

Capítulo 4

Antena Cuadrada con Ranura Excéntrica

4.1 Introducción

En este capítulo se analiza una antena de geometría novedosa utilizando los algoritmos numéricos desarrollados durante el trabajo de tesis. Esta antena consiste en un parche cuadrado con una ranura en su interior. Se muestra que su frecuencia de resonancia disminuye, respecto de una antena convencional cuadrada, al introducir la ranura; y que es posible hallar un punto de alimentación de 50Ω ubicando adecuadamente la ranura. Los resultados numéricos se comparan con los experimentales obtenidos de la medición de varios prototipos de antenas.

4.2 Antenas No Convencionales

Un tema actual consiste en el desarrollo de antenas compactas, o su problema equivalente de reducir la frecuencia de resonancia para una dada dimensión de la antena. La menor frecuencia de resonancia para una antena convencional cuadrada es $c/2a\sqrt{\epsilon_r}$, donde c es la velocidad de la luz en el vacío, a la dimensión del parche y ϵ_r la permitividad relativa del dieléctrico. Una forma

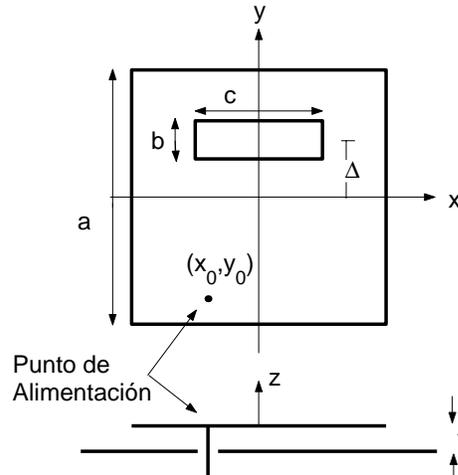


Figura 4.1: Geometría de la antena propuesta.

de reducir la frecuencia es empleando materiales de alta permitividad. Otra, consiste en utilizar parches de forma no convencionales que incrementen el largo eléctrico de la antena. Con el propósito de satisfacer este objetivo, varios autores han propuesto antenas de diversos formatos [6, 7, 8, 9, 10].

Una antena no convencional es la de forma de anillo cuadrado, estudiada recientemente por Bafrooei y Shafai [11]. Esta antena tiene la particularidad de que su frecuencia de resonancia disminuye al aumentar el lado interno del anillo. Sin embargo, al mismo tiempo la impedancia de entrada crece velozmente haciendo difícil alimentar la antena con una línea de 50Ω .

4.3 Geometría de la Antena Propuesta

La antena propuesta, que se analiza utilizando los métodos numéricos desarrollados en el capítulo anterior, consiste en un parche cuadrado con una ranura excéntrica en su interior (ver Figura 4.1), alimentada con una línea coaxial [18, 19, 20]. Sus propiedades se analizan con la ayuda de las simulaciones numéricas y se verifican con la construcción de antenas con ranuras de diferente tamaño y posición (ver Tabla 4.1). Los resultados se comparan con los de una antena cuadrada convencional, que se considera como referencia.

Tabla 4.1: Dimensiones de las antenas construidas (a , x_0 y y_0 en mm , b , c y Δ son proporcionales a a).

	a	b	c	Δ	x_0	y_0
Referencia	27.0	0.0	0.0	0.0	0.0	2.95
Antena A	27.0	$0.3a$	$0.5a$	$0.23a$	0.0	0.7
Antena B	27.0	$0.3a$	$0.6a$	$0.26a$	0.0	1.8
Antena C	27.0	$0.3a$	$0.7a$	$0.29a$	0.0	2.9

Todas las antenas se construyeron utilizando un sustrato¹ de permitividad relativa $\epsilon_r = 10.2$, factor de pérdida $\text{tg } \delta = 0.0023$ y espesor $t = 1.27mm$. El tamaño del plano de tierra y sustrato es de $50 \times 50mm$.

4.4 Análisis y Simulación

La antena propuesta consiste en un parche cuadrado con una ranura en su interior. En esta sección, se analiza numéricamente el efecto del tamaño y posición de la ranura en las propiedades de esta antena. Para las simulaciones se emplea el algoritmo de DRM, dado que en el capítulo anterior mostró un mejor desempeño en el cálculo de la frecuencia de resonancia e impedancia de entrada. Para las discretizaciones se utilizan aproximadamente 400 nodos, entre internos y sobre la frontera. Una mayor cantidad de nodos aumenta considerablemente el tiempo de cómputo, sin mejorar los resultados; por ejemplo, si duplica la cantidad de nodos el tiempo de cómputo es siete veces mayor, y la variación de los resultados es del orden del 0.2% y 2% para el cálculo de la frecuencia de resonancia e impedancia de entrada, respectivamente. Como se mencionó al final del Capítulo 2 y como se verá más adelante, al comparar los resultados de las mediciones con las simulaciones, los errores generados por las aproximaciones del modelo de cavidad resonante (ver Sección 2.2 y 2.3) son de un orden mayor que los del método numérico.

¹El sustrato consiste en un compuesto de Politetrafluoruroetileno (PTFE) y cerámica, llamado RT/duroid 6010, de Rogers Corp. (<http://www.rogers-corp.com>).

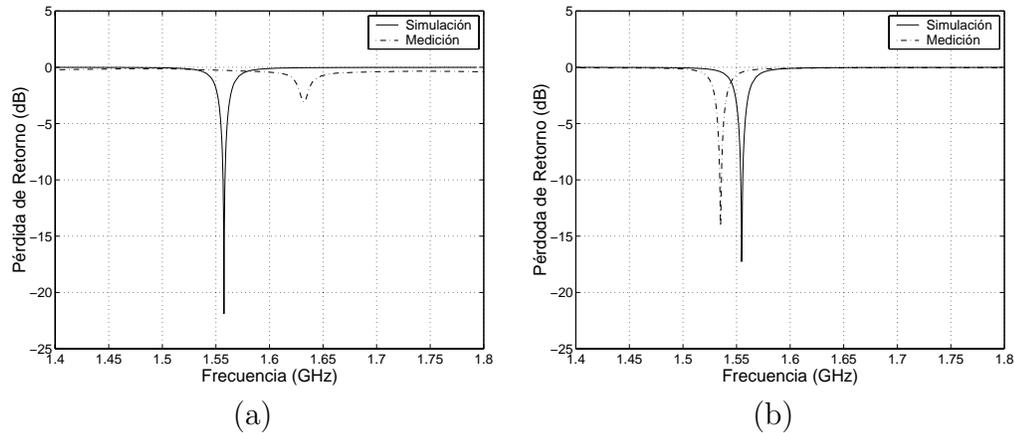


Figura 4.2: Pérdida de retorno² de una antena diseñada con distintas fórmulas para las dimensiones efectivas: a) fórmulas de parches rectangulares; b) fórmulas de un anillo circular.

4.4.1 Fórmula para el Campo de Borde

La principal desventaja del modelo de cavidad resonante es que no contempla el campo de borde (ver Sección 2.2). Este problema se soluciona extendiendo las dimensiones físicas de la antena. Sin embargo, es difícil estimar las dimensiones efectivas para antenas de geometría arbitraria. En [28] sugieren que parches arbitrarios pueden ser razonablemente bien aproximados utilizando fórmulas de parches regulares.

En un primer intento, se utilizaron las fórmulas de un parche rectangular (ver Sección 2.8.1) para calcular las dimensiones efectivas de la antena propuesta. Sin embargo, como se muestra a continuación, no se obtuvieron buenos resultados. La Figura 4.2.a muestra la pérdida de retorno² simulada y medida de una antena con ranura diseñada utilizando las fórmulas (2.44). Se observa que la frecuencia de resonancia calculada y medida difieren en un 5%. Peor aún, en la antena construida existe una alta desadaptación con la línea de alimentación de 50Ω .

Una figura que se aproxima mejor a la geometría de la antena propuesta, despreciando la posición de la ranura, es el anillo circular. Para ello se utilizan

²Pérdida de Retorno es el cociente entre las amplitudes de la onda reflejada e incidente en la unión de la línea de transmisión y la carga, u otra discontinuidad. Es una medida de desadaptación entre la impedancia de la línea y la carga: $10 \log[(Z_L - Z_C)/(Z_L + Z_C)]$.

los radios internos r^i y externos r^e de un anillo de igual área que la antena a estudiar:

$$\begin{aligned} r^i &= \sqrt{bc/\pi} \\ r^e &= \sqrt{a^2/\pi} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Para incorporar el efecto del campo de borde, en una antena con forma de anillo circular, además de extender sus dimensiones, se debe modificar la permitividad relativa del dieléctrico [23, Cap. 3]. La permitividad efectiva es:

$$\epsilon_e = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left(1 + \frac{10t}{W}\right)^{-1/2} \quad (4.2)$$

donde $W = r^e - r^i$. Las dimensiones efectivas del anillo son:

$$\begin{aligned} r_e^i &= r^i - (W_e - W)/2 \\ r_e^e &= r^e + (W_e - W)/2 \end{aligned} \quad (4.3)$$

donde:

$$\begin{aligned} W_e &= W + (W_0 - W)/[1 + (f/f_p)^2] \\ W_0 &= 120\pi t/z_0\sqrt{\epsilon_e} \\ f_p &= z_0/2\mu_0 t \end{aligned} \quad (4.4)$$

μ_0 es la permitividad del vacío y z_0 es la impedancia característica cuasi-estática de una línea de microtiras de ancho W . Para líneas anchas ($W/t > 2$) [29]:

$$z_0 = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_e}} \left\{ \frac{W}{t} + 0.883 + \frac{\epsilon_e + 1}{\pi\epsilon_e} [1.451 + \ln(0.94 + W/2t)] + 0.165 \frac{\epsilon_e - 1}{\epsilon_e^2} \right\}^{-1} \quad (4.5)$$

Por lo tanto, repitiendo lo sugerido en [28], las dimensiones efectiva de la antena cuadrada con una ranura en su interior son:

$$\begin{aligned} a_e &= a(r_e^e/r^e) \\ b_e &= b(r_e^i/r^i) \\ c_e &= c(r_e^i/r^i) \end{aligned} \quad (4.6)$$

En la Figura 4.2.b se puede observar que al utilizar estas fórmulas para el cálculo de las dimensiones efectivas, la diferencia entre la frecuencia de resonancia medida y calculada se reduce a un 1%, y la pérdida de retorno sólo difiere en 3dB.

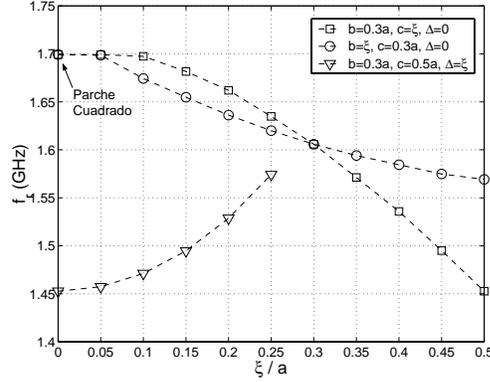


Figura 4.3: Frecuencia de resonancia de la antena propuesta para ranuras de distintos tamaños y posiciones.

4.4.2 Frecuencia de Resonancia

Para estudiar el comportamiento de la frecuencia de resonancia, las simulaciones se realizan para el modo de resonancia (0,1), es decir, para cuando el campo eléctrico bajo el parche es aproximadamente constante a lo largo del eje x y varía en un semiciclo a lo largo del eje y .

La frecuencia de resonancia calculada de una antena cuadrada convencional de lado $a = 27mm$ es $1700MHz$. Al introducir una ranura en el parche, la frecuencia de resonancia disminuye. El valor de la frecuencia decrece a medida que el tamaño de la ranura aumenta. La Figura 4.3 muestra que dicho efecto es más pronunciado cuando la ranura está orientada de forma transversal al gradiente del campo eléctrico que cuando se encuentra paralela a dicho gradiente.

También es interesante estudiar el efecto de la posición de la ranura. En la Figura 4.3 se observa que para una dada ranura, la frecuencia de resonancia disminuye a medida que se la desplaza en el sentido de y . Pero siempre manteniéndose menor que la de la antena de parche cuadrado.

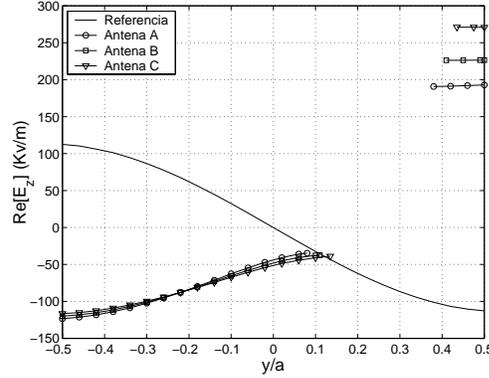


Figura 4.4: Distribución del campo eléctrico bajo el parche en el modo (0,1), a lo largo del eje y ($x = 0$).

4.4.3 Impedancia de Entrada

La impedancia de entrada de una antena de microtira es $Z_i = -tE_z(x_0, y_0)/I$ (ver Sección 2.6), donde $E_z(x_0, y_0)$ es el campo eléctrico bajo el parche en el punto de alimentación, I es la corriente entregada por la fuente y t es el espesor del dieléctrico. El valor de la impedancia de entrada cambia con la posición del punto de alimentación, siguiendo la distribución del campo eléctrico bajo el parche. En la Figura 4.4 se muestra la distribución del campo para el modo (0,1); por lo cual se observa que Z_i es elevada cerca de los bordes superior e inferior, y decrece a medida que el punto de alimentación se mueve hacia el centro. Por ejemplo, para la antena cuadrada (antena de referencia) la impedancia vale aproximadamente de 500Ω en el borde y alcanza los 50Ω cerca del centro.

En antenas donde el sector central del parche ha sido removido, la distribución del campo es interrumpida y la región donde el campo es de baja amplitud no es accesible. Lo cual explica la elevada impedancia de entrada reportada en [11] para antenas con forma de anillos cuadrados. En cambio, en la antena propuesta la ranura se ubica fuera del centro, por lo cual es posible obtener impedancias del orden de los 50Ω (ver Figura 4.5).

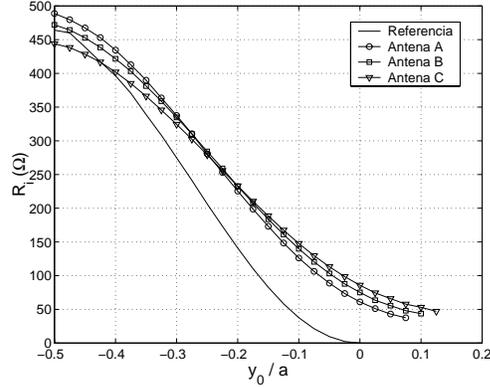


Figura 4.5: Impedancia de entrada a la frecuencia de resonancia en función de la posición del punto de alimentación a lo largo del eje y ($x_0 = 0$).

4.4.4 Patrón de Radiación

A partir del modelo de cavidad resonante también se puede calcular el patrón de radiación de una antena de microtira. Debido a que este modelo asume que el plano de tierra es infinito el campo radiado se encuentra en el hemisferio superior, tal como se muestra en la Figura 4.6.a para los planos E ($|E_\theta|$ para $\phi = 90^\circ$) y H ($|E_\phi|$ para $\phi = 0^\circ$) de la antena de referencia y las antenas A, B y C (la descripción de estas antenas se encuentra en la Tabla 4.1). El cálculo del patrón de radiación se puede mejorar teniendo en cuenta el campo difractado en los bordes del plano de tierra. Esto se logra combinando el modelo de cavidad resonante con la teoría geométrica de difracción (GTD). En la Figura 4.6.b se observa que la GTD permite determinar la existencia de lóbulos posteriores. En el Apéndice B se muestra en forma detallada como obtener dichos patrones de radiación a partir de la GTD.

Se puede observar que en ambos gráficos que el patrón de la antena propuesta es el mismo que el de una antena cuadrada convencional. Esto se debe a que el patrón de radiación depende de la distribución del campo en el perímetro del parche.

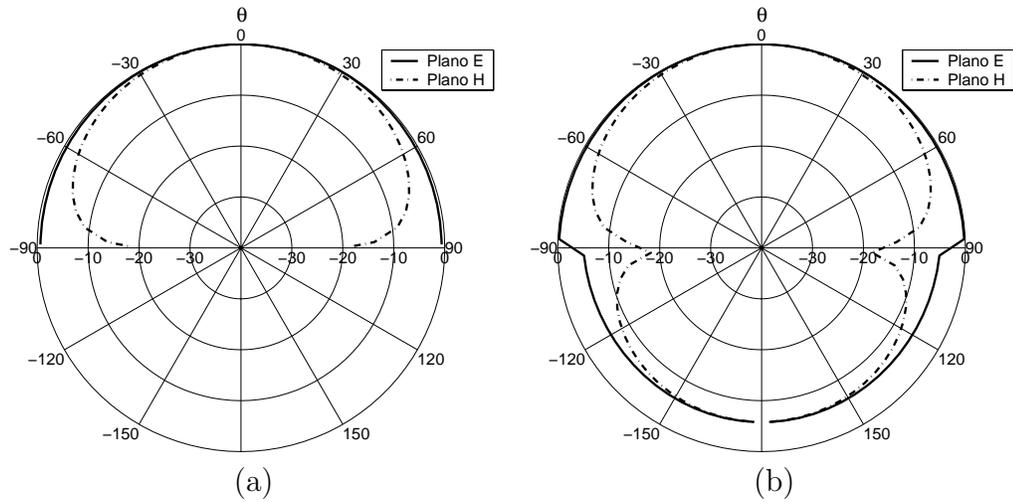


Figura 4.6: Planos E y H del patrón de radiación: a) modelo de cavidad resonante, b) modelo de cavidad resonante + GTD.

Tabla 4.2: Características de las antenas (halladas numéricamente).

	f_r	R_i	BW	D	η	G
Referencia	1700MHz	44.8 Ω	0.5%	5.4dBi	50.4%	2.4dBi
Antena A	1555MHz	50.8 Ω	0.4%	5.4dBi	37.0%	1.1dBi
Antena B	1518MHz	50.7 Ω	0.4%	5.4dBi	32.8%	0.6dBi
Antena C	1480MHz	51.5 Ω	0.4%	5.4dBi	28.4%	-0.1dBi

4.4.5 Ancho de Banda, Directividad y Eficiencia

Otros parámetros importantes de una antena son el ancho de banda, la directividad y la eficiencia. La Tabla 4.2 resume estos valores para las antenas propuestas y la de referencia. Se observa que la existencia de la ranura tiene un efecto despreciable en el ancho de banda y directividad. Sin embargo, la eficiencia disminuye apreciablemente al aumentar el tamaño de la ranura, es decir, al reducir la frecuencia de resonancia. Esta es una desventaja común en antenas de microtira pequeñas, producida por el aumento de las pérdidas en el conductor [8].

Tabla 4.3: Características de las antenas (halladas experimentalmente).

	f_r	R_i	BW	G
Referencia	1688MHz	34.3Ω	0.5%	1.5dBi
Antena A	1535MHz	46.1Ω	0.4%	1.3dBi
Antena B	1494MHz	25.5Ω	0.2%	-0.9dBi
Antena C	1457MHz	24.9Ω	0.1%	-1.4dBi

4.5 Resultados experimentales

Para verificar los resultados hallados numéricamente, antenas de lado $a = 27mm$ con ranuras de diferente tamaño y posición fueron construidas y medidas: la antena A con $b = 0.3a$, $c = 0.5a$, $\Delta = 0.23a$; la antena B con $b = 0.3a$, $c = 0.6a$, $\Delta = 0.26a$; y la antena C con $b = 0.3a$, $c = 0.7a$, $\Delta = 0.29a$. También fue construida una antena cuadrada convencional del mismo tamaño, como antena de referencia. En todas las antenas el sustrato tiene permitividad relativa $\epsilon_r = 10.2$, factor de pérdida $\text{tg } \delta = 0.0023$ y espesor $t = 1.27mm$. El tamaño del plano de tierra y sustrato es de $50 \times 50mm$. En dichas antenas se determinó experimentalmente el comportamiento de la impedancia de entrada en función de la frecuencia, el patrón de radiación y la ganancia.

La Figura 4.7 muestra la variación de la impedancia de entrada en función de la frecuencia, calculada y medida, para las distintas antenas. A partir del valor nulo de reactancia se determina la frecuencia de resonancia. Los resultados numéricos y experimentales concuerdan aceptablemente, siendo el error menor del 2% para todos los casos. Por otro lado, la impedancia de entrada medida a la frecuencia de resonancia es menor que la calculada. Esto implica que el punto de alimentación de 50Ω existe, pero se encuentra ubicado levemente hacia afuera respecto de la posición y_0 calculada. Debe tenerse presente que cerca del centro de la antena, R_i varía unos $10\Omega/mm$ (ver Figura 4.5), por lo cual pequeños errores en el cálculo de la posición del punto de alimentación producen grandes errores en la impedancia de entrada.

A partir del comportamiento de Z_i en función de la frecuencia, también se puede determinar el ancho de banda (para $SWR < 2$). Los valores obtenidos (ver Tabla 4.3) confirman lo predicho por las simulaciones, estas antenas tienen un ancho de banda del orden del 0.5%. En las antenas B y C el ancho de

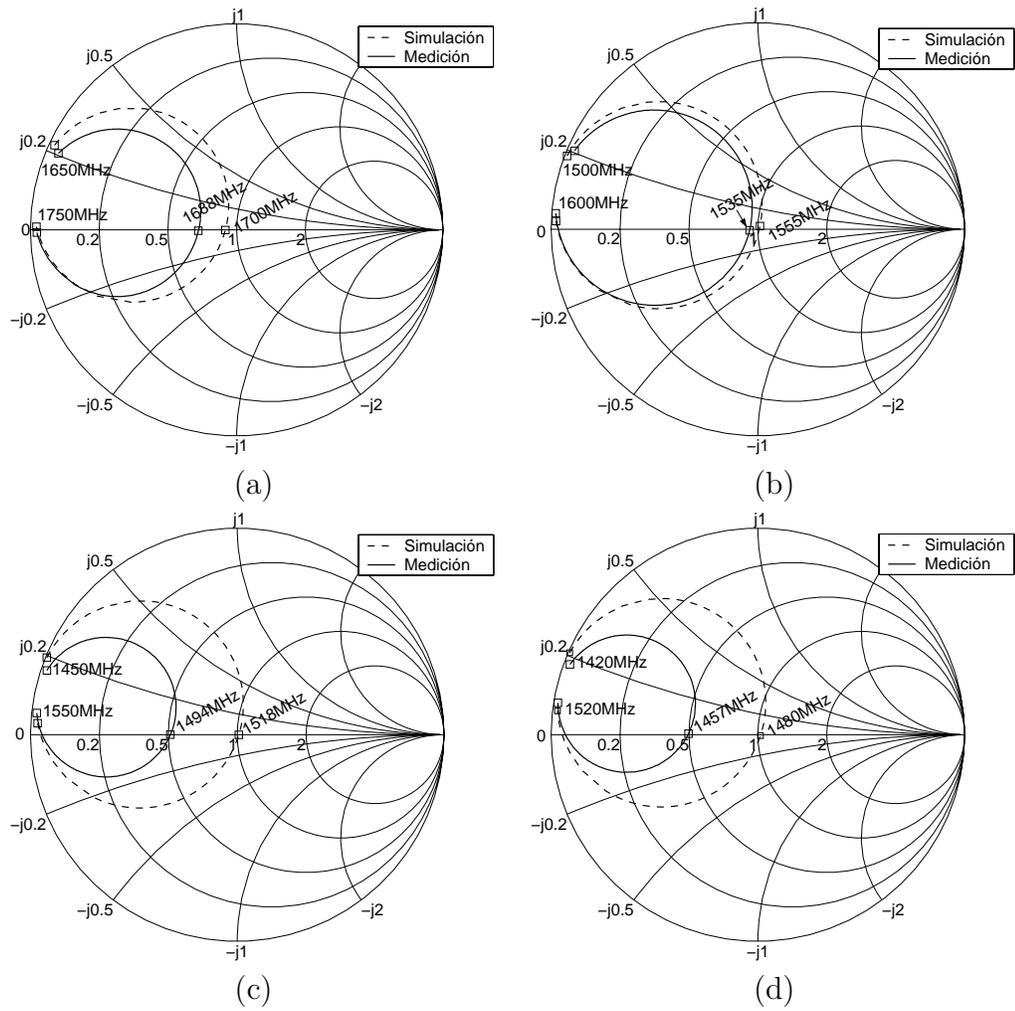


Figura 4.7: Diagrama de Smith de las distintas antenas: a) antena de referencia; b) antena A; c) antena B; d) antena C.

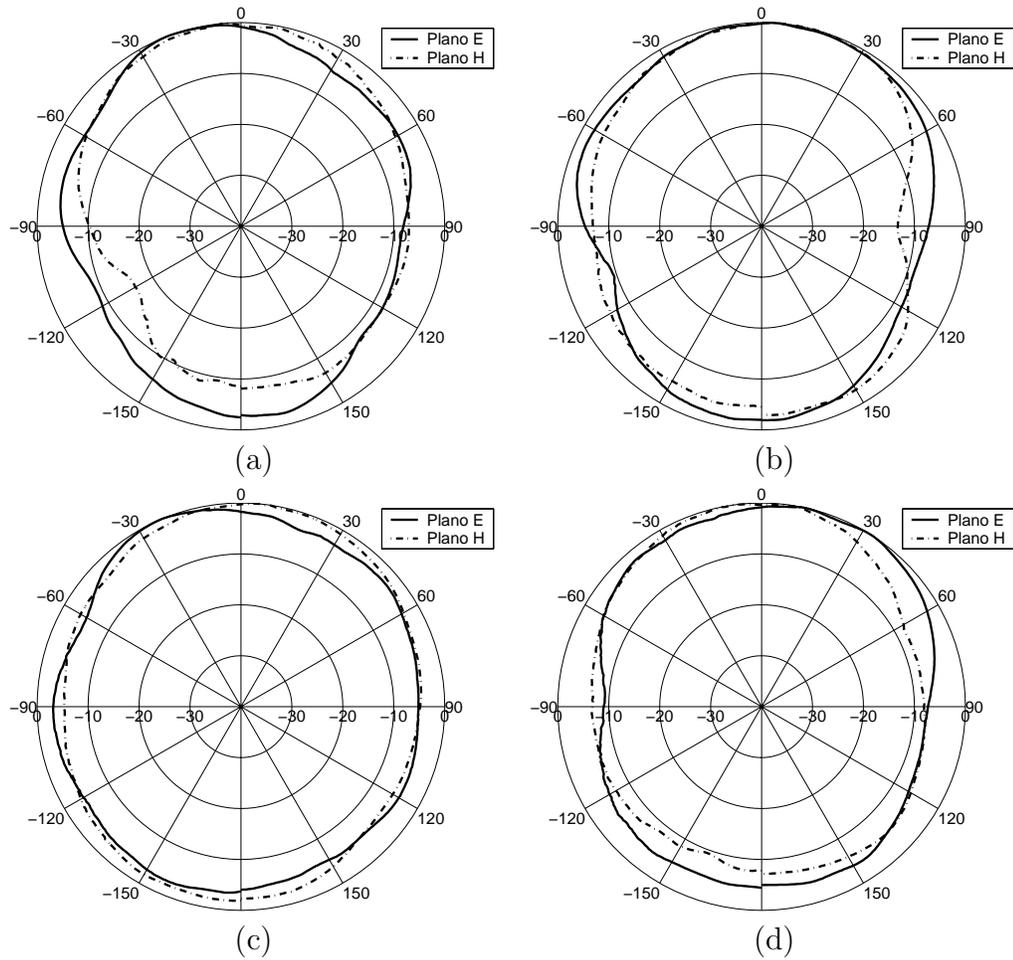


Figura 4.8: Patrón de radiación de las distintas antenas: a) antena de referencia; b) antena A; c) antena B; d) antena C.

banda medido es menor que el calculado, pero esto se debe principalmente a la desadaptación que existe entre la antena y la línea de alimentación.

Las diferencias entre valores numéricos y experimentales se originan en el cálculo de las dimensiones efectivas de las antenas. Se observa que los errores más importantes se encuentran en las antenas B y C. En estas antenas la ranura fue desplazada del centro una distancia significativa, por lo cual se pierde la semejanza con un anillo circular. Por otro lado, se han descartado los errores de construcción como fuente de error. En efecto, las imperfecciones en la construcción de las antenas son del orden de los $50\mu m$. Estas variaciones de las

dimensiones generan modificaciones en la frecuencias de resonancia e impedancia de entrada del orden del 0.1%. Por lo tanto, pueden ser despreciadas frente a los errores introducidos por el modelo.

La Figura 4.8 muestra los planos E y H del patrón de radiación, medidos para las distintas antenas. Al igual que en las simulaciones, se observa que los patrones son semejantes entre ellos, siendo mínimo el efecto de la ranura. Se puede observar la existencia un lóbulo posterior debido a las dimensiones pequeñas del plano de tierra con respecto a la longitud de onda, tal como se predijo en las simulaciones al combinar el modelo de cavidad resonante con GTD.

Por último, en la Tabla 4.3 se pueden observar los valores de la ganancia medida por el método de extrapolación [30]. Se observa que para la antena de referencia y las antenas B y C los valores medidos son menores que los obtenidos por medio de la simulación. Esto se debe a que en estas antenas la desadaptación entre la línea de alimentación y la impedancia de entrada es importante.

4.6 Resumen

En este capítulo, se utilizó el método DRM para analizar y diseñar una antena de microtira de forma cuadrada con una ranura excéntrica en su interior. Se mostró que se puede reducir la frecuencia de resonancia al aumentar el tamaño de la ranura, y que es posible hallar un punto de alimentación de 50Ω ubicando adecuadamente la ranura. Los resultados de las simulaciones fueron verificados experimentalmente por medio de la construcción de varios prototipos de antenas.