

**UNIVERSIDAD DE CANTABRIA**

**DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE COMUNICACIONES**



**TESIS DOCTORAL**

**Contribución a los métodos de optimización basados  
en procesos naturales y su aplicación a la medida de  
antenas en campo próximo**

**Jesús Ramón Pérez López**

**Santander, Octubre de 2005**

**UNIVERSIDAD DE CANTABRIA**

**DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE COMUNICACIONES**



**TESIS DOCTORAL**

**Contribución a los métodos de optimización basados  
en procesos naturales y su aplicación a la medida de  
antenas en campo próximo**

**Autor: Jesús Ramón Pérez López**

**Director: José Basterrechea Verdeja**

**Tesis Doctoral presentada en la Universidad de Cantabria para la  
obtención del título de Doctor por la Universidad de Cantabria**

**Santander, Octubre de 2005**

# Capítulo 6

## Estudio comparativo de los métodos de optimización

### 6.1 Introducción

En los capítulos previos se ha mostrado un análisis en profundidad acerca del rendimiento y las limitaciones de diferentes métodos de optimización local y global. Sin embargo, el estudio se ha hecho de forma individualizada, aplicando los métodos a diferentes problemas de diseño electromagnético y extrayendo las conclusiones oportunas en cada caso, sin establecer realmente una comparativa entre todos ellos que permita decidir acerca del método más idóneo para una aplicación concreta. Con este objetivo, en este capítulo se muestra un estudio comparativo del rendimiento de los métodos del simplex (NM-S), recocido simulado (RS), algoritmos genéticos (GA) y optimización con enjambre de partículas (PSO), al ser aplicados a problemas de transformación de campo tanto teóricos como experimentales. Para el caso particular de los GA y del PSO, de los múltiples esquemas que existen para ambos métodos heurísticos se consideran únicamente algunas variantes puntuales.

En primer lugar se muestra un análisis del comportamiento de los esquemas básicos de las familias de métodos en problemas de transformación de campo teóricos. A modo representativo, se considera como problema canónico para realizar el estudio comparativo una antena de apertura de reducidas dimensiones, con el objetivo de poder realizar múltiples pruebas con un coste computacional razonable.

Posteriormente se analizan los resultados obtenidos al reconstruir el diagrama

de radiación de una antena de bocina piramidal con el máximo de radiación no dirigido según su eje. Haciendo uso de las relaciones geométricas y de las curvas paramétricas de diseño de antenas de bocina piramidal [1], pueden diseñarse antenas cuyo diagrama de radiación difiera notablemente del diagrama típico para este tipo de antenas. Al considerar una antena bajo prueba (ABP) que no tiene el máximo de radiación en el centro, se pretende poner a prueba la capacidad de la función de fitness. Debe recordarse que las funciones de fitness seleccionadas para todos y cada uno de los métodos de optimización dan prioridad al ajuste de los niveles de campo más altos. La optimización comienza ajustando los niveles mayores y con el paso de las iteraciones los algoritmos comienzan a centrarse en aquellas zonas donde los niveles de las componentes de campo son cada vez menores.

Por último, se incluyen resultados de transformación de campo para un caso práctico. Se realizaron medidas de campo cercano sobre geometría plana en el interior de un recinto anecóico, y sobre las muestras se aplicaron directamente los distintos métodos de optimización para reconstruir el diagrama de radiación de la fuente. Como ABP se utilizó una antena de bocina piramidal en banda Ku y las medidas fueron realizadas utilizando un analizador de redes. Los resultados obtenidos son realmente esperanzadores, pues el método de transformación de campo no sólo permite recuperar el diagrama de la antena con una calidad aceptable dentro de un cierto rango angular, sino que también permite detectar a partir de los resultados en campo lejano, por ejemplo, errores de posicionamiento.

## 6.2 Rendimiento de los métodos de optimización

Para realizar una comparación objetiva de los diferentes algoritmos de optimización se utiliza como problema canónico una antena de apertura sobre plano de masa de dimensiones  $\lambda \times \lambda$  [2], con una distribución de campo en la apertura dada por el modo  $TE_{10}$ , de acuerdo con (5.15), idéntica a la antena de apertura propuesta con anterioridad en la sección 5.7.1.

Se utiliza un modelo equivalente para la ABP formado por 16 parches de corriente de tamaño  $\lambda/4$  ( $N_x=N_y=4$ ) para representar a la componente  $M_x$  de la densidad de corriente magnética equivalente (CME) a optimizar. Para realizar el ajuste se utilizan como referencia las componentes transversales de campo eléctrico, previamente calculadas de forma teórica en  $P=1801$  puntos espaciados  $\lambda/2$ , de acuerdo con la geometría de la Figura A1.2(c), donde  $L=12\lambda$  y  $\Delta_s=\lambda/4$ . Para NM-S, RS y PSO se utiliza como función de fitness la expresión (3.11) y para los GA se emplea la expresión de (4.23), aunque, en realidad, ambas funciones sólo difieren en la naturaleza de la optimización, minimización o maximización, respectivamente.

En la Tabla 6.1 se muestra la configuración de cada uno de los algoritmos de optimización utilizados en el problema de transformación de campo propuesto.

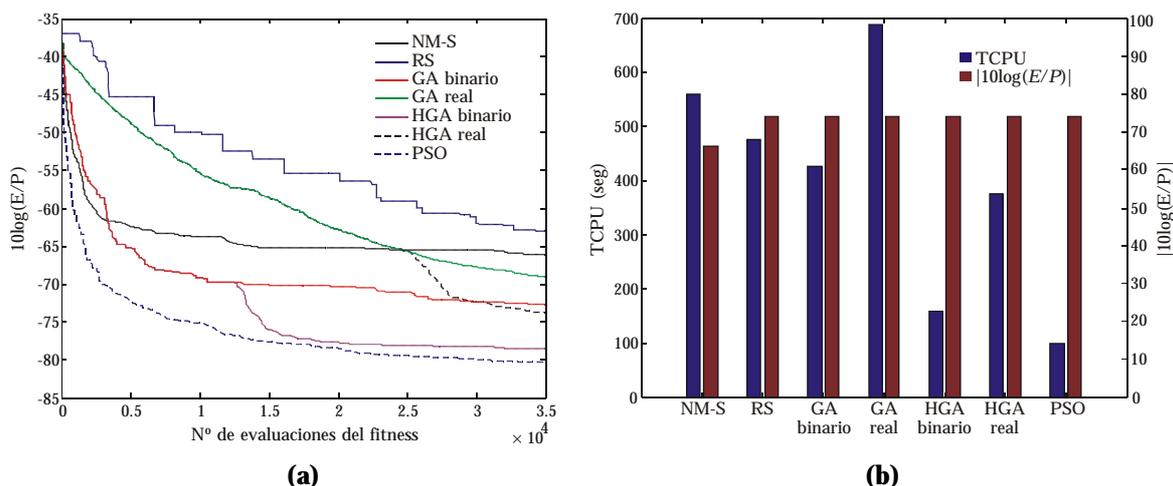
Esquema	Descripción	Parámetros
NM-S	Método basado en simplex	Simplex inicial con 33 vértices ( $N+1$ ), generados de forma aleatoria
RS	RS de la Figura 3.2	$T_0=0.03$ , $N_s=20$ , $N_t=5$ , $RT=0.6$
GA binario	GA clásico de codificación binaria (Figura 4.2)	Cruce uniforme, mutación sigilosa, elitismo, $N_c=2$ , $I=25$ , $P_c=70\%$ , $P_m=5\%$ ( $f_c=2\%$ ), 11 y 8 bits para la amplitud y fase de las CME
GA real	GA clásico de codificación real (Figura 4.2 sin codif.)	Cruce convexo, mutación sigilosa, 3 elitistas, $N_c=2$ , $I=25$ , $P_c=70\%$ , $P_m=15\%$ ( $f_c=3\%$ ), 1 hijo por cada par de padres
HGA binario	GA clásico de cod. binaria + Nelder Mead (Figura 4.4)	Esquema "GA binario" durante $K_1=500$ iterac. + Nelder Mead durante $K_2=15000$ iterac.
HGA real	GA clásico de cod. real + Nelder Mead (Figura 4.4)	Esquema "GA real" durante $K_1=1000$ iterac. + Nelder Mead durante $K_2=15000$ iterac.
PSO	PSO asíncrono global (Figura 5.9)	$I=50$ , $w=0.729$ , $c_1=c_2=1.49445$ , pared absorbente $v_{max}=100\%$ de $\Delta P$

**Tabla 6.1.** Especificaciones de los métodos de optimización utilizados. A modo de recordatorio,  $T_0 \equiv T^a$  inicial,  $N_s$ ,  $N_t \equiv$  ciclos internos a  $T^a$  constante,  $RT \equiv$  factor de reducción de la  $T^a$ ,  $N \equiv$  número de dimensiones del problema,  $I \equiv$  tamaño de la población,  $P_c \equiv$  probabilidad de cruce,  $P_m \equiv$  probabilidad de mutación,  $f_c \equiv$  factor que se muta un gen en relación con su rango dinámico,  $w \equiv$  peso inercial,  $c_1$ ,  $c_2 \equiv$  constantes de aceleración,  $v_{max} \equiv$  velocidad máxima de partícula y  $\Delta P \equiv$  rango dinámico de cada variable.

Para los siete esquemas de optimización, en la Figura 6.1 se muestran los resultados para la mejor de un conjunto de 10 realizaciones independientes ejecutadas con cada uno de los métodos de optimización. Para poder comparar en los mismos términos la evolución de la optimización y establecer en la representación gráfica un error normalizado común a todos los esquemas utilizados, se define un término  $E$  que equivale al valor del fitness,  $F$ , en NM-S, RS y PSO, y que toma el valor  $P-F$  para los esquemas basados en GA.

La evolución que describe el error residual normalizado para cada uno de los métodos de optimización en la Figura 6.1(a) permite extraer diversas conclusiones. En primer lugar, debe destacarse la superioridad manifiesta de los métodos de naturaleza heurística frente al método local aislado NM-S, que exhibe una velocidad de convergencia inicial muy alta, pero rápidamente se estanca entorno a una solución local. De entre los métodos de optimización global destacan el HGA de codificación binaria y muy por encima el PSO. Por otra parte, ambos esquemas de GA clásicos, con codificación binaria y real, muestran una convergencia muy lenta, inherente a la propia forma que tienen ambos métodos de explorar y atravesar el espacio de soluciones.

En lo que respecta al coste computacional de cada método, en la Figura 6.1(b) se muestra para cada algoritmo el tiempo de CPU requerido para alcanzar un error normalizado de  $-74.2$ , con excepción del NM-S. Para el NM-S el límite se fija en  $-66.0$ , ya que el método local es incapaz de alcanzar soluciones mejores. Evidentemente, el análisis de los tiempos de CPU se ha hecho a más largo plazo, siendo preciso dejar evolucionar gran parte de los métodos mucho más allá de las 35.000 evaluaciones del fitness recogidas en la Figura 6.1(a). Como era previsible, el método de optimización local NM-S es el que, en conjunto, ofrece los peores resultados. Adicionalmente, y en lo que respecta a los métodos de optimización global utilizados, puede concluirse que el PSO y el HGA de codificación binaria ofrecen un rendimiento muy por encima del resto de esquemas. Así por ejemplo, para alcanzar el error residual prefijado de valor  $-74.2$ , el PSO invierte un 79.1% menos de tiempo de CPU que el RS, un 76.6% menos que el GA binario, un 85.5% menos que el GA real, un 37% menos que el HGA binario y un 73.4% menos que el HGA real.



**Figura 6.1.** Comparación del rendimiento de los algoritmos al optimizar la radiación de una antena de apertura. (a) Evolución de la optimización en función del número de llamadas a la función de fitness. (b) Relación entre el error residual normalizado y el tiempo de CPU asociado con cada método. (Procesador AMD Athlon a 1400 MHz).

Si se analizan en conjunto las curvas que muestran la evolución del error normalizado y los tiempos de CPU, debe destacarse que el comportamiento del método RS no es realmente tan pobre como hace presuponer la comparativa de la Figura 6.1(a). De acuerdo con el valor que toman los tiempos de CPU, puede observarse que el RS alcanza el error prefijado mucho más rápidamente que el NM-S, que ni siquiera llega a alcanzar dicha cota de error, e incluso que el GA de codificación real. Es decir, si en RS se selecciona un esquema de enfriamiento apropiado, puede asegurarse una caída del error lenta, por el hecho de utilizar una única solución para realizar la búsqueda, pero por otra parte sostenida.

### 6.3 Reconstrucción de la radiación de una antena de bocina piramidal

Como extensión al estudio comparativo de la sección anterior, a continuación se incluyen los resultados de transformación de campo obtenidos con un problema más realista. Descartando por sus limitaciones los métodos de NM-S y los esquemas clásicos de los GA, tanto con codificación binaria como real, se propone la reconstrucción del diagrama de radiación de una antena de bocina piramidal cuyo máximo de radiación no coincide con el eje longitudinal de la antena.

La ABP propuesta tiene unas dimensiones de la apertura de la bocina  $a_1 \times b_1$ , dimensiones de la guía de onda  $a \times b$  y ángulos de apertura  $y_e$  y  $y_h$ , donde  $a_1 = 5\lambda$ ,  $b_1 = 4.235\lambda$ ,  $a = \lambda/2$ ,  $b = \lambda/4$ ,  $y_e = 35.3^\circ$  y  $y_h = 38.6^\circ$ . Se utiliza un modelo equivalente para la antena formado por 289 parches de corriente ( $N_x = N_y = 17$ ) para representar a las densidades de corriente  $M_x$  y  $M_y$  sobre  $S_e$ , donde  $S_e$  coincide con las dimensiones de la apertura de la bocina ( $a_1 \times b_1$ ). El campo eléctrico en la apertura de la antena sólo tiene componente según  $y$ , y en consecuencia la componente  $M_y$  de las CME es nula y se puede prescindir de su optimización, de tal forma que el número total de incógnitas a optimizar es de 578.

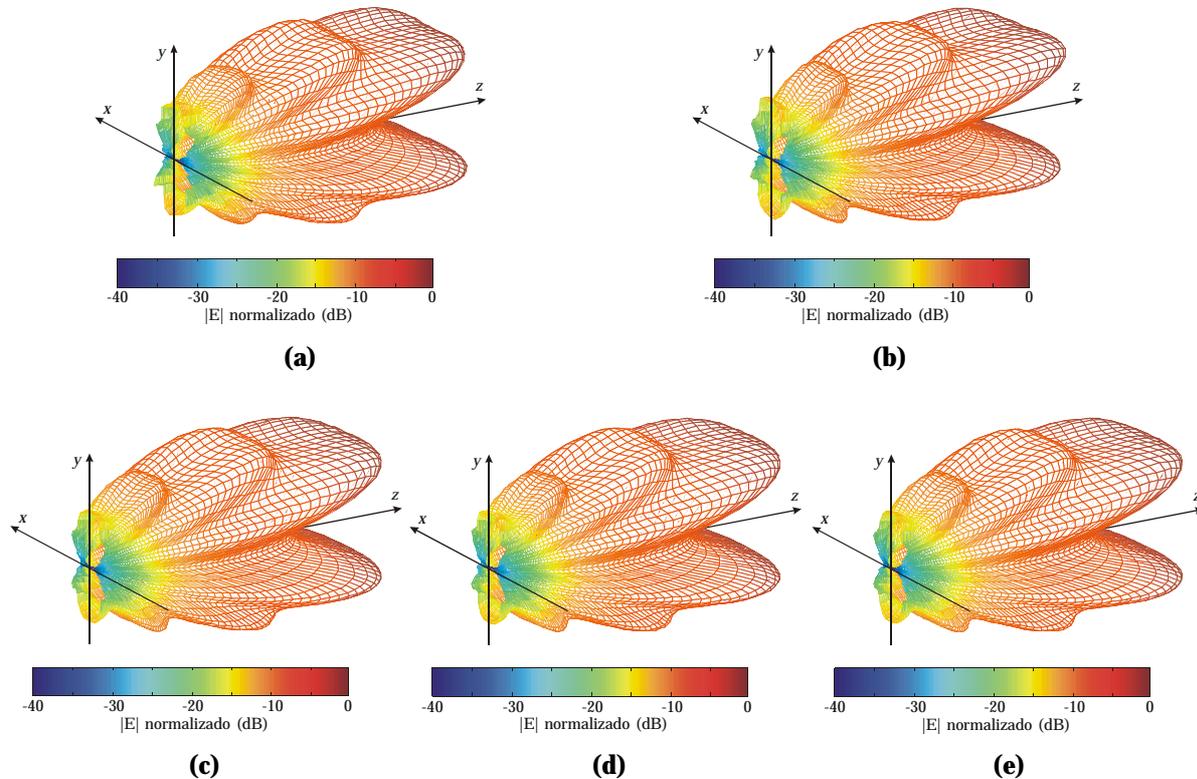
Las muestras de campo cercano utilizadas como referencia en el ajuste fueron calculadas previamente, de forma teórica, en un total de  $P = 3169$  puntos espaciados  $\lambda/2$ , distribuidos uniformemente sobre cinco planos, de acuerdo con la geometría de la Figura A1.2(c), con  $L = 16\lambda$  y  $\Delta_s = \lambda/4$ . En cada plano se calculan las dos componentes cartesianas de campo eléctrico tangenciales al mismo.

En lo que respecta a los métodos de optimización utilizados, en la Tabla 6.2 se resumen las especificaciones básicas de los cuatro esquemas que se han utilizado en el análisis. Para el caso concreto del PSO, puede observarse que se utiliza un híbrido que combina dos simulaciones independientes con distintos pesos inerciales. El objetivo es combinar exploración y convergencia. En las iteraciones iniciales se lanza el PSO con un peso inercial alto, con lo cual se facilita a las partículas la exploración del espacio de soluciones. Una vez que la velocidad de convergencia disminuye severamente, se entiende que la población centra su búsqueda en una región concreta del espacio de soluciones. En este momento se reinicia el PSO con un peso inercial menor, utilizando como población de partida el último enjambre del PSO original.

En la Figura 6.2 se muestra el diagrama en 3D de la antena de bocina piramidal reconstruido con los cuatro esquemas de optimización. El diagrama en 3D no aporta información certera respecto a la precisión de cada método, pero da una primera impresión general acerca del correcto comportamiento de los mismos.

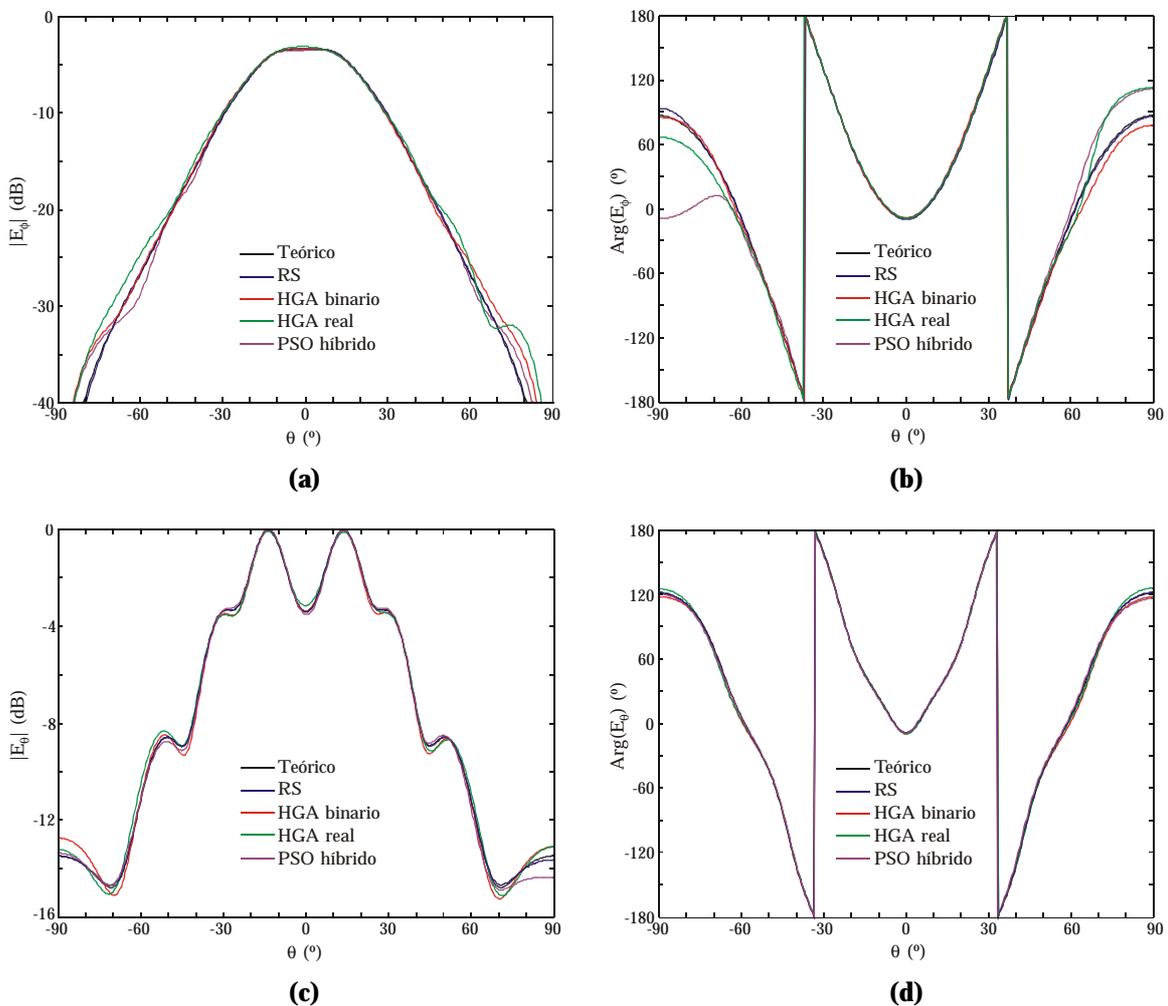
Esquema	Descripción	Parámetros
RS	RS de la Figura 3.2	$T_0=0.6$ , $N_s=20$ , $N_t=2$ , $RT=0.6$
HGA binario	GA clásico de cod. binaria + Nelder Mead (Figura 4.4)	Datos del GA binario: Cruce uniforme, mutación sigilosa, elitismo, $N_c=2$ , $I=750$ , $P_c=70\%$ , $P_m=2\%$ ( $f_c=3\%$ ), 11 y 8 bits para codif. amplitud y fase - GA clásico de codificación binaria durante $K_1=1750$ iterac. + Nelder Mead durante $K_2=90000$ iterac.
HGA real	GA clásico de cod. real + Nelder Mead (Figura 4.4)	Datos del GA real: Cruce convexo, mutación sigilosa, 8 elitistas, $N_c=2$ , $I=200$ , $P_c=70\%$ , $P_m=5\%$ ( $f_c=3\%$ ), 1 hijo por cada par de padres - GA clásico de codificación real durante $K_1=6500$ iterac. + Nelder Mead durante $K_2=90000$ iterac.
PSO híbrido	PSO asíncrono global híbrido (Figura 5.9)	$I=600$ , $w_1=0.729$ y $w_2=0.4$ , $c_1=c_2=1.49445$ , pared absorbente $v_{max}=100\%$ de $\Delta P$ - Se ejecuta el PSO con $w_1=0.729$ durante 1000 iteraciones y posteriormente se lanza de nuevo con $w_2=0.4$

**Tabla 6.2.** Configuración de los métodos de optimización utilizados.



**Figura 6.2.** Diagrama de radiación en 3D de la ABP normalizado respecto al máximo. (a) Teórico. (b) RS. (c) HGA binario. (d) HGA real. (e) PSO híbrido.

Para enjuiciar con más claridad la precisión de cada método, en la Figura 6.3 se comparan los resultados de campo lejano obtenidos con cada algoritmo, particularizados para la componente fundamental del campo en los cortes principales del diagrama de radiación [2], [3]. Como puede observarse, la precisión en el ajuste del diagrama de radiación está relacionada directamente con los niveles de campo. Es decir, las funciones de fitness utilizadas dan mayor peso a los niveles de campo cercano más altos y, por consiguiente, se penaliza indirectamente el ajuste de los niveles más bajos, asociados en campo cercano con direcciones angulares alejadas de  $\theta=0^\circ$ . En definitiva, esto explica el por qué la componente  $E_\theta$  se ajusta más fielmente que la componente  $E_\phi$  para todas las direcciones de observación. No obstante, en términos generales se puede concluir que los cuatro métodos de optimización utilizados ofrecen resultados satisfactorios.



**Figura 6.3.** Componentes principales del diagrama de radiación reconstruido con diferentes esquemas de optimización. (a) Corte  $\phi=0^\circ$ , módulo de la componente  $E_\theta$ . (b) Corte  $\phi=0^\circ$ , fase de la componente  $E_\theta$ . (c) Corte  $\phi=90^\circ$ , módulo de la componente  $E_\theta$ . (d) Corte  $\phi=90^\circ$ , fase de la componente  $E_\theta$ .

## 6.4 Resultados experimentales

Hasta el momento, el análisis del método de transformación de campo y de los métodos de optimización se ha llevado a cabo utilizando únicamente ABPs teóricas. En esta sección se incluyen los resultados obtenidos al aplicar el método de transformación de campo cercano a campo lejano a la caracterización de la radiación de una antena de bocina piramidal en banda Ku. En los siguientes apartados se muestran los detalles del sistema de medida y un análisis profundo de los resultados obtenidos con diferentes esquemas de optimización.

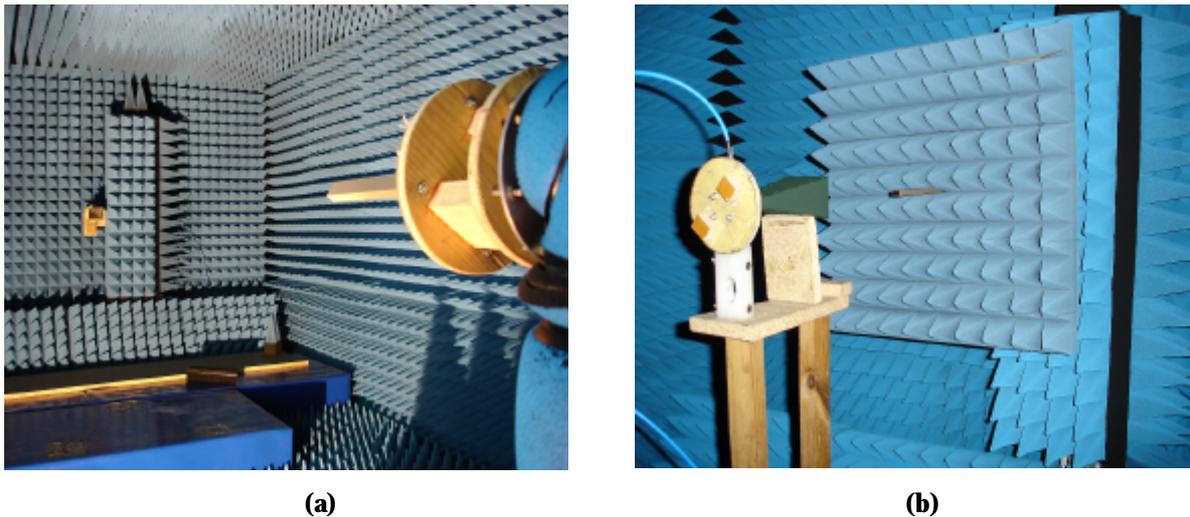
### 6.4.1 Medidas en cámara anecóica

Con el objetivo inicial de conjugar la caracterización de antenas en campo lejano con las medidas en campo cercano, el recinto apantallado descrito con anterioridad en la sección 4.6.1 se recubrió interiormente con paneles de material absorbente piramidal. Después de colocar el material absorbente, el espacio útil interior queda reducido a un volumen de dimensiones  $4 \times 2.5 \times 1.5$  m.

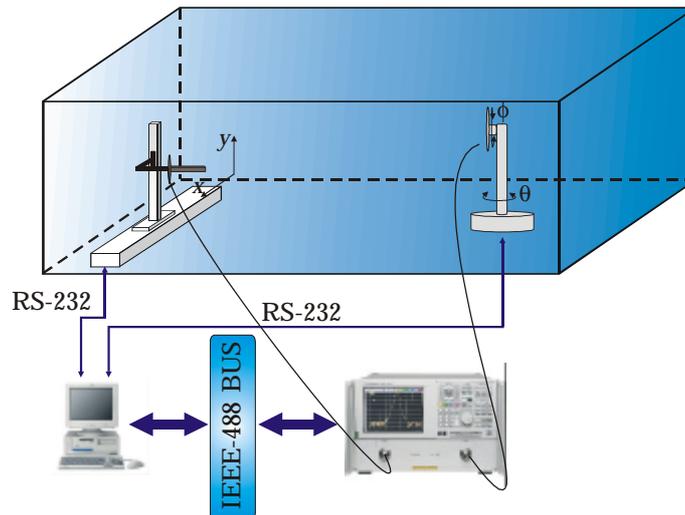
Tomando como referencia la teoría acerca de los sistemas de medida de antenas en campo cercano sobre geometría de medida plana [4], [5], así como algunos de los sistemas comerciales disponibles [6]-[8], se construyó en el marco del presente trabajo un sistema de posicionamiento en dos ejes de bajo coste [9], [10], controlado de forma remota por el puerto serie. Básicamente, se utilizan dos unidades lineales para implementar el barrido en un plano, WH80 y W00 [11], acompañadas de sendos motores, BLS-72 y BLS-55 [12], para ejercer el desplazamiento en los ejes horizontal y vertical, respectivamente.

El sistema de posicionamiento se completa con un posicionador rol-acimut de bajo coste [13], con el objetivo de cubrir el resto de posibilidades de medida que pueden plantearse en la cámara anecóica. Así por ejemplo, combinado con el escáner plano permite realizar medidas de campo cercano en varios planos (Figura A1.2 (c)), medidas de campo cercano sobre geometría cilíndrica y esférica, y medidas en 3D de campo lejano. En lo que respecta al equipo de medida se utiliza el analizador de redes E8362A [14].

Por último, el control del sistema de medida se hace de forma remota, utilizando la interfaz serie RS-232 para el control de los ejes y el bus GPIB para gestionar la adquisición de datos [15]. En la Figura 6.4(a) se muestra el entorno de medida y en la Figura 6.4(b) se presenta la configuración de medida de la antena de bocina piramidal en campo cercano. Adicionalmente, en la Figura 6.5 se expone el diagrama de bloques del sistema de medida completo.

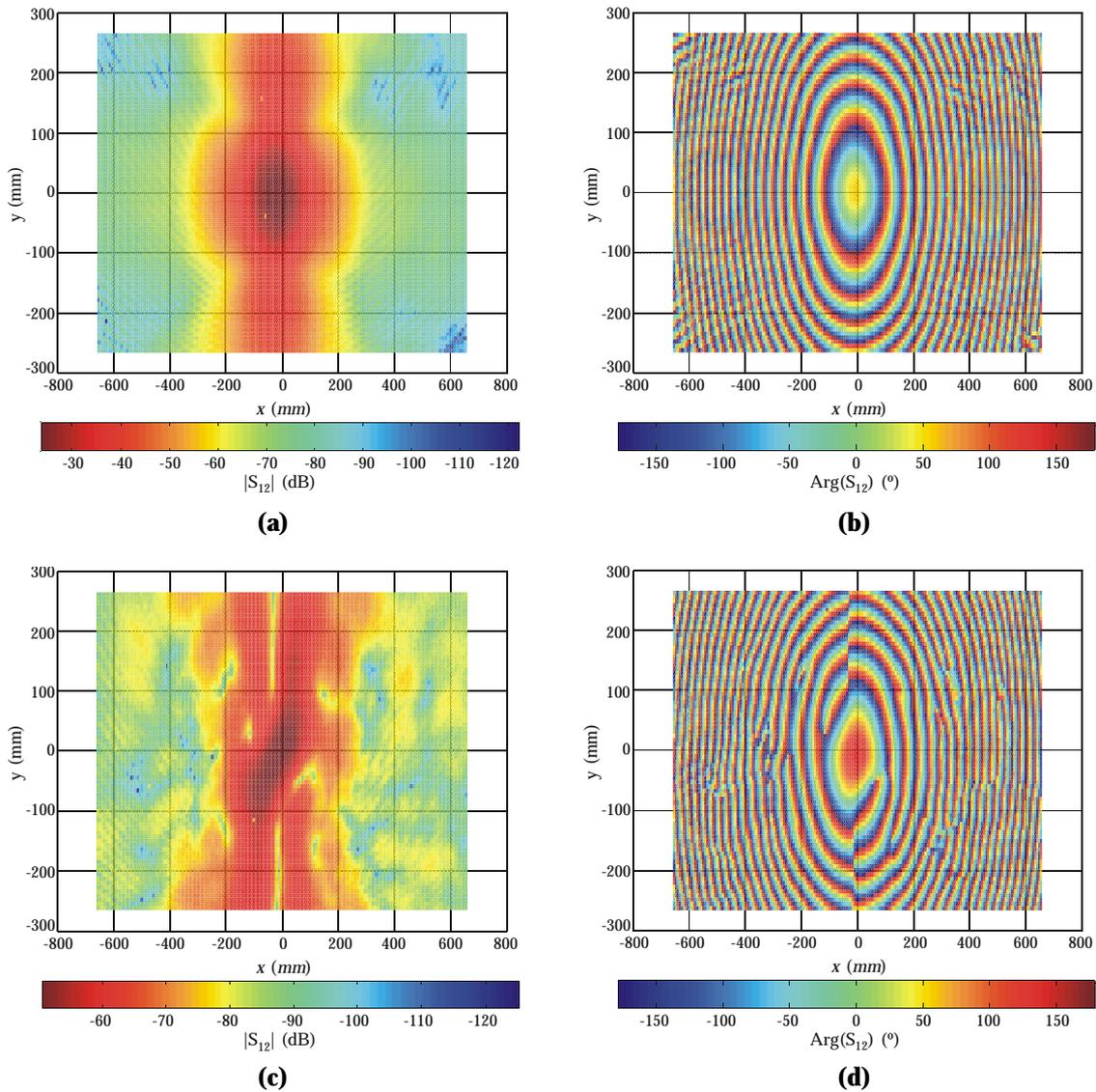


**Figura 6.4.** Entorno de medida. (a) Interior del recinto de medida. (b) Configuración utilizada para realizar la medida de la antena de bocina piramidal en campo cercano.



**Figura 6.5.** Diagrama de bloques del sistema de medida en cámara anecóica.

Centrándonos en las medidas de campo cercano, se realizaron medidas sobre un único plano atendiendo a la configuración de la Figura 6.4(b). Como ABP se utilizó una antena de bocina piramidal en banda Ku (mod. 18240 de Flann Microwave [16]), y para muestrear el campo sobre el plano de medida se utilizó la sonda mod. MI6970-WR62 de MI technologies [7]. El plano de medida, centrado en la ABP, tiene una extensión en  $x$  e  $y$  de 1.316 y 0.798  $m$ , respectivamente, con una separación entre muestras de 7  $mm$  en  $x$  e  $y$ , y con una distancia entre la ABP y el plano de medida de 27  $cm$ . Para cada uno de los  $P=14553$  puntos del plano se midió el parámetro de scattering  $S_{12}$  en la banda de 12 a 18 GHz, con un paso de 125 MHz. Se realizaron dos medidas con el objetivo de medir las dos componentes tangenciales al plano, la componente directa y la cruzada. A modo de ejemplo, en la Figura 6.6 se muestra el módulo y la fase del parámetro  $S_{12}$  en cada punto del plano de medida para una frecuencia de 12.625 GHz.



**Figura 6.6.** Parámetro  $S_{12}$  medido directamente con las dos polarizaciones de la sonda a 12.625 GHz. (a) Polarización vertical, módulo del  $S_{12}$ . (b) Polarización vertical, fase del  $S_{12}$ . (c) Polarización horizontal, módulo del  $S_{12}$ . (d) Polarización horizontal, fase del  $S_{12}$ .

La representación de las medidas de campo cercano permite extraer conclusiones definitivas en relación con los valores obtenidos. De acuerdo con la orientación inicial de la antena de bocina piramidal y de la sonda (Figura 6.4(b)), el módulo del parámetro  $S_{12}$  de la Figura 6.6(a) refleja, como era de esperar, una caída lenta y gradual en el eje  $y$ , y más brusca a lo largo del eje  $x$ , coincidiendo con los planos de observación  $\phi=90^\circ$  y  $\phi=0^\circ$ , respectivamente. Por otra parte, la componente cruzada está del orden de 28 dB por debajo de la componente directa. En lo que respecta a la fase, las representaciones anteriores reflejan la variación que ésta experimenta en función de la distancia al punto de medida.

Las medidas de campo cercano de la Figura 6.6 también permiten detectar imperfecciones de la propia medida, que si son muy notables, pueden trasladarse

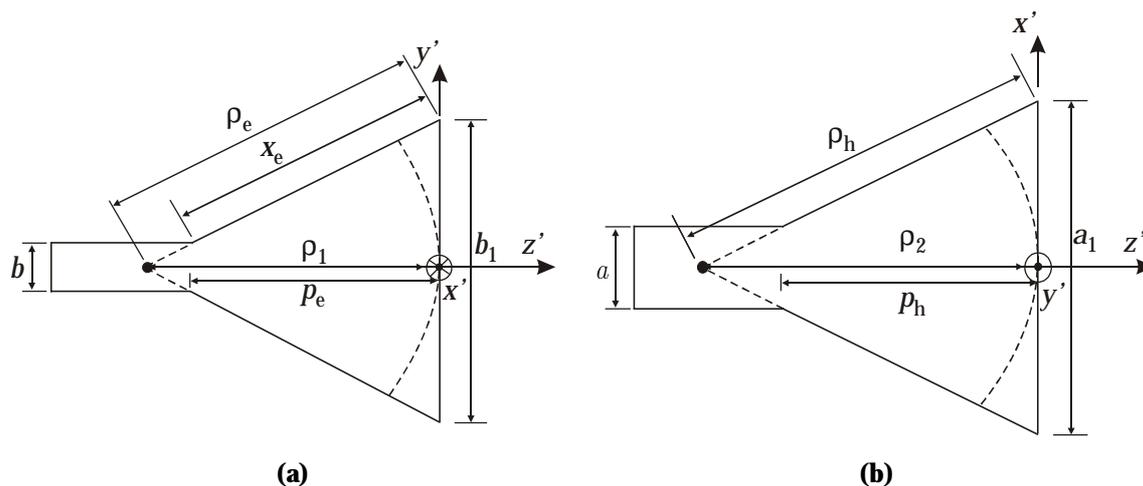
posteriormente a los resultados de campo lejano y alterar la solución esperada. La naturaleza del escáner plano, así como el alineamiento manual que se hace de las antenas, hacen pensar en la falta de precisión al enfrentar las antenas como la principal fuente de errores en la medida. Así por ejemplo, en la Figura 6.6(a) se intuye un ligero desalineamiento entre ABP y sonda, pues el máximo de radiación está ligeramente desplazado en  $x$  respecto al centro del plano. A este desalineamiento lateral se le llegan a unir pequeñas inclinaciones de ABP y sonda que contribuyen a la aparición de la asimetría en la componente cruzada y en los saltos que experimenta la fase de dicha componente. Evidentemente, la naturaleza de bajo coste del sistema de medida, utilizando un puntero láser y un flexómetro para alinear las antenas, dista mucho de los sofisticados sistemas de posicionamiento comerciales basados en interferometría por láser.

Para aplicar el método de transformación de campo de forma sencilla a las medidas realizadas en campo próximo se han considerado diversos aspectos que merecen ser destacados. En primer lugar, la calibración de la medida se lleva a cabo en los extremos de los cables de RF, de tal forma que el parámetro  $S_{12}$  medido contiene información de la radiación de la propia ABP, de la ganancia de bocina y sonda y de la propagación en el espacio libre. En realidad, el método de transformación de campo trabaja con las componentes de campo eléctrico, pero el  $S_{12}$  medido no deja de representar a una magnitud que difiere un cierto factor del valor del campo eléctrico. Así, con el objetivo de simplificar la validación se propone introducir como datos de entrada el vector  $S_{12}$  directamente medido con las dos polarizaciones de la sonda a la frecuencia de interés, y analizar la capacidad del método para reconstruir la forma del diagrama de radiación en campo lejano.

### 6.4.2 Resultados de transformación de campo

A continuación se incluye un análisis de los resultados de transformación de campo cercano a campo lejano obtenidos con los métodos de optimización más representativos. En consonancia con las muestras de la Figura 6.6, el estudio se lleva a cabo a 12.625 GHz.

Las dimensiones de la apertura de la bocina,  $a_1 \times b_1$ , son de  $a_1 = 75 \text{ mm}$  y  $b_1 = 57 \text{ mm}$ . La guía de onda es la WR62, con dimensiones  $a = 15.799 \text{ mm}$  y  $b = 7.899 \text{ mm}$ . Con las dimensiones de la apertura y guía de onda, y con la longitud  $x_e$  medida manualmente, pueden calcularse de forma muy sencilla los radios  $\rho_1$  y  $\rho_2$  sobre la Figura 6.7, [1]. A partir de  $\rho_1$  y  $\rho_2$  se puede establecer el campo en la apertura, y conocido el campo en la apertura pueden sintetizarse las CME. Con el método de transformación de campo, a partir de las CME puede obtenerse el diagrama de radiación teórico de la ABP, que será utilizado como referencia en la comparación.



**Figura 6.7.** Geometría de la antena de bocina piramidal. (a) Corte en el plano E. (b) Corte en el plano H. Para la antena de bocina piramidal utilizada,  $\rho_1=161.4 \text{ mm}$  y  $\rho_2=176.1 \text{ mm}$ .

Se utiliza un modelo equivalente para la ABP formado por 117 pulsos de corriente 2D, tal que  $N_x=13$  y  $N_y=9$ , de acuerdo con la Figura A1.1. Estos parches de corriente representan a las componentes  $M_x$  y  $M_y$  de las CME sobre  $S_e$ , haciendo coincidir la superficie equivalente  $S_e$  con las dimensiones de la apertura de la antena de bocina piramidal. En términos de longitudes de onda, el tamaño de los parches es de  $\lambda/4.12 \times \lambda/3.75$ .

En el caso de la bocina piramidal teórica, el campo eléctrico en la apertura de la bocina sólo tiene componente  $E_y$ , lo cual implica que la componente  $M_y$  de las CME es nula. Sin embargo, para la ABP real la relación de polarización cruzada no es infinita y la componente  $M_y$  no se anula, de tal forma que el número total de incógnitas a optimizar en este caso será de 468, al considerar la amplitud y la fase de cada componente en cada parche del modelo equivalente.

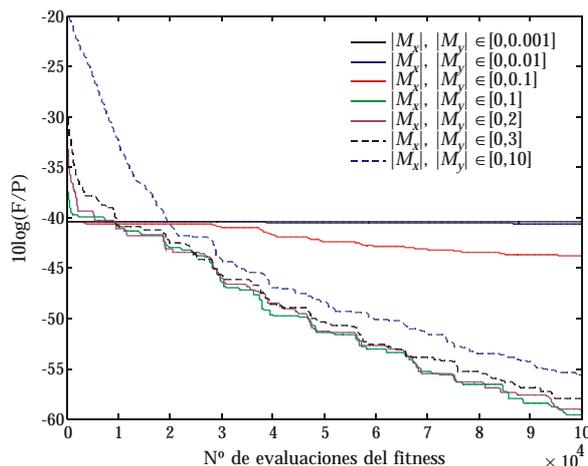
De todos los métodos de optimización que han sido investigados en los capítulos anteriores, en la Tabla 6.3 se muestran los esquemas más representativos que han sido aplicados al problema de transformación de campo que nos ocupa. Como puede observarse, la configuración de métodos tales como el RS, los GA o el PSO coincide con configuraciones ya utilizadas con anterioridad en problemas teóricos. Es decir, se aprovechan las conclusiones y configuraciones óptimas obtenidas en cada capítulo para cada método de optimización. De hecho, se probaron diversas configuraciones alternativas para cada método heurístico, variando aspectos tales como el esquema de enfriamiento para el RS, la población, las estrategias de cruce y mutación así como sus respectivas probabilidades para los GA, o el peso inercial, el tamaño del enjambre, el tipo de pared y la velocidad máxima de partícula para el PSO; sin encontrar alternativas potencialmente mejores. Este hecho justifica la importancia del análisis paramétrico y de la puesta a punto inicial de todo método de optimización para una aplicación concreta.

Esquema	Descripción	Parámetros
NM-S	Método basado en simplex	Simplex inicial con 469 vértices ( $N+1$ ), generados de forma aleatoria
RS	RS de la Figura 3.2	$T_0=0.025$ , $N_s=20$ , $N_t=1$ , $RT=0.6$
$\mu$ GA binario	$\mu$ GA de codificación binaria (Figura 4.3)	Cruce uniforme, elitismo, $N_c=2$ , $I=700$ , $P_c=70\%$ , $T_{\mu GA}=5\%$ , 11 y 8 bits para la amplitud y fase de las CME, 1 hijo por cada par de padres
GA real	GA clásico de codificación real (Figura 4.2 sin codif.)	Cruce convexo, mutación sigilosa, 5 elitistas, $N_c=20$ , $I=500$ , $P_c=70\%$ , $P_m=5\%$ ( $f_c=3\%$ ), 1 hijo por cada par de padres
H $\mu$ GA binario	$\mu$ GA de cod. binaria + Nelder Mead (Figura 4.4)	Esquema “ $\mu$ GA binario” durante $K_1$ iterac. + Nelder Mead durante $K_2$ iterac. Opción A: $K_1=250$ , $K_2=325000$ . Opción B: $K_1=500$ , $K_2=150000$
HGA real	GA clásico de cod. real + Nelder Mead (Figura 4.4)	Esquema “GA real” durante $K_1$ iterac. + Nelder Mead durante $K_2$ iterac. Opción C: $K_1=500$ , $K_2=250000$ . Opción D: $K_1=750$ , $K_2=125000$
PSO	PSO asíncrono global (Figura 5.9)	$I=800$ , $w=0.4$ , $c_1=c_2=1.49445$ , pared absorbente $v_{max}=35\%$ de $\Delta P$

**Tabla 6.3.** Detalles y configuración de los esquemas de optimización empleados en el análisis.

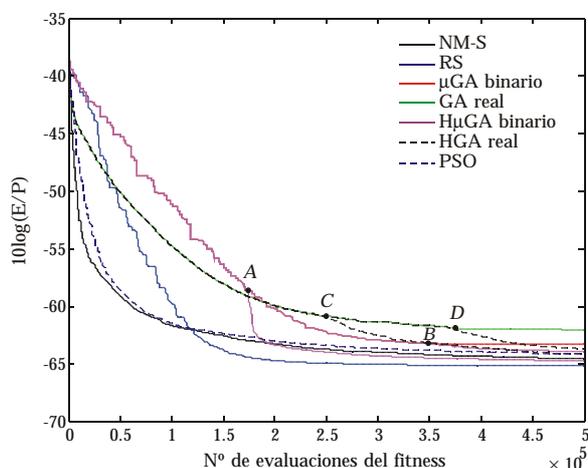
En los problemas de transformación de campo teóricos el rango de excitación permisible para los parches del modelo equivalente es totalmente predecible en función de la distribución del campo en la apertura de la ABP. Sin embargo, en este caso práctico, al trabajar directamente con el valor del parámetro  $S_{12}$  medido, no puede precisarse de antemano el rango de valores que va a tomar la amplitud de las componentes  $M_x$  y  $M_y$ . La solución más trivial pasa por considerar un rango dinámico muy grande para la excitación de los parches, asegurando así que la solución se encuentre contenida dentro de dicho intervalo. Ahora bien, esta opción implica extender desproporcionadamente los límites del espacio de búsqueda, afectando negativamente al coste computacional y al rendimiento de cada método. Como alternativa, se propone realizar un análisis previo considerando diferentes intervalos para las amplitudes de las CME. El objetivo se centra en seleccionar aquel rango de valores que tenga asociado el menor error residual. Considerando como método de referencia el RS, en la Figura 6.8 se muestra la evolución del error residual al considerar distintos rangos de excitación para los parches. Obviamente, el rango de variación de la fase de cada componente se limita al primer período,  $[0,360^\circ)$ .

La evolución que describe el error normalizado en la Figura 6.8 permite concluir que los mejores resultados se obtienen cuando se deja variar la amplitud de las componentes de las CME dentro del intervalo  $[0,1]$ . Para rangos de excitación muy pequeños se limita en exceso la capacidad de búsqueda del algoritmo, y para rangos dinámicos muy grandes el algoritmo invierte demasiadas iteraciones en encontrar una región aceptable y dirigir la búsqueda.



**Figura 6.8.** Efecto del rango de excitación de los parches sobre la convergencia. Resultados obtenidos con el método de RS.

Una vez se ha establecido el rango de variación de los parámetros a optimizar, puede procederse a aplicar al problema los diferentes esquemas de optimización, utilizando como referencia en el ajuste las medidas de campo cercano. En la Figura 6.9 se muestra, para cada método, la evolución que sigue el error normalizado en función del número de llamadas a la función de fitness. Para los esquemas híbridos de los GA se consideran dos puntos de inserción del método de búsqueda local, tal y como ya se especificó anteriormente en la Tabla 6.3.



**Figura 6.9.** Evolución de la optimización con cada método para una realización aislada.

La evolución que describe el error normalizado permite extraer diversas conclusiones de notable trascendencia. En primer lugar, y tal y como ya ocurriera con anterioridad para ABPs teóricas, puede afirmarse que los GA de codificación real y su variante híbrida ofrecen los peores resultados, con una convergencia excesivamente lenta. Los  $\mu$ GA y H $\mu$ GA exhiben un rendimiento ligeramente superior y muy similar al del RS y PSO. En cuanto a la velocidad de convergencia, para este tipo de problemas se observa que el RS y el PSO convergen mucho más

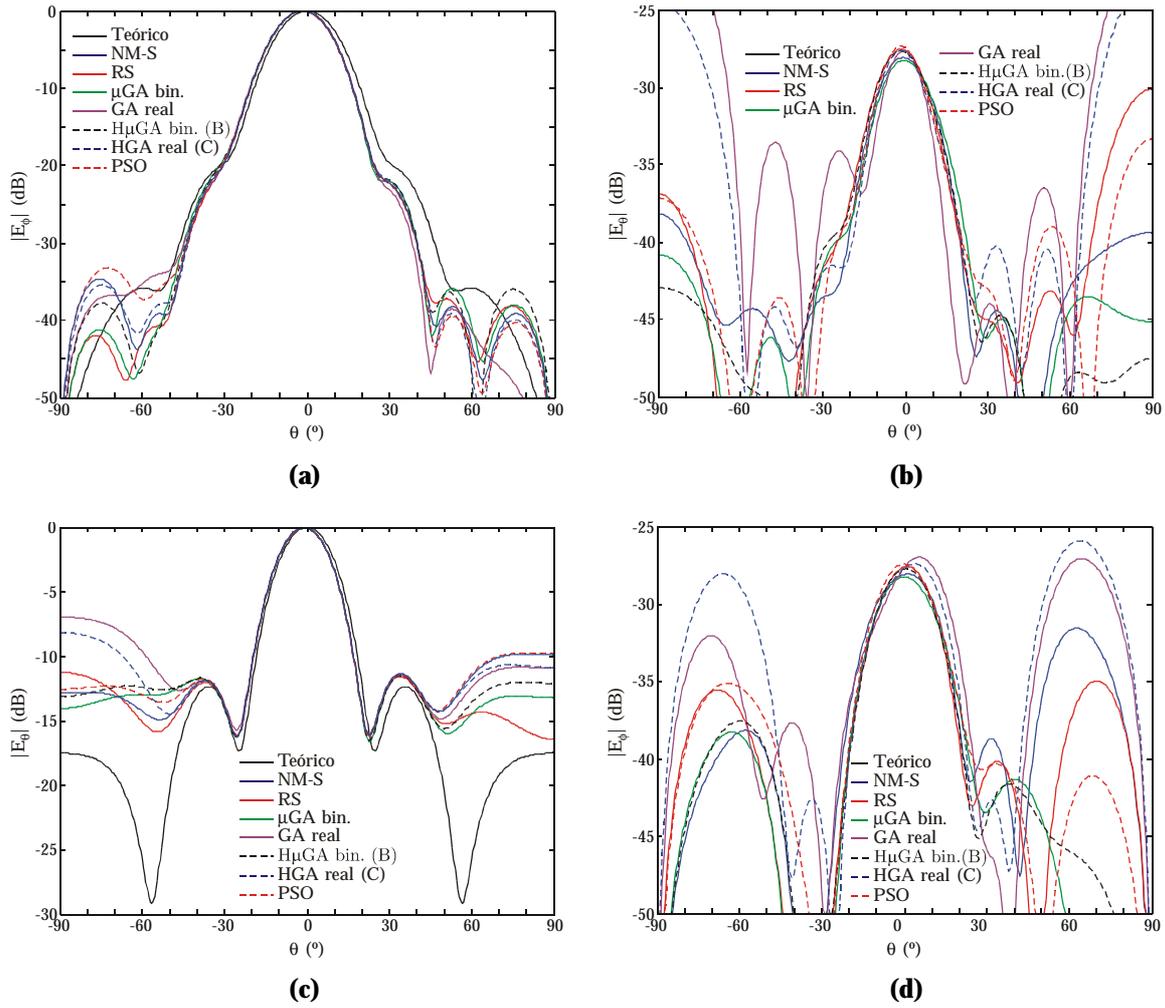
rápidamente, obteniendo soluciones iguales e incluso mejores que los GA. Si a esto se le añade que el RS y el PSO son algoritmos más fáciles de sintonizar, se puede concluir que aunque todos los métodos de naturaleza heurística ofrecen soluciones muy parecidas, son estos dos los más indicados para afrontar la resolución del problema bajo análisis.

En lo que respecta al método NM-S, la naturaleza local le confiere una velocidad de convergencia muy alta. Si a esto se le añade la libertad que tiene el método para salirse del espacio de búsqueda, entonces puede ocurrir, y de hecho ocurre, que el propio método local sea capaz de obtener una solución aceptable, dado que a priori no importa el valor que tomen las corrientes. Eso sí, con espacios de búsqueda acotados no puede utilizarse el método local y además, siempre se corre el riesgo de una convergencia prematura hacia una solución local.

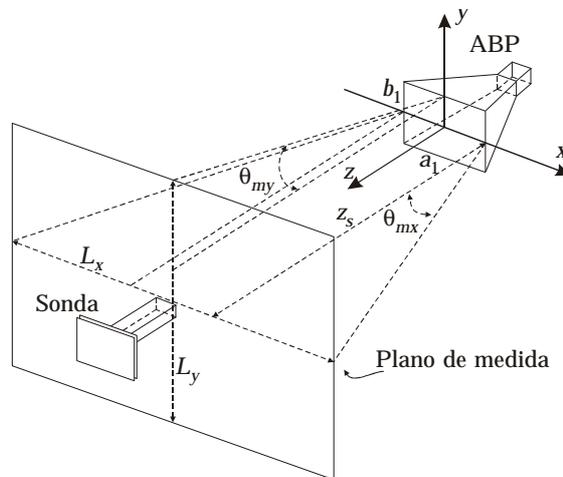
El error mínimo normalizado que alcanza cada uno de los esquemas de optimización es muy similar, a excepción de los GA de codificación real. Esto hace prever una solución de campo lejano muy parecida en todos los casos. En la Figura 6.10 se exponen las dos componentes de campo,  $E_\theta$  y  $E_\phi$ , para los cortes principales del diagrama de radiación de la ABP, reconstruidas con cada uno de los métodos de optimización y normalizadas respecto al máximo.

Por simple inspección sobre la componente fundamental de campo en cada uno de los cortes del diagrama, puede observarse un desplazamiento lateral en el diagrama reconstruido de aproximadamente  $3^\circ$ . Este efecto se repite con todos los esquemas de optimización y está relacionado con los errores de posicionamiento en campo cercano. En realidad, resulta satisfactorio comprobar que el método de transformación de campo es capaz de trasladar al diagrama los errores de la medida ya detectados en campo cercano.

Por todo lo demás, los resultados obtenidos son realmente satisfactorios, pues la componente cruzada está del orden de 27 dB por debajo de la fundamental, en línea con lo esperado para la bocina, y puede afirmarse que se reproduce la forma del diagrama con alta precisión para las direcciones de observación dentro del rango  $|\theta| \leq 40^\circ$ . Evidentemente, este margen angular está relacionado con el tamaño del plano de medida. Aunque el método de transformación de campo utilizado se entiende independiente de la geometría de muestreo, si se calculan los ángulos máximos que establecen la región visible para el método de la FFT, de acuerdo con la geometría de la Figura 6.11, se obtienen unos valores de  $\theta_{mx} = 66.4^\circ$  y  $\theta_{my} = 41.3^\circ$ . Este hecho unido a las imperfecciones en la medida justifica los resultados obtenidos, dando a entender que con este plano de muestreo, condicionado por las dimensiones interiores del recinto de medida, y con el posicionamiento manual de antenas, es imposible obtener resultados mejores, más por las limitaciones inherentes al propio sistema de medida que al método de transformación de campo.



**Figura 6.10.** Componentes directa y cruzada del diagrama de radiación reconstruido con los diferentes esquemas de optimización. (a) Corte  $\phi=0^\circ$ , módulo de la componente  $E_\phi$ . (b) Corte  $\phi=0^\circ$ , módulo de la componente  $E_\phi$ . (c) Corte  $\phi=90^\circ$ , módulo de la componente  $E_\phi$ . (d) Corte  $\phi=90^\circ$ , módulo de la componente  $E_\phi$ .



**Figura 6.11.** Esquema de medida en campo próximo con detalle del ángulo máximo que limita la región visible en el método clásico de la FFT.

## 6.5 Conclusiones

En este capítulo se ha realizado un estudio comparativo de los diferentes esquemas de optimización investigados de forma independiente en los capítulos anteriores. Para agilizar el análisis se descartaron a priori algunas de las variantes estudiadas, de tal forma que para el caso particular de los GA y del PSO se consideraron únicamente los esquemas potencialmente más eficientes.

El rendimiento de los diferentes métodos de optimización fue analizado considerando ABPs teóricas y medidas de campo cercano reales. Tomando como problema canónico una antena de apertura, se llegaron a extraer algunas conclusiones definitivas respecto a las limitaciones de los GA de codificación real y, en consecuencia, de los HGA reales: frente al resto de los métodos de optimización exhiben una convergencia excesivamente lenta, tal y como ya se demostró en la sección 4.8.4. También se incluyen resultados de transformación de campo teóricos para una antena de bocina piramidal cuyas dimensiones fueron calculadas para conferirle a la ABP una radiación un tanto especial. Aún así, los distintos esquemas de optimización utilizados en el análisis recuperaron con gran fidelidad el diagrama de radiación de la fuente.

Con el objetivo de verificar la utilidad del método de transformación de campo y el potencial de los algoritmos de optimización en problemas reales, se incluyen los resultados obtenidos al reconstruir el diagrama de radiación de una antena de bocina piramidal medida en campo cercano en el interior de una cámara anecoica de reducidas dimensiones. Los resultados obtenidos justifican la validez del método de transformación de campo y de los propios algoritmos de optimización. En la precisión de los resultados influyen de forma significativa los errores de alineamiento de antena y sonda y el reducido tamaño del plano de muestreo. En base a estas limitaciones pueden plantearse diversas líneas futuras para mejorar la precisión final del diagrama reconstruido. Por un lado puede optarse por realizar medidas en cinco planos, de acuerdo con la Figura A1.2(a), utilizando el posicionador rol-acimut para girar la ABP y el escáner para realizar las medidas en cada plano. Por otra parte, a la frecuencia de trabajo considerada la separación entre ABP y sonda es de  $11.4\lambda$ , de tal forma que si se redujese esta distancia a  $8\lambda$ , los ángulos críticos  $\theta_{mx}$  y  $\theta_{my}$  tomarían valores de  $72.9^\circ$  y  $51.3^\circ$ , respectivamente, aumentando así la región visible sin necesidad de modificar el plano de medida.

Conjugando los resultados del estudio comparativo llevado a cabo con fuentes teóricas y con medidas, puede concluirse que el RS, los H $\mu$ GA combinando algoritmos micro-genéticos binarios con un optimizador local y el PSO, pueden verse como los tres esquemas de optimización más eficientes para su aplicación en el problema de transformación de campo propuesto. Evidentemente, si la selección

debe decantarse por un único optimizador, puede afirmarse que el PSO global con actualizaciones asíncronas de la población constituye la mejor opción para este tipo de problemas electromagnéticos. Por un lado, al aplicar PSO a cualquier problema de optimización el número de parámetros a sintonizar es muy reducido, mucho menor que en el caso de los GA y, por otro, frente al RS su naturaleza le confiere una mayor capacidad para explorar adecuadamente el espacio de soluciones.

## 6.6 Bibliografía

- [1] C.A. Balanis, "Antenna theory, analysis and design", John Wiley & Sons, New York, 1997.
- [2] J.R. Pérez, J. Basterrechea, "Aplicación de algoritmos genéticos y recocido simulado a la reconstrucción del diagrama de radiación de antenas", *XIX Symposium Nacional de la URSI*, Barcelona, Septiembre 2004, Cd-rom.
- [3] J.R. Pérez, J. Basterrechea, "Application of genetic algorithms and simulated annealing to antenna far-field pattern reconstruction", *Proceedings of the International Symposium on Antennas, JINA 2004*, Nice (France), November 2004, pp. 298-299.
- [4] D. Slater, "Near-field antenna measurements", Artech House, Boston, 1991.
- [5] G.E. Evans, "Antenna measurement techniques", Artech House, Boston, 1990.
- [6] <http://www.nearfield.com>
- [7] <http://www.mi-technologies.com>
- [8] <http://www.orbitfr.com>
- [9] B. Yan, S.A. Saoudy, B.P. Sinha, "A low cost planar near-field/far-field antenna measurement system", *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Montreal (Canada), July 1997, Vol. 1, pp. 152-155.
- [10] B. Yan, S.A. Saoudy, B.P. Sinha, "Validation of direct and indirect far-field antenna measurements at memorial university's electromagnetic facilities", *Proceedings of the IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, St. Johns, Nfld., (Canada), May 1997, Vol. 1, pp. 343-346.
- [11] <http://www.tecnopower.es>
- [12] <http://www.infranor.es>
- [13] <http://www.denipa.onored.com>
- [14] <http://www.agilent.com>
- [15] I. López, "Diseño de un entorno automatizado de caracterización de antenas", *Trabajo Fin de Carrera*, Ingeniería de Telecomunicación, Universidad de Cantabria, Julio 2005.
- [16] <http://www.flann.com>