la señal deseada. Una extensión de este método, propuesta en [Hoffman-90], consiste también en el control de la ganancia de ruido blanco que presenta el array, permitiendo además variación en las ecuaciones de las restricciones lineales, lo cual añade flexibilidad al sistema. Un inconveniente de todas estas técnicas es la necesidad de cierta información sobre la relación señal a ruido en recepción de la señal deseada. Otra técnica, propuesta en [Griffiths-90], se basa en la aplicación de restricciones no lineales en cada uno de los pesos del array, evitando la región determinada por la incertidumbre resultante de los

posibles errores de calibración que producirían la cancelación de la señal deseada. Estas restricciones no lineales, basadas en las derivadas obtenidas individualmente en cada sensor, fueron transformadas en formas lineales en [Zunich-91]. El principal inconveniente que presenta este método es la reducción del número de grados de libertad a la mitad. Finalmente, en [Feldman-91], se consideró la restricción lineal sobre un "steering" modificado resultante de la proyección sobre el espacio de señal más interferencias. Este método resulta más estable frente a los errores de calibración pero requiere la identificación del espacio de señal más interferencias mediante una descomposición en autovalores de la matriz de covarianza de señal.

Otra alternativa, totalmente distinta a las anteriores, que permite incrementar la robustez del conformador de haz frente a los errores de calibración es la combinación, en un único sistema, de las conformaciones por referencia espacial y por referencia temporal. En [Haber-83] y [Hong-87] se propusieron dos esquemas distintos para esta técnica híbrida. Posteriormente, en [Fernández-90] y [Lagunas-91] se presentó una modificación del GSC en la cual una primera matriz de preenfoco, previa a las dos ramas paralelas de la arquitectura, es modificada minimizando el error cuadrático medio entre la señal a la salida del array y una señal de referencia. La corrección de esta matriz de preenfoco permite seguir los cambios experimentados en las restricciones debido a errores de apuntamiento, manteniendo fijas la rama superior del GSC y la matriz de bloqueo de la rama inferior. El inconveniente de estos métodos es la necesidad de los dos tipos de referencia espacial y temporal, aunque con una exactitud inferior a los sistemas no híbridos.

El conformador de haz de referencia por código de dos etapas presentado en esta tesis no requería otra información previa que la secuencia de frecuencias utilizada en la modulación FH. A partir de esta información y gracias al procesador anticipado era posible la estimación del conformador de haz óptimo mediante la aplicación de los criterios de MMSE y MSINR. Sin embargo, tal como se vio en la sección anterior la maximización de la SINR, ante la posible incidencia de "follower jammers" en el array, no deriva en la conformación óptima, debiendo recurrirse a la aplicación del criterio de MV. No obstante, a diferencia de los conformadores clásicos de MV descritos anteriormente, el CRB de dos etapas de MV no necesita el conocimiento del "steering" de la señal deseada siendo, en consecuencia, robusto a los errores de calibración como se verá en la siguiente sección.

En la Figura 4.7 se representa la estructura del conformador de haz de referencia por código generalizado GCRB, resultante de la combinación de los criterios de MSINR y de MV. La primera etapa del GCRB no se modifica respecto a la descrita en el capítulo anterior, siendo igual a la inversa de la matriz de covarianza de ruido más interferencias estimada en el procesador anticipado; mientras que la segunda etapa se compone de dos ramas similares a las del GSC. La rama superior es igual al vector de enfoque óptimo siempre y cuando todas las interferencias hayan aparecido previamente al salto frecuencial. Por consiguiente, este vector de enfoque, denominado "quiescent" \mathbf{w}_q , coincidirá con la segunda etapa del CRB no generalizado estimada mediante maximización de la SINR (Figura 3.16). La rama inferior, al igual que la rama inferior del GSC, está constituida por una matriz de bloqueo \mathbf{B} y un vector de enfoque \mathbf{w}_a obtenido mediante optimización sin restricciones.

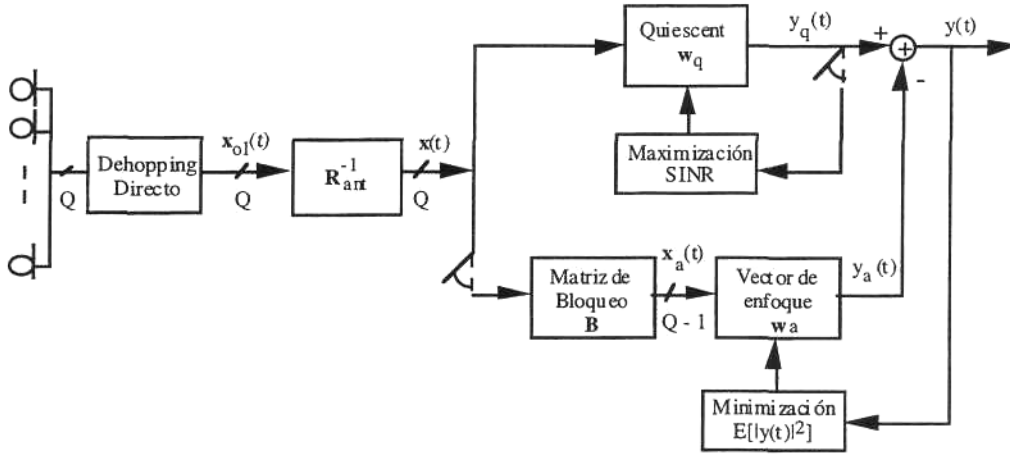


Figura 4.7 Conformador de haz de referencia por código generalizado de dos etapas (GCRB).

La matriz de bloqueo \mathbf{B} debe impedir la presencia de la señal deseada a su salida, evitando así la cancelación de ésta a la salida del array:

$$\mathbf{B}^H \mathbf{R}_{ant}^{-1} \mathbf{s}_d = \mathbf{0} \quad (4.8)$$

En consecuencia, esta matriz debe ser ortogonal al producto de la matriz \mathbf{R}_{ant} por el vector de dirección de la señal deseada \mathbf{s}_d . El vector de enfoque \mathbf{w}_a , estimado adaptativamente mediante minimización de la potencia a la salida del array, tendrá un valor óptimo definido por la solución de Wiener-Hopf:

$$\mathbf{w}_a \text{ opt} = \mathbf{R}_a^{-1} \mathbf{p}_a \quad (4.9)$$

donde \mathbf{R}_a es la matriz de covarianza de señal a la salida de la matriz de bloqueo:

$$\mathbf{R}_a = E[\mathbf{x}_a(t) \mathbf{x}_a(t)^H] = \mathbf{B}^H \mathbf{R}_{ant}^{-1} \mathbf{R}_{ol} \mathbf{R}_{ant}^{-1} \mathbf{B} \quad (4.10)$$

y \mathbf{p}_a es la correlación cruzada entre el vector de señal $\mathbf{x}_a(t)$ y la señal $y_q(t)$:

$$\mathbf{p}_a = E[\mathbf{x}_a(t) y_q(t)^*] = \mathbf{B}^H \mathbf{R}_{ant}^{-1} \mathbf{R}_{ol} \mathbf{R}_{ant}^{-1} \mathbf{w}_q \quad (4.11)$$

Sustituyendo las ecuaciones anteriores en la expresión (4.9) se obtiene el vector de enfoque óptimo igual a:

$$\mathbf{w}_a \text{ opt} = (\mathbf{B}^H \mathbf{R}_{ant}^{-1} \mathbf{R}_{ol} \mathbf{R}_{ant}^{-1} \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{R}_{ant}^{-1} \mathbf{R}_{ol} \mathbf{R}_{ant}^{-1} \mathbf{w}_q \quad (4.12)$$

Si todas las señales interferentes incidentes en el array se encontraban presentes en el procesador anticipado durante el salto anterior, la matriz de covarianza de señal a la salida del "Dehopping" directo es igual a:

$$\mathbf{R}_{ol} = \sigma_d^2 \mathbf{s}_d \mathbf{s}_d^H + \mathbf{R}_{ant} \quad (4.13)$$

En este caso, teniendo en cuenta que el conformador de haz de dos etapas no generalizado, resultante de la maximización de la SINR, es proporcional al producto de la inversa de la matriz de covarianza de ruido más interferencias, estimada en el procesador anticipado, por el vector de dirección de la señal deseada (3.79), la ecuación (4.12) puede reescribirse como sigue:

$$\mathbf{w}_{a \text{ opt}} = \left(\mathbf{B}^H \mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1} (\sigma_d^2 \mathbf{s}_d \mathbf{s}_d^H + \mathbf{R}_{\text{ant}}) \mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1} \mathbf{B} \right)^{-1} k \left(\sigma_d^2 \mathbf{s}_d^H \mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1} \mathbf{s}_d + 1 \right) \mathbf{B}^H \mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1} \mathbf{s}_d \quad (4.14)$$

Dada la ortogonalidad de la matriz de bloqueo \mathbf{B} con $\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1} \mathbf{s}_d$ se tiene que $\mathbf{w}_{a \text{ opt}}$ es igual al vector nulo como era previsible ya que, sin "follower jammers", el conformador no generalizado proporciona máxima SINR.

La parte más delicada del diseño de este conformador generalizado, al igual que ocurría en el GSC, es la matriz de bloqueo \mathbf{B} . Esta matriz, ortogonal a $\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1} \mathbf{s}_d$, es la encargada de evitar la cancelación de la señal deseada a la salida del array bloqueando su paso por la rama inferior. Equivalentemente, la matriz de bloqueo puede diseñarse ortogonal al producto de la matriz $\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1}$ por el vector de enfoque estimado para la segunda etapa del conformador antes de la aparición de nuevas interferencias, ya que, tras la convergencia del algoritmo de estimación del autovector generalizado correspondiente al autovalor generalizado máximo, este producto es proporcional a $\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1} \mathbf{s}_d$ (3.79):

$$\mathbf{B} \perp \mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1} \mathbf{w}_q = k \mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1} \mathbf{s}_d \quad (4.15)$$

Por consiguiente, la matriz \mathbf{B} puede construirse como un operador de proyección ortogonal al vector resultante de la estimación $\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1} \mathbf{w}_q$:

$$\mathbf{B} = \mathbf{I} - \frac{\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1} \mathbf{w}_q \mathbf{w}_q^H \mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1}}{\mathbf{w}_q^H \mathbf{R}_{\text{ant}}^{-2} \mathbf{w}_q} \quad (4.16)$$

Puede concluirse que, a diferencia de los conformadores clásicos de MV, que requieren un conocimiento preciso del vector de "steering" \mathbf{s}_d , en el caso del GCRB no es necesaria ninguna información previa acerca ni del array ni de la dirección de incidencia de la señal deseada. Al inicio de cada uno de los saltos frecuenciales, el preprocesado por la primera etapa del GCRB, el cual elimina las interferencias incidentes en el array con anterioridad al salto, permite una rápida estimación de la rama superior de la segunda etapa \mathbf{w}_q , manteniéndose la inferior desactivada. Si se detecta la aparición de una nueva señal interferente durante el salto, la cual se traducirá en un incremento del nivel de señal a la salida del array, se procede a la activación de la rama inferior de la segunda etapa del conformador manteniendo fijo el "quiescent" (Figura 4.7). La matriz de bloqueo \mathbf{B} se diseña según (4.16) y el vector de enfoque \mathbf{w}_a se estima, adaptativamente, minimizando la potencia a la salida del array o, lo que es equivalente, minimizando el error cuadrático medio entre la señal a la salida de ambas ramas, superior e inferior, del conformador generalizado. El algoritmo adaptativo elegido para esta minimización ha sido el RLS de forma que la velocidad de convergencia en la cancelación de las nuevas interferencias sea elevada.

Simulación 4.5: Convergencia del GCRB.

En la siguiente figura se representan los resultados obtenidos aplicando el GCRB de dos etapas considerando el mismo escenario que en la Simulación 4.2: una señal deseada, con relación E_b/N_0 igual a 5 dB, incidiendo desde un ángulo de elevación igual a 20 grados; un tono interferente fijo con dirección de llegada igual a 40 grados con relación interferente a ruido igual a 20 dB y otro radiando a partir del símbolo 50 con un ángulo igual a -30 grados y con la misma relación interferente a ruido. En la figura a), en la cual se muestra la evolución de la SINR frente a su valor óptimo representado a trazo semipunteado, puede observarse la caída que experimenta la SINR en el momento de la aparición del "follower jammer". En este instante, dado que el nivel de señal a la

salida aumenta considerablemente, se detecta la presencia de una nueva interferencia. Tras esta detección se detiene la estimación del autovector generalizado, fijándose el valor del vector de enfoque \mathbf{w}_q . El diagrama de radiación correspondiente al conformador de dos etapas no generalizado $\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1}\mathbf{w}_q$ se representa en la figura b) a trazo discontinuo frente al valor teórico $\mathbf{R}_{\text{ant}}^{-1}\mathbf{s}_d$ a trazo punteado, siendo ambos prácticamente coincidentes. A partir de este conformador estimado se diseña la matriz de bloqueo \mathbf{B} ortogonal al mismo y se inicia la estimación del vector de enfoque sin restricciones \mathbf{w}_a . La evolución de la SINR refleja la elevada velocidad de convergencia del algoritmo RLS en la cancelación de la nueva interferencia. El diagrama de radiación resultante del GCRB es el mostrado a trazo continuo, frente al óptimo, a trazo semipunteado.

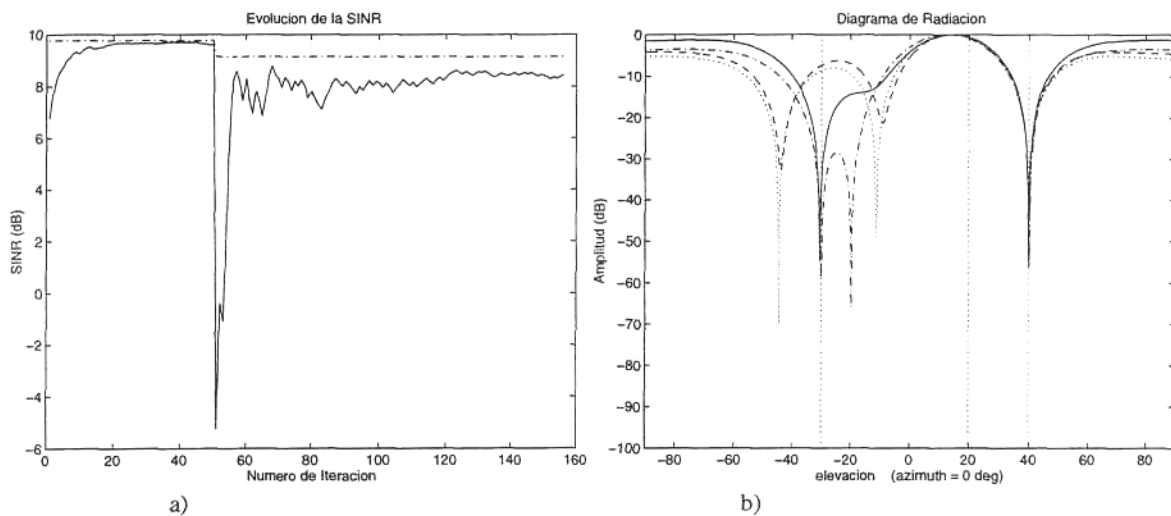


Figura 4.8 Simulación en escenario constituido por una señal deseada MSK (dirección de incidencia igual a 20 grados y relación E_b/N_0 igual a 5dB) y dos interferencias sinusoidales ambas con relación interferente a ruido igual a 20 dB (una fija con dirección de incidencia igual a 40 grados y la otra de aparición posterior al salto desde -30 grados). Trazos punteado y semipunteado: valores teóricos. Trazos continuo y discontinuo: valores resultantes de la estimación adaptativa aplicando el GCRB de dos etapas.

□

El funcionamiento del GCRB será correcto siempre y cuando el algoritmo de estimación adaptativa del autovector generalizado principal haya convergido en el momento de la aparición de la nueva interferencia. Como se analizó en el capítulo anterior la velocidad de convergencia del algoritmo propuesto, gracias al preprocesado con la primera etapa del conformador, es considerablemente elevada pudiendo, además, incrementarse aplicando el método de focalización descrito en la Sección 3.4. En consecuencia, aunque la aparición del "follower jammer" tenga lugar en los primeros símbolos del salto, podrá fijarse la segunda etapa del CRB estimada \mathbf{w}_q y, a partir de ésta, diseñar la rama inferior del conformador generalizado que permitirá la cancelación de la interferencia y, por consiguiente, la obtención de máxima SINR.

Simulación 4.6: Comportamiento del GCRB con focalización.

En la Figura 4.9 a) se representa la evolución de la SINR durante 4 saltos frecuenciales en un escenario con una interferencia fija y otra incidiendo en el array a partir del símbolo 10 de cada burst. Se observa como, gracias a la focalización de los vectores de enfoque w_q estimados en cada uno de los saltos, pueden predecirse los vectores correspondientes a los "quiescents" a las frecuencias de los saltos siguientes, siendo sus diagramas de radiación los representados en la figura b) a trazo discontinuo, frente a los obtenidos con los vectores de dirección óptimos, a trazo punteado. En la misma figura se representan, a trazo continuo, los diagramas de radiación resultantes de la aplicación del GCRB para cada uno de los saltos frecuenciales y, a trazo semipunteado, sus valores óptimos.

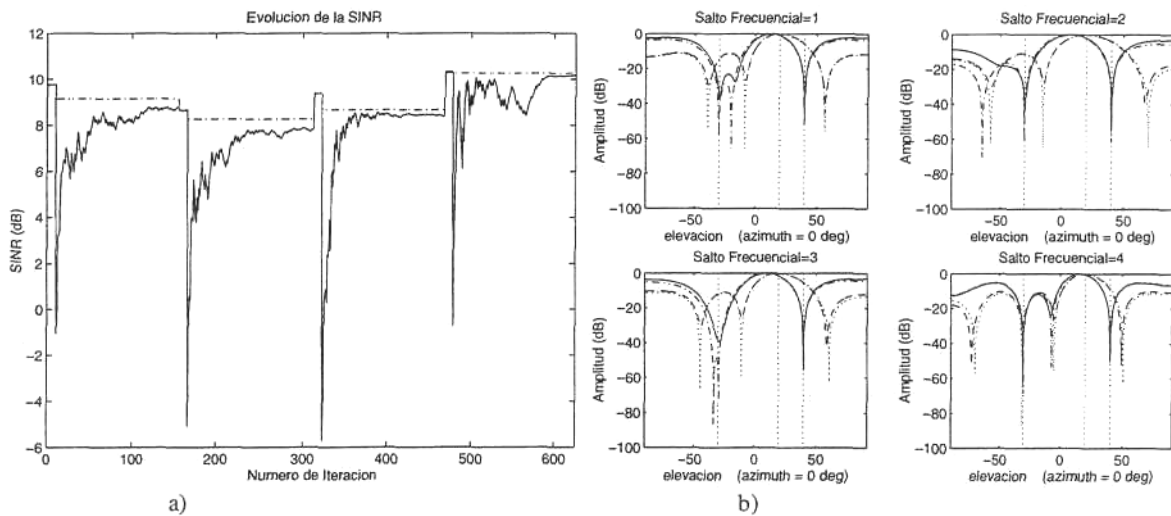


Figura 4.9 Simulación en escenario constituido por una señal deseada MSK (dirección de incidencia igual a 20 grados y relación E_b/N_0 igual a 5 dB) y dos interferencias sinusoidales ambas con relación interferente a ruido igual a 20 dB (una fija con dirección de incidencia igual a 40 grados y la otra de aparición posterior al salto desde -30 grados). Trazos punteado y semipunteado: valores teóricos. Trazos continuo y discontinuo: valores resultantes de la estimación adaptativa aplicando el GCRB de dos etapas con focalización del "quiescent".

□

En las simulaciones anteriores se ha considerado un nivel de señal deseada reducido frente a los niveles de las interferencias. Dado que el efecto de cancelación de señal, propio de los conformadores de referencia espacial con errores de calibración, es más significativo para niveles elevados de señal deseada, a continuación se evalúa el comportamiento del GCRB para diferentes potencias de esta señal. En la Figura 4.10 se representa la pérdida de SINR, respecto a su valor óptimo, obtenida para los distintos valores de relación E_b/N_0 considerados, aplicando a la rama superior del GCRB el vector de "quiescent" w_q resultante de la maximización de la SINR ('o') y el vector de dirección de incidencia de la señal deseada teórico s_d ('x'). Puede observarse que ambos resultados son prácticamente coincidentes, es decir, la mayor pérdida de SINR para valores elevados de relación E_b/N_0 no se debe a cancelación de la señal deseada sino a una menor cancelación de la señal interferente tras la adaptación de la rama inferior del conformador. Por consiguiente, puede concluirse que el GCRB propuesto, sin ninguna información

previa de la dirección de incidencia de la señal deseada ni de la geometría del array, permite obtener la solución de mínima varianza que se obtendría con el conocimiento exacto del vector de "steering" de la señal deseada, independientemente de su potencia.

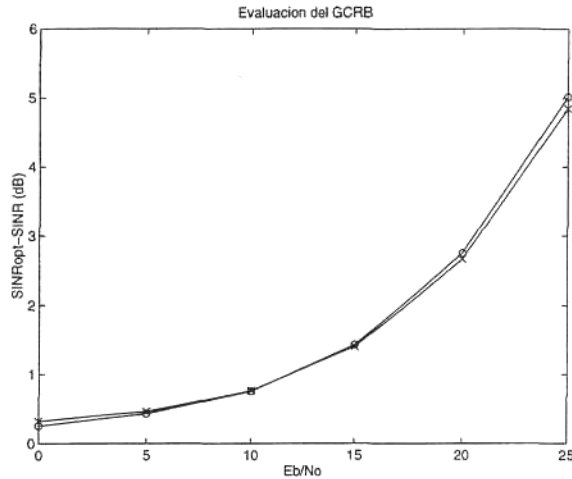


Figura 4.10 Pérdida de la SINR promediada tras la adaptación del GSLC respecto a su valor óptimo para diferentes relaciones E_b/N_0 de una señal deseada MSK con dirección de incidencia igual a 20 grados, en un escenario con dos interferencias sinusoidales con relación interferente a ruido igual a 20 dB (una fija con dirección de incidencia igual a 40 grados y la otra de aparición posterior al salto desde -30 grados), 'o': "quiescent" resultante de la maximización de la SINR, 'x': vector de "steering" teórico s_d .

4.4 AUTOCALIBRACION

La estimación del "quiescent" w_q para cada salto frecuencial a partir de la inicialización focalizando el obtenido en el salto anterior, garantiza la robustez del GCRB de dos etapas frente a posibles errores de calibración del array como se analizará en esta sección. Cada uno de estos errores implica el desconocimiento o variación de los distintos parámetros que componen el vector de "steering" de la señal deseada, definido en la Subsección 2.2.1:

$$s(\mathbf{k}_{di}) = [g_{1i} \exp(\psi_{1d}), g_{2i} \exp(\psi_{2d}), \dots, g_{Qi} \exp(\psi_{Qd})]^T \quad (4.17)$$

donde ψ_{qd} es la fase que introduce el sensor q-ésimo según su posición $\mathbf{x}_q = (x_q, y_q, z_q)$ y el vector número de onda de la fuente deseada $\mathbf{k}_{di} = 2\pi f_i/c (\sin\theta_d \cos\phi_d, \sin\theta_d \sin\phi_d, \cos\theta_d)$, el cual depende de la dirección de incidencia de la señal deseada y de la frecuencia del salto i-ésimo

$$\psi_{qd} = -j\mathbf{k}_{di} \cdot \mathbf{x}_q + \varphi_{qi} \quad (4.18)$$

siendo g_{qi} y φ_{qi} los errores de calibración de amplitud y de fase, respectivamente, en el sensor q-ésimo a la frecuencia del salto i-ésimo.

La robustez del GCRB ante los distintos errores de calibración es evidente dado que el vector de dirección de la señal deseada utilizado es estimado sin ninguna suposición acerca de los parámetros que lo conforman. En cada una de las subsecciones siguientes se considera la variación de alguno de estos parámetros: dirección de

incidencia de la señal deseada (θ_d, ϕ_d), posición de los sensores \mathbf{x}_q , ganancia g_{qi} o fase φ_{qi} de los mismos, así como posible acoplamiento entre sensores próximos. La evaluación de la capacidad autocalibradora del GCRB se ha realizado sobre el array y el escenario considerados en las secciones anteriores: array lineal de cuatro sensores equiespaciados la mitad de la longitud de onda a la frecuencia central sobre el cual incide, desde un ángulo de elevación de 20 grados, la señal deseada; además, dos señales interferentes radian a la misma frecuencia, una incidía previamente al salto frecuencial desde 40 grados con 20 dB de relación interferente a ruido y la otra, de aparición posterior al salto, radiaba desde -30 grados y con la misma relación interferente a ruido. Para cada uno de los errores de calibración considerados se han realizado 50 simulaciones de Monte Carlo, a partir de las cuales se ha estimado la media y la desviación estándar de la pérdida de SINR respecto a su valor óptimo. Estos valores se comparan con los que se hubiesen obtenido suponiendo el conocimiento del vector de "steering" nominal, es decir, del vector de dirección teórico sin errores de calibración.

4.4.1 Dirección de incidencia de la señal deseada

El conocimiento exacto de la dirección de incidencia de la señal deseada es difícil y en algunos casos imposible, por ejemplo en sistemas de comunicaciones móviles. La incerteza en el valor del ángulo de llegada en conformadores de referencia espacial resulta en una posible cancelación de la señal deseada, tanto mayor cuanto mayor sea el nivel de potencia de la misma.

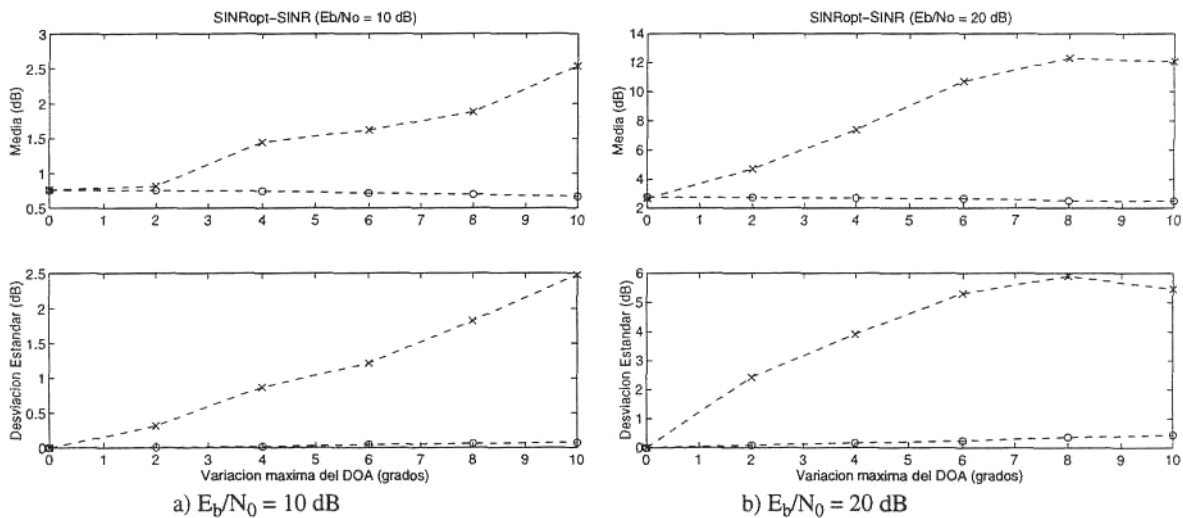


Figura 4.11 Pérdida de la SINR promediada tras la adaptación del GCRB respecto a su valor óptimo para diferentes relaciones E_b/N_0 de una señal deseada MSK con incerteza en la dirección de incidencia (alrededor de 20 grados), en un escenario con dos interferencias sinusoidales con relación interferente a ruido igual a 20 dB (una fija con dirección de incidencia igual a 40 grados y la otra de aparición posterior al salto desde -30 grados), 'o': "quiescent" resultante de la maximización de la SINR, 'x': vector de "steering" teórico s_d .

En la Figura 4.11 se han considerado distintos grados de incertidumbre en el conocimiento del ángulo de elevación. Para cada uno de estos valores, que indican la fluctuación máxima de la dirección de incidencia de la señal deseada alrededor de los 20 grados nominales, se han obtenido la media y la desviación estándar de la relación entre la SINR a la salida del array obtenida con el conformador óptimo y la obtenida con el GCRB. En

las figuras a) y b) se han considerado relaciones E_b/N_0 igual a 10 y 20 dB, respectivamente. En ambas figuras se muestra la independencia del GCRB ('o') al desconocimiento de la dirección de incidencia de la fuente deseada, medias prácticamente constantes y desviaciones estándar reducidas; mientras que, en las mismas figuras queda reflejada la fuerte caída de SINR que experimentaría el sistema suponiendo conocido el "quiescent", igual al "steering" teórico ('x'), siendo esta caída considerable para potencias elevadas de la señal deseada.

4.4.2 Posición de los sensores

En determinados sistemas el vector posición de cada uno de los sensores puede conocerse con bastante exactitud; sin embargo, en otros sistemas como por ejemplo arrays utilizados en sonar, los sensores pueden modificar su localización alrededor de la posición original.

A continuación, se considera cada uno de los sensores del array localizado en una posición indeterminada definida como:

$$x_q = (q - 1) \frac{\lambda_c}{2} + \alpha_q \tag{4.19}$$

donde α_q es una variable aleatoria de media nula, distribuida uniformemente entre $(-\sigma, \sigma)$. En consecuencia, la separación media entre sensores es igual a la mitad de la longitud de onda a la frecuencia central y cada uno de los sensores puede localizarse alrededor de esta posición media con una variación máxima igual a σ .

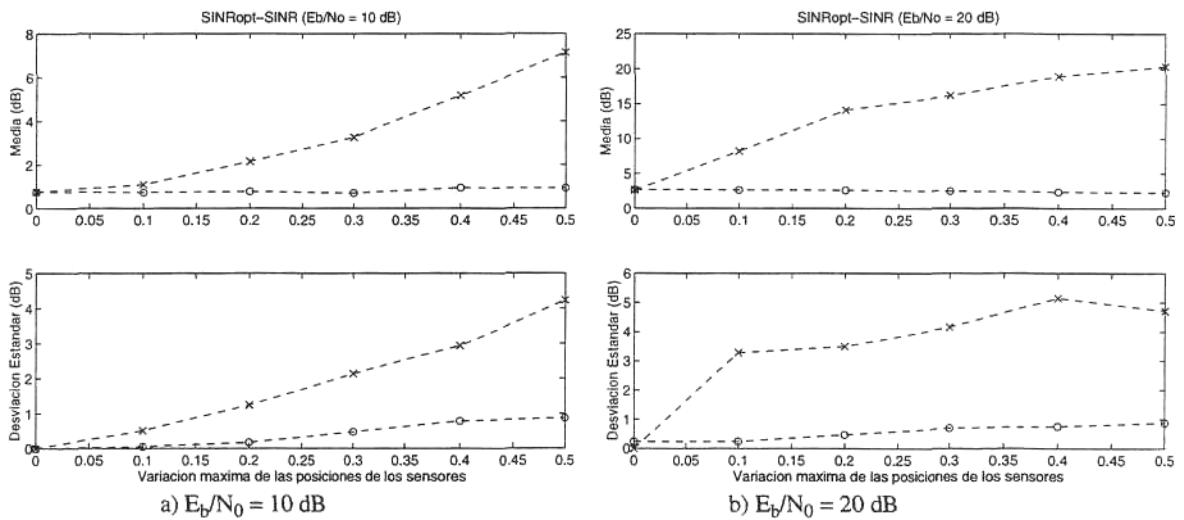


Figura 4.12 Pérdida de la SINR promediada tras la adaptación del GCRB respecto a su valor óptimo considerando variación en la posición de los sensores del array. Escenario constituido por una señal deseada MSK con dirección de incidencia igual a 20 grados y diferentes relaciones E_b/N_0 y dos interferencias sinusoidales con relación interferente a ruido igual a 20 dB (una fija con dirección de incidencia igual a 40 grados y la otra de aparición posterior al salto desde -30 grados), 'o': "quiescent" resultante de la maximización de la SINR, 'x': vector de "steering" teórico s_d .

En la Figura 4.12 puede observarse la robustez del GCRB ('o') frente a posibles fluctuaciones de las posiciones de los sensores, tanto para relación E_b/N_0 igual a 10 dB (figura a) como para 20 dB (figura b). Sin embargo, los valores medios y de desviación estándar de la pérdida de SINR se elevan considerablemente al

considerar, tanto para el "quiescent" como para la obtención de la matriz de bloqueo, el vector nominal de dirección de la señal deseada ('x') en lugar del estimado mediante la maximización de la SINR, especialmente para niveles altos de potencia de señal. El valor máximo de variación en la localización de cada uno de los sensores $\leq j$ se indica normalizado a la longitud de onda a la frecuencia central.

4.4.3 Ganancia y fases de los sensores

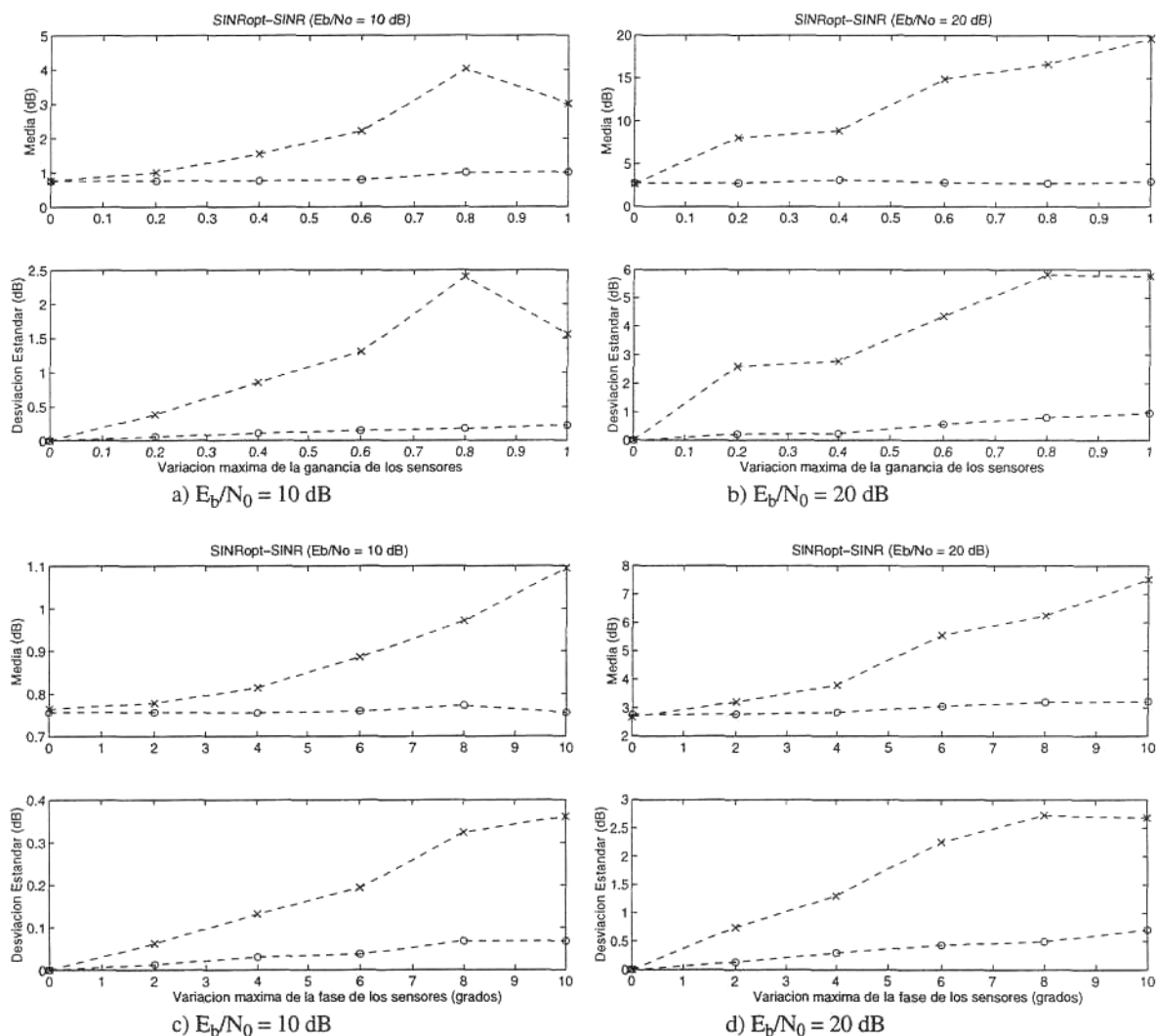


Figura 4.13 Pérdida de la SINR promediada tras la adaptación del GCRB respecto a su valor óptimo considerando errores de calibración en los sensores (ganancia y fase). Escenario constituido por una señal deseada MSK con dirección de incidencia igual a 20 grados y diferentes relaciones E_b/N_0 , y dos interferencias sinusoidales con relación interferente a ruido igual a 20 dB (una fija con dirección de incidencia igual a 40 grados y la otra de aparición posterior al salto desde -30 grados), 'o': "quiescent" resultante de la maximización de la SINR, 'x': vector de "steering" teórico s_d .

La aplicación de un conformador de referencia espacial requiere una adecuada calibración del array, dado que pequeños errores en la ganancia o en las fases introducidos por cada uno de los sensores puede producir fuertes cancelaciones de la señal deseada. Sin embargo, al igual que ocurría con la dirección de incidencia y con la

posición de los sensores, en el GCRB no es necesario suponer el conocimiento ni de las ganancias ni de las fases de los sensores, no requiriéndose, por tanto, calibración previa del array.

Para la evaluación del comportamiento del GCRB frente a errores de calibración de los sensores se ha considerado el array lineal de cuatro sensores isotrópicos anterior con ganancias g_{q_i} y fases ϕ_{q_i} desconocidas, siendo ambas variables aleatorias distribuidas uniformemente con medias 1 y 0, respectivamente. En la Figura 4.13 se representan las pérdidas de SINR del GCRB para diferentes valores de desviación máxima de la ganancia, manteniendo nulos los términos de fase (figuras a y b) y frente a diferentes errores máximos de fase, manteniendo la ganancia de cada uno de los sensores igual a la unidad (figuras c y d). La media y la desviación estándar obtenidas para relaciones E_b/N_0 igual a 10 dB (figuras a y c) y 20 dB (figuras b y d), representadas con 'o', muestran la gran robustez que presenta el conformador propuesto frente al mismo aplicando el vector de "steering" nominal sin errores de calibración, cuyos resultados se indican en las mismas gráficas con 'x'.

4.4.4 Acoplamiento entre sensores

Finalmente, cabe considerar el problema de acoplamiento mutuo entre sensores de la apertura localizados en posiciones próximas. Este acoplamiento implica el traspaso de energía de unos canales a otros, el cual puede modelarse según la figura 4.14, donde cada uno de los parámetros complejos α_{ij} indica el nivel de acoplamiento entre los sensores i -ésimo y j -ésimo.

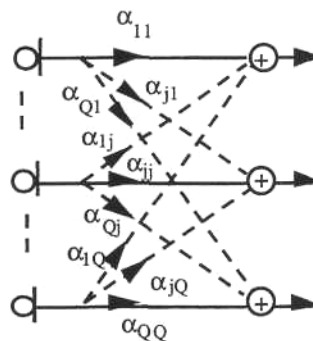


Figura 4.14 Modelo para el acoplamiento de sensores.

El acoplamiento entre los sensores del array se traduce en una modificación de los vectores de "steering" de las señales incidentes. Esta modificación consiste en el producto de cada uno de los vectores de dirección por la matriz de acoplamiento C , definida a partir de los parámetros de acoplo α_{ij} :

$$C = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \dots & \alpha_{1i} & \alpha_{1j} & \dots & \alpha_{1Q} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{i1} & \dots & \alpha_{ii} & \alpha_{ij} & \dots & \alpha_{iQ} \\ \alpha_{j1} & \dots & \alpha_{ji} & \alpha_{jj} & \dots & \alpha_{jQ} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{Q1} & \dots & \alpha_{Qi} & \alpha_{Qj} & \dots & \alpha_{QQ} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

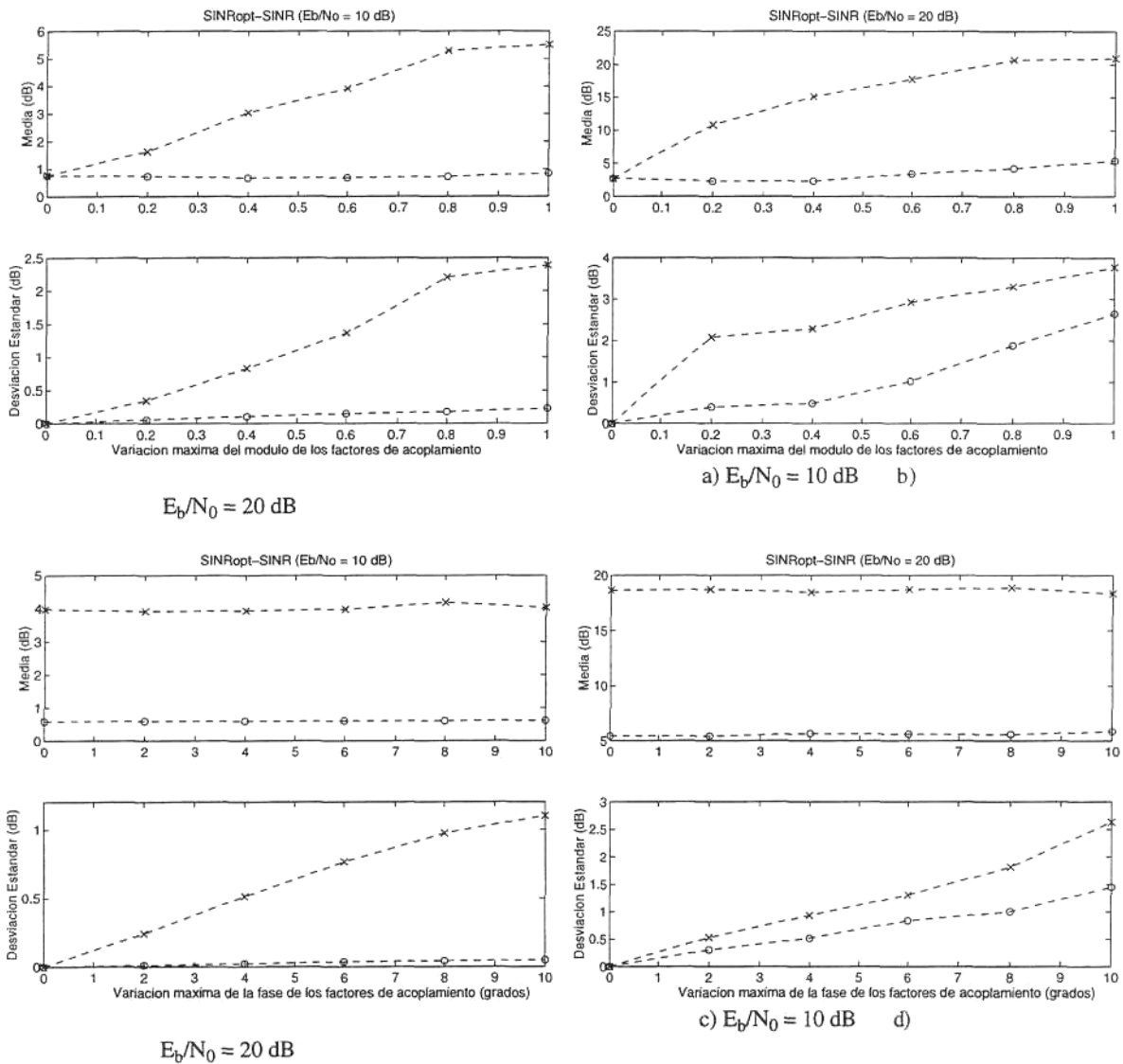


Figura 4.15 Pérdida de la SINR promediada tras la adaptación del GCRB respecto a su valor óptimo considerando acoplamiento entre los sensores contiguos (ganancia y fase). Escenario constituido por una señal deseada MSK con dirección de incidencia igual a 20 grados y diferentes relaciones E_b/N_0 y dos interferencias sinusoidales con relación interferente a ruido igual a 20 dB (una fija con dirección de incidencia igual a 40 grados y la otra de aparición posterior al salto desde -30 grados), 'o': "quiescent" resultante de la maximización de la SINR, 'x': vector de "steering" teórico s_d .

En las simulaciones realizadas para evaluar la reducción de SINR debida a acoplamiento entre sensores se han considerado factores de acoplo no nulos entre todos los sensores contiguos; es decir, la matriz \mathbf{C} estaba constituida por tres diagonales no nulas, la principal formada por elementos unitarios $\alpha_{ij} = 1$ y las inmediatamente superior e inferior formada por variables aleatorias complejas. El resto de parámetros α_{qi} , tal que $|i-j| > 2$, se tomaron igual a cero. En primer lugar, en las figuras a) y b) se muestra el comportamiento del GCRB para distintos valores máximos de los módulos de los parámetros α_{ij} , tal que $|i-j| = 1$, considerando nulas sus fases. Puede observarse como incluso para valores reducidos de los factores de acoplamiento se producen

caídas elevadas de SINR si se considera el "steering" nominal ('x'); mientras que, la aplicación del "quiescent" estimado ('o') deriva, nuevamente, en una gran estabilidad del conformador incluso para valores de α_{ij} muy elevados. Cabe destacar que el acoplamiento reduce el número efectivo de sensores del array, disminuyendo así su resolución; sin embargo, la desviación respecto al conformador óptimo en cada una de las situaciones consideradas es leve y, en todo caso, ésta se debe a la pérdida de prestaciones de los algoritmos adaptativos utilizados al reducir el número de grados de libertad del array. A continuación, en las figuras c) y d) se representan los resultados obtenidos considerando, en este caso, distintos valores para las fases de los parámetros α_{ij} , tal que $|i-j| = 1$, tomando sus módulos igual a 0.5.

CONCLUSIONES

En este capítulo se ha propuesto la generalización del conformador de referencia por código de dos etapas, denominándose al conformador resultante "Generalized Code Reference Beamformer" (CRB). La finalidad de esta generalización es dotar al CRB de dos etapas de robustez frente a posibles señales interferentes de aparición posterior al salto frecuencial "follower jammers". La presencia de estas señales interferentes, no canceladas con la primera etapa del conformador de haz, dificulta la extracción de la señal de referencia requerida para la minimización del MSE a la salida del array, de forma que, para niveles elevados de "follower jammers" el vector de pesos del array estimado enfocará a la dirección interferente con la consiguiente reducción de SINR e incremento de la probabilidad de error. Por otra parte, la aplicación del criterio de MSINR será incorrecta ya que la matriz estimada en el procesador anticipado no contiene la contribución de todas las interferencias presentes en el escenario, siendo, por tanto, incompleta la separación entre la señal deseada y las no deseadas requerida para la maximización de la SINR. Sin embargo, la minimización de la varianza a la salida del array, a partir de la estimación del vector de enfoque previa a la aparición de los "follower jammers", resultará en el conformador de haz óptimo, rechazando las nuevas interferencias adaptativamente a medida que éstas se incorporan al escenario. En consecuencia, la combinación de los criterios de MSINR y de MV en el GCRB evita la necesidad de la extracción de referencia requerida para la aplicación del criterio de MMSE y los posibles errores derivados de ésta.

Pese a que la incorporación del criterio de MV al CRB convierte a éste en un sistema similar al conformador clásico de referencia espacial (SRB), existe una diferencia fundamental entre ambos. Esta diferencia consiste en la capacidad autocalibradora del GCRB, el cual no requiere conocimiento alguno acerca de la dirección de incidencia de la señal deseada ni de las posiciones, fases, ganancias y factores de acoplamiento de los sensores.

A partir de estas conclusiones, resulta interesante la posible extensión del GCRB a un conformador de aplicación general que no requiera referencia temporal ni espacial siendo, por consiguiente, un conformador de haz totalmente autocalibrado. El análisis de las distintas posibilidades para la implementación de este nuevo conformador se realizará en el capítulo siguiente.