



Universidad de Oviedo

TESIS DOCTORAL

---

**TÉCNICAS DE BARRIDO  
ELECTRÓNICO POR FRECUENCIA CON  
AGRUPACIONES DE ANTENAS EN  
BANDA MILIMÉTRICA Y  
SUBMILIMÉTRICA**

---

René Camblor Díaz

Director: Samuel Ver Hoeye

Programa de Doctorado:  
Ingeniería Electromagnética: Fundamentos y Aplicaciones

Julio de 2015



# Índice general

<b>Introducción</b>	<b>1</b>
<b>1 Acercamiento a las antenas de frequency scanning en submilimétricas</b>	<b>5</b>
1.1 Introducción . . . . .	6
1.2 Dispositivos generadores y detectores de señal en la banda de terahercios . . . . .	7
1.3 Diseño y análisis de antenas y agrupaciones de antenas . . . . .	7
1.3.1 Factor de agrupación . . . . .	8
1.3.2 Técnicas de barrido electrónico . . . . .	11
1.3.3 Análisis mediante el diagrama de Brillouin . . . . .	14
1.3.4 Análisis mediante haces gaussianos . . . . .	17
1.4 Pérdidas y atenuación . . . . .	26
1.4.1 Atenuación debida al dieléctrico . . . . .	27
1.4.2 Atenuación debida al conductor . . . . .	28
1.5 Técnicas de simulación electromagnética . . . . .	35
1.5.1 Introducción . . . . .	35
1.5.2 Método de los Momentos . . . . .	36
1.5.3 Método de Elementos Finitos . . . . .	40
1.5.4 Técnica de Integración Finita . . . . .	44
1.6 Conclusiones . . . . .	48
<b>2 Antenas de escaneo en frecuencia unidimensional</b>	<b>53</b>
2.1 Introducción . . . . .	55
2.2 Agrupación lineal de 8 aperturas para escaneo unidimensional . . . . .	56
2.2.1 Diseño y topología . . . . .	56
2.2.2 Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia . . . . .	62
2.2.3 Resultados experimentales . . . . .	65
2.3 Agrupación plana de 8×8 aperturas para escaneo unidimensional . . . . .	72
2.3.1 Diseño y topología . . . . .	72
2.3.2 Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia . . . . .	74

2.3.3	Resultados experimentales . . . . .	76
2.4	Agrupación lineal de ocho antenas de varilla dieléctrica de escaneo en 1D . . . . .	84
2.4.1	Introducción . . . . .	84
2.4.2	Agrupación de $1 \times 8$ antenas de varilla dieléctrica alimentadas en fase . . . . .	84
2.4.3	Agrupación de $8 \times 1$ antenas de varilla dieléctrica con escaneo de haz mediante barrido en frecuencia . . . . .	87
2.4.4	Resultados experimentales . . . . .	90
2.5	Guía ranurada para escaneo unidimensional . . . . .	102
2.5.1	Diseño y topología . . . . .	102
2.5.2	Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia . . . . .	105
2.5.3	Resultados experimentales . . . . .	108
2.6	Antenas microstrip de apuntamiento de haz en 1D . . . . .	113
2.6.1	Antena microstrip antípoda . . . . .	114
2.7	Conclusiones . . . . .	127
<b>3</b>	<b>Antenas de escaneo en frecuencia bidimensional</b>	<b>133</b>
3.1	Introducción . . . . .	134
3.2	Agrupación de $8 \times 8$ aperturas de escaneo en 2D . . . . .	135
3.2.1	Diseño y topología . . . . .	135
3.2.2	Análisis del sistema de escaneo bidimensional mediante el factor de agrupación . . . . .	140
3.2.3	Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia . . . . .	141
3.2.4	Resultados experimentales . . . . .	148
3.3	Agrupación de guías ranuradas en paralelo de escaneo en 2D . . . . .	157
3.3.1	Diseño y topología . . . . .	158
3.3.2	Análisis mediante el factor de agrupación de las capacidades de escaneo del sistema. . . . .	161
3.3.3	Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia . . . . .	163
3.3.4	Resultados experimentales . . . . .	167
3.4	Agrupación de guías ranuradas en serie de escaneo en 2D . . . . .	175
3.4.1	Diseño y topología . . . . .	175
3.4.2	Análisis del sistema de escaneo bidimensional mediante el factor de agrupación . . . . .	179
3.4.3	Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia . . . . .	182
3.4.4	Resultados experimentales . . . . .	188
3.5	Conclusiones . . . . .	196

<b>4</b>	<b>Sistemas de imaging basados en antenas de frequency scanning</b>	<b>201</b>
4.1	Introducción . . . . .	202
4.2	Sistema de adquisición de imágenes con antena de escaneo en 1D	202
4.2.1	Introducción . . . . .	202
4.2.2	Bocinas diagonales en banda submilimétrica . . . . .	203
4.2.3	Topología del sistema . . . . .	213
4.2.4	Resultados experimentales . . . . .	218
4.3	Sistema de adquisición de imágenes con antena de escaneo en 2D	222
4.3.1	Introducción . . . . .	222
4.3.2	Topología del sistema . . . . .	222
4.3.3	Resultados experimentales . . . . .	223
4.4	Conclusiones . . . . .	228
	<b>Conclusiones Generales</b>	<b>231</b>



# Introducción

El trabajo realizado en esta Tesis Doctoral está centrado en el estudio de agrupaciones de antenas de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia en las bandas de ondas milimétricas y submilimétricas. Las agrupaciones de antenas de barrido electrónico se caracterizan porque la variación del ángulo de apuntamiento de su haz se consigue modificando la frecuencia de operación. Con las estructuras radiantes objeto de estudio es posible obtener el escaneo electrónico de haz sin necesidad de desfasadores, en consecuencia, se reduce el costo y se simplifica el sistema.

La incorporación a un sistema de una agrupación de antenas de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia permite reducir el número de elementos mecánicos requeridos. De esta manera, se consigue reducir la complejidad del sistema y aumentar la velocidad de escaneo, ya que desaparece la inercia mecánica.

El documento se ha estructurado en cuatro capítulos. En el primero se ha realizado un análisis de la teoría, métodos y técnicas presentes en la literatura científica que son de aplicación directa en el análisis y estudio de las agrupaciones de antenas objeto de este trabajo. En el conjunto de las soluciones presentadas se han incluido métodos relacionados con las agrupaciones de antenas, como el factor de agrupación, las técnicas de barrido electrónico y el diagrama de Brillouin. Debido a las características inherentes a las bandas de frecuencias utilizadas también se han dedicado apartados al análisis mediante haces gaussianos y al estudio de las pérdidas en los medios de transmisión elegidos para implementar las agrupaciones de antenas presentadas. Finalmente, se han introducido los métodos de resolución que emplean los simuladores electromagnéticos comerciales utilizados en el trabajo realizado.

En el capítulo 2 comienzan las novedosas aportaciones científicas que el autor ha realizado. Este capítulo está centrado en agrupaciones de antenas cuyo haz varía en una única dimensión al barrer la frecuencia de operación. En él se presentan cuatro agrupaciones de antenas de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia fabricadas utilizando estructuras en guía metálica rectangular. En la primera, el desfase se consigue mediante una red de distribución basada en tramos de guía de onda de distintas longitudes. Cada uno de ellos está termina-

do por una apertura, obteniéndose un total de ocho elementos radiantes. Esta agrupación de antenas sirve de punto de partida para otras dos que comporten el mismo objetivo: estrechar el haz de la agrupación en el plano ortogonal a la misma. En una de ellas las aperturas utilizadas como elementos radiantes en la primera agrupación se combinan con unas antenas de varilla dieléctrica. La otra agrupación consigue reducir el ancho de haz formando una pila de ocho agrupaciones originales. De esta forma, se llega a una agrupación de  $8 \times 8$  aperturas con escaneo a lo largo de una dimensión mediante barrido en frecuencia.

En las tres primeras agrupaciones analizadas el desfase requerido entre los elementos se consigue mediante una red de distribución. Con el objetivo de minimizar las pérdidas en la transmisión de la señal se plantea la alternativa de utilizar una antena en guía ranurada. Esta solución es más sencilla y compacta, pero lleva aparejada una reducción del rango de escaneo. Al final del capítulo 2 se presenta una agrupación de antenas en línea microstrip. Como elemento radiante se utiliza una antena antípoda cuyo diseño ha sido mejorado para reducir el espacio requerido entre los elementos de la agrupación. De esta manera, se consigue tener mayor control sobre los lóbulos de difracción.

Tras las agrupaciones de antenas analizadas en el capítulo 2 el paso natural es hacia las agrupaciones de antenas de escaneo bidimensional de haz mediante barrido en frecuencia, cuyo estudio se aborda en el capítulo 3. Basándose en la experiencia del capítulo anterior se presentan tres diseños utilizando estructuras en guía metálica rectangular. El primer diseño es una agrupación de  $8 \times 8$  aperturas en la que el escaneo bidimensional se consigue mediante dos redes de distribución. Para simplificar los procesos de diseño, fabricación y en ensamblado se aborda el estudio de antenas de escaneo bidimensional basadas en guías ranuradas. Utilizando este tipo de elementos radiantes se han diseñado dos antenas en las que el escaneo bidimensional solo precisa de una red de distribución. La primera agrupación utiliza como elementos radiantes ocho guías ranuradas idénticas a las analizadas en el capítulo 2. Estas se alimentan mediante una red de distribución en paralelo, que proporciona el escaneo en el plano transversal a la guía ranurada. El rango de escaneo de haz de las guía ranuradas presentadas está limitado a un lado de su eje transversal. La tercera agrupación de antenas se ha diseñado con el objetivo de sobrepasar esta limitación. En este caso, las guía ranuradas se alimentan mediante una red de distribución serie y, por tanto, cada guía ranurada debe radiar menos potencia que cuando actúa como elemento terminador. Con estos requisitos sí es posible diseñar una agrupación con escaneo de haz a ambos lados del eje transversal de la guía.

Una de las aplicaciones más habituales de los sistemas en banda milimétrica y submilimétrica es la adquisición de imágenes o *imaging*. En el capítulo 4 se presentan dos sistemas de adquisición de imágenes que utilizan como elemento transmisor agrupaciones de antenas descritas en los capítulos previos. Además,

en ambos se emplean dos lentes biconvexas y una bocina diagonal diseñada a medida como elemento receptor. Para el primer sistema se ha elegido una topología en reflexión y se emplea como transmisor la agrupación de  $8 \times 8$  aperturas de escaneo de unidimensional de haz mediante barrido en frecuencia. Por otra parte, en el sistema de adquisición de imágenes basado en la agrupación de  $8 \times 8$  aperturas de escaneo bidimensional de haz mediante barrido en frecuencia se utiliza una topología en transmisión. Las capacidades de ambos sistemas han sido validadas empleando piezas metálicas como objetos bajo medida. La utilización de los sistemas presentados consigue reducir el tiempo de adquisición en dos órdenes de magnitud con respecto a un sistema de desplazamiento mecánico en dos ejes.



# Capítulo 1

## Acercamiento a las agrupaciones de antenas de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia en banda milimétrica y submilimétrica

### Índice

---

<b>1.1</b>	<b>Introducción</b> . . . . .	<b>6</b>
<b>1.2</b>	<b>Dispositivos generadores y detectores de señal en la banda de terahercios</b> . . . . .	<b>7</b>
<b>1.3</b>	<b>Diseño y análisis de antenas y agrupaciones de antenas</b>	<b>7</b>
1.3.1	Factor de agrupación . . . . .	8
1.3.2	Técnicas de barrido electrónico . . . . .	11
1.3.3	Análisis mediante el diagrama de Brillouin . . . . .	14
1.3.4	Análisis mediante haces gaussianos . . . . .	17
1.3.4.1	Cálculo del centro fase mediante el análisis basado en haces gaussianos . . . . .	23
<b>1.4</b>	<b>Pérdidas y atenuación</b> . . . . .	<b>26</b>
1.4.1	Atenuación debida al dieléctrico . . . . .	27
1.4.2	Atenuación debida al conductor . . . . .	28
<b>1.5</b>	<b>Técnicas de simulación electromagnética</b> . . . . .	<b>35</b>
1.5.1	Introducción . . . . .	35
1.5.2	Método de los Momentos . . . . .	36

1.5.3	Método de Elementos Finitos . . . . .	40
1.5.4	Técnica de Integración Finita . . . . .	44
<b>1.6</b>	<b>Conclusiones . . . . .</b>	<b>48</b>

---

## 1.1 Introducción

La banda de frecuencias de terahercios o submilimétricas está situada en el espectro electromagnético entre la banda de microondas y las frecuencias ópticas. En esas dos bandas de frecuencias limítrofes es sencillo encontrar disponibilidad de generadores detectores y detectores de señal. Sin embargo, esto no ha sido así en la banda de terahercios, lo que dio lugar a la expresión *terahertz gap*. La amplitud y los límites de la banda de terahercios varían en función de las referencias que se elijan. El límite inferior más bajo suele situarse en 100 GHz [1], mientras que el valor máximo para el límite superior es de 20 THz [2]. Sin embargo, lo más habitual es situar la banda de terahercios entre los 300 GHz y los 10 THz. En términos de longitudes de onda en el vacío estos valores equivalen a 1 mm y 0,03 mm, es decir, longitudes submilimétricas. Otra denominación que también se utiliza para esta banda de frecuencias es la de infrarrojo lejano. Esta porción del espectro electromagnético ha estado históricamente infrautilizada. Debido a que está situada a medio camino entre las frecuencias de microondas y las ópticas, es habitual que las técnicas, procedimientos y tecnologías que se utilizan provengan de estas bandas más desarrolladas.

Tradicionalmente, la mayoría de aplicaciones de los sistemas en la banda de terahercios ha estado ligada a sistemas de espectroscopia y detección remota de líneas de emisión térmica de partículas ligeras. Estos sistemas han sido utilizados en aplicaciones de tipo espacial, ya que la radiación a las frecuencias de terahercios se encuentra presente a unos niveles suficientemente altos fuera de la atmósfera terrestre [3]. El interés radica en que, aproximadamente, la mitad de la luminosidad total y el 98 % de los fotones emitidos desde el Big Bang están en el rango de las submilimétricas y del infrarrojo lejano. De esta manera, el estudio del polvo interestelar de la Vía Láctea permite obtener información acerca del universo primitivo. Con el objetivo de evitar las influencias de la Tierra y de la atmósfera, estos sistemas suelen estar situados en observatorios a gran altitud, aeronaves, globos aerostáticos o en instalaciones espaciales.

Con el desarrollo tecnológico experimentado por los sistemas de terahercios en las últimas dos décadas han surgido múltiples aplicaciones. Entre las más destacadas se encuentran la espectroscopia, la adquisición de imágenes, las comunicaciones inalámbricas, el análisis no destructivo de materiales o en el ámbito de la seguridad. Estas aplicaciones pertenecen a diversas ramas del conocimiento como la química, la biología, la física o la medicina [2].

Las características inherentes a la banda de terahercios que hacen interesante su uso son, principalmente, dos. En primer lugar, se trata de radiación no ionizante, es decir, que su energía de fotón no es capaz de arrancar electrones de átomos o moléculas. La energía de fotón es proporcional a la frecuencia,  $f$  y se calcula como  $E = hf$  donde  $h = 4,13 \cdot 10^{-15}$  eV/s es la constante de Planck. En consecuencia, la energía de fotón asociada a la banda de terahercios varía entre 1,24 meV y 40,13 meV. La segunda propiedad es la respuesta característica que tienen muchos materiales al ser expuestos a la radiación de terahercios, lo que permite clasificarlos [4]. Además, los materiales textiles son transparentes a la radiación de terahercios. Por lo tanto, las aplicaciones de seguridad y control utilizan esta banda para detección de objetos ocultos [5].

## 1.2 Dispositivos generadores y detectores de señal en la banda de terahercios

A la hora de generar señales en la banda de terahercios existen dos opciones principales. La primera es utilizar un dispositivo que genere la señal directamente en el rango deseado. En cambio, en la segunda opción, se obtiene la señal de terahercios mediante multiplicación o división de la frecuencia de una señal de otra banda de frecuencias [1, 2, 6].

En esta tesis se han utilizados como generadores y detectores de señal unas cabezas extensoras de frecuencia fabricadas por Virginia Diodes. Estas se usan en conjunto con un analizador vectorial de redes de Agilent. En consecuencia, solo se realizará un breve análisis de este tipo de generadores y detectores. Para generar la señal en la banda de interés esta técnica utiliza como punto de partida un oscilador que genere una señal con una potencia del orden de milivatios en la banda de frecuencias de microondas [2, 7]. A la salida del oscilador, si es posible, se coloca un amplificador de potencia al que sigue un multiplicador de estado sólido. El elemento no lineal del multiplicador suele ser uno o varios diodos Schottky varactores [7, 8]. Para recibir la señal las cabezas extensoras de frecuencia utilizan un mezclador subarmónico que también está basado en diodos Schottky [9]. En la configuración utilizada en este trabajo la señal del oscilador que requieren tanto el multiplicador como el mezclador la proporciona el analizador vectorial de redes.

## 1.3 Diseño y análisis de antenas y agrupaciones de antenas

Como se ha comentado, la banda de frecuencia de terahercios o submilimétricas está a medio camino entre la banda de frecuencias de microondas y las frecuencias

ópticas. En consecuencia, muchas de las técnicas que se utilizan en terahercios tienen su origen, o están basadas, en las bandas de frecuencias limítrofes. En esta sección se introducirán las distintas técnicas de diseño y análisis de antenas utilizadas en esta Tesis. Se presta una especial atención a las agrupaciones de elementos radiantes debido a la importancia que ocupan en el trabajo realizado. Se presentan en esta sección el factor de agrupación, múltiples técnicas de barrido electrónico de haz, el diagrama de Brillouin aplicado a antenas de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia y el análisis mediante haces gaussianos.

### 1.3.1 Factor de agrupación

Las agrupaciones de antenas están formadas por un conjunto de elementos radiantes individuales. Las formas de distribución más habituales son la lineal y la plana. También se denominan agrupaciones unidimensionales (1D) y bidimensionales (2D), respectivamente. Si la amplitud y la fase de la señal de alimentación de cada uno de ellos se pueden controlar de forma independiente es posible conseguir que el haz radiado tenga la forma y el apuntamiento deseado [10]. Las agrupaciones de antenas ofrecen la posibilidad de variar de forma rápida y precisa el ángulo de apuntamiento de su haz si se dispone de control sobre la señal de fase que llega a cada elemento.

#### Agrupaciones lineales

La configuración de la agrupación más sencilla se muestra en la figura 1.1. Se trata de una agrupación de fuentes puntuales e isotrópicas equiespaciadas a lo largo de una línea. Su funcionamiento se puede analizar tanto en transmisión como en recepción. El punto de partida en el segundo caso es suponer que se recibe una onda plana incidente con un ángulo  $\theta$  con respecto a la normal de la agrupación. La corriente en el elemento  $n$  será de la forma  $i'_n = Ae^{jnkdsen\theta}$ . La distancia entre dos elementos adyacentes es  $d$  y el número de onda se corresponde con  $k$ . La diferencia de fase en la corriente inducida en dos elementos adyacentes está determinada por  $\Delta\psi = kd\text{sen}\theta$ . Este desfase se debe a la diferencia temporal que hay entre que la onda plana llega a un elemento y a su adyacente. Sumando las contribuciones recibidas la señal total a la salida será de la forma (1.1). Para llegar a este resultado se ha obviado la constante  $A$ .

$$FA = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j(\psi_n + nkdsen\theta)} \quad (1.1)$$

La expresión (1.1) es el factor agrupación. El resultado permite expresar la señal recibida en función del conjunto de coeficientes  $a_n$  y  $\psi_n$ . Los coeficientes  $a_n$  se corresponden con la distribución amplitud, mientras que  $\psi_n$  es la distribución de fase.

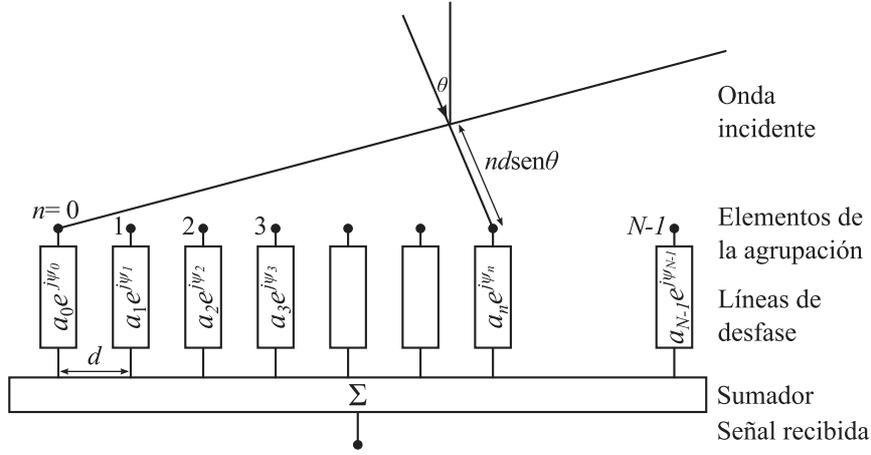


Figura 1.1: Esquema de una agrupación lineal de antenas.

Para que una onda proveniente de la dirección  $\theta_0$  proporcione un valor máximo a la salida del sumador la condición que tiene que cumplirse es  $\psi_n = -nkd \sin \theta_0$ . Por lo tanto, la distribución de fase debe ser lineal, es decir, la diferencia de fase entre elementos radiantes adyacentes ha de ser constante.

Si se reescribe (1.1) utilizando  $\nu = \sin \theta$  se obtiene (1.2). Para ello se ha utilizado que  $\Delta\psi = -kd\nu_0$ , donde  $\nu_0 = \sin \theta_0$ . Es claro que  $|\nu| \leq 1$ , ya que el ángulo  $\theta$  es real. Además, la expresión del factor de agrupación es periódica, con periodo  $2\pi/kd = \lambda/d$ .

$$E(\nu) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jnkd(\nu - \nu_0)} \quad (1.2)$$

Los máximos del factor de agrupación vienen determinados por  $kd(\nu - \nu_0) = 2m\pi$ , donde  $m \in \mathbb{Z}$ . El lóbulo principal se corresponde con el caso  $m = 0$ . El resto de máximos se conocen como lóbulos de difracción debido a la analogía con las redes ópticas de difracción. Generalmente, se busca eliminar los lóbulos de difracción, ya que se corresponden con radiación hacia zonas no deseadas, disminuyendo la potencia del haz principal y, por tanto, la ganancia. Cuando el lóbulo principal apunta hacia la dirección  $\nu_0$  el primer lóbulo de difracción estará en  $\nu_0 - \lambda/d$ . El lóbulo de difracción aparecerá en el margen visible si se cumple la condición  $\nu_0 - \lambda/d = -1$ . Sin más que sustituir el valor de  $\nu_0$ , se obtiene la máxima separación entre elementos para la que no existen lóbulos de difracción en función del ángulo máximo de barrido (1.3).

$$d < \frac{\lambda}{1 + \sin |\theta_0|} \quad (1.3)$$

### Agrupaciones planas

El barrido angular de una agrupación lineal está restringido a su eje. En consecuencia, si se desea escanear a lo largo de dos dimensiones será necesario una agrupación bidimensional o plana. En la figura 1.2 se muestra el esquema genérico de una agrupación plana colocada en el plano XY. En la representación, los elementos se han colocado en  $(md_x, nd_y)$ , aunque la distribución puede ser cuadrada, triangular, etc.

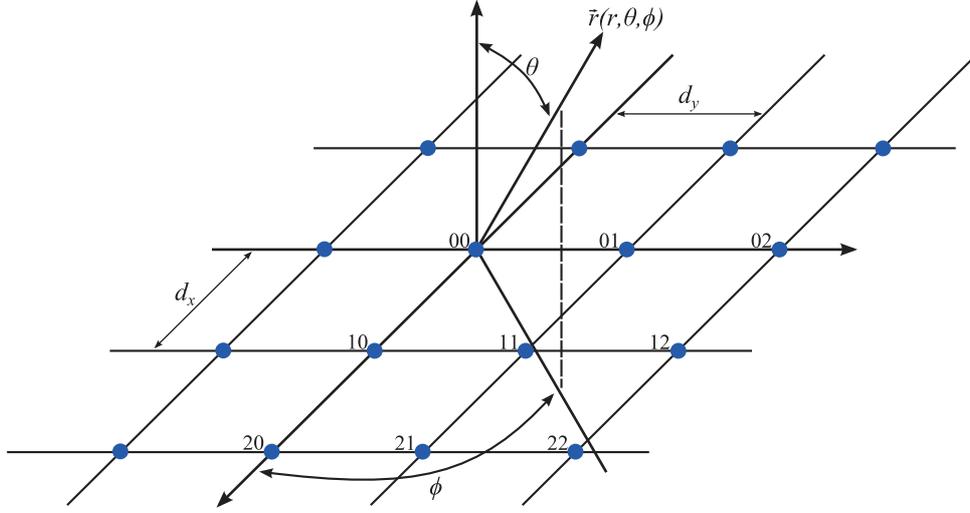


Figura 1.2: Esquema de una agrupación plana de antenas .

El factor de agrupación bidimensional (1.4) se puede expresar en función de sus cosenos directores  $\cos \alpha_x = \text{sen } \theta \cos \phi$  y  $\cos \alpha_y = \text{sen } \theta \sin \phi$ . La señal de cada uno de los elementos se corresponde  $i_{mn}$ . Si la señal es separable tal que  $i_{mn} = a_m b_n$  se obtiene (1.5).

$$FA(\cos \alpha_x, \cos \alpha_y) = \sum_m \sum_n i_{mn} e^{jk(md_x \cos \alpha_x + nd_y \cos \alpha_y)} \quad (1.4)$$

$$FA(\cos \alpha_x, \cos \alpha_y) = \sum_m a_m e^{jk(md_x \cos \alpha_x)} \sum_n b_n e^{jk(nd_y \cos \alpha_y)} \quad (1.5)$$

Para una agrupación rectangular, la posición de los lóbulos de difracción viene determinada por (1.6), donde  $p, q \in \mathbb{Z}$ . Por su parte, el margen visible está determinado por la circunferencia definida por la ecuación  $(\text{sen } \theta \cos \phi)^2 + (\text{sen } \theta \sin \phi)^2 = 1$ .

$$\cos \alpha_x - \cos \alpha_{x0} = p \frac{\lambda}{d_x} \quad (1.6a)$$

$$\cos \alpha_y - \cos \alpha_{y0} = q \frac{\lambda}{d_y} \quad (1.6b)$$

A medida que el haz principal se aleja del eje  $z$ , cada lóbulo de difracción se desplaza en la dirección que marca el plano de barrido una distancia determinada por el seno del ángulo de escaneo. Es decir, si el ángulo máximo de escaneo es  $\theta_m$  desde el eje  $z$ , la condición a cumplir para evitar la aparición de lóbulos de difracción es (1.7).

$$\frac{\lambda}{d_x} = \frac{\lambda}{d_y} = 1 + \text{sen } \theta_m \quad (1.7)$$

En general, la agrupación, bien sea lineal o plana, no estará formada por fuentes puntuales e isotrópicas, sino de antenas reales. El diagrama de radiación de la agrupación será el producto del factor de agrupación por el diagrama de radiación del elemento radiante utilizado. En este análisis, no se tiene en cuenta la influencia mutua que tienen entre sí las antenas que forman la agrupación.

### 1.3.2 Técnicas de barrido electrónico

La variación controlada del ángulo de apuntamiento del haz principal es una cualidad muy apreciada en una antena. Si la modificación del apuntamiento se realiza de forma electrónica, el sistema no tendrá inercia mecánica. Es decir, no habrá partes mecánicas limitando la velocidad de variación del ángulo de apuntamiento. Este tipo de agrupaciones radiantes son apropiadas para transmitir o recibir información proveniente de diferentes ángulos.

Para conseguir el comportamiento de barrido electrónico, lo más habitual es utilizar una agrupación de antenas [10, 11, 12]. La relación entre la señal que alimenta los distintos elementos de la agrupación y, en particular, su fase, determinará la forma del diagrama de radiación. Para llevar la señal deseada a cada uno de los elementos de la agrupación se emplea una red de alimentación. La red empleada se escoge en función de la tecnología de fabricación de la agrupación, del elemento desfasador utilizado y del diagrama de radiación requerido.

Existen múltiples formas de alimentar una agrupación de antenas. Atendiendo a la distribución de los elementos de la agrupación se suelen clasificar en redes de alimentación en serie y redes en paralelo. A su vez, las redes en serie se dividen entre las de alimentación resonante y las de *travelling wave*. Por su parte, la alimentación en paralelo puede ser colectiva o distribuida [12]. A continuación se analizarán de forma sucinta los cuatro tipos citados.

#### Redes de alimentación en serie

En una red de alimentación en serie, a cada elemento se le transmite una pequeña parte de la potencia, continuando la mayor parte hacia el resto de elementos. En

las redes resonantes se busca favorecer la presencia de una onda estacionaria. Un ejemplo típico es la guía ranurada resonante. Para conseguir la onda reflejada la guía se termina en un cortocircuito. En este tipo de antena se buscan que las ranuras estén en fase. En consecuencia, si están colocadas en la cara ancha formando dos filas las ranuras equidistarán  $\lambda_g/2$ , donde  $\lambda_g$  representa la longitud de onda en la guía. De esta manera, se consigue una agrupación muy eficiente con radiación perpendicular a su eje [12]. El principal inconveniente es que fuera de la frecuencia de resonancia la adaptación de la agrupación se degrada. En consecuencia, se trata de una antena de reducido ancho de banda. Esto se debe a la variación de la admitancia con la frecuencia.

La alternativa para conseguir una guía ranurada de banda ancha pasa por utilizar un diseño *travelling wave*, es decir, sin onda reflejada. En este tipo de redes de alimentación se utiliza una carga adaptada para absorber la potencia no radiada en las antenas. En la figura 1.3 se muestra el esquema de una agrupación de parches microstrip alimentados por este tipo de red. En ocasiones, la distancia entre elementos o las dimensiones de estos van variando a lo largo de la red de alimentación. De esta manera, se mejora la adaptación de la agrupación y se tiene más control sobre la potencia entregada a cada uno [12]. Un ejemplo de este tipo de antenas es la guía ranurada que se analiza en la sección 2.5.1 del capítulo 2.

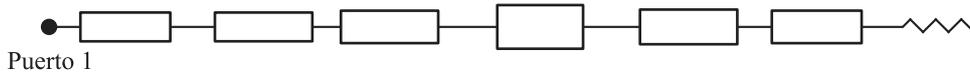


Figura 1.3: Esquema de una red de alimentación *travelling wave* microstrip.

### Redes de alimentación en paralelo

En las redes de alimentación en paralelo cada elemento actúa como terminador de la línea que lo alimenta. El elemento característico de las redes en paralelo corporativas son los divisores. La alimentación de la agrupación se va dividiendo progresivamente hasta llegar a los elementos radiantes. En cambio, en la alimentación distribuida cada elemento de la agrupación cuenta con su propio módulo de transmisión/recepción. Esto aporta mejoras evidentes, por ejemplo, una disminución de las pérdidas en la red y un aumento de la relación señal a ruido. La contraparte es el incremento en el precio del sistema [12].

Tanto en las redes de alimentación serie como en las redes en paralelo los desfases juegan un papel fundamental. Su misión es variar la fase de la señal de alimentación según las necesidades para obtener el comportamiento de escaneo de haz requerido. En la figura 1.4 se esquematizan diferentes redes de alimentación con desfases. En (a) se utiliza una red de alimentación serie en la que los desfases se colocan de tal forma que solo afecten a un único

elemento radiante. En cambio, en (b) los desfasadores están en la red principal. Salvo el último, la modificación de un desfasador actúa sobre varios elementos. En una red en alimentación en paralelo cada elemento tiene su propio desfasador (figura 1.4 (c)).

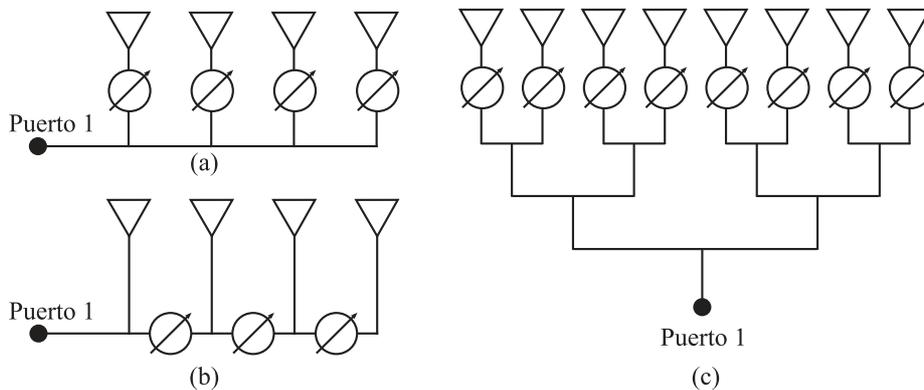


Figura 1.4: Esquema de redes de alimentación basadas en desfasadores: (a) red de alimentación en serie con desfasadores en paralelo, (b) red de alimentación serie con desfasadores en serie, (c) red de alimentación en paralelo de tipo corporativo.

Un análisis detallado sobre los diferentes tipos de desfasadores se puede encontrar en [13].

### Redes de conformado de haz

Otra alternativa para conseguir agrupaciones de barrido electrónico pasa utilizar redes de conformado de haz, *beam forming networks* [12, 14, 15]. Las redes de conformado de haz permiten alimentar una agrupación a través de un sistema con múltiples puertos. Cada puerto está asociado con un único haz y cada haz apunta en una dirección diferente. Además, los haces pueden existir de forma simultánea o por separado. Existen diferentes tipos de redes de conformado de haz, pero las dos más habituales son la matriz de Butler y la lente de Rotman [12, 15].

La alternativa elegida en esta Tesis para implementar el escaneo electrónico en las agrupaciones de antenas diseñadas es la variación del ángulo de apuntamiento mediante el barrido en frecuencia. Esta técnica, conocida en la literatura científica como *frequency scanning* introduce los desfases entre los elementos radiantes barriendo la frecuencia de trabajo. El empleo de la técnica de *frequency scanning* se puede combinar tanto con redes de alimentación en serie como con redes en paralelo.

### 1.3.3 Análisis mediante el diagrama de Brillouin

Las propiedades de los circuitos electrónicos varían con la frecuencia de operación. Este hecho no suele ser deseado, porque en general limita el ancho de banda de operación. Sin embargo, a veces sí es posible sacar partido a las variaciones de las características del circuito con la frecuencia de trabajo. Esto es lo que ocurre en el caso de las antenas de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia.

El análisis se realiza aquí suponiendo que la tecnología de fabricación es una guía metálica rectangular. Sin embargo, como se verá en el capítulo 2, los resultados son equivalentes con otras tecnologías. Como punto de partida se toma una agrupación lineal. Cada uno de sus elementos se alimenta con un tramo de guía rectangular. Además, la longitud de cada tramo aumenta una longitud  $L$  para cada elemento. El factor de agrupación vendrá dado por (1.8). La longitud de onda en la guía está representada por  $\lambda_g$ . En la expresión, tanto el desfase entre los elementos como la distancia eléctrica entre los mismos dependen de la frecuencia de trabajo. En consecuencia, el análisis característico basado en el factor de agrupación debe de ser modificado para este tipo de agrupaciones.

$$FA = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j\left(\frac{2\pi L}{\lambda_g} + n \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta\right)} \quad (1.8)$$

El diagrama de Brillouin, o diagrama  $\omega$ - $\beta$ , se utiliza para el análisis de estructuras periódicas [16]. Este diagrama consiste en una representación gráfica de la constante de fase de los armónicos espaciales con respecto a la frecuencia. Una de sus aplicaciones es el análisis de antenas [17, 18, 19]. En concreto, Ishimaru y Tuan desarrollaron un método para conocer ciertos parámetros del diagrama de radiación de una agrupación lineal de escaneo electrónico de haz basado en la variación de la frecuencia de alimentación utilizando el diagrama  $\omega$ - $\beta$  [17].

De nuevo, el punto de partida del análisis es una agrupación de  $N$  fuentes puntuales e isotrópicas. Si la diferencia de fase que introduce la red de alimentación entre dos elementos adyacentes, situados entre sí a una distancia  $d$ , es  $\beta L$  el factor de agrupación viene dado por (1.9). Esta expresión equivalente a 1.1.

$$FA = \frac{\text{sen } N \frac{Y}{2}}{N \text{sen } \frac{Y}{2}} \quad (1.9a)$$

$$Y = kd \text{sen } \theta - \beta L \quad (1.9b)$$

En la figura 1.5 se muestra un diagrama de Brillouin. En el eje de ordenadas se representa el producto del número de onda por la distancia entre elementos ( $kd$ ). En el eje de abscisas, la constante de fase por la longitud de línea entre elementos ( $\beta L$ ). También es habitual encontrar la representación del diagrama con las cantidades indicadas divididas por  $\pi$  [19]. En color rojo se representa las

líneas  $k = \pm n\beta \pm m\pi$  con  $n, m \in \mathbb{Z}$ , es decir, variantes periódicas de  $k = \beta$ . La relación periódica entre  $k$  y  $\beta$  determina la existencia de *leaky waves* y *slow waves*. Por ejemplo, en el punto  $d_1$  de la figura 1.5 solo los armónicos espaciales -1, -2 y -3 se corresponden con *leaky waves*. Por tanto, el diagrama de radiación vendrá determinado por esos tres armónicos. Los posibles puntos de trabajo de la agrupación de barrido de haz mediante escaneo en frecuencia están sobre la recta que pasa por el origen y tiene como pendiente  $p$  (1.10). Por ejemplo, si  $p = 1/7$  la recta pasará por el origen y los puntos  $c_i$ . Los márgenes de trabajo de la agrupación son de  $c_1$  a  $c_2$ , de  $c_3$  a  $c_4$  y de  $c_5$  a  $c_6$ . Por otra parte, la recta que une  $b_1$ ,  $b_2$  y  $b_3$  tiene pendiente  $p = 1/3$ . En el punto  $b_1$  se cumple  $k = -\beta + 2\pi$  y el lóbulo principal apuntará hacia  $-90^\circ$ . En  $b_2$  el lóbulo apuntará a  $0^\circ$  y en  $b_3$  a  $90^\circ$ .

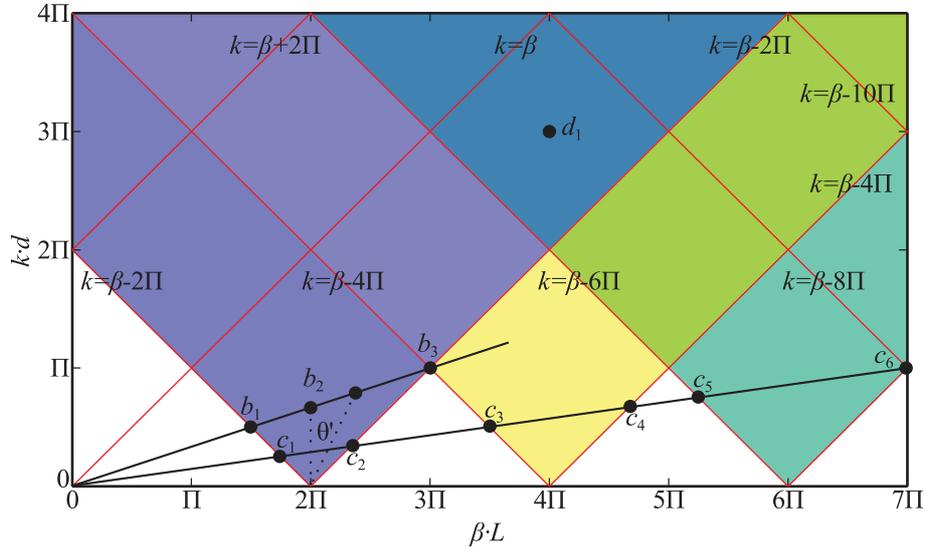


Figura 1.5: Diagrama de Brillouin.

$$p = \frac{kd}{\beta L} \quad (1.10)$$

Utilizando la variable  $p$  se puede reescribir (1.9b) resultando (1.11). Si se desea que a la frecuencia central  $f_c$  el apuntamiento sea transversal al eje de la agrupación se tiene que  $\beta_c L = 2M\pi$  con  $M \in \mathbb{Z}$ . El valor de  $M$  se corresponde con el armónico espacial utilizado.

$$Y = 2M\pi \frac{f}{f_c} \frac{p_c}{p} (p \sen \theta - 1) \quad (1.11)$$

Utilizando (1.11) se puede calcular la variación del ángulo de apuntamiento con la frecuencia (1.12). En general, cuanto más elevado sea el valor de  $p$  mayor será la variación del ángulo de apuntamiento con la frecuencia.

$$-2M\pi = 2M\pi \frac{f}{f_c} \frac{p_c}{p} (p \operatorname{sen} \theta_p - 1) \quad (1.12a)$$

$$\operatorname{sen} \theta_p = \frac{2M\pi \left( \frac{f}{f_c} \frac{p_c}{p} - 1 \right)}{2M\pi \frac{f}{f_c} \frac{p_c}{p}} \quad (1.12b)$$

$$\operatorname{sen} \theta_p = \frac{1}{p} \left( 1 - \frac{f_c p}{f p_c} \right) \quad (1.12c)$$

Además, la variación del ángulo de apuntamiento con la frecuencia también se puede calcular de forma gráfica utilizando  $\operatorname{sen} \theta = \tan \theta'$ . La demostración de esta igualdad está desarrollada en (1.13).

$$\beta_n = k \operatorname{sen} \theta_n \quad (1.13a)$$

$$\operatorname{sen} \theta_n = \frac{\beta + 2n\pi/a}{k} \quad (1.13b)$$

$$\frac{\beta a + 2n\pi}{ka} = \tan \theta' \quad (1.13c)$$

Mediante al análisis basado en el diagrama de Brillouin también es posible determinar la variación del ancho de haz con la frecuencia de trabajo. El ancho de haz a -3 dB se puede calcular combinando (1.14) y (1.15). El primer paso consiste en resolver de forma numérica (1.14b). Puesto que se trata de cálculos sobre el campo eléctrico el valor se iguala a  $1/\sqrt{2}$ .

$$Y = -2M\pi \pm x_0 \quad (1.14a)$$

$$\left| \frac{\operatorname{sen} n \frac{Y}{2}}{n \operatorname{sen} \frac{Y}{2}} \right| = \frac{\operatorname{sen} n \frac{x_0}{2}}{n \operatorname{sen} \frac{x_0}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (1.14b)$$

El ángulo  $\theta_0$  representa los dos valores  $\theta_1$  y  $\theta_2$  para los que el valor de la potencia radiada disminuye 3 dB. La ecuación (1.15a) es equivalente a (1.12a), pero sustituyendo el ángulo de apuntamiento del haz principal por  $\theta_0$ . Restando ambas ecuaciones se obtiene (1.15c). Finalmente, reemplazando  $\operatorname{sen} \theta_p$  según 1.12c es posible calcular los valores de  $\theta_1$  y  $\theta_2$  para los cuales la potencia radiada disminuye a la mitad (1.15d).

$$2M\pi \frac{f}{f_c} \frac{p_c}{p} (p \operatorname{sen} \theta_0 - 1) = -2M\pi \pm x_0 \quad (1.15a)$$

$$2M\pi \frac{f}{f_c} \frac{p_c}{p} p(\sin \theta_0 - \sin \theta_p) = \pm x_0 \quad (1.15b)$$

$$\sin \theta_0 = \frac{\pm x_0 f_c}{2M\pi f p_c} + \sin \theta_p \quad (1.15c)$$

$$\frac{\sin(\theta_1)}{\sin(\theta_2)} = \frac{\pm x_0 f_c}{2M\pi f p_c} + \frac{1}{p} - \frac{f_c}{f p_c} \quad (1.15d)$$

### 1.3.4 Análisis mediante haces gaussianos

Los haces gaussianos son una distribución espacial de ondas electromagnéticas, sirven para describir las ondas que tienen una distribución transversal de amplitud de tipo gaussiano. Su aplicación más habitual es la caracterización de los haces de ciertos láseres y la distribución de campo en algunas guías ópticas. Los haces gaussianos no son una solución exacta de las ecuaciones electromagnéticas. Sin embargo, sí representan una solución aproximada bajo ciertas condiciones.

Si las ondas electromagnéticas planas se propagan aproximadamente a lo largo de la misma dirección, asúmase sin pérdida de generalidad el eje  $z$ , se trata de una aproximación paraxial. Los campos eléctricos y magnéticos de estas ondas estarán en direcciones prácticamente perpendiculares al eje de propagación. Con este punto de partida, el problema electromagnético se puede representar mediante la ecuación escalar de Helmholtz (1.16).

$$\nabla^2 \psi + k^2 \psi = 0 \quad (1.16)$$

Bajo la aproximación paraxial, la solución de la ecuación escalar de Helmholtz se puede expresar como (1.17). Además, se asume que  $u(x, y, z)$  es una función suave en  $z$ , lo que se expresa como (1.18).

$$\psi = u(x, y, z) e^{-jkz} \quad (1.17)$$

$$\left| \frac{\partial u}{\partial z} \right| \ll |ku| \quad (1.18a)$$

$$\left| \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} \right| \ll \left| \frac{k \partial u}{\partial z} \right| \ll |k^2 u| \quad (1.18b)$$

Si se sustituye (1.17) en (1.16) se llega a la ecuación paraxial de onda (1.19), donde  $\nabla_T^2 = \nabla^2 - \partial^2/\partial z^2$ . El modo fundamental de los haces gaussianos es una solución de la ecuación paraxial de onda.

$$\nabla_T^2 u(x, y, z) - 2jk \frac{\partial u}{\partial z} = 0 \quad (1.19)$$

En un sistema en coordenadas cilíndricas  $(\rho, \phi, z)$  con simetría axial, una solución de (1.19) viene dada por  $u$  (1.20). En la expresión,  $p(z)$  y  $q(z)$  son funciones complejas.

$$u = A \exp \left( -j \left( p(z) + \frac{k\rho^2}{2q(z)} \right) \right) \quad (1.20)$$

Para que la solución sea válida se deben cumplir las siguientes condiciones: La distribución de amplitud en los planos normales a la dirección de propagación debe ser gaussiana. El frente de fase debe ser relativo a  $\rho^2$  y a  $z$ . Además, en el eje del haz, la amplitud depende de  $z$  y el factor de fase no es un función lineal de  $z$ . Estas condiciones llevan a  $q = z + q_0$  y  $p = -j \ln(z + q_0)$ , donde  $q_0 = -z_0 + js$  y  $z_0, s \in \mathbb{R}$ . Además, la condición de normalización  $\int uu^* 2\pi\rho d\rho = 1$  implica que  $A = j\sqrt{ks/\pi}$  [16]. De esta manera se llega a (1.21):

$$u = \frac{j\sqrt{ks/\pi}}{(z - z_0) + js} \exp \left( \frac{-ks\rho^2}{2((z - z_0)^2 + s^2)} - j \frac{k(z - z_0)\rho^2}{2((z - z_0)^2 + s^2)} \right) \quad (1.21)$$

Aplicando los cambios de variable descritos en (1.22) se puede obtener (1.23)

$$\frac{1}{w^2(z)} = \frac{ks}{2((z - z_0)^2 + s^2)} \quad (1.22a)$$

$$\frac{1}{R(z)} = \frac{z - z_0}{(z - z_0)^2 + s^2} \quad (1.22b)$$

$$\tan \phi = \frac{z - z_0}{s} \quad (1.22c)$$

$$u = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{w} \exp \left( \frac{-\rho^2}{w^2} \right) \exp \left( -j \left( \frac{k\rho^2}{2R} - \phi \right) \right) \quad (1.23)$$

Por lo tanto  $\psi$  toma el valor (1.24):

$$\psi = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{w} \exp \left( \frac{-\rho^2}{w^2} \right) \exp \left( -j \left( z + \frac{k\rho^2}{2R} - \phi \right) \right) \quad (1.24)$$

El radio del haz gaussiano se representa por  $w(z)$ . Esta variable indica la distancia para la cual la amplitud del campo decae 1/e con respecto a su valor en el eje. En  $z = z_0$  se produce el valor mínimo de  $w(z = z_0) = w_0$ . A partir de los parámetros  $z_0$  y  $w_0$  es posible caracterizar un haz gaussiano, tal y como se recoge (1.25). La variable  $s$  corresponde con el parámetro confocal, mientras que  $R(z)$  es el radio de curvatura del frente de fase.

$$s = \frac{1}{2}kw_0^2 = \frac{n\pi w_0^2}{\lambda} \quad (1.25a)$$

$$w(z) = w_0 \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda(z - z_0)}{n\pi w_0^2}\right)^2} = w_0 \sqrt{1 + \left(\frac{z - z_0}{s}\right)^2} \quad (1.25b)$$

$$R(z) = \frac{1}{z - z_0} \left( (z - z_0)^2 + \left(\frac{n\pi w_0^2}{\lambda}\right) \right) = \frac{1}{z - z_0} \left( (z - z_0)^2 + s^2 \right) \quad (1.25c)$$

Para llegar a la solución del haz gaussiano ha sido necesario utilizar la aproximación paraxial. Por lo tanto, la utilización del haz gaussiano está condicionada a que se cumplan las condiciones expresadas en (1.18). Derivando la expresión (1.26a) se llega a (1.26b).

$$u = A \exp \left( -\ln(z + q_0) - j \frac{k\rho^2}{2(z + q_0)} \right) \quad (1.26a)$$

$$\frac{\partial u}{\partial z} = - \left( \frac{1}{(z - z_0 + js)} - j \frac{k\rho^2}{2((z - z_0) + js)^2} \right) u \quad (1.26b)$$

En consecuencia, la condición paraxial se puede expresar de la siguiente manera:

$$\frac{1}{s} \ll k \quad (1.27a)$$

$$\frac{\rho^2}{2((z - z_0)^2 - s^2)} \ll 1 \quad (1.27b)$$

Debido a que la mayor parte de la energía está confinada en la zona  $\rho < w$ , es posible sustituir  $\rho$  por  $w$  en (1.27b). De esta manera, ambas condiciones son equivalentes y se reducen a (1.28), donde  $n$  representa el índice de refracción del medio.

$$w_0 \gg \frac{\lambda}{\sqrt{2n\pi}} \quad (1.28)$$

Es habitual considerar que la onda se propaga por espacio libre ( $n = 1$ ) y situar el inicio del eje  $z$  en la cintura del haz gaussiano ( $z_0 = 0$ ). Bajo estas consideraciones, los parámetros del haz quedan de la forma (1.29). Además, también es frecuente que la distancia confocal  $s$  se exprese como  $z_c = \pi w_0^2/\lambda$ . En la figura 1.6 se muestra un haz gaussiano junto con los parámetros que lo caracterizan.

$$w(z) = w_0 \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda z}{\pi w_0^2}\right)^2} \quad (1.29a)$$

$$R(z) = z + \frac{(\pi w_0^2/\lambda)^2}{z} \quad (1.29b)$$

$$\phi(z) = \arctan \frac{\lambda z}{\pi w_0^2} \quad (1.29c)$$

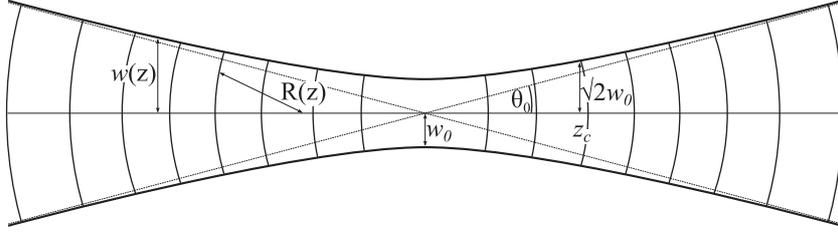


Figura 1.6: Representación de un haz de tipo gaussiano.

Se suele aceptar que, en el vacío, para  $w_0 \geq 0,9\lambda$  se puede utilizar la solución paraxial de forma segura. Para los casos en que  $0,45\lambda \leq w_0 < 0,9\lambda$  existen correcciones al modelo gaussiano que son efectivas. Sin embargo, para haces más divergentes el modelo gaussiano es inadecuado [20].

El radio de curvatura del haz varía desde infinito, en la cintura del haz, hasta su valor mínimo  $R(z = z_c) = 2z_c$ . A partir de ahí, su valor va en aumento. Para  $z \gg z_c$  el radio crece como  $R \simeq z$ . La variación con la distancia del radio de haz tiene forma de hipérbola, cuyo ángulo asintótico es  $\theta_0 = \lambda/(\pi w_0)$ .

Cuando la frecuencia tiende a infinito, o lo que es lo mismo, la longitud de onda tiende a cero, se trabaja en la frontera de la óptica geométrica (GO). En ese caso  $q \rightarrow R$ . Si, además, se mantiene  $\theta_0$  como constante se obtiene que  $z_c \rightarrow 0$ . En consecuencia, el radio de curvatura variará de forma lineal con la distancia a la cintura del haz.

Las aproximaciones descritas hacen que un sistema de haz gaussiano se pueda analizar en función de su parámetro  $q$  de forma análoga a los rayos de un sistema lineal de óptica geométrica. Por lo tanto, la posición y la pendiente de un rayo a la salida de un sistema paraxial son funciones lineales de la posición y la pendiente del rayo de entrada. Esto es, si  $r$  es la posición y  $r'$  la pendiente se cumple la relación (1.30).

$$\begin{pmatrix} r_{out} \\ r'_{out} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_{in} \\ r'_{in} \end{pmatrix} \quad (1.30)$$

El radio de curvatura se puede definir como  $R = \text{posición}/\text{pendiente}$ , llegando a  $R_{out} = (A \cdot R_{in} + B)/(C \cdot R_{in} + D)$ . De forma equivalente se obtiene  $q_{out} = (A \cdot q_{in} + B)/(C \cdot q_{in} + D)$ . Los parámetros A, B, C y D son los mismos que en un sistema de óptica geométrica. Es decir, se puede aplicar la teoría de rayos de óptica geométrica a los sistemas de haces gaussianos. Los parámetros de salida

de un haz gaussiano que atraviesa un sistema paraxial se pueden determinar en función de  $q$  y de (1.31). Ejemplos acerca del uso de la ley ABCD se pueden encontrar en [16, 20].

$$w = \sqrt{\frac{-\lambda}{\pi \cdot \text{Im}(1/q)}} \quad (1.31a)$$

$$R = \frac{1}{\text{Re}(1/q)} \quad (1.31b)$$

Cuando se utiliza la teoría basada en haces gaussianos para analizar el diagrama de radiación de bocinas es necesario, en principio, incluir modos superiores. En función del tipo de bocina y del sistema de coordenadas utilizado se utiliza el análisis basado en haces de Gauss-Hermite o en haces de Gauss-Laguerre. El primero de ellos se utiliza para bocinas cónicas [21] y para bocinas corrugadas [22]. Por su parte, el análisis basado en funciones de Gauss-Laguerre se emplea para bocinas piramidales [23] o diagonales [24, 25].

### Aplicación al diseño y análisis de las bocinas diagonales

La densidad de potencia radiada por una bocina diagonal de longitud  $l$  y arista  $a$  (figura 1.7) en una superficie en campo lejano en términos del análisis de funciones de Gauss-Laguerre es (1.32). El coeficiente copolar para el modo  $mn$  se representa por  $C_{mn}^+$ , mientras que  $C_{mn}^-$  es el contrapolar. Las funciones base se representan mediante  $h_m(u)$ , mientras que  $H_m(u)$  es el polinomio de Hermite de orden  $m$  en  $u$ .

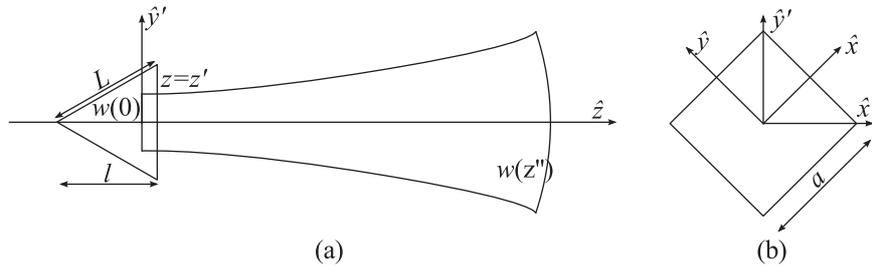


Figura 1.7: Topología de una bocina diagonal y su haz gaussiano: (a) vista de perfil, (b) vista en alzado.

$$P(x, y, z)^\pm = \frac{w(z')^2}{w(z)^2} \left| \sum_m \sum_n C_{mn}^\pm h_m \left( \frac{\sqrt{2}\pi w(0)}{a} \frac{a}{\lambda} \frac{x}{z} \right) \cdot h_n \left( \frac{\sqrt{2}\pi w(0)}{a} \frac{a}{\lambda} \frac{y}{z} \right) \cdot \exp \left( j(m+n) \left( \frac{\pi}{2} - \arctan(4k_h^2 2\pi s) \right) \right) \right|^2 \quad (1.32a)$$

$$h_m(u) = \frac{H_m(u) \exp \left( -\frac{u^2}{2} \right)}{\sqrt{\sqrt{\pi} 2^m m!}} \quad (1.32b)$$

$$C_{mn}^\pm = \frac{\sqrt{\Omega} A_m B_n \pm B_m A_n}{\sqrt{2(\Omega + 1)}} \quad (1.32c)$$

$$A_m = \sqrt{\frac{k_h}{\sqrt{2}}} \int_{-1/\sqrt{2}k_h}^{-1/\sqrt{2}k_h} h_m(u) du \quad (1.32d)$$

$$B_n = \sqrt{\sqrt{2}k_h} \int_{-1/\sqrt{2}k_h}^{-1/\sqrt{2}k_h} \cos \left( \frac{\pi k_h u}{\sqrt{2}} \right) h_n(u) du \quad (1.32e)$$

$$\Omega = \frac{E_x^2}{E_y^2} \quad (1.32f)$$

$$k_h = \frac{w(z')}{a} \quad (1.32g)$$

$$s = \frac{a^2}{8\lambda l} \quad (1.32h)$$

Para este análisis se parte de que el campo en la apertura es de la forma (1.33), lo que se puede conseguir alimentado la bocina diagonal mediante una guía rectangular en la que se excitan los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$ . Sin embargo, esta alimentación no es imprescindible. Es posible conseguir el mismo campo en la apertura utilizando una guía rectangular con una transición directa [24]. Si la intensidad de los dos modos es idéntica, se tendrá  $\Omega = 1$ .

$$E(x, y, z') = \hat{x}E_{01} + \hat{y}E_{10} \quad (1.33a)$$

$$E(x, y, z') = \left( \hat{x}E_x \cos \frac{\pi y}{a} + \hat{y} \cos \frac{\pi x}{a} \right) e^{jk\delta} \quad (1.33b)$$

$$k\delta = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{a^2/2 - x^2 - y^2}{2l} \quad \text{con } |x|, |y| < a \quad (1.33c)$$

La cantidad de potencia que se acopla al modo fundamental gaussiano depende del valor de  $w(z')/a$  que se elija. En el caso de una bocina diagonal es posible conseguir una eficiencia de acoplo máxima,  $\eta_{Gauss} \simeq 0,8430$  para  $w(z')/a = 0,4316$ . Con una bocina cónica se consigue  $\eta_{Gauss} \simeq 0,8662$  para  $w(z')/a = 0,768$  y para una bocina corrugada  $\eta_{Gauss} \simeq 0,9792$  para  $w(z')/a = 0,6435$ . Para el caso diagonal, si se utilizan tres modos gaussianos se consigue acoplar hasta un 90.8 % de la potencia [24].

Una vez determinado el valor de  $k_h$  óptimo y fijando  $R(z') = l$ , el cálculo de los parámetros del haz gaussiano correspondiente se puede llevar a cabo utilizando (1.34). La distancia confocal, que se suele utilizar como distancia de campo lejano [25], viene dada por (1.34d).

$$w(z) = w(0) \left( 1 + \left( \frac{z}{z_c} \right)^2 \right)^2 \quad (1.34a)$$

$$R(z) = z \left( 1 + \left( \frac{z}{z_c} \right)^2 \right) \quad (1.34b)$$

$$\phi(z) = \arctan \frac{z}{z_c} \quad (1.34c)$$

$$z_c = \frac{\pi w(0)^2}{\lambda} \quad (1.34d)$$

El radio de la cintura del haz gaussiano y su posición con respecto a la apertura de la bocina se pueden calcular usando (1.35)

$$w(0) = \frac{k_h a}{\sqrt{1 + (4k_h^2 2\pi s)^2}} \quad (1.35a)$$

$$z' = \frac{l}{1 + \left( \frac{1}{4k_h^2 2\pi s} \right)^2} \quad (1.35b)$$

#### 1.3.4.1 Cálculo del centro fase mediante el análisis basado en haces gaussianos

Se suele definir el concepto de centro de fase de una bocina como el punto de referencia desde el que se dice que la radiación emana. Por tanto, los campos medidos en la superficie de una esfera cuyo centro coincida con este punto tendrán la misma fase [26]. También es habitual definir el centro de fase de una bocina como el centro de curvatura de la superficie en equifase del campo radiado [21, 25]. El

cálculo del centro de fase es de gran importancia a la hora de utilizar las bocinas en combinación con elementos ópticos, como lentes, o en la alimentación de reflectores. La incorrecta colocación del alimentador puede ocasionar errores de fase que harán disminuir el rendimiento del sistema. Existen diferentes procedimientos analíticos para el cálculo del centro de fase que dependen del tipo de bocina y de la técnica empleada para su análisis.

En [27] se calcula el centro de fase utilizando el campo en la apertura y se aproxima el frente de fase de la fuente por un paraboloides de revolución (1.36). En la expresión  $\delta$  representa la desviación del frente de fase del plano de apertura,  $a$  es el tamaño de la apertura y  $L$  la longitud de la bocina (figura 1.8)

$$\delta = -\frac{x^2 + y^2}{2L} + \frac{a^2}{4L} \quad (1.36)$$

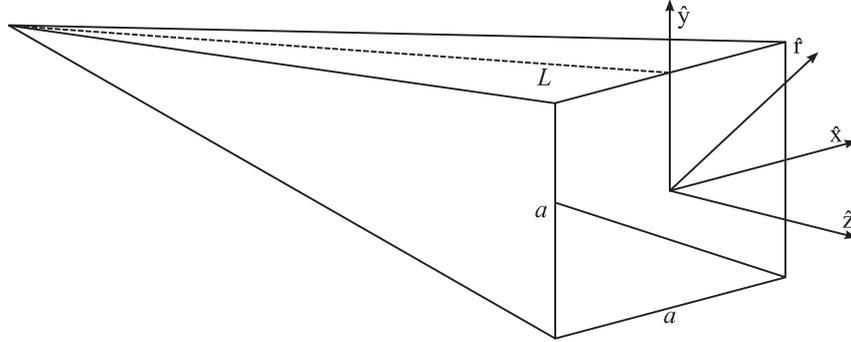


Figura 1.8: Representación de una bocina diagonal y sus ejes coordenados.

En el caso de una bocina diagonal alimentada por una guía rectangular con el modo fundamental ( $TE_{10}$ ) el campo en la apertura vendrá determinado por (1.37)

$$\mathbf{E}_{ap} = \begin{cases} \hat{x} E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a} y\right) e^{jk\delta} \\ \hat{y} E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a} x\right) e^{jk\delta} \end{cases} \quad (1.37)$$

En el sistema de coordenadas de la figura se observa que  $\phi = 45^\circ$  corresponde con el plano E y  $\phi = 135^\circ$  con el plano H. El centro de fase para ambos planos es coincidente y el campo está polarizado de forma lineal. Para el resto de valores de  $\phi$ , la polarización del campo es elíptica y la definición de centro de fase se cumple difícilmente. Según [27], el centro de fase en campo lejano de una bocina diagonal está situado a distancia  $\Delta_d$  de su apertura hacia el interior de la bocina. Las funciones  $S(x)$  y  $C(x)$  representan, respectivamente, la función seno de Fresnel y la función coseno de Fresnel.

$$\Delta_d = L \left( 1 - \frac{a}{4v} \frac{\cos\left(\frac{\pi a^2}{8v^2}\right) C\left(\frac{a}{2v}\right) + \sin\left(\frac{\pi a^2}{8v^2}\right) S\left(\frac{a}{2v}\right)}{C^2\left(\frac{a}{2v}\right) + S^2\left(\frac{a}{2v}\right)} + \frac{(-S(U) + S(W))(U \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) W^2 - W \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) U^2)}{2(C(U) - C(W))^2 + 2(-S(U) + S(W))^2} + \frac{(C(U) - C(W))(W \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) U^2 - U \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) W^2)}{2(C(U) - C(W))^2 + 2(-S(U) + S(W))^2} \right) \quad (1.38a)$$

$$S(x) = \int_0^x \sin^2(t) dt \quad (1.38b)$$

$$C(x) = \int_0^x \cos^2(t) dt \quad (1.38c)$$

$$v = \sqrt{L\lambda/2} \quad (1.38d)$$

$$U = \frac{v}{a} + \frac{a}{2v} \quad (1.38e)$$

$$W = \frac{v}{a} - \frac{a}{2v} \quad (1.38f)$$

Otro procedimiento para el cálculo del centro de fase se basa en emplear haces gaussianos para modelar el campo radiado por la bocina. Dependiendo del grado de precisión con la que se desee conocer el centro de fase y del tipo de bocina elegida se realizará un análisis más o menos complejo.

Una primera aproximación consiste en utilizar únicamente el primer modo gaussiano para modelar la bocina. En consecuencia, el acoplo máximo para una bocina diagonal será de 0.8430, de 0.8662 para una cónica y de 0.9792 para una corrugada [24]. Si el análisis se basa en el primer modo se puede aproximar el centro de fase de campo lejano de la bocina por la posición de la cintura del haz gaussiano [21, 22].

Un cálculo más exacto se puede conseguir modificando la forma de expresar la fase del campo radiado. Para ello se añade una perturbación  $\delta\theta$  al frente de fase. En el caso de una bocina diagonal, la fase del campo radiado queda de la forma (1.39). Utilizando  $r = x^2 + y^2$  se puede escribir (1.40).

$$\angle E(x, y, z) = \exp\left(\delta\theta\left(\frac{x}{z}, \frac{y}{z}\right)\right) \cdot \exp\left(-j \frac{\pi}{\lambda R(z)(x^2 + y^2)}\right) \quad (1.39)$$

$$\delta\theta\left(\frac{x}{z}, \frac{y}{z}\right) = \frac{\pi \delta z}{\lambda} \frac{r^2}{z^2} \quad (1.40a)$$

$$\frac{\delta z}{l} = \frac{4s}{\pi} \frac{\partial^2 \delta \theta}{\partial \left(\frac{ar}{\lambda z}\right)^2} \quad (1.40b)$$

Los resultados con este segundo análisis son, para una bocina diagonal, prácticamente coincidentes con los de la ecuación (1.38) [25].

Como se ha visto con los métodos anteriores, lo más habitual es que el centro de fase se considere para el campo lejano. Sin embargo, la definición también se puede utilizar en la zona de Fresnel. Esta región se define como aquella en la que los campos, cuando se calculan a partir de la distribución de fuentes de la antena, son lo suficientemente precisos cuando se consideran los términos cuadráticos de la fase, pero no lo son si se desprecian [28]. En consecuencia, los límites de la zona de Fresnel se sitúan entre  $0,62\sqrt{D^3/\lambda}$  y  $2D^2/\lambda$ , donde  $D$  representa la dimensión principal de la apertura. Para calcular el centro de fase se introduce un factor de modificación sobre la posición de la cintura del haz gaussiano ([23]). Mediante el factor  $(z+l)/(z+z')$  se incluye la distancia  $z$  de la apertura de la bocina al plano de interés (1.41).

$$z' = \frac{l}{1 + \left(\frac{\lambda l}{\pi w(0)^2}\right)^2} \quad (1.41a)$$

$$\Delta_d = \frac{z+l}{z+z'} z' \quad (1.41b)$$

Además, si no se desea maximizar la potencia en el modo fundamental, también es posible ajustar el valor de  $w(0)$  de tal forma que se minimice la desviación de fase residual. Esto es especialmente interesante para antenas cuyo haz tiene un bajo acoplo al haz fundamental gaussiano, como las bocinas piramidales ([23]). En el capítulo 4 se ha realizado el cálculo del centro de fase en campo cercano para una bocina diagonal utilizando el valor de  $w(0)$  que da un máximo acoplo y se ha comparado con simulaciones de onda completa obteniéndose resultados similares.

## 1.4 Pérdidas y atenuación

En esta sección se describen las técnicas de análisis más habituales de las pérdidas de los medios de transmisión utilizadas en esta Tesis, esto es, la línea microstrip y la guía de onda metálica rectangular. Las pérdidas en los medios se caracterizan por medio de la atenuación  $\alpha$ , que marca el decaimiento de una onda a medida que se propaga [29]. Cuando el elemento de transmisión utilizado incluye medios conductores estos tendrán una conductividad finita, que será la causante de las pérdidas. En el caso de los materiales dieléctricos es habitual despreciar

las pérdidas por conductancia. La principal causa de pérdidas en el dieléctrico es la polarización del mismo [30].

Partiendo de las bandas de microondas, a medida que aumenta la frecuencia de trabajo también lo hacen las pérdidas de las guías de onda. Al llegar a la banda de submilimétricas y terahercios las pérdidas por guiado son un factor fundamental a la hora de diseñar un circuito. Tanto es así, que para esta banda de frecuencias se han propuesto diferentes sistemas guiados específicos buscando reducir el valor de la atenuación.

Debido a las tecnologías de fabricación y medida disponibles para realizar el trabajo descrito en este documento se han utilizado tanto guías metálicas rectangulares como líneas microstrip. En función del tipo de guía utilizado la expresión para el cálculo de las pérdidas es diferente. En cualquier caso, una parte de la atenuación se produce en el dieléctrico y otra parte en el conductor. Por lo tanto, es necesario realizar el análisis por separado.

### 1.4.1 Atenuación debida al dieléctrico

Para una guía de onda o una línea de transmisión con un dieléctrico homogéneo, las pérdidas en el mismo se pueden calcular, de forma aproximada, según el procedimiento descrito en [29]. Para ello se parte de la constante de propagación  $\gamma = \alpha_d + j\beta = \sqrt{k_c^2 - k^2}$ . Donde  $k = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}\sqrt{\epsilon_r(1 - j\tan\delta)}$  es el número de onda y  $k_c$  el número de onda de corte. La tangente de pérdidas,  $\tan\delta$ , es el cociente entre la parte imaginaria y la parte real de la permitividad del dieléctrico. Además, se define  $k_0$  para un medio sin pérdidas como la parte real de  $k$ .

La ecuación (1.42b) se puede simplificar en (1.42c) utilizando sólo dos términos del desarrollo de Taylor de  $\sqrt{a^2 + x^2} \simeq a + 1/2(x^2/a)$ . Para ello se asigna  $k_c^2 - k_0^2 = a^2$  y  $x^2 = -jk_0^2 \tan\delta$ . La aproximación es buena siempre que  $\tan\delta \ll 1$ . Utilizando el número de onda para un medio sin pérdidas se tiene  $j\beta = \sqrt{k_c^2 - k_0^2}$ . En consecuencia, simplificando (1.42c) se llega a la expresión (1.42d).

$$\gamma = \sqrt{k_c^2 - \omega^2\mu_0\epsilon_0\epsilon_r(1 - j\tan\delta)} \quad (1.42a)$$

$$\gamma = \sqrt{k_c^2 - k_0^2 + jk_0^2 \tan\delta} \quad (1.42b)$$

$$\gamma \simeq \sqrt{k_c^2 - k_0^2} + \frac{jk_0^2 \tan\delta}{2\sqrt{k_c^2 - k_0^2}} \quad (1.42c)$$

$$\gamma \simeq \frac{k_0^2 \tan\delta}{2\beta} + j\beta \quad (1.42d)$$

Por lo tanto, la expresión aproximada para el cálculo de las pérdidas en el dieléctrico es (1.43). La expresión es válida tanto para modos TE como para modos TM.

$$\alpha_d = \frac{k_0^2 \tan \delta}{2\beta} \text{ Np/m} \quad (1.43)$$

En el caso de modos quasiTEM soportados por una línea microstrip se simplifica (1.43) utilizando  $k_0 = \beta$ . De esta manera se llega a (1.44a). Para poder utilizar esta expresión para calcular las pérdidas en el dieléctrico de los circuitos microstrip es necesario emplear el factor de relleno. Esto es, se debe tener en cuenta que por encima de la línea microstrip y del sustrato hay aire. En consecuencia, la atenuación causada por un dieléctrico de permitividad  $\epsilon_r$  de una línea microstrip es (1.44b). La constante dieléctrica efectiva,  $\epsilon_e$  se puede calcular empleando (1.44c). La variable  $h$  representa la altura del dieléctrico y  $w$  el ancho de la línea microstrip [29].

$$\alpha_d = \frac{k_0 \tan \delta}{2} \text{ Np/m} \quad (1.44a)$$

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_e - 1) \tan \delta}{2\sqrt{\epsilon_e} (\epsilon_r - 1)} \text{ Np/m} \quad (1.44b)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w}} \quad (1.44c)$$

Si el resultado se desea expresar en dB/m será necesario multiplicar por 8.68, ya que  $1 \text{ Np} = 20/\ln 10 \text{ dB}$ .

### 1.4.2 Atenuación debida al conductor

Para el cálculo de las pérdidas debidas al material conductor existen diferentes procedimientos. El más sencillo consiste en utilizar la aproximación  $\sigma \gg \omega\epsilon$ , es decir, se supone que la corriente de conducción es mucho mayor que la corriente de desplazamiento. Esta simplificación es válida para buenos conductores. Además, es mejor cuanto menor sea la frecuencia de trabajo. De esta manera la ecuación de Maxwell  $\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\epsilon\mathbf{E} + \sigma\mathbf{E} \simeq \sigma\mathbf{E}$ . Además, la permitividad del medio se podrá aproximar utilizando (1.45).

$$\epsilon = \epsilon' - j \frac{\sigma + \omega\epsilon''}{\omega} \simeq -j \frac{\sigma}{\omega} \quad (1.45)$$

El número de onda puede reescribirse como  $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} \simeq \sqrt{-j\omega\sigma\mu_0}$ . Para ello, se ha asumido que la permeabilidad relativa del metal es la unidad. A partir de esta aproximación se define la profundidad de penetración en el conductor  $\delta_s$  (1.46a) [31]. A la profundidad  $\delta_s$  el campo eléctrico decae  $1/e$  con respecto al valor en su superficie. Utilizando  $\delta_s$  se llega a la expresión de la impedancia

superficial del metal  $Z_m$  (1.46b). La resistencia superficial  $R_m$  es parte real de la impedancia superficial.

$$\delta_s = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_0\sigma}} \quad (1.46a)$$

$$Z_m = \frac{1+j}{\delta_s\sigma} \quad (1.46b)$$

$$R_m = \frac{1}{\delta_s\sigma} \quad (1.46c)$$

El método de la perturbación [30] se basa en la asunción de que la consideración de pequeñas pérdidas no afectan de forma sustancial al campo calculado suponiendo un medio sin pérdidas. La potencia decae con la distancia según  $P = P_0 e^{-2\alpha z}$ , donde  $P_0$  es la potencia en  $z = 0$ . La pérdida de potencia por unidad de longitud de la línea  $P_l = -\partial P / \partial z$  se puede calcular utilizando (1.47)

$$-\frac{\partial P}{\partial z} = P_l = 2\alpha P_0 e^{-2\alpha z} = 2\alpha P \quad (1.47)$$

de esta manera, las pérdidas en un plano son directamente proporcionales a la potencia en dicho plano.

Hasta este punto, el análisis de las pérdidas en el conductor es común para guías rectangulares y líneas microstrip. Las particularizaciones surgen a la hora de determinar la potencia en el conductor.

En el caso de la guía metálica rectangular, para calcular la potencia en el conductor se utilizan las corrientes que circulan por él, obteniéndose (1.48). Estas se calculan como si fuese un medio sin pérdidas  $\mathbf{J}_s = \mathbf{n} \times \mathbf{H}$ .

$$P_l = \frac{R_m}{2} \oint \mathbf{J}_s \cdot \mathbf{J}_s^* dl \quad (1.48)$$

Es decir, las corrientes serán de la forma (1.49), donde se asume que el eje longitudinal de la guía está situado según el eje  $z$ , la dimensión ancha de la guía es  $a$  y la estrecha se representa por  $b$  (figura 1.9).

$$\mathbf{J}_s(x=0) = -\hat{y}A_{10} \quad (1.49a)$$

$$\mathbf{J}_s(x=a) = -\hat{y}A_{10} \quad (1.49b)$$

$$\mathbf{J}_s(y=0) = -\hat{z}\frac{j\beta}{k_{c,10}^2}A_{10}\frac{\pi}{a}\sin\frac{\pi x}{a} + \hat{x}A_{10}\cos\frac{\pi x}{a} \quad (1.49c)$$

$$\mathbf{J}_s(y=b) = \hat{z}\frac{j\beta}{k_{c,10}^2}A_{10}\frac{\pi}{a}\sin\frac{\pi x}{a} - \hat{x}A_{10}\cos\frac{\pi x}{a} \quad (1.49d)$$

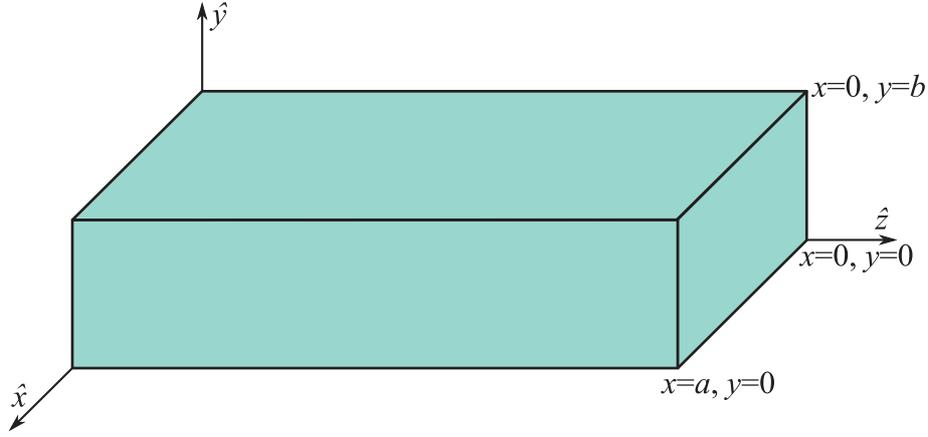


Figura 1.9: Representación de una guía metálica rectangular.

La potencia en el conductor, una vez particularizado para el modo  $TE_{10}$ , viene determinada por (1.50). En este caso,  $A_{10}$  representa una constante arbitraria.

$$P_l = \frac{R_m |A_{10}|^2}{2} \left( 2 \int_0^b dy + 2 \int_0^a \frac{\beta_{10}^2}{k_{c,10}^4} \frac{\pi^2}{a^2} \sin^2 \frac{\pi x}{a} dx + 2 \int_0^a \cos^2 \frac{\pi x}{a} dx \right) \quad (1.50a)$$

$$P_l = R_m |A_{10}|^2 \left( b + \frac{a}{2} \frac{\beta_{10}^2}{k_{c,10}^2} + \frac{a}{2} \right) \quad (1.50b)$$

Por su parte, la potencia asociada al modo  $nm$  de la guía se puede calcular mediante (1.51a). Resolviendo para el modo  $TE_{10}$  se llega a (1.51b). La variable  $Z_{h,10}$  se calcula utilizando (1.51c) y se corresponde con la impedancia de onda para el modo  $nm$ .

$$P_{nm} = \frac{1}{2} \text{Re} \left( \int_0^a \int_0^b \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \cdot \hat{z} dx dy \right) \quad (1.51a)$$

$$P_{10} = |A_{10}|^2 \frac{ab}{4} \left( \frac{\beta_{10}}{k_{c,10}} \right)^2 Z_{h,10} \quad (1.51b)$$

$$Z_{h,nm} = \frac{k_0}{\beta_{n,m}} Z_0 \quad (1.51c)$$

Particularizando para el modo  $TE_{10}$  se tiene que  $k_{c,10} = \pi/a$ ,  $Z_{h,10} = Z_0 k_0 / \beta_{10}$  y  $\beta_{10} = \sqrt{k_0^2 - (\pi/a)^2}$ . La expresión de atenuación en el conductor de una guía

rectangular por la que se propaga el modo  $TE_{10}$  es (1.52b).

$$\alpha_c = \frac{P_l}{2P_{10}} = \frac{R_m \left( b + \frac{a}{2} \frac{\beta_{10}^2}{k_{c,10}^2} + \frac{a}{2} \right)}{\frac{ab}{2} \left( \frac{\beta_{10}}{k_{c,10}} \right)^2 Z_{h,10}} \quad (1.52a)$$

$$\alpha_c = \frac{R_m}{ab\beta_{10}k_0Z_0} (2bk_{c,10}^2 + ak_0^2) \text{ Np/m} \quad (1.52b)$$

$$Z_0 = \frac{\eta}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} \quad (1.52c)$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (1.52d)$$

Un procedimiento similar se sigue para el cálculo de la atenuación en el conductor de una línea microstrip [32]. De nuevo, se parte de la ecuación (1.47). Para una línea microstrip esta se puede reescribir en términos de intensidades de corriente y diferencias de potencia. En consecuencia, la atenuación en el conductor se puede calcular utilizando (1.53).

$$\alpha_c = \frac{I^2 R}{2VI} = \frac{R}{2Z_0} \quad (1.53)$$

Para determinar  $R$  se emplea (1.54). La impedancia superficial  $Z_s$  se compone de una resistencia y de una reactancia. Además, según (1.54a), ambas son iguales (1.54b). Debido a que es más sencillo el cálculo de  $X$  es esta la que se utiliza para obtener  $R$ . Sobre los conductores de la línea microstrip se definen tres inductancias. Para la primera de ellas,  $L_{\text{exterior}}$ , se considera que la corriente fluye por la superficie del conductor, con lo que se obvia el flujo magnético en su interior. La segunda inductancia,  $L_{\text{total}}$ , asume que la corriente fluye a una profundidad  $\delta_s/2$ . La tercera es la inductancia superficial y se calcula como la diferencia de ambas, según (1.54d). Este procedimiento se conoce como la regla de impedancia incremental de Wheeler [33].

$$Z_s = R_s + jX_s = \frac{1 + j}{\sigma\delta} \quad (1.54a)$$

$$R = X = \frac{R_s l}{w} \quad (1.54b)$$

$$R = \omega L_{\text{superficie}} \quad (1.54c)$$

$$L_{\text{superficie}} = L_{\text{total}} - L_{\text{exterior}} \quad (1.54d)$$

La inductancia se obtiene considerando que la corriente fluye en el interior de los conductores a una profundidad  $\delta_s/2$  cuando los conductores están en el

aire, es decir, tomando  $\epsilon_r = 1$  (figura 1.10). Para el cálculo de la impedancia característica  $Z_0$  se utilizan las expresiones de una línea sin pérdidas (1.55). La velocidad de la luz en el vacío se representa por  $c$  y para el cálculo de la velocidad de fase  $v_{fase}$  se utiliza una aproximación de bajas pérdidas [32].

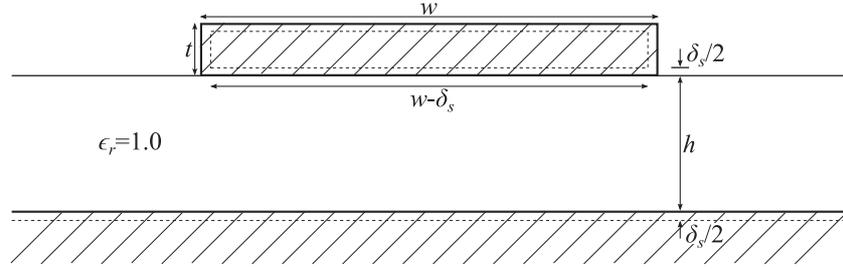


Figura 1.10: Representación de la corriente en el interior de una línea microstrip.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.55a)$$

$$v_{fase} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.55b)$$

$$L = \frac{Z_0}{c} \quad (1.55c)$$

De esta manera se llega a la expresión de la resistencia  $R$  (1.56)

$$R = \omega L_{superficie} = \frac{\omega}{c} \left( Z_0(w - \delta_s, h + \delta_s, t - \delta_s, \epsilon_r = 1) - Z_0(w, h, t, \epsilon_r = 1) \right) \quad (1.56)$$

La atenuación en el conductor de una línea microstrip se puede calcular utilizando (1.57).

$$\alpha_c = \frac{R}{2Z_0(\epsilon_r)} = \frac{\pi}{\lambda_0} \frac{\left( Z_0(w - \delta_s, h + \delta_s, t - \delta_s, \epsilon_r = 1) - Z_0(w, h, t, \epsilon_r = 1) \right)}{Z_0(w, h, t, \epsilon_r)} \quad (1.57)$$

Para el cálculo de la impedancia característica  $Z_0$ , existen numerosas aproximaciones en la literatura técnica [32, 34]. Entre ellas destaca el método de *conformal mapping technique*, en el que se utiliza un cambio de coordenadas para poder resolver de forma aproximada la ecuación de Laplace. También es habitual emplear métodos numéricos como el de diferencias finitas o métodos empíricos como (1.58):

$$Z_0 = \frac{42,4}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \ln(1 + A) \quad (1.58a)$$

$$A^2 - \frac{7\epsilon_r + 4}{11\epsilon_r} \left(\frac{8h}{w}\right)^2 A - \frac{\epsilon_r + 1}{0,81\epsilon_r} \left(\frac{8h}{w}\right)^2 = 0 \quad (1.58b)$$

La atenuación  $\alpha_c$  se ha calculado asumiendo que las superficies del dieléctrico y del metal son completamente lisas. Sin embargo, una parte importante de las pérdidas en el conductor pueden estar causadas por las irregularidades de la superficie. Estas se especifican como ondulaciones periódicas y perpendiculares a la dirección de propagación. El perfil de las irregularidades se representa mediante  $\sigma(x)$  y su periodicidad es  $X_p$  [34]. La rugosidad efectiva de la superficie se define como (1.59).

$$\sigma_{eff} = \sqrt{\frac{1}{X_p} \int_0^{X_p} \sigma^2(x) dx} \quad (1.59)$$

De manera empírica, se ha encontrado que la forma de considerar las pérdidas introducidas por las irregularidades en el conductor viene determinada por (1.60):

$$\alpha'_c = \alpha_c \left( 1 + \frac{2}{\pi} \arctan \left( 1,4 \frac{\sigma_{eff}}{\delta_s} \right) \right) \quad (1.60)$$

Para el rango de frecuencias de submilimétricas y terahercios se han desarrollado para el caso microstrip otras fórmulas experimentales [35]. Estas parten del análisis tradicional, pero incluyen la variación con la frecuencia de la permitividad efectiva,  $\epsilon_e(f)$ , y de la impedancia característica de la línea,  $Z_0(f)$ . Las expresiones han sido validadas por los autores utilizando los simuladores electromagnéticos de onda completa Ansys HFSS y CST Microwave. El análisis realizado con CST muestra una variación máxima de la expresión empírica del 7%. Por su parte, en la simulación con HFSS se obtienen mayores pérdidas de las esperadas. Este hecho se atribuye a la radiación inherente a las líneas microstrip, que está presente en el análisis mediante el Método de Elementos Finitos [35].

La expresión utilizada para el cálculo de la permitividad efectiva para cada frecuencia de interés es (1.61). Una vez obtenida, el cálculo de las pérdidas en el conductor de la línea microstrip es directo (1.62).

$$\epsilon_e(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_e(0)}{1 + (f/f_a)^m} \quad (1.61a)$$

$$f_a = \frac{f_b}{0,75 + (0,75 - 0,332\epsilon_r^{-1,73})w/h} \quad (1.61b)$$

$$f_b = \frac{47,746}{h\sqrt{\epsilon_r - \epsilon_e(0)}} \arctan \left( \epsilon_r \sqrt{\frac{\epsilon_e(0) - 1}{\epsilon_r - \epsilon_e(0)}} \right) \quad (1.61c)$$

$$m = m_0 m_c \quad (1.61d)$$

$$m_0 = 1 + \frac{1}{1 + \sqrt{w/h}} + 0,32(1 + \sqrt{w/h})^{-3} \quad (1.61e)$$

$$m_c = \begin{cases} 1 + \frac{1,4}{1+w/h} (0,15 - 0,235e^{0,45f/f_a}) & \text{si } w/h \leq 0,7 \\ 1 & \text{si } w/h > 0,7 \end{cases} \quad (1.61f)$$

$$\epsilon_e(0) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-1/2} + F(\epsilon_r, h) - 0,217(\epsilon_r - 1) \frac{t}{\sqrt{wh}} \quad (1.61g)$$

$$F(\epsilon_r, h) = \begin{cases} 0,02(\epsilon_r - 1)(1 - w/h)^2 & \text{si } w/h < 1 \\ 0 & \text{si } w/h \geq 1 \end{cases} \quad (1.61h)$$

$$\alpha_d(f) = \pi \frac{\epsilon_e(f) - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{\epsilon_r}{\epsilon_e(f)} \frac{\tan \delta}{\lambda_g} \text{ Np/m} \quad (1.62a)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (1.62b)$$

Para el caso del conductor el procedimiento es similar. Sin embargo, las expresiones empíricas están limitadas a ciertas relaciones entre la anchura de la tira  $w$  y la altura del sustrato  $h$ . En concreto, debe cumplirse  $w/h \in [1/2\pi, 2]$

$$\alpha_c(f) = \frac{R_s}{2\pi Z_0(f)h} \left(1 - \left(\frac{w_e}{4h}\right)^2\right) \left(1 + \frac{h}{w_e} + \frac{h}{w_e} \left(\ln \frac{2h}{t} - \frac{t}{h}\right)\right) \text{ Np/m} \quad (1.63)$$

$$Z_0(f) = Z_0 \frac{\epsilon_e(f) - 1}{\epsilon_e(0) - 1} \sqrt{\frac{\epsilon_e(0)}{\epsilon_e(f)}} \quad (1.64a)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{2\sqrt{\epsilon_r(0)}} \ln \left(\frac{8h}{w_e} + 0,25\frac{w_e}{h}\right) \quad \text{si } \frac{w_e}{h} \leq 1 \quad (1.64b)$$

$$w_e = \frac{w}{h} + \frac{1,25t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t}\right) \quad \text{si } \frac{w}{h} \leq 0,5\pi \quad (1.64c)$$

En general, a medida que aumenta la frecuencia de trabajo, más importancia adquieren las pérdidas en el conductor, pudiendo duplicar las pérdidas en el sustrato. La atenuación total que se obtiene con las expresiones presentadas concuerda con el nivel indicado por [36], de 150 dB/m a 300 GHz, observándose una dependencia con la frecuencia de  $f^{3/2}$ . El elevado nivel de atenuación hace

que el uso de tecnología microstrip convencional a frecuencias de submilimétricas o terahercios sea limitado. En consecuencia, han surgido otras tecnologías de fabricación similares que se utilizan como alternativa. Una de ellas está basada en sustratos multicapa, con lo que se puede conseguir reducir la atenuación a la mitad [35]. Sin embargo, la mejor alternativa para usar líneas microstrip consiste en utilizar sistemas de superconductores. A temperaturas de 4 K y 1,5 K la atenuación producida por el conductor es mínima [37].

## 1.5 Técnicas de simulación electromagnética

### 1.5.1 Introducción

Una de las herramientas más potentes de las que dispone el diseñador de circuitos es la simulación electromagnética o electromagnetismo computacional. Es posible su aplicación tanto para elementos pasivos como para los activos. La mejora en las prestaciones de los ordenadores está permitiendo simular cada vez estructuras más complejas y de mayor dimensión eléctrica. Sin embargo, las limitaciones en memoria y en tiempo siguen estando presentes a la hora de realizar cualquier diseño. Además, en el caso de utilizar simuladores comerciales el coste de sus licencias es otro condicionante importante. Estos motivos hacen necesario un conocimiento de cuáles son las principales técnicas de electromagnetismo computacional. Saber cómo están implementadas y en qué principios se basan facilita el aprovechamiento de los recursos de simulación disponibles. En la figura 1.11 se recogen algunas de las técnicas más habituales [38]. Debido que esta Tesis está centrada en el diseño y análisis de antenas en banda submilimétrica las técnicas analizadas se enfocarán hacia su estudio. Sin embargo, estas no están limitadas al análisis de elementos radiantes.

Las técnicas de electromagnetismo computacional se basan en la resolución de las ecuaciones de Maxwell. Si para su resolución se parte de la aproximación de que las dimensiones del objeto bajo análisis son mucho mayores que la longitud de onda de trabajo se trata de métodos de alta frecuencia, también conocidos como técnicas asintóticas. Por el contrario, los métodos que no utilizan aproximaciones de las ecuaciones de Maxwell se denomina métodos de onda completa. Este tipo de métodos se caracterizan por realizar una discretización del dominio computacional para, seguidamente, resolver un problema matricial del tipo  $[A][x] = [B]$ .

Los métodos de onda completa se clasifican en función de si las ecuaciones de Maxwell se expresan en su forma diferencial o integral. Si se utiliza la formulación diferencial, la antena o circuito y el espacio que lo rodea se discretiza en dominios que interactúan con sus adyacentes. Si el problema es unidimensional los dominios reciben el nombre de segmento, si es bidimensional de parches y si

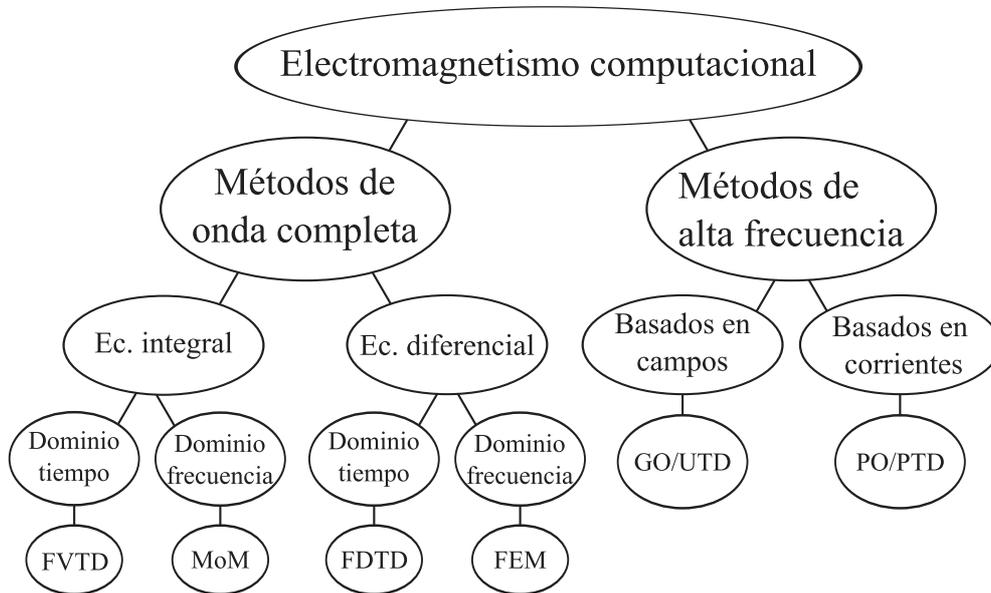


Figura 1.11: Esquema con las principales técnicas de simulación electromagnética.

es tridimensional de celdas. Debido a que no es posible discretizar todo el espacio adyacente es necesario utilizar una condición de frontera absorbente, *Absorbing Boundary Condition ABC*, para simular el campo radiado. Por el contrario, si se emplea la formulación integral es habitual que sólo sea necesario discretizar el objeto, no el espacio que lo rodea. Mediante el principio de equivalencia es posible calcular el campo radiado. Existen tres tipos de ecuación integral: *Electric Field Integral Equation, EFIE*, *Magnetic Field Integral Equation, MFIE* y *Combined Field Integral Equation, CFIE*. En el caso del método integral *Finite Integration Technique, FIT*, que se analizará en este capítulo, sí se requiere discretizar el espacio que rodea la antena.

### 1.5.2 Método de los Momentos

En esta sección se realizará una breve introducción al Método de los Momentos. Como punto de partida se toma una antena de hilo situada a lo largo del eje  $z$ , entre  $z = -L/2$  y  $z = L/2$ , donde  $L$  es la longitud del hilo. El comportamiento de la misma se puede describir utilizando (1.65). El núcleo  $K(z, z')$  depende de la formulación utilizada. La ecuación (1.65) se aproximará mediante un sistema lineal de ecuaciones algebraicas en función de la corriente desconocida  $I(z')$ . Una vez determinada la corriente  $I(z')$  es directo calcular el campo radiado y la impedancia del elemento.

$$- \int I(z')K(z, z')dz' = E'(z) \quad (1.65)$$

Si se escoge la formulación de Pocklington la expresión (1.65) se puede escribir como (1.66a) [38]. Para llegar a la expresión se ha supuesto que el radio del hilo es mucho menor que la longitud de onda, lo que conlleva que la corriente sólo tenga componente en  $\hat{z}$ . Además, si la conductividad del hilo es infinita, la corriente sólo estará presente en la superficie del hilo. El campo eléctrico se puede expresar como suma de dos componentes. La primera de ellas es  $E_z^i$  y se corresponde con el campo incidente, es decir, el campo producido por la fuente en ausencia de la antena. La presencia de esta afectará al campo incidente, obteniéndose el campo total. Se puede considerar esta perturbación como debida a unas corrientes inducidas en la superficie de la antena. Las corrientes inducidas, vistas como una fuente que existe sin la antena son el origen de la segunda componente del campo eléctrico: el campo reflejado  $E_z^s$  [39]. En la superficie del conductor perfecto se tiene que cumplir  $-E_z^s = E_z^i$ .

$$\frac{-1}{j\omega\epsilon_0} \int_{-L/2}^{L/2} I(z') \left( \frac{\partial^2 \psi(z, z')}{\partial z^2} + \beta^2 \psi(z, z') \right) dz' = E_z^i(z) \quad (1.66a)$$

$$\psi(z, z') = \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} \quad (1.66b)$$

La expresión  $\psi(z, z')$  representa la función de Green en el espacio libre, donde  $R$  es la distancia entre el punto de observación  $(x, y, z)$  y la localización de las fuentes  $(x', y', z')$ .

La solución numérica de la ecuación (1.66a) se puede alcanzar utilizando un procedimiento análogo a las leyes de Kirchhoff [38]. En consecuencia, es posible resolver la integral de forma numérica utilizando la ecuación (1.67), como si se tratase de un circuito con  $N$  nodos. En la expresión  $Z_{mn}$  se corresponde con la impedancia,  $V_m$  con la diferencia de potencial e  $I_n$  con la intensidad de corriente.

$$\sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n = V_m, \quad m = 1, 2, 3, \dots, N \quad (1.67)$$

El primer paso consiste en aproximar la corriente mediante una suma ponderada de funciones base  $F_n$  (1.68). Los coeficientes complejos de la expansión  $I_n$  son desconocidos. Existen múltiples tipos de funciones base. Las más populares son la función pulso, la triangular, la senoidal y su variante interpolada. Con el objetivo de mantener la introducción al Método de los Momentos lo más sencilla posible se realizará el desarrollo con una función base de tipo pulso (1.69).

$$I(z') = \sum_{n=1}^N I_n F_n(z') \quad (1.68)$$

$$F_n(z') = \begin{cases} 1 & \text{si } z' \text{ en } \Delta z'_n \\ 0 & \text{resto} \end{cases} \quad (1.69)$$

Dividiendo el cable en  $N$  segmentos de longitud  $\Delta z'_n$  se llega a (1.70). En la expresión, el subíndice  $m$  indica que la integral se limita al segmento  $m$ . Los dos términos de la ecuación (1.70) son aproximadamente iguales porque se ha reemplazado la distribución original de corriente por su aproximación (figura 1.12)

$$-\int_{-L/2}^{L/2} \sum_{n=1}^N I_n F_n(z') K(z_m, z') dz' \simeq E_z^i(z_m) \quad (1.70)$$

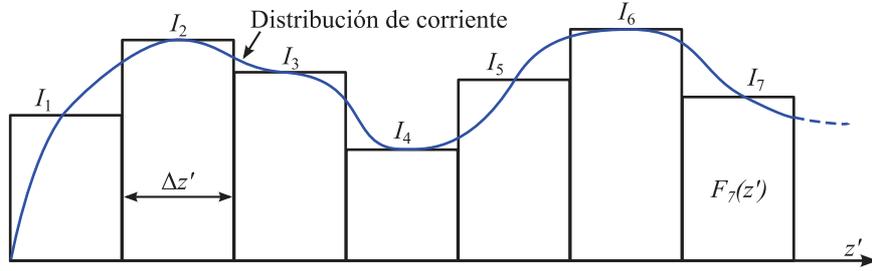


Figura 1.12: Aproximación de la distribución de corriente.

Reescribiendo la ecuación (1.70) se obtiene (1.71) y con la definición de (1.72) se llega a la expresión (1.73).

$$-\sum_{n=1}^N I_n \int_{\Delta z'_n} K(z_m, z') dz' \simeq E_z^i(z_m) \quad (1.71)$$

$$f(z_m, z'_n) = - \int_{\Delta z'_n} K(z_m, z') dz' \quad (1.72)$$

$$\int_{\Delta z'_n} I(z') K(z_m, z') dz' \simeq I_1 f(z_m, z'_1) + I_1 f(z_m, z'_2) + \dots + I_N f(z_m, z'_N) \simeq E_z^i(z_m) \quad (1.73)$$

El significado físico de la ecuación (1.73) es el siguiente. La antena de hilo ha sido dividida en  $N$  segmentos de longitud  $\Delta z'_n = \Delta z'$ . Se asume que en cada uno, la corriente es constante y de valor desconocido. En el centro del segmento  $m$  la suma de los campos radiados por los  $N$  segmentos es igual al campo incidente en el punto  $z_m$ .

La ecuación (1.73) puede reformularse de la forma (1.74) tomando  $Z_{mn} = f(z_m, z'_n)$  y  $V_m = E_z^i(z_m)$ . De esta forma se consigue una expresión muy similar

a (1.67). A diferencia de un sistema de teoría de circuitos en el que los valores de  $Z_{nm}$  se conocen de antemano, en este son incógnitas.

$$\sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n = V_m \quad (1.74)$$

Debido a que hasta ahora sólo se ha formulado una ecuación y hay  $N$  incógnitas son necesarias  $N - 1$  ecuaciones adicionales. De cada  $z_m$  se puede obtener una nueva ecuación, llegando a (1.75). Si se escribe en forma matricial compacta resulta en (1.76). El subíndice  $m$  está relacionado con el punto de observación y el subíndice  $n$  con la fuente. Debido a la analogía con la teoría de circuitos las matrices de la expresión (1.76) son denominadas, respectivamente, matriz generalizada de impedancias, de corrientes y de tensiones.

$$\begin{aligned} I_1 f(z_1, z'_1) + I_2 f(z_1, z'_2) + \cdots + I_N f(z_1, z'_N) &= E_z^i(z_1) \\ I_1 f(z_2, z'_1) + I_2 f(z_2, z'_2) + \cdots + I_N f(z_2, z'_N) &= E_z^i(z_2) \\ \vdots & \\ I_1 f(z_N, z'_1) + I_2 f(z_N, z'_2) + \cdots + I_N f(z_N, z'_N) &= E_z^i(z_N) \end{aligned} \quad (1.75)$$

$$[Z_{mn}][I_n] = [V_m] \quad (1.76)$$

En la introducción se presentó el Método de los Momentos aplicado a una antena de hilo. Sin embargo, esta técnica también se puede aplicar a otro tipo de geometrías, ya sean bidimensionales o tridimensionales. Para el mallado de las mismas, dos son las técnicas más habituales. La primera de ellas es el modelo de hilos, que se suele emplear para estructuras metálicas en los alrededores de la antena. Más avanzado es el modelo de parches. En este caso lo más frecuente es mallar mediante triángulos sobre los que se definen las funciones base RWG (Rao, Wilton, Glisson) [39].

En esta sección se ha decidido realizar la introducción al Método de los Momentos utilizando la equivalencia con las leyes de Kirchoff debido a la sencillez de esta analogía. Sin embargo, en la literatura técnica es habitual encontrar otras formas de desarrollar el Método de los Momentos. Probablemente la más extendida sea el análisis basado en álgebra lineal [38, 39].

En esta Tesis se han utilizado dos implementaciones comerciales del Método de los Momentos para analizar diferentes estructuras microstrip. ADS Momentum se ha empleado para diseñar las redes de alimentación de las agrupaciones de antenas antípodas. Los motivos de su elección son la facilidad para colocar los puertos de la impedancia deseada y su rapidez de resolución. Además, de su buena integración con la herramienta ADS Schematic. Por el contrario, ADS Momentum no es adecuado para simular antenas antípodas, ya que considera

el sustrato como indefinido. Para la simulación de elementos radiantes y de la agrupación completa de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia se ha utilizado Feko.

### 1.5.3 Método de Elementos Finitos

El Método de Elementos Finitos, *Finite Element Method*, *FEM*, es otro de los métodos de computación más populares. Su aplicación no se limita al campo del electromagnetismo, sino que se emplea en campos tan distintos como la mecánica o la predicción atmosférica. En su formulación aplicada a problemas electromagnéticos las ecuaciones se utilizan en su forma diferencial. Aunque la resolución se puede realizar en el dominio temporal, lo más habitual es que se realice en el dominio de la frecuencia.

El punto de partida del análisis de una antena mediante el Método de Elementos Finitos es el siguiente. Se considera una antena genérica, excitada mediante una corriente impresa  $\mathbf{J}_{imp}$ . Esa corriente generará un campo electromagnético que se verá afectado por la antena (figura 1.13). El objetivo es calcular el diagrama de radiación y la impedancia de entrada de la antena. El punto de partida del proceso son las ecuaciones de Maxwell en forma diferencial (1.77) [40].

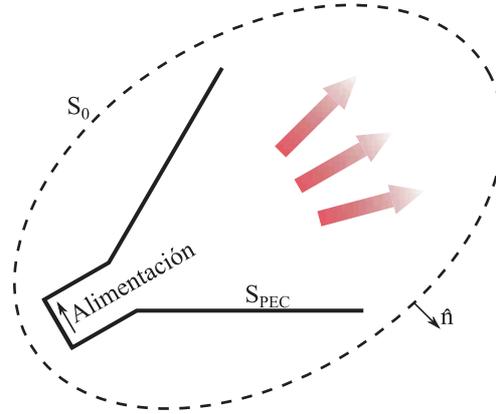


Figura 1.13: Dominio computacional del Método de Elementos Finitos aplicado a una antena.

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} - \mathbf{M}_{imp} \quad (1.77a)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\epsilon\mathbf{E} + \mathbf{J}_{imp} \quad (1.77b)$$

$$\nabla \cdot (\epsilon\mathbf{E}) = -\frac{1}{j\omega} \nabla \cdot \nabla \mathbf{J}_{imp} \quad (1.77c)$$

$$\nabla \cdot (\mu \mathbf{H}) = -\frac{1}{j\omega} \nabla \cdot \nabla \mathbf{M}_{imp} \quad (1.77d)$$

En la superficie de la antena, si esta es un conductor eléctrico perfecto, se cumplirá (1.78). Las corrientes magnéticas impresas  $\mathbf{M}_{imp}$ , aunque no existen en la realidad, sí son útiles para modelar ciertos tipos de estructuras radiantes.

$$\hat{n} \times \mathbf{E} = 0 \text{ en } S_{PEC} \quad (1.78)$$

La última ecuación de partida se obtiene aplicando la condición de Sommerfeld a los campos eléctrico y magnético. Esto es, los campos divergentes en medios homogéneos decaen como  $1/r$  a grandes distancias  $r$  de las fuentes. Matemáticamente se suele expresar como (1.79), mediante  $A$  se representa cualquier componente de campo transversal a  $r$  [41, 42]. Adecuando la expresión para ser utilizada en conjunto con la formulación de FEM, queda de la forma (1.80):

$$\lim_{r \rightarrow \infty} r \left( \frac{\partial A}{\partial r} - jkA \right) = 0 \quad (1.79)$$

$$\lim_{r \rightarrow \infty} r (\nabla \times \mathbf{E} + jk_0 \hat{r} \times \mathbf{E}) = 0 \quad (1.80a)$$

$$\lim_{r \rightarrow \infty} r (\nabla \times \mathbf{H} + jk_0 \hat{r} \times \mathbf{H}) = 0 \quad (1.80b)$$

Como es natural, no es posible resolver problemas electromagnéticos en los que  $r \rightarrow \infty$ . La situación se soluciona aplicando una condición de contorno en la frontera del volumen bajo análisis  $S_0$ . Si se aplica la condición de absorción de primer orden (*Absorbing Boundary Condition, ABC*) la ecuación queda de la forma (1.81). Para que el error cometido con la aproximación sea despreciable se requiere que el contorno se sitúe a una cierta distancia de la antena.

$$\hat{n} \times \nabla \times \mathbf{E} + jk_0 \hat{n} \times \hat{n} \times \mathbf{E} \simeq 0 \text{ en } S_0 \quad (1.81a)$$

$$\hat{n} \times \nabla \times \mathbf{H} + jk_0 \hat{n} \times \hat{n} \times \mathbf{H} \simeq 0 \text{ en } S_0 \quad (1.81b)$$

El problema electromagnético descrito puede resolverse en términos del campo eléctrico o del campo magnético. Si se trabaja en términos del primero, la ecuación de onda quedará de la forma (1.82). En ella  $Z_0$  representa la impedancia en el vacío y  $V$  es el volumen contenido por  $S_0$ .

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu_r} \nabla \times \mathbf{E} \right) - k_0^2 \epsilon_r \mathbf{E} = -jk_0 Z_0 \mathbf{J}_{imp} - \nabla \times \mathbf{M}_{imp}, \text{ en } V \quad (1.82)$$

Para resolver la ecuación, el primer paso consiste en mallar el volumen  $V$ . La malla del Método de Elementos Finitos puede utilizar diferentes geometrías base,

tales como hexaedros o prismas. Sin embargo, lo más habitual es utilizar tetraedros. El campo eléctrico se calcula en el interior de los tetraedros utilizando los valores del campo tanto en los vértices como en los puntos medios de sus aristas. En cada vértice se utilizan las componentes del campo que son tangenciales a las tres aristas que lo forman. En el punto medio de la arista se utiliza la componente tangencial a la cara y perpendicular a la arista (figura 1.14).

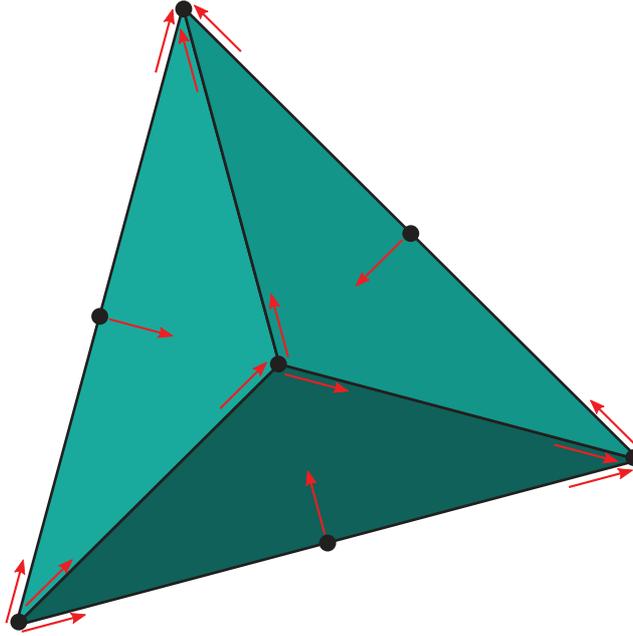


Figura 1.14: Tetraedro utilizado como el elemento base de las mallas de FEM.

Con el tipo de interpolación escogida varía la precisión del resultado obtenido y la cantidad de memoria necesaria para su cómputo. Si se utilizan funciones base de orden 0, el campo se calcula empleando sólo los valores en los nodos, asumiendo que varía de forma lineal en el interior de cada tetraedro. Se tendrán seis incógnitas por tetraedro. En cambio, si se emplean funciones base de orden 1 se utiliza para interpolar tanto el campo en los nodos como en el punto medio de cada arista. En este caso el número de incógnitas por tetraedro asciende hasta veinte. Existe la posibilidad de usar funciones base de segundo orden, con lo que también se incluye el campo en las cuatro caras tetraedro. Con esta opción es necesario resolver 45 incógnitas por tetraedro. En todas las simulaciones realizadas en este Tesis se ha elegido utilizar funciones base de orden mixto. De esta manera, la elección de la función base a utilizar se realiza de forma automática en función de los requisitos de precisión para cada parte de la geometría a analizar.

Con la malla inicial de la geometría se resuelven el campo eléctrico y magnéti-

co para cada modo en cada puerto, asumiendo que la geometría del puerto se corresponde con la guía de onda indefinida correspondiente. Las expresiones que se utilizan para el cálculo son (1.83) para el campo eléctrico y la ecuación equivalente para el campo magnético. Posteriormente, se comparan utilizando (1.84). Si la diferencia es menor de la tolerancia indicada, se pasa a resolver los campos en la geometría. Si es mayor, se refina la malla y se repite el cálculo del campo en los puertos.

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu_r} \nabla \times \mathbf{E}_m(x, y) e^{-\gamma_m z} \right) - k_0^2 \epsilon_r \mathbf{E}_m(x, y) e^{-\gamma_m z} = 0 \quad (1.83)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \sigma \mathbf{E} + j\omega \epsilon \mathbf{E} \quad (1.84a)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega \mu \mathbf{H} \quad (1.84b)$$

Una vez conocido el campo en los puertos de la estructura, se calcula el campo en toda la geometría 3D utilizando (1.85). En este caso no se asume que el campo electromagnético se propague en una única dirección, sino que es función de las tres coordenadas cartesianas. Los detalles acerca del procedimiento numérico de resolución de las ecuaciones se encuentran en [43].

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu_r} \nabla \times \mathbf{E}(x, y, z) \right) - k_0^2 \epsilon_r \mathbf{E}(x, y, z) = 0 \quad (1.85)$$

El desarrollo introducido en esta sección se ha realizado en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, también existe el Método de Elementos Finitos en el Dominio del Tiempo (*Time Domain Finite Element Method, TDFEM*). No es tan popular como su versión en el dominio de la frecuencia, principalmente debido a la complejidad de su programación en comparación con otros algoritmos del dominio temporal como *Finite Difference Time Domain, FDTD* [43]. Además, ciertos algoritmos de FEM implementan la técnica de interpolación en frecuencia. Por tanto, la disminución en el tiempo de simulación para circuitos de banda ancha que se consigue en el dominio temporal puede no suponer una mejora significativa.

El Método de Elementos Finitos, en su implementación en HFSS, se ha elegido para simular los circuitos y antenas en guías de onda rectangular de esta Tesis. El motivo de la elección es la eficiencia a la hora de resolver las geometrías requeridas. Con el objetivo de reducir el tiempo de simulación se ha minimizado el volumen alrededor de la guía de onda. Si las paredes de ésta son de conductor eléctrico perfecto la *Absorbing Boundary Condition, ABC* puede situarse en la propia pared, minimizando el volumen mallado. Como es natural, en la zona próxima a la apertura de los elementos radiantes la ABC sí se ha colocado a una distancia de, al menos,  $\lambda/4$ .

### 1.5.4 Técnica de Integración Finita

La Técnica de Integración Finita, *Finite Integration Technique, FIT*, es un método de onda completa en el que las ecuaciones de Maxwell se resuelven en el dominio del tiempo [44]. La conocida técnica de simulado FDTD se puede analizar como un caso específico del esquema de resolución utilizado por FIT [45].

El punto de partida del algoritmo son las ecuaciones de maxwell en su forma integral. Para hallar su solución es necesario transformar un problema de frontera abierta en una región limitada, que es el dominio de resolución. El siguiente paso consiste en mallar el dominio de resolución utilizando hexaedros como celdas base (aunque también es posible emplear tetraedros). Las celdas base deben cumplir la siguiente condición: la intersección entre dos debe ser nula, un polígono, una arista o un punto. De esta manera se consigue construir la malla computacional  $G$ . El análisis del método se realizará con este tipo de celdas base, aunque también es posible utilizar el algoritmo con mallas no ortogonales y con mallas de diferentes dimensiones [44].

La malla, es decir, el conjunto de celdas, se puede definir utilizando (1.86). Los nodos  $(x_i, y_j, z_k)$  se numeran con las coordenadas  $i, j, k$  a lo largo de los ejes  $x, y$  y  $z$ . En consecuencia, se tienen  $N_p = I \cdot J \cdot K$  nodos para un total de  $(I - 1)(J - 1)(K - 1)$  celdas.

$$G = \{V_{i,j,k} \in \mathbb{R}^3 | V_{i,j,k} = [x_i, x_{i+1}] \times [y_j, y_{j+1}] \times [z_k, z_{k+1}], \\ i = 1, \dots, I - 1, j = 1, \dots, J - 1, k = 1, \dots, K - 1\} \quad (1.86)$$

Para el volumen de una celda  $V_n$  se pueden reescribir las ecuaciones de Maxwell. Por ejemplo, si se toma como punto de partida la ley de Faraday en su forma integral (1.87), esta quedará de la forma (1.88a) para una faceta  $A_z(i, j, k)$ . El escalar  $\hat{e}_x(i, j, k)$  representa la diferencia de potencial a lo largo de una arista de la superficie  $A_z(i, j, k)$ . Por su parte, el escalar  $\check{b}_z(i, j, k)$  es la integral del flujo magnético a través de la faceta  $A_z(i, j, k)$  (figura 1.15). La ecuación (1.88a) representa exactamente la ecuación (1.87) para la superficie de la celda.

$$\oint_{\partial A} \vec{E}(\vec{r}, t) d\vec{l} = - \iint_A \frac{\partial}{\partial t} \vec{B}(\vec{r}, t) d\vec{A} \quad \forall A \in \mathbb{R}^3 \quad (1.87)$$

$$\hat{e}_x(i, j, k) + \hat{e}_y(i + 1, j, k) - \hat{e}_x(i, j + 1, k) - \hat{e}_y(i, j, k) = - \frac{d}{dt} \check{b}_z(i, j, k) \quad (1.88a)$$

$$\hat{e}_x(i, j, k) = \int_{x_i, y_j, z_k}^{x_{i+1}, y_j, z_k} \vec{E} d\vec{l} \quad (1.88b)$$

$$\check{b}_z(i, j, k) = \int_{A_z(i, j, k)} \vec{B} d\vec{A} \quad (1.88c)$$

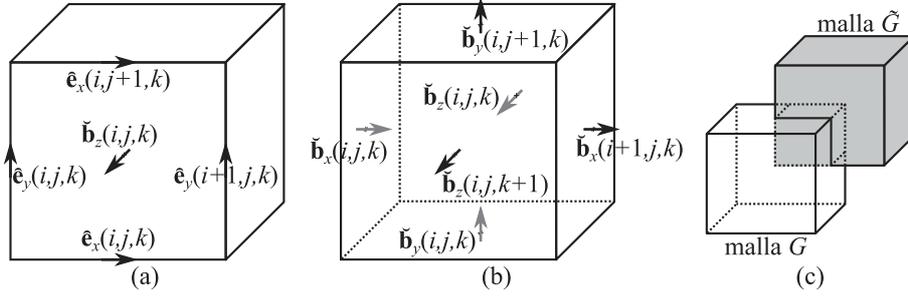


Figura 1.15: (a) Representación en una celda de la malla  $G$  del voltaje eléctrico en las aristas,  $\hat{e}$ , y el flujo magnético a través de una cara,  $\tilde{b}$ . (b) Representación de los seis flujos magnéticos a través de las caras del hexaedro cuya suma es cero. (c) Esquema de la doble malla formada por  $G$  y  $\tilde{G}$

La formulación integral descrita mediante la ley de Faraday para una única faceta es válida para un conjunto de ellas. En consecuencia, es posible expresar en notación matricial la relación para el conjunto de celdas (1.89). Los vectores  $\hat{e}$  y  $\tilde{b}$  se describen mediante (1.90), mientras que  $\mathbf{C}$  sólo contiene información topológica acerca de las aristas de las celdas y su orientación. Es decir, sus coeficientes son 0 o  $\pm 1$ . De esta manera,  $\mathbf{C}$  se corresponde con el operador rotacional discreto en la malla [46].

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \dots & 1 & \dots & -1 & \dots & -1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix}}_{\mathbf{C}} \underbrace{\begin{pmatrix} \hat{e}_{n1} \\ \vdots \\ \hat{e}_{n2} \\ \vdots \\ \hat{e}_{N_p} \end{pmatrix}}_{\hat{e}} = \frac{-d}{dt} \underbrace{\begin{pmatrix} \vdots \\ \tilde{b}_n \\ \vdots \end{pmatrix}}_{\tilde{b}} \quad (1.89)$$

$$\hat{e} = (\hat{e}_{x,n} | \hat{e}_{y,n} | \hat{e}_{z,n})_{n=1,\dots,N_p}^T \in \mathbb{R}^{3N_p} \quad (1.90a)$$

$$\tilde{b} = (\tilde{b}_{x,n} | \tilde{b}_{y,n} | \tilde{b}_{z,n})_{n=1,\dots,N_p}^T \in \mathbb{R}^{3N_p} \quad (1.90b)$$

Para introducir el operador divergencia se parte de la inexistencia de cargas magnéticas y se utiliza la ecuación (1.91). Si se evalúa en una celda  $V_{i,j,k}$  queda de la forma (1.92). Si la relación se extiende a todo el conjunto de celdas se llegará a la matriz de divergencia discreta.

$$\iint_{\partial V} \vec{B}(\vec{r}, t) d\vec{A} = 0 \quad \forall V \in \mathbb{R}^3 \quad (1.91)$$

$$\begin{aligned}
& -\check{b}_x(i, j, k) + \check{b}_x(i+1, j, k) - \check{b}_y(i, j, k) + \\
& \check{b}_y(i, j+1, k) - \check{b}_z(i, j, k) + \check{b}_z(i, j, k+1) = 0 \quad (1.92)
\end{aligned}$$

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cdots & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \end{pmatrix}}_{\mathbf{S}} \underbrace{\begin{pmatrix} \vdots \\ \check{b}_{m_1} \\ \check{b}_{m_2} \\ \check{b}_{m_3} \\ \check{b}_{m_4} \\ \check{b}_{m_5} \\ \vdots \end{pmatrix}}_{\mathbf{b}} = 0 \quad (1.93)$$

Al igual que la matriz discreta del rotacional  $\mathbf{C}$ , la matriz discreta de la divergencia  $\mathbf{S} \in \mathbb{R}^{N_p \times 3N_p}$  sólo depende de la topología de la malla.

Para poder discretizar las otras dos ecuaciones de Maxwell es necesario introducir un segundo mallado  $\tilde{G}$ , que es dual al utilizado hasta el momento,  $G$ . Los nodos de la nueva malla estarán situados en los centros de los hexaedros de la malla original (figura 1.15). Si la malla se realiza tomando como elemento base una geometría más compleja los nodos estarán en el baricentro [44]. El uso esta definición asegura que existe una correspondencia biunívoca entre las aristas de  $G$  que cortan las caras de  $\tilde{G}$  y viceversa. En la malla dual  $\tilde{G}$  las aristas se corresponderán con corrientes eléctricas y habrá un flujo dieléctrico en las caras de sus hexaedros.

Si se parte de la forma integral de la ley de Ampere (1.94) y aplicando la analogía existente con (1.87) pero para la malla dual se llegará a la expresión matricial (1.95).

$$\oint_{\partial \tilde{A}} \vec{H}(\vec{r}, t) d\vec{l} = \iint_{\tilde{A}} \left( \frac{\partial}{\partial t} \vec{D}(\vec{r}, t) + \vec{J}(\vec{r}, t) \right) d\vec{A} \quad \forall \tilde{A} \in \mathbb{R}^3 \quad (1.94)$$

$$\tilde{\mathbf{C}}\hat{\mathbf{h}} = \frac{d}{dt} \check{\mathbf{d}} + \check{\mathbf{j}} \quad (1.95)$$

Finalmente, la cuarta ecuación de Maxwell, esto es, la ley de Gauss se puede expresar en su forma integral como (1.96). Su equivalente en forma matricial es (1.97). En consecuencia, para la malla dual también se tienen los operadores discretos rotacional  $\tilde{\mathbf{C}}$  y divergencia  $\tilde{\mathbf{S}}$ . Para el conjunto formado por las dos mallas  $G$  y  $\tilde{G}$  se han discretizado las cuatro ecuaciones de Maxwell, obteniéndose las denominadas *Maxwell Grid Equations, MGE* [44].

$$\oint_{\partial\tilde{V}} \vec{D}(\vec{r}, t) d\vec{s} = \iiint_{\tilde{V}} \rho_v dV \quad (1.96)$$

$$\tilde{\mathbf{S}}\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{q} \quad (1.97)$$

Para definir el gradiente discreto se sigue un procedimiento similar. En los nodos de la malla  $G$  se definen unos potenciales discretos  $\Phi(i, j, k)$ . Estos se relacionarán con la tensión a lo largo de una arista  $\hat{e}_x(i, j, k)$  según (1.98). Expresándolo en notación matricial para toda la malla  $G$  se obtiene (1.99).

$$\Phi(i, j, k) - \Phi(i + 1, j, k) = \hat{e}_x(i, j, k) \quad (1.98)$$

$$\hat{\mathbf{e}} = \mathbf{G}\Phi \quad (1.99)$$

Debido a la estructura de doble malla, se cumple que la matriz del gradiente discreto  $\mathbf{G} = -\tilde{\mathbf{S}}^T$  es la traspuesta del operador divergencia dual cambiada de signo. De una manera idéntica, considerando potenciales magnéticos en los nodos de la malla  $\tilde{G}$  se obtiene que su relación con los voltajes magnéticos de las aristas es (1.100). En este caso, la relación entre el gradiente y la divergencia queda como  $\tilde{\mathbf{G}} = -\mathbf{S}^T$

$$\hat{\mathbf{h}} = -\tilde{\mathbf{G}}\Psi \quad (1.100)$$

La discretización de las ecuaciones de Maxwell se ha realizado sobre una dupla de dos mallas. Los potenciales se sitúan en sus nodos, los voltajes en sus aristas, los flujos en sus caras y las cargas en el volumen de sus celdas. La estructura de doble malla utilizada es una dupla de Delaunay-Voronoi [47]. La relación entre las mallas  $G$  y  $\tilde{G}$  viene dada por los parámetros del material (1.101). La matriz  $\mathbf{M}_\epsilon$  representa permitividades,  $\mathbf{M}_\kappa$  conductividades y  $\mathbf{M}_\nu$  el recíproco de las permeabilidades. Por su parte,  $\check{\mathbf{p}}$  representa la polarización eléctrica y  $\hat{\mathbf{m}}$  la polarización magnética.

$$\check{\mathbf{d}} = \mathbf{M}_\epsilon \hat{\mathbf{e}} + \check{\mathbf{p}} \quad (1.101a)$$

$$\check{\mathbf{j}} = \mathbf{M}_\kappa \hat{\mathbf{e}} \quad (1.101b)$$

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{M}_\nu \check{\mathbf{b}} - \hat{\mathbf{m}} \quad (1.101c)$$

Las ecuaciones de Maxwell discretas son exactas, sin embargo, en las ecuaciones constitutivas sí está presente el error de discretización. La formulación descrita cumple las propiedades de los operadores vectoriales. Por ejemplo,  $\nabla \cdot \nabla \times A = 0$  (la divergencia de cualquier rotacional es cero) se expresa en términos discretos como  $\mathbf{S}\mathbf{C} = 0$  y  $\tilde{\mathbf{S}}\tilde{\mathbf{C}} = 0$ . También se cumple  $\nabla \times \nabla\Phi = 0$  (el rotacional de

cualquier gradiente es cero). En este caso, es necesario utilizar matrices de ambas mallas, obteniéndose  $\tilde{\mathbf{C}}\mathbf{S}^T = 0$  y  $\mathbf{C}\tilde{\mathbf{S}}^T = 0$ . Las propiedades de la técnica utilizada para discretizar los campos permite que el algoritmo FIT sea estable y conservativo [45].

En esta tesis se ha utilizado la implementación de FIT en CST Studio para simular el conjunto formado por una bocina diagonal y una lente biconvexa. Con esta técnica se ha conseguido validar el comportamiento predicho mediante teoría de rayos. Además, también se ha podido comparar la posición del centro de fase calculada según la teoría de haces gaussianos y la obtenida en simulaciones. La técnica de FIT se eligió por descarte, ya que ni con el Método de los Momentos (Feko) ni con FEM (HFSS) se ha podido simular el sistema. En ambos casos las necesidades de memoria superan la disponibilidades.

## 1.6 Conclusiones

A lo largo del presente capítulo se ha realizado una introducción a los sistemas de submilimétricas y terahercios. Se han descrito los componentes generadores y detectores más habituales en estas frecuencias en función de su querencia hacia la banda óptica o hacia la de microondas. De igual manera, se han descrito las técnicas más utilizadas en el diseño y análisis de las antenas realizadas a lo largo de la presente Tesis doctoral. En concreto, se ha realizado una introducción al factor de agrupación, a las técnicas de barrido electrónico, al diagrama de Brillouin y al análisis mediante haces gaussianos.

Por otra parte, se han descrito algunas de las técnicas más habituales a la hora de analizar la atenuación en los medios de transmisión utilizados, esto es, la línea microstrip y la guía de onda metálica rectangular. Finalmente, se han presentado los tres métodos de simulación empleados para el diseño y análisis de las estructuras radiantes implementadas: el Método de los Momentos, el Método de Elementos Finitos y la Técnica de Integración Finita.

# Bibliografía

- [1] I. Hosako, N. Sekine, M. Patrashin, S. Saito, K. Fukunaga, Y. Kasai, P. Baron, T. Seta, J. Mendrok, S. Ochiai, and H. Yasuda, “At the dawn of a new era in terahertz technology,” *Proceeding of the IEEE*, vol. 95, pp. 1611–1623, 2007. 6, 7
- [2] M. S. Sherwin, C. A. Schmuttenmaer, and P. H. Bucksbaum, “Opportunities in THz science,” in *DOE-NSF-NIH Workshop on Opportunities in THz Science*, 2004. 6, 7
- [3] P. H. Siegel, “Terahertz technology,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 910–928, 2002. 6
- [4] G. P. Gallerano, “Thz-ridge final report.” <http://www.frascati.enea.it/THz-BRIDGE/>, 2004. 7
- [5] K. B. Cooper, R. J. Dengler, N. Llombart, B. Thomas, G. Chattopadhyay, and P. H. Siegel, “THz imaging radar for standoff personnel screening,” *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 1, pp. 169–182, 2011. 7
- [6] R. C. J. Ferri, S. V. Hoeye, and F. L. Heras, “THz antenna and measurement,” in *XXIV Simposium del Comité Español de la URSI*, URSI, 2009. 7
- [7] J. T. Louhi and A. V. Räsänen, “A frequency doubler for 200 GHz with a planar schottky varactor,” *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 18, pp. 2063–2075, 1997. 7
- [8] D. W. Porterfield, T. W. Crowe, R. F. Bradley, and N. R. Erickson, “A high-power, fixed-tuned, millimeter-wave balanced frequency doubler,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 419–425, 1999. 7

- [9] B. Thomas, E. Schlecht, A. Maestrini, J. Ward, G. Chattopadhyay, R. Lin, J. Gill, C. Lee, and I. Mehdi, “Sub-millimeter wave MMIC schottky subharmonic mixer testing at passive cooling temperatures,” in *Space Terahertz Technology, 20th International Symposium on*, ISSTT Proceedings, 2009. 7
- [10] R. C. Hansen, “Phased arrays,” in *Antenna Engineering Handbook* (J. L. Volakis, ed.), Mc Graw Hill., 4th ed., 2007. 8, 11
- [11] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*. Artchek House, 2nd ed., 2005. 11, 103
- [12] R. C. Hansen, *Phased Array Antennas*. John Wiley & Sons, Inc., 1st ed., 2001. 11, 12, 13
- [13] R. R. Romanofsky, “Array phase shifters: Theory and technology,” in *Antenna Engineering Handbook* (J. L. Volakis, ed.), Mc Graw Hill., 4th ed., 2007. 13
- [14] R. E. Collin, *Antennas and Radio Wave Propagation*. Mc Graw Hill, 1st ed., 1985. 13
- [15] P. S. Hall and S. J. Vetterlein, “Review of radio frequency beamforming techniques for scanned and multiple beam antennas,” *IEEE Proceedings*, vol. 137, pp. 293–303, 1990. 13
- [16] K. Zhang and D. Li, *Electromagnetic Theory for Microwaves and Optoelectronics*. Springer, 2nd ed., 2007. 14, 18, 21
- [17] A. Ishimaru and H. S. Tuan, “Theory of frequency scanning of antennas,” *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 144–150, 1962. 14, 62, 118, 142
- [18] K. E. Jones and R. Mittra, “Some interpretations and applications of the  $k$ - $\beta$  diagram,” in *IRE International Convention Record*, pp. 134–139, IEEE, 1966. 14, 142
- [19] P. Baccarelli, S. Paulotto, D. R. Jackson, and A. A. Oliner, “A new brillouin dispersion diagram for 1-D periodic printed structures,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. 1484–1495, 2007. 14, 142
- [20] P. F. Goldsmith, “Quasi-optical techniques,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, 1992. 20, 21
- [21] J. A. Murphy, “Aperture efficiencies of large axisymmetric reflector antennas fed by conical horns,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, 1988. 21, 23, 25

- [22] R. J. Wylde, “Millimetre-wave gaussian beam-mode optics and corrugated feed horns,” *IEE Proceedings*, vol. 131, 1984. 21, 25
- [23] J. A. Murphy and R. Padman, “Phase centers of horn antennas using gaussian beam mode analysis,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, 1990. 21, 26, 216
- [24] J. F. Johansson and N. D. Whyborn, “The diagonal horn as a sub-millimeter wave antenna,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, pp. 795–800, 1992. 21, 22, 23, 25, 203, 204, 205, 206, 211, 217
- [25] S. Withington and J. A. Murphy, “Analysis of diagonal horn through gaussian-hermite modes,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, pp. 198–206, 1992. 21, 23, 26, 203, 211
- [26] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons, Inc., 2nd ed., 1997. 23
- [27] E. I. Muehldorf, “The phase centre of horn antennas,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 18, pp. 753–760, 1970. 24, 217
- [28] A. S. C. of the IEEE Antennas and P. Society, “IEEE standard definitions of terms for antennas,” *IEEE*, 2004. 26
- [29] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, Inc., 3rd ed., 2005. 26, 27, 28, 59, 64, 113
- [30] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*. IEEE Press, 2nd ed., 2001. 27, 29, 59, 64, 113, 119
- [31] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*. IEEE Press, 2nd ed., 1991. 28
- [32] E. H. Fooks and R. A. Zakarevičius, *Microwave Engineering Using Microstrip Circuits*. Prentice Hall, 1st ed., 1990. 31, 32
- [33] T. Itoh and R. Mittra, “Analysis of microstrip lines,” tech. rep., Department of Electrical Engineering, University of Illinois, 1974. 31
- [34] R. K. Hoffmann, *Handbook of Microwave Integrated Circuits*. Artech House, 1st ed., 1987. 32, 33
- [35] K. R. Jha and G. Singh, *Terahertz Planar Antennas for Next Generation Communication*. Springer, 1st ed., 2014. 33, 35
- [36] C. Yeh, F. Shimabukuro, and P. H. Siegel, “Low-loss terahertz ribbon waveguides,” *Applied Optics*, vol. 44, pp. 5937–5946, 2005. 34, 55, 59, 122, 196

- [37] A. Vayonakis, A. Goldin, H. Leduc, C. Luo, and J. Zmuidzinas, “Precision measurements of the properties of thin-film superconducting microstrip lines at 100-500 GHz,” in *14th International Symposium on Space Terahertz Technology*, ISSTT Proceedings, 2003. 35
- [38] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*. John Wiley & Sons, Inc., 3th ed., 2013. 35, 37, 39
- [39] A. F. Peterson, “Antenna modeling using integral equations and the method of moments,” in *Modern Antenna Handbook* (C. A. Balanis, ed.), John Wiley & Sons, Inc., 1st ed., 2008. 37, 39
- [40] J.-M. Jin, Z. Lou, N. Riley, and D. Riley, “Finite-element analysis and modeling of antennas,” in *Modern Antenna Handbook* (C. A. Balanis, ed.), John Wiley & Sons, Inc., 1st ed., 2008. 40
- [41] L. B. Felsen and N. Marcuvitz, *Radiation and Scattering of Waves*. IEEE Press, 2nd ed., 2003. 41
- [42] S. H. Schot, “Eighty years of sommerfeld’s radiation condition,” *Historia Mathematica*, vol. 19, pp. 385–401, 1992. 41
- [43] J. Lee, D. Sun, and Z. J. Cendes, “Full-wave analysis of dielectric waveguides using tangential vector finite elements,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, pp. 1262–1271, 1991. 43
- [44] M. Clemens and T. Weiland, “Discrete electromagnetism with the finite integration technique,” *Progress in Electromagnetics Research, PIERs*, vol. 32, pp. 65–87, 2001. 44, 46
- [45] T. Weiland, “Advances in fit/fdtd modeling,” in *Proceedings of the ACES Conference*, IEEE, 2002. 44, 48
- [46] E. T. Chung and J. Zou, “The eigenvalues and eigenspaces of some discrete div- and curl-related operators,” *SIAM Journal on Matrix Analysis and Applications*, vol. 24, pp. 1149–1160, 2003. 45
- [47] Q. Du and M. Gunzburger, “Grid generation and optimization based on centroidal voronoi tessellations,” *Applied Mathematics and Computation*, vol. 133, pp. 591–607, 2002. 47

## Capítulo 2

# Antenas de barrido electrónico de haz por frecuencia en una dimensión

### Índice

---

<b>2.1</b>	<b>Introducción</b>	<b>55</b>
<b>2.2</b>	<b>Agrupación lineal de 8 aperturas para escaneo unidimensional</b>	<b>56</b>
2.2.1	Diseño y topología	56
2.2.1.1	Divisor	56
2.2.1.2	Red desfasadora	57
2.2.1.3	Elementos radiantes	59
2.2.2	Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia	62
2.2.2.1	Análisis gráfico mediante el diagrama de Brillouin	62
2.2.2.2	Análisis mediante simulador de onda completa	64
2.2.3	Resultados experimentales	65
2.2.3.1	Montaje de prototipos	65
2.2.3.2	Configuración usada para medir	67
2.2.3.3	Medidas realizadas	68
<b>2.3</b>	<b>Agrupación plana de 8×8 aperturas para escaneo unidimensional</b>	<b>72</b>
2.3.1	Diseño y topología	72
2.3.1.1	Pila de ocho agrupaciones de 8×1 aperturas	72
2.3.1.2	Divisor plano H	73
2.3.2	Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia	74

2.3.2.1	Análisis mediante simulador de onda completa	74
2.3.3	Resultados experimentales	76
2.3.3.1	Montaje de prototipos	76
2.3.3.2	Configuración usada para medir	79
2.3.3.3	Medidas realizadas	80
<b>2.4</b>	<b>Agrupación lineal de ocho antenas de varilla dieléctrica de escaneo en 1D</b>	<b>84</b>
2.4.1	Introducción	84
2.4.2	Agrupación de 1×8 antenas de varilla dieléctrica alimentadas en fase	84
2.4.2.1	Diseño y topología	84
2.4.2.2	Caracterización del sistema	87
2.4.3	Agrupación de 8×1 antenas de varilla dieléctrica con escaneo de haz mediante barrido en frecuencia	87
2.4.3.1	Diseño y topología	87
2.4.3.2	Caracterización del sistema	89
2.4.4	Resultados experimentales	90
2.4.4.1	Montaje de prototipos	91
2.4.4.2	Configuración usada para medir	92
2.4.4.3	Medidas realizadas	93
<b>2.5</b>	<b>Guía ranurada para escaneo unidimensional</b>	<b>102</b>
2.5.1	Diseño y topología	102
2.5.2	Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia	105
2.5.2.1	Análisis gráfico mediante el diagrama de Brillouin	105
2.5.2.2	Análisis usando un simulador de onda completa	107
2.5.3	Resultados experimentales	108
2.5.3.1	Montaje de prototipos	108
2.5.3.2	Configuración usada para medir	110
2.5.3.3	Medidas realizadas	111
<b>2.6</b>	<b>Antenas microstrip de apuntamiento de haz en 1D</b>	<b>113</b>
2.6.1	Antena microstrip antípoda	114
2.6.1.1	Diseño y topología	114
2.6.1.1.1	Elementos radiantes	115
2.6.1.1.2	Red de alimentación	117
2.6.1.2	Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia	118
2.6.1.2.1	Análisis gráfico mediante el diagrama de Brillouin	118

2.6.1.2.2	Análisis usando un simulador de onda completa . . . . .	121
2.6.1.3	Resultados experimentales . . . . .	122
2.6.1.3.1	Montaje de prototipos . . . . .	122
2.6.1.3.2	Configuración usada para medir . . . . .	125
2.6.1.3.3	Medidas realizadas . . . . .	125
<b>2.7</b>	<b>Conclusiones . . . . .</b>	<b>127</b>

---

## 2.1 Introducción

La capacidad de variar el ángulo de apuntamiento del haz de forma electrónica es una cualidad muy apreciada en las antenas. Este atributo permite obtener información de diferentes direcciones espaciales a una velocidad mucho mayor que la que se consigue con medios mecánicos, ya que se evita la inercia. Existen múltiples técnicas para conseguir el barrido de haz electrónico. Sin embargo, a frecuencias submilimétricas la mayoría de técnicas no son aplicables. Por lo tanto, el *frequency scanning* o modificación del ángulo de apuntamiento del haz de una antena al barrer su frecuencia de trabajo es una de las opciones más populares en el rango de interés.

El presente capítulo versa sobre agrupaciones de antenas que al modificar su frecuencia de trabajo varían el ángulo de apuntamiento de su haz a lo largo de una dimensión. Se analizarán agrupaciones tanto lineales como planas. Las tecnologías de fabricación elegidas para construir las agrupaciones de antenas presentadas en este capítulo son la guía de onda rectangular y el circuito impreso. Esta última en su variante microstrip.

La fabricación de circuitos y antenas en guía de onda rectangular es una alternativa muy interesante para la banda de frecuencia de milimétricas y submilimétricas. El motivo es que se trata de una tecnología madura cuyas pérdidas de propagación son menores que las de los circuitos impresos [1]. Como principal inconveniente cabe citar la dificultad de integración con otras tecnologías de fabricación o con componentes discretos como condensadores y diodos.

Particularmente apropiada resulta la banda de frecuencias situada entre 220 GHz y 330 GHz, cuya guía de onda estándar es la WR-3. Puesto que sus dimensiones son  $a = 0,864 \text{ mm} \times b = 0,432 \text{ mm}$  es posible fabricar componentes en esta banda utilizando máquinas de prototipado estándar de circuitos impresos. En esta sección se presentan tres diseños con sus correspondientes validaciones empíricas. El primero de los diseños es una agrupación lineal de 8 aperturas. El segundo una agrupación bidimensional de  $8 \times 8$  aperturas. Finalmente, se presentará un diseño basado en una guía de onda ranurada.

Por otra parte, en tecnología microstrip se presentará una agrupación de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia basada en antenas antípodas. Aunque el diseño y el prototipo original se elaboraron para la banda de 220 – 330 GHz para comprobar experimentalmente su validez ha sido necesario realizar un escalado a la banda de 8 – 11,5 GHz.

## 2.2 Agrupación lineal de 8 aperturas para escaneo unidimensional

En este apartado se analiza la primera agrupación de antenas de escaneo de haz implementada. Los requisitos de diseño de la misma son un rango de escaneo mayor de 40 grados y una banda de trabajo centrada en 300 GHz. Además, ha de ser factible fabricar un primer prototipo del circuito para validar el diseño utilizando las posibilidades de fabricación disponibles dentro del Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones de la Universidad de Oviedo. Para poder cumplir con las especificaciones se planteó la solución de utilizar una topología basada en guía de onda WR-3. A continuación se describirá la topología de la agrupación, incluyendo el análisis detallado de sus diferentes partes y las simulaciones realizadas durante el proceso de diseño. Finalmente, se presentan los resultados obtenidos que validan los procesos de diseño y fabricación.

### 2.2.1 Diseño y topología

La agrupación descrita está compuesta por un divisor, una red desfasadora y ocho elementos radiantes. Su topología se muestra en la figura 2.1. Todos los elementos están basados en estructuras de guía metálica rectangular WR-3 y tienen una profundidad de 0,864 mm.

Los elementos radiantes elegidos son aperturas de las dimensiones de la guía WR-3. Estas antenas reúnen dos características interesantes: sencillez de fabricación y reducido tamaño. Para conseguir el escaneo de haz se utiliza la red desfasadora. En el análisis se desprecian sus pérdidas de propagación. En consecuencia, se considera que todos los elementos radiantes se alimentan con señales de igual amplitud. El desfase es progresivo, dependiente de la variación de la frecuencia.

#### 2.2.1.1 Divisor

En la literatura técnica se pueden hallar varias topologías de divisores en guía rectangular. Es habitual elegir la topología en función de la razón de división [2]. Sin embargo, las restricciones de fabricación en la banda de 220 GHz a 330 GHz hacen recomendable emplear como elemento base un divisor en T, de tipo plano

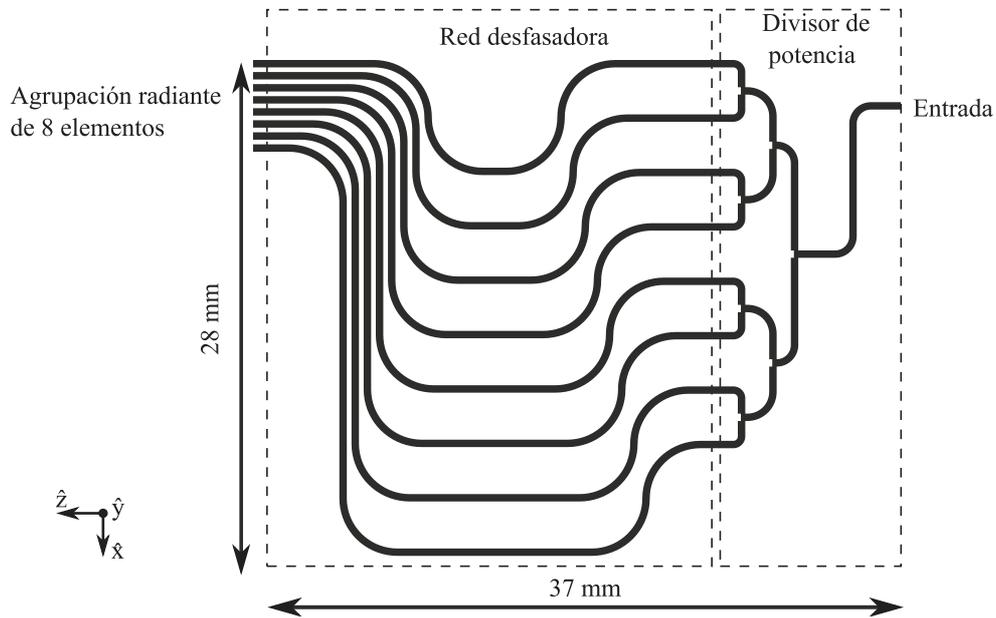


Figura 2.1: Topología de la agrupación de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia con sus diferentes partes.

E, con septo [3]. El adjetivo plano E en un divisor en T hace referencia al plano hacia el que se abren las dos salidas del mismo. La topología del divisor en T plano E se muestra en la figura 2.2 (a). El ancho de banda del elemento depende de la geometría del septo utilizado. Para su optimización se ha utilizado un simulador electromagnético de onda completa. El parámetro B hace referencia a la longitud del septo y toma el valor  $B = 0,177$  mm. Por su parte, la anchura es  $H = 0,425$  mm. El divisor 1:2 está adaptado a lo largo de la banda de interés y sus pérdidas de inserción están alrededor de 3,5 dB (figura 2.2 (b)).

Utilizando en cascada el divisor en T descrito, se puede conseguir un divisor 1:8. La topología de este divisor se muestra en la figura 2.3 (a). Por su parte, sus parámetros de dispersión simulados se pueden ver en figura 2.3 (b). El conjunto está adaptado en todo el rango de interés.

### 2.2.1.2 Red desfasadora

A la salida del divisor se sitúa la etapa desfasadora. En la literatura técnica existen múltiples soluciones para introducir un desfase controlado entre dos señales. Sin embargo, su uso en banda submilimétrica es muy complejo.

Por lo tanto, la solución elegida pasa por realizar la red desfasadora utilizando tramos de guía de onda metálica rectangular WR-3 de diferente longitud. Es la

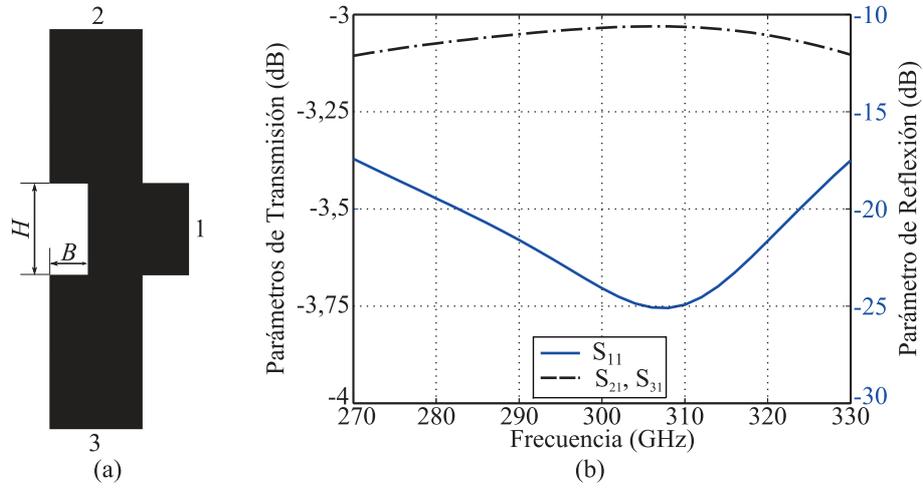


Figura 2.2: Divisor en T de tipo plano E: (a) topología, (b) parámetros de dispersión.

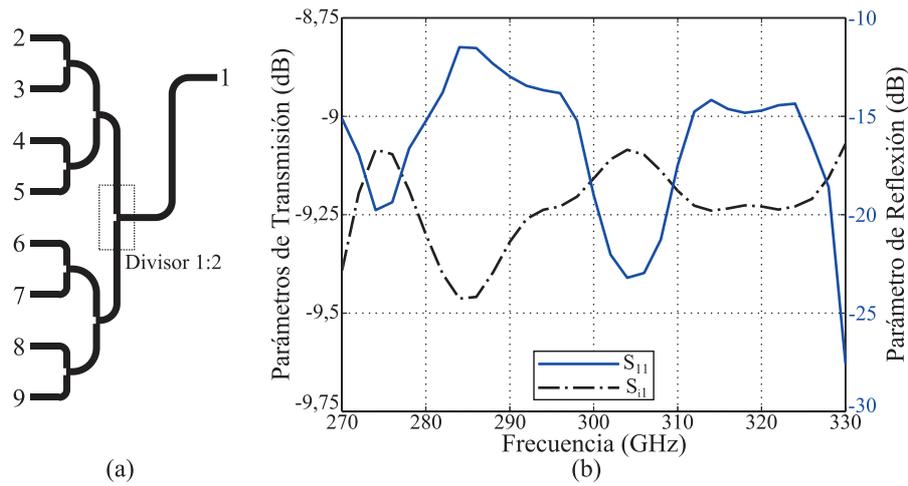


Figura 2.3: Topología del divisor 1 a 8 (a) y sus parámetros de dispersión (b). Nota  $i = 2, 3, \dots, 9$ .

solución tecnológicamente más sencilla. Sin embargo, implica que las señales a la salida de la red desfasadora no tendrán exactamente la misma amplitud. Esto se debe a que la atenuación que sufre una señal es proporcional a la longitud del tramo de guía que recorre (2.1):

$$\alpha = \frac{R_s}{a^3 b \beta k \eta} (2b\pi^2 + a^3 k^2) \text{ Np/m} \quad (2.1)$$

donde  $R_s$  representa la resistencia superficial de las paredes de la guía,  $\beta = \sqrt{k^2 - (\pi/a)^2}$  es la constante de fase y  $k = 2\pi f/c$  es el número de onda. Por su parte,  $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$  se corresponde con la impedancia intrínseca del medio [4, 5]. Concretamente, para una guía WR-3 fabricada en latón, la atenuación que experimenta la señal es de 24 dB/m. En este cálculo no se han tenido en cuenta las pérdidas debidas al dieléctrico ni las causadas por la rugosidad en el acabado al implementar los prototipos.

La atenuación debida a las pérdidas en el latón puede resultar excesiva en función de la aplicación. La utilización de un conductor mejor, típicamente oro, permite reducir las pérdidas. Aplicando (2.1) se obtiene que  $\alpha = 14,4$  dB/m para una guía WR-3 de oro a 300 GHz. Este valor concuerda con  $\alpha = 15$  dB/m, que es la atenuación típica de una guía rectangular a 300 GHz [1].

En el caso de la fase, un tramo de guía rectangular de longitud  $L$  causa un desfase  $\Delta\varphi$  en la señal según la siguiente expresión (2.2). Donde  $f$  representa la frecuencia de trabajo, mientras que  $\lambda_g$  es la longitud de onda en la propia guía ( $\lambda_g = 2\pi/\beta$ ).

$$\Delta\varphi = -2\pi L/\lambda_g = -L/\beta \quad (2.2)$$

Por tanto, si la relación entre las longitudes de los diferentes caminos guarda la relación apropiada, el desfase entre cada una de las señales de salida será el deseado para cada frecuencia de interés. Con el fin de minimizar los errores durante el proceso de fabricación, el mismo radio ha sido utilizado en todos los tramos curvos de la red desfasadora. La diferencia de longitud entre caminos  $\Delta L$  solamente se introduce en los tramos rectos. La condición que la longitud de todos los caminos debe cumplir para que las señales de salida estén en fase a la frecuencia central  $\Delta L = N\lambda_g$ , donde  $N \in \mathbb{N}$ . De esta manera, el diagrama de radiación apuntará transversal al eje de la agrupación.

La frecuencia de trabajo de la agrupación varía entre 270 GHz y 330 GHz, para conseguir el rango de desfase deseado, al menos  $\Delta\theta = 40^\circ$ , se ha fijado  $N = 2$ . El desfase que introduce la red entre señales adyacentes se muestra en la figura 2.4. Por lo tanto, considerando que  $\lambda_g = 1,226$  mm, la atenuación debida a la resistencia superficial entre dos señales adyacentes es inferior a 0,06 dB. En consecuencia, se cumple la asunción de amplitud aproximadamente igual entre todas las excitaciones.

### 2.2.1.3 Elementos radiantes

La agrupación de  $8 \times 1$  antenas está formada por ocho antenas de aperturas apiladas en el plano E. Cada apertura es una guía WR-3 terminada en un circuito abierto. La distancia entre dos elementos adyacentes es de  $d = 0,7$  mm. La expresión analítica del campo lejano radiado por una apertura situada en un plano

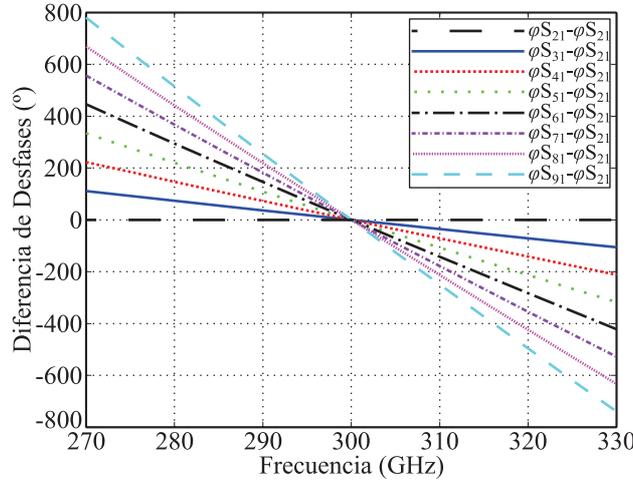


Figura 2.4: Diferencia de fase entre elementos adyacentes a la salida de la red desfasadora.

de masa infinito viene definido por (2.3), [6]. Esta es una buena aproximación a las condiciones reales del sistema. Las ranuras están rodeadas de metal debido al proceso de fabricación utilizado.

$$E_{\theta} = -\frac{\pi}{2}C \operatorname{sen}(\phi) \frac{\cos(X)}{X^2 - (\pi/2)^2} \frac{\operatorname{sen}(Y)}{Y} \quad (2.3a)$$

$$E_{\phi} = -\frac{\pi}{2}C \cos(\theta) \cos(\phi) \frac{\cos(X)}{X^2 - (\pi/2)^2} \frac{\operatorname{sen}(Y)}{Y} \quad (2.3b)$$

$$X = \frac{ka}{2} \operatorname{sen}(\theta) \cos(\phi) \quad (2.3c)$$

$$Y = \frac{kb}{2} \operatorname{sen}(\theta) \operatorname{sen}(\phi) \quad (2.3d)$$

$$C = j \frac{abkE_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \quad (2.3e)$$

En la figura 2.5 (a) se representa el parámetro de reflexión para una guía WR-3 abierta. El elemento radiante está adaptado a lo largo de la banda de interés. Por su parte, los cortes plano E y plano H para una guía abierta y para la agrupación de  $8 \times 1$  aperturas alimentadas en fase a 300 GHz se muestran en la figura 2.5 (b). El aumento en la directividad observado para la agrupación en el plano E viene determinado por el factor de agrupación.

Con la asunción de que todos los elementos son alimentados con señales de idéntica amplitud  $A$ , el factor de agrupación del conjunto de  $8 \times 1$  elementos viene determinado por (2.4). Debido a que el array está situado sobre el eje  $x$ ,  $\phi = 0$ . La

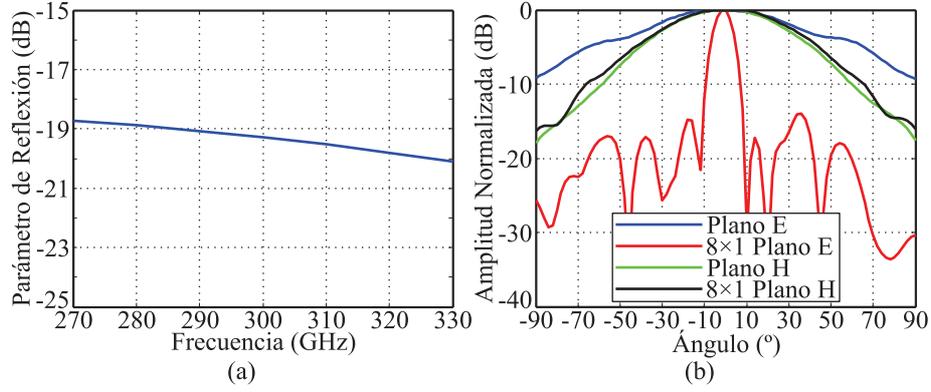


Figura 2.5: (a) Parámetro de reflexión de una guía WR-3 abierta. (b) Diagramas de radiación simulados de la guía abierta y de la agrupación de  $8 \times 1$  elementos.

variación del ángulo de apuntamiento con la frecuencia se debe a que  $\Delta\varphi = \beta\Delta L$  también varía con la frecuencia.

$$FA(\theta) = A \sum_{n=1}^N e^{j\left(k\left(n - \frac{N+1}{2}\right)d \sin(\theta) \cos(\phi) + n\Delta\varphi\right)} \quad (2.4)$$

La representación del módulo normalizado del factor de agrupación con la frecuencia se muestra en la figura 2.6. La simulación en (a) se corresponde con la frecuencia de 270 GHz y la simulación en (b) con 330 GHz. En el primer caso se puede ver como el lóbulo principal apunta a  $-30^\circ$  y el nivel del lóbulo de difracción es menor de 0,7. A la máxima frecuencia de operación (figura 2.6 (b)) el lóbulo principal y el secundario tienen el mismo nivel.

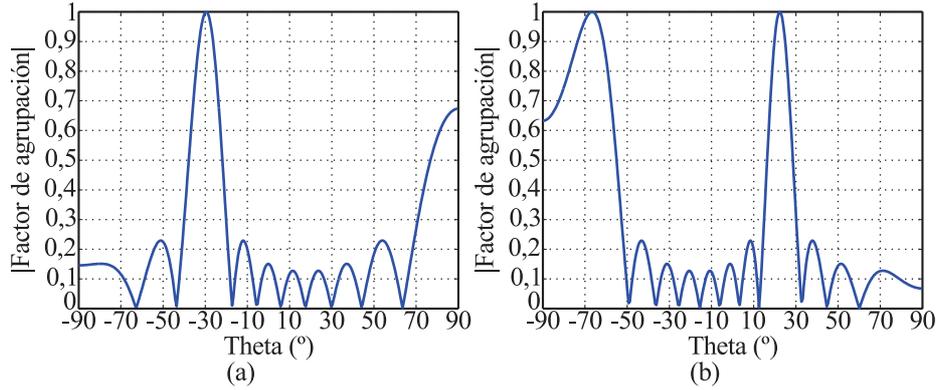


Figura 2.6: Simulación del módulo normalizado del factor de agrupación: (a) 270 GHz, (b) 330 GHz.

### 2.2.2 Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia

En esta sección se analiza el comportamiento de la agrupación de  $8 \times 1$  aperturas utilizando dos herramientas diferentes: el diagrama de Brillouin y un simulador electromagnético de onda completa. El diagrama de Brillouin o diagrama  $\omega$ - $\beta$  es una herramienta gráfica. Es útil para analizar ciertos parámetros del diagrama de radiación de las antenas de barrido de haz mediante la variación de la frecuencia [7]. Por su parte, la simulación de onda completa permite conocer con gran exactitud los parámetros fundamentales de la geometría analizada.

#### 2.2.2.1 Análisis gráfico mediante el diagrama de Brillouin

La introducción al diagrama de Brillouin o diagrama  $\omega$ - $\beta$  se ha realizado en el capítulo 1. Habitualmente, se suele utilizar para analizar estructuras periódicas tales como enrejados de tiras metálicas, *metal strip gratings*, o guías rectangulares cargadas con diafragmas capacitivos, *rectangular waveguide loaded with capacitive diaphragms*. Sin embargo, el diagrama  $\omega$ - $\beta$  también permite caracterizar de una forma gráfica, rápida y sencilla el comportamiento de una antena de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia [7]. La representación en el diagrama  $\omega$ - $\beta$  para la agrupación de  $8 \times 1$  elementos radiantes descrita en esta sección se muestra en la figura 2.7. El análisis basado en el diagrama  $\omega$ - $\beta$  considera que los elementos radiantes son fuentes puntuales isotrópicas. Además, todas las antenas están alimentadas con la misma amplitud y sin interacciones mutuas.

En la figura 2.7 se representa la variación de la relación  $kd/\beta L$  a medida que varía la frecuencia de operación de la agrupación de antenas. Mediante el uso del diagrama  $\omega$ - $\beta$  se puede determinar si van aparecer o no de lóbulos de difracción, *grating lobes*, en el diagrama de radiación de la agrupación.

En la figura 2.7 se observa que para la frecuencia  $f_c$  la relación entre  $kd/\beta L$  pertenece únicamente al armónico espacial -2. La variable  $f_c$  representa la frecuencia para la que el lóbulo principal apunta en dirección transversal al eje. En este caso, la agrupación ha sido diseñada para que  $f_c$  coincida con el valor central del rango de trabajo. Para la frecuencia  $f_2$  se puede ver que la agrupación trabaja en dos armónicos espaciales diferentes: el armónico espacial -2 y el -3. Esta será la causa de que exista un lóbulo de difracción a la frecuencia  $f_2$ . El lóbulo principal se debe al armónico -2 y el lóbulo de difracción al armónico -3. La frecuencia  $f_{2-3}$  es la frecuencia máxima que garantiza que no hay lóbulos de difracción en el diagrama de radiación. Para frecuencias de operación mayores que  $f_{2-3}$  el lóbulo principal se desplazará hacia ángulos de apuntamiento cada vez más positivos. Por su parte, el lóbulo de difracción aparecerá por  $-90^\circ$  para ir desplazándose progresivamente hacia ángulos menos negativos.

Utilizando el análisis basado en el diagrama  $\omega$ - $\beta$  también es posible determinar el ángulo de apuntamiento  $\theta_p$  para cada frecuencia de interés (3.4). Donde

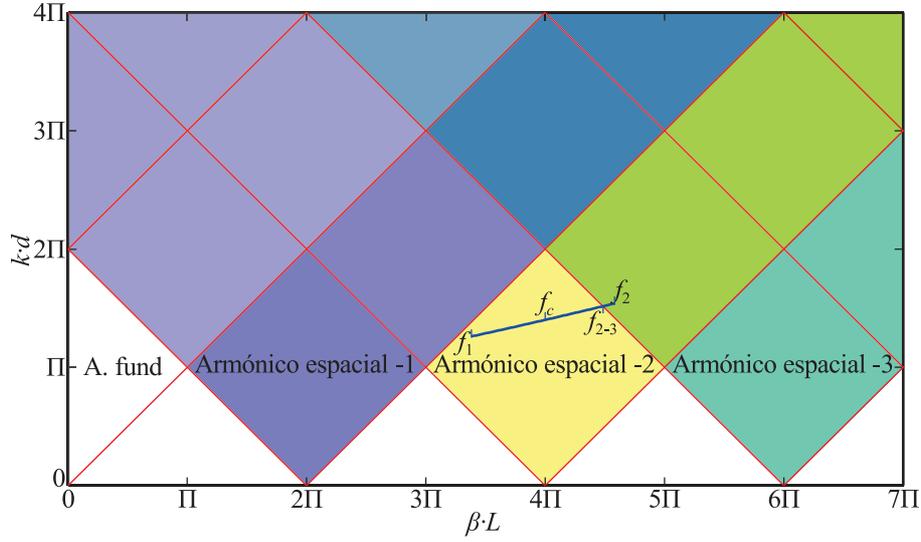


Figura 2.7: Diagrama  $\omega$ - $\beta$  para la agrupación  $8 \times 1$ . Nota,  $f_1 = 270$  GHz,  $f_c = 300$  GHz,  $f_2 = 330$  GHz.

$p = kd/\beta L$  representa la velocidad de fase equivalente sobre la superficie. El desfase entre elementos radiantes se genera utilizando tramos de guía de onda, es decir, un medio dispersivo. Por lo tanto, el valor de  $p$  es dependiente de la frecuencia de trabajo. En la figura 2.8 (a) se representa en color azul la variación del ángulo de apuntamiento para la agrupación diseñada. En negro, cómo afectaría la utilización de un medio no dispersivo. El ángulo de apuntamiento de la agrupación diseñada varía en más de 50 grados. Además, la variación de  $\theta_p$  para  $f_1$  es mayor que para  $f_2$ .

$$\text{sen}(\theta_p) = \frac{1}{p} \left( 1 - \frac{f_c}{f} \frac{p}{p_c} \right) \quad (2.5)$$

El ancho de haz a -3 dB para cada frecuencia de interés se puede conocer utilizando (3.5). La expresión (3.5a) permite determinar de forma numérica el valor de  $x_0$  para el cual el factor de array disminuye de su máximo, tomado como 1, a  $1/\sqrt{2}$ . Es decir, la potencia radiada disminuye a la mitad. Su combinación con (3.5b) sirve para determinar los ángulos  $\theta_1$  y  $\theta_2$ . Son estos los que marcan el ancho de haz a -3 dB.

$$\frac{\text{sen}(x_0/4)}{4 \text{sen}(x_0/2)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.6a)$$

$$\frac{\text{sen}(\theta_1)}{\text{sen}(\theta_2)} = \frac{1}{p} - \frac{f_c}{f p_c} \pm \frac{x_0}{4\pi} \frac{f_c}{f p_c} \quad (2.6b)$$

El ancho de haz a -3 dB se representa para la banda de frecuencias de interés en la figura 2.8 (b). Los dos factores con mayor influencia sobre el ancho de haz son el ángulo de apuntamiento y la frecuencia de trabajo. A medida que el haz se aleja de la dirección transversal al eje de la agrupación el ancho de haz tiende a aumentar. Por otra parte, a mayor frecuencia de operación mayor es la longitud eléctrica de la agrupación. En consecuencia, el ancho de haz tenderá a disminuir. Estas dos tendencias quedan patentes en la figura 2.8 (b), donde para la banda alta de frecuencias el factor que más importancia tiene es la longitud eléctrica de la agrupación.

La red de alimentación se ha diseñado utilizando circuitos en guía de onda rectangular, que es un medio de transmisión dispersivo. Esto es, la relación entre  $\beta$  y  $k$  [4] o entre  $\beta$  y  $\omega$  [5] es no lineal. En consecuencia, la velocidad de fase  $v_{fase} = \omega/\beta$  es diferente para diferentes frecuencias. Por lo tanto, las componentes de una señal de banda ancha se propagarán con velocidades de fase diferentes, llegando a su destino en distintos instantes. Este efecto se denomina dispersión y supone una distorsión de la señal. En consecuencia, suele tratarse de evitarlo. Sin embargo, para el caso de las antenas de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia puede ser un efecto deseable. En la figura 2.8 (b) se puede ver como la utilización de un medio dispersivo para generar el desfase entre los elementos provoca un aumento en el ancho de haz.

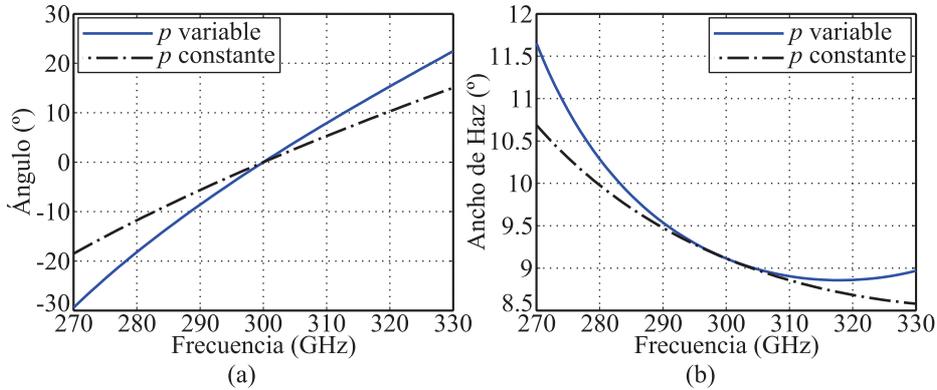


Figura 2.8: Parámetros característicos de la agrupación inferidos del diagrama  $\omega$ - $\beta$ : (a) ángulo de apuntamiento, (b) ancho de haz a -3 dB. Nota, en azul se muestran los resultados para la agrupación diseñada, en negro, si la red de alimentación fuese no dispersiva.

### 2.2.2.2 Análisis mediante simulador de onda completa

Los diagramas de radiación simulados para la agrupación de  $8 \times 1$  aperturas se analizan en esta sección. Se presta especial atención a las capacidades del sistema

para variar el apuntamiento del lóbulo principal al modificar su frecuencia de operación. Las simulaciones se han realizado utilizando Ansys HFSS.

En la figura 2.9 se muestran los cortes correspondientes al plano E del diagrama de radiación en campo lejano para las siguientes frecuencias: 270 GHz, 285 GHz, 295 GHz, 305 GHz, 315 GHz y 330 GHz. La variación del ángulo de apuntamiento de la agrupación coincide con la obtenida mediante el análisis basado en el diagrama  $\omega$ - $\beta$ . Se superan los 45° al variar la frecuencia entre 270 GHz y 330 GHz.

Como se previó mediante el análisis usando el diagrama  $\omega$ - $\beta$ , a la máxima frecuencia de trabajo está presente un lóbulo de difracción. Si se realiza el análisis de lóbulos de difracción utilizando la teoría de agrupaciones se llega a la misma conclusión. Es decir, para la máxima frecuencia de operación no se cumple la condición (2.7). Por lo tanto, aparecen dos máximos en el factor de agrupación. Uno de ellos se debe al lóbulo principal y el otro al lóbulo de difracción.

$$\frac{d}{\lambda_0} \leq \frac{1}{1 + \sin(\theta_{max})} \quad (2.7)$$

En plano H no hay variación del ángulo de apuntamiento del lóbulo principal con el barrido en frecuencia. El corte plano H se representa para la frecuencia central de trabajo en la figura 2.5 (b).

## 2.2.3 Resultados experimentales

### 2.2.3.1 Montaje de prototipos

A lo largo del proceso de diseño de la agrupación se han considerado las posibilidades de fabricación del Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones de la Universidad de Oviedo. La agrupación de 8×1 aperturas ha sido fabricada íntegramente utilizando la tecnología disponible en los laboratorios referidos. La fresadora ProtoMat H100 del fabricante LPKF ha sido la máquina utilizada. Con ella se han realizado tanto los canales como los taladros necesarios para fabricar el prototipo.

La agrupación de antenas ha sido fabricada íntegramente utilizando dos láminas de latón de 1 mm de espesor. En la lámina base se labran los canales de las estructuras basadas en WR-3. De esta manera, tres de las cuatro caras de guía rectangular estarán en la lámina base. La cuarta cara se consigue atornillando a esta la segunda lámina de latón. Para fijar de modo correcto la agrupación a las cabezas extensoras se utiliza una conexión estándar de tipo UG387/U-M. Esta conexión también se fabrica en latón y se une de forma ortogonal a la estructura formada por las láminas una y dos mediante soldadura blanda.

Para labrar en la lámina base los canales de las estructuras basadas en guía WR-3 según el diseño presentado se han usado las fresas de tipo *end-mill*. Estas

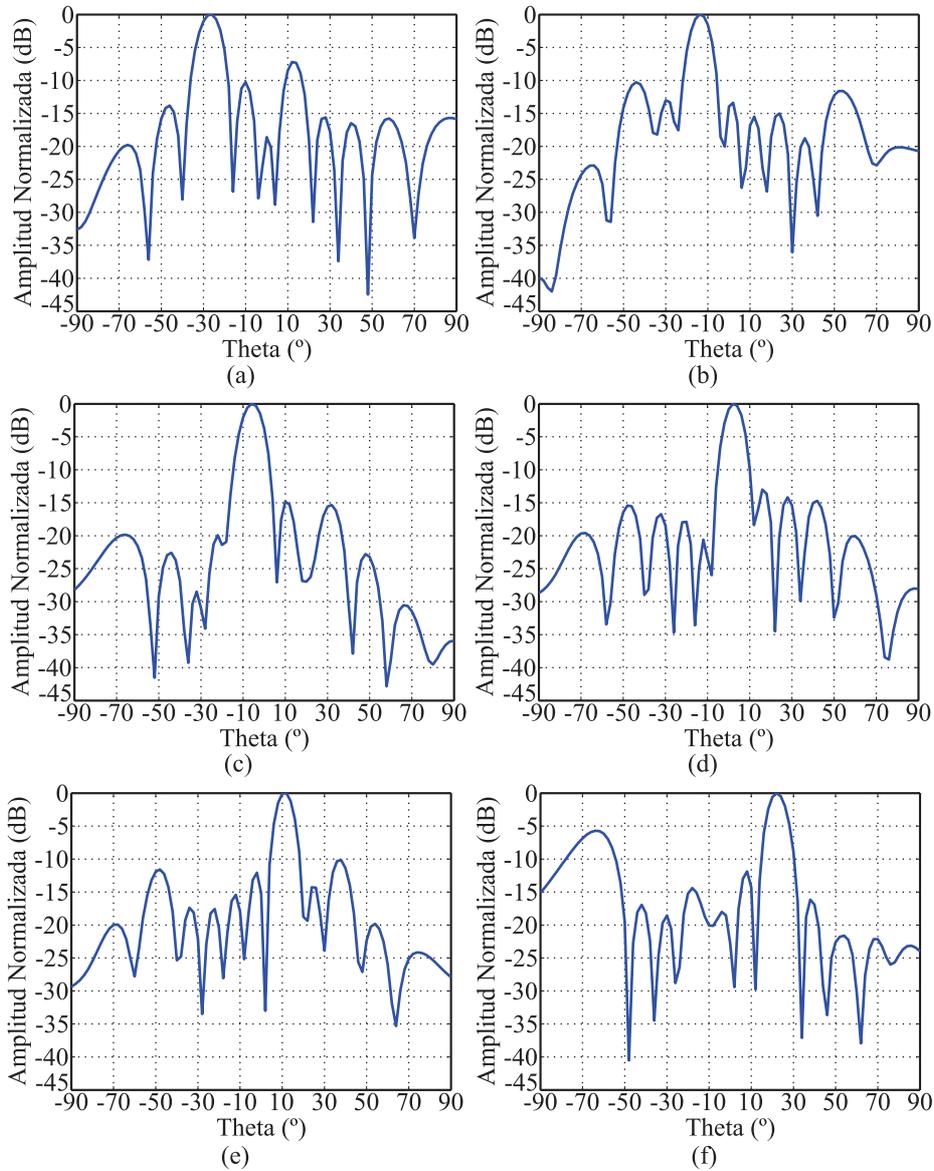


Figura 2.9: Cortes plano E simulados del diagrama de radiación en campo lejano: (a) 270 GHz, (b) 285 GHz, (c) 295 GHz, (d) 305 GHz, (e) 315 GHz, (f) 330 GHz.

tienen unos diámetros 0,4 mm y 0,125 mm. Las herramientas utilizadas para la fabricación permiten conseguir la profundidad de 0,864 mm requerida en una única lámina de latón. En consecuencia se facilita el proceso de fabricación y se reducen los errores de alineación.

En la fotografía superior de la figura 2.10 se muestran las tres partes que

componen el prototipo. Se distinguen la lámina base, la lámina que hace de tapa y el conector estándar UG387/U-M. Los agujeros presentes tanto en la lámina base como en el tapa no tienen relevancia electromagnética. Su función es ensamblar y alinear ambas láminas. Para ello, se utilizan tornillos de métrica M1. En la fotografía inferior se muestra el prototipo una vez montado. Se presta una especial atención a las ocho ranuras WR-3 alineadas según el vector de campo eléctrico.

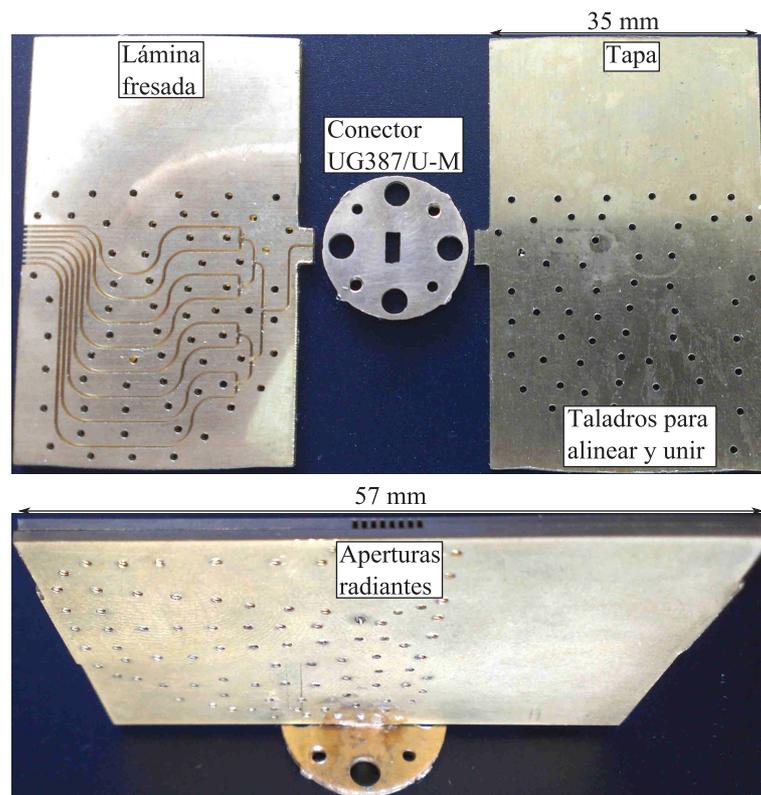


Figura 2.10: Fotografías de las diversas partes del prototipo fabricado así como de su aspecto final.

### 2.2.3.2 Configuración usada para medir

El equipamiento de medida necesario para trabajar en la banda de frecuencias de interés está formado por un analizador vectorial de redes hasta 67 GHz. A él se acoplan dos cabezas extensoras, que permiten alcanzar la banda de 220–330 GHz. El analizador vectorial de redes elegido es un PNA-x de Agilent, modelo N5247A.

Las cabezas extensoras, una de transmisión-recepción y otra sólo de recepción, son de Virginia Diodes.

Para caracterizar el diagrama de radiación de la agrupación de  $8 \times 1$  aperturas se ha utilizado un rango de medida cilíndrico. El elemento base de este sistema de medida es una mesa rotatoria. Sobre ella se coloca la cabeza receptora, a la que previamente se ha fijado la antena bajo medida. Como antena emisora se ha utilizado una guía WR-3 abierta comercial. La distancia entre antenas elegida es de 200 mm. Por lo tanto, se cumpla la condición de campo lejano. El esquema de la configuración de medida en rango cilíndrico se muestra en la figura 2.11. El rango cilíndrico se ha utilizado para obtener los cortes plano E y plano H del diagrama de radiación en campo lejano de la agrupación de  $8 \times 1$  aperturas.

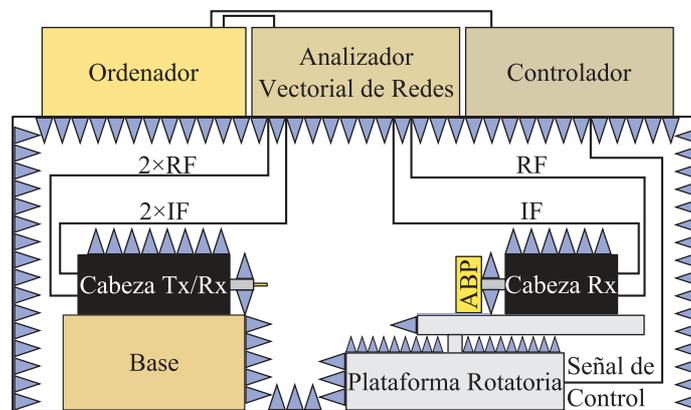


Figura 2.11: Esquema del montaje en rango cilíndrico utilizado para caracterizar el diagrama de radiación de la agrupación de  $8 \times 1$  aperturas.

La fotografía del rango cilíndrico utilizado para la caracterizar el diagrama de radiación de la agrupación de antenas se muestra en la figura 2.12. En ella se puede distinguir el analizador vectorial de redes, la mesa rotatoria y las dos cabezas extensoras de frecuencia. También se muestra el absorbente electromagnético utilizado para evitar reflexiones.

### 2.2.3.3 Medidas realizadas

Utilizando el equipamiento descrito en la sección 2.2.3.2 se han obtenido los resultados experimentales que aquí se presentan. La agrupación, como se muestra en la figura 2.13 (a), está adaptada a lo largo del rango de interés.

Los diagramas de radiación en campo lejano medidos utilizando el rango cilíndrico se muestran en las figuras 2.13 (b) y 2.14.

En el caso del plano H, que es el plano donde no varía el ángulo de apuntamiento, se representa en la figura 2.13 (b) el corte medido a 300 GHz. Esta es la

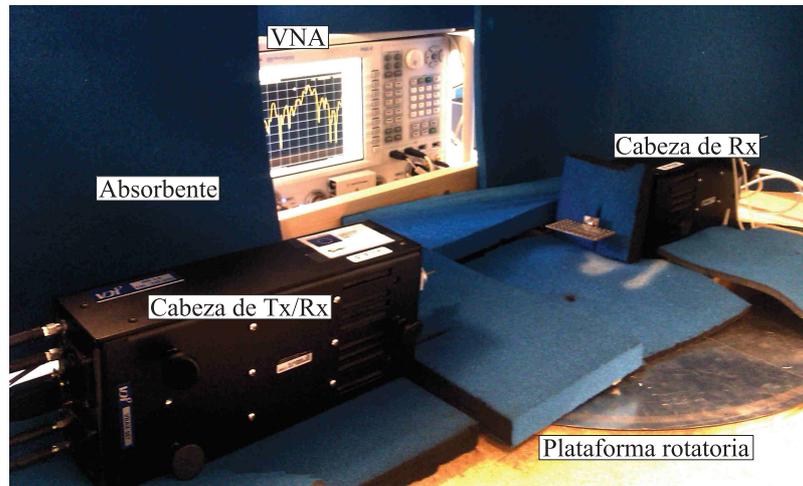


Figura 2.12: Fotografía del rango cilíndrico utilizado. Nota, parte del material absorbente ha sido retirado para una mejor visibilidad de los elementos.

frecuencia para la que el apuntamiento de la agrupación es transversal a su eje.

La variación del ángulo de apuntamiento del lóbulo principal con la frecuencia se muestra en la figura 2.14. En ella se representa el corte plano E medido para 270 GHz, 285 GHz, 295 GHz, 305 GHz, 315 GHz y 330 GHz. De esta manera se puede observar como el apuntamiento del haz principal varía en torno a  $50^\circ$  al barrer la frecuencia entre 270 y 330 GHz. Además, a la máxima frecuencia de trabajo aparece el lóbulo de difracción predicho. Estos resultados son consistentes con el comportamiento descrito usando el diagrama  $\omega$ - $\beta$  y con las simulaciones realizadas.

En esta sección se ha presentado una agrupación de  $8 \times 1$  aperturas que cumple los requisitos de fabricación deseados: el ángulo de apuntamiento del lóbulo principal varía  $50^\circ$  a lo largo del plano E al barrer la frecuencia de operación entre 270 y 330 GHz. El comportamiento de la agrupación diseñada ha sido analizado utilizando el diagrama  $\omega$ - $\beta$  y un simulador electromagnético de onda completa. Finalmente, se ha fabricado un prototipo en latón y se ha caracterizado mediante un rango de medida circular. A continuación se presentará una agrupación plana basada en la agrupación descrita. El objetivo de este diseño es conseguir un haz de tipo pincel.

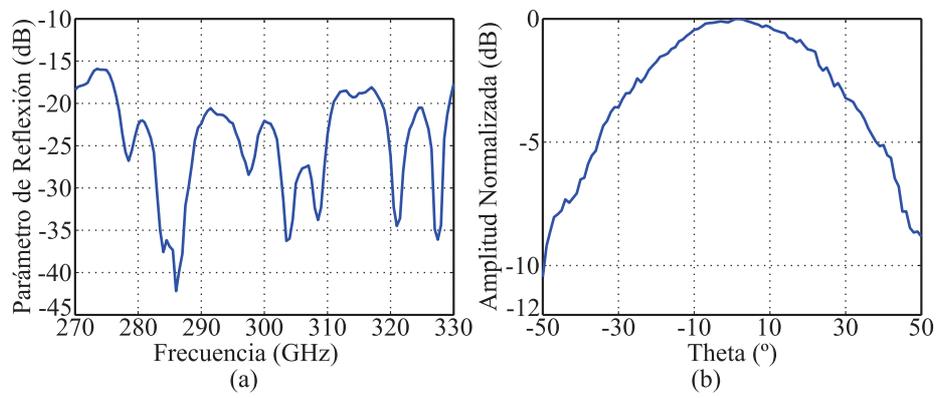


Figura 2.13: (a) Parámetro de reflexión del prototipo fabricado. (b) Corte plano H del diagrama de radiación medido en campo lejano a 300 GHz.

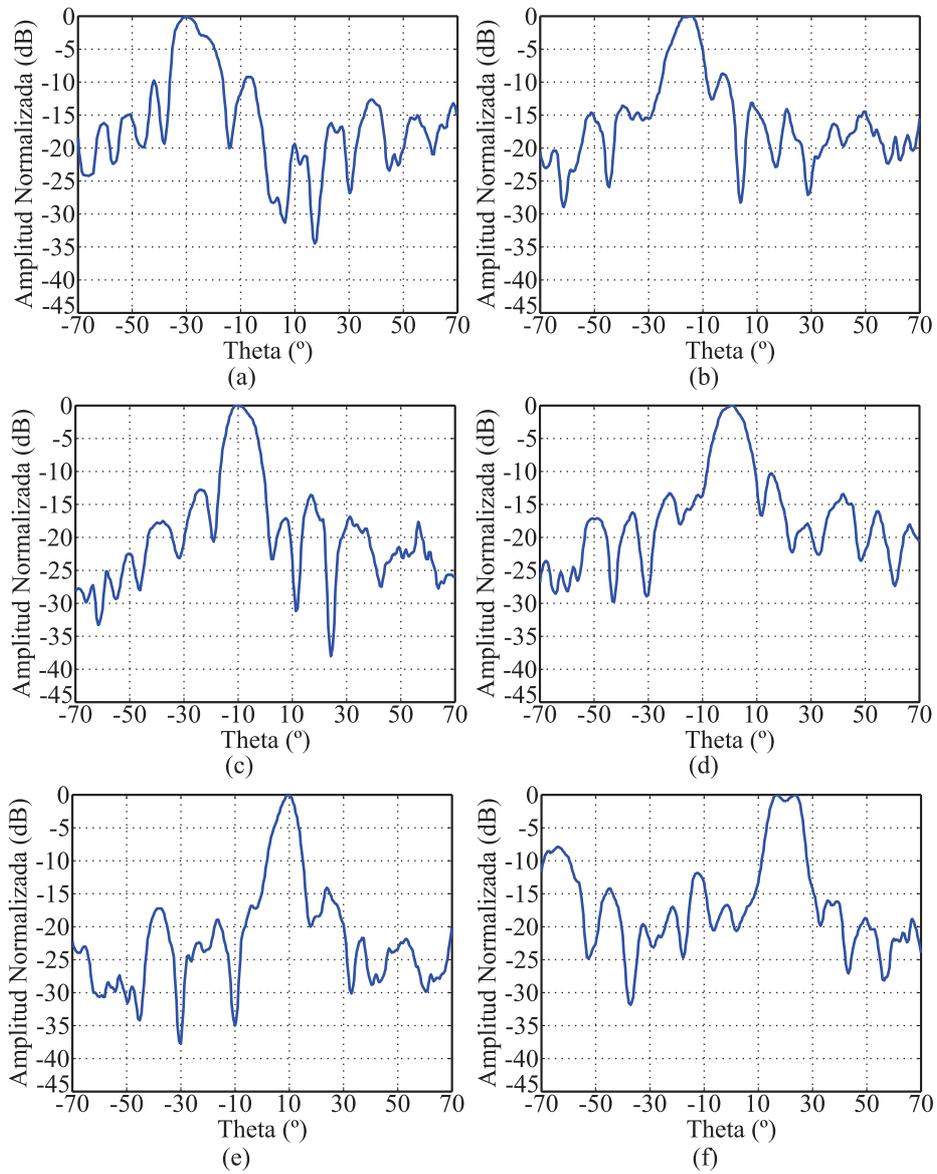


Figura 2.14: Medidas en campo lejano de la agrupación de  $8 \times 1$  aperturas. Corte plano E: (a) 270 GHz, (b) 285 GHz, (c) 295 GHz, (d) 305 GHz, (e) 315 GHz, (f) 330 GHz.

## 2.3 Agrupación plana de $8 \times 8$ aperturas para escaneo unidimensional

Una de las aplicaciones más interesantes y prometedoras de los sistemas de frecuencia submilimétrica es la obtención de imágenes o *imaging*. El *imaging* consiste en analizar a una frecuencia concreta el comportamiento de una muestra para obtener una imagen de la misma. Generalmente, se busca determinar alguna de sus propiedades que están ocultas en otro rango de frecuencias. Esta aplicación es especialmente interesante en la banda submilimétrica debido a que gran cantidad de materiales presenta una respuesta característica a la radiación electromagnética de esta banda de frecuencias. Además, es una radiación no ionizante, con lo que los riesgos derivados de la exposición son menores.

Para poder analizar áreas concretas del objeto bajo estudio es interesante contar en las aplicaciones de *imaging* con antenas cuyo diagrama de radiación sea de tipo pincel. Con el objetivo de conseguir este tipo de diagrama en esta sección se describe un nuevo diseño. El resto de los requisitos de fabricación son los mismos que los de la agrupación de la sección 2.2. Esto es, un rango de variación del ángulo de apuntamiento de, al menos,  $40^\circ$  y trabajar a una frecuencia central de 300 GHz.

Por lo tanto, partiendo del sistema que se acaba de describir en 2.2 es posible implementar una agrupación de  $8 \times 8$  ranuras con escaneo en una única dimensión. En principio, la agrupación resultante cumplirá todos los requisitos deseados. Esto se debe a que el diagrama de tipo pincel se consigue apilando 8 agrupaciones de  $8 \times 1$  aperturas.

### 2.3.1 Diseño y topología

El diseño de la agrupación aquí presentada se puede descomponer en dos partes diferenciadas atendiendo al plano de operación. Por un parte se analizan los elementos en el plano E, es decir, los presentados en la sección 2.2. Estos se apilarán hasta formar las  $8 \times 8$  aperturas (figura 2.15). Por la otra, en la figura 2.16 se muestra el divisor que hará las funciones de alimentador de la pila de ocho agrupaciones. Este está basado en elementos plano H. Con el objetivo de evitar confusiones, el circuito plano H se denominará como  $1 \times 8$ .

#### 2.3.1.1 Pila de ocho agrupaciones de $8 \times 1$ aperturas

En la figura 2.15 se muestra como cada elemento de la pila se coloca directamente sobre el inferior. De esta manera cada nuevo elemento actúa a modo de tapa. En consecuencia, no es necesario introducir ningún elemento adicional para configurar la pila de  $8 \times 8$  aperturas. La única excepción es la última lámina, que funciona como cierre. Por claridad, esta lámina ha sido omitida en la figura 2.15.

Cada una de las láminas se ha diseñado para que tenga un espesor de 1 mm. De tal manera que esa será la distancia entre elementos radiantes en el eje  $y$ .

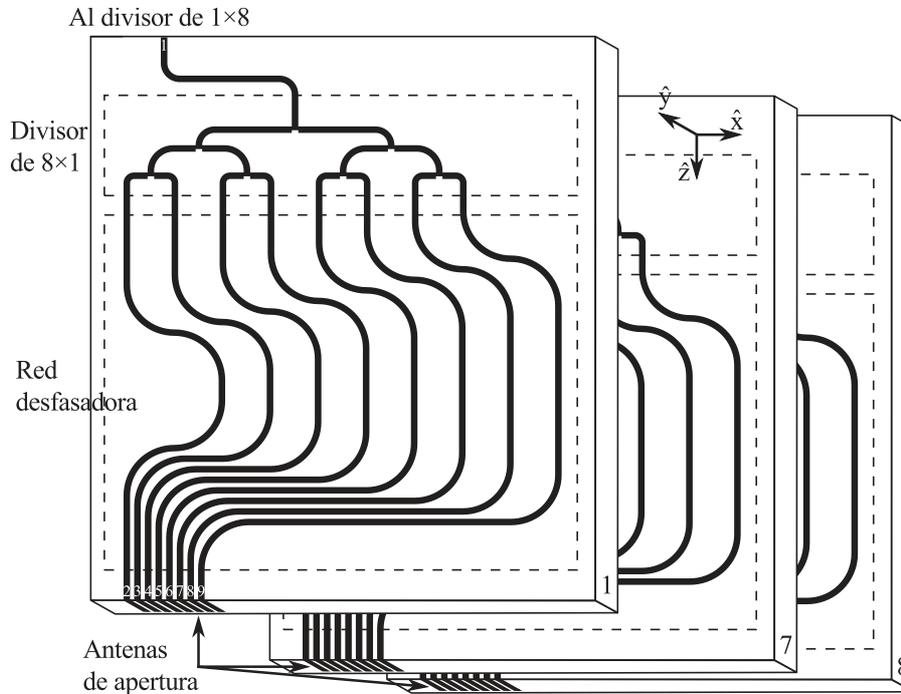


Figura 2.15: Esquema con los elementos plano E de la agrupación de  $8 \times 8$  aperturas de escaneo unidimensional.

### 2.3.1.2 Divisor plano H

Para alimentar el conjunto de ocho agrupaciones de  $8 \times 1$  aperturas se ha utilizado un divisor plano H en guía WR-3. Este consta de una entrada y ocho salidas. Sus requisitos de diseño vienen impuestos por las características pila de ocho agrupaciones y son los siguientes: las salidas adyacentes deben estar separadas 1 mm y el divisor debe ser tan corto como sea posible. Con el objetivo de cumplir el requisito de la separación entre salidas el divisor se ha estructurado en tres ramas diferentes. Las ramas se describirán desde la etapa de entrada hacia las ocho salidas.

La primera rama sigue la topología habitual de un divisor en T con septo en guía de onda [3]. En sus dos salidas se colocan secciones radiales para conseguir la distancia deseada entre elementos. Los parámetros del divisor 1 a 2 de la primera rama son  $H = 0,05$  mm y  $B = 0,347$  mm. Las secciones radiales tiene un radio de  $800 \mu\text{m}$ .

En los casos de la segunda y de la tercera rama no es posible emplear la topología descrita. Esto se debe a que no se cumple el requisito de la distancia entre salidas. Por lo tanto, en ambos casos ha sido necesario integrar la sección radial y el divisor en T en un único elemento. Las soluciones empleadas se pueden describir utilizando los parámetros  $H$  y  $B$  del septo. Además, es necesaria una distancia  $C$  y un arco de radio determinado que pasa por los punto señalados para cada rama con un asterisco en la figura 2.16 (a). Los valores de los parámetros para el divisor 1 a 2 de la rama 2 son  $H = 0,05$  mm,  $B = 0,361$  mm y  $C = 0,81$  mm. El radio del arco que pasa por los asteriscos es 1,35 mm. Para la tercera rama, los valores son  $H = 0,093$  mm,  $B = 0,182$  mm y  $C = 1$  mm, con un radio de 1,25 mm. La adaptación y los parámetros de transmisión del divisor 1 a 8 se pueden ver en la figura 2.16 (b).

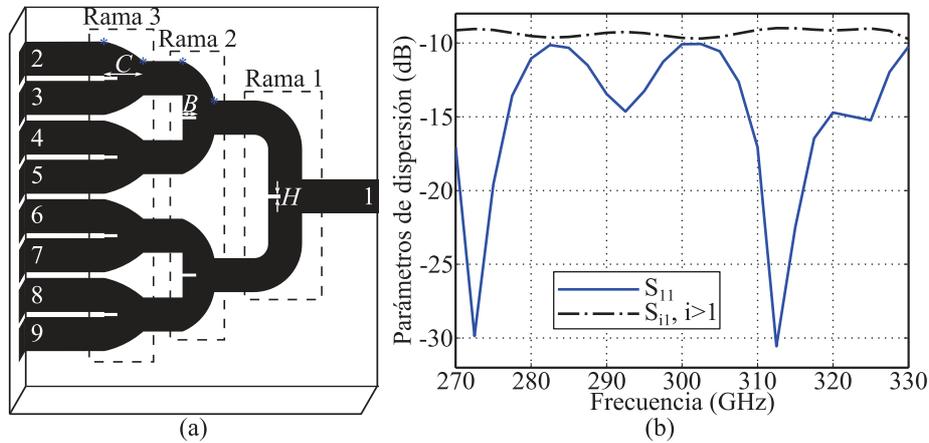


Figura 2.16: Divisor plano H de una entrada y ocho salidas: (a) topología, (b) parámetros de dispersión.

### 2.3.2 Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia

El diagrama de Brillouin de la agrupación plana de  $8 \times 8$  aperturas de escaneo unidimensional es el mismo que el de la antena lineal de  $8 \times 1$  aperturas (sección 2.2.2.1).

#### 2.3.2.1 Análisis mediante simulador de onda completa

Para un análisis de las características electromagnéticas más relevantes de la agrupación se ha utilizado el simulador de onda completa Ansys HFSS. Se ha prestado especial atención a la adaptación del sistema así como a los cortes plano E y plano H del diagrama de radiación.

En la figura 2.18 (a) se muestra la simulación del parámetro de reflexión de la agrupación. En ella se puede ver que el sistema está adaptado a lo largo de toda la banda de interés.

Las distribuciones de alimentación de las dos partes del sistema son separables. En consecuencia, el factor de agrupación plano puede descomponerse como producto de dos lineales. Por tanto, el diagrama de radiación de la agrupación de 8×8 aperturas viene determinado por el factor de agrupación en el plano H,  $FA_H$  (2.8) y por el correspondiente en el plano E,  $FA_E$  (2.9). La distancia entre elementos es  $d_y = 1$  mm en el plano H y  $d_x = 0,7$  mm en el plano E. En ambos casos se asume que la amplitud es constante de valor 1, mientras que  $M = N = 8$  es el número de elementos radiantes en cada plano. Como es natural, el factor de agrupación en el plano E es el mismo de la sección 2.2.1.3.

$$FA_H = \sum_{m=1}^M e^{jk(m-\frac{M+1}{2})d_y \sin(\theta) \sin(\phi)} \quad (2.8)$$

$$FA_E = \sum_{n=1}^N e^{j(k(n-\frac{N+1}{2})d_x \sin(\theta) \cos(\phi) + n\Delta\varphi)} \quad (2.9)$$

En la figura 2.17 se muestran las simulaciones del factor de agrupación (2.8) a 270 GHz y 330 GHz. Debido a que a la máxima frecuencia de operación la distancia entre elementos es mayor que la longitud de onda aparecen los lóbulos de difracción.

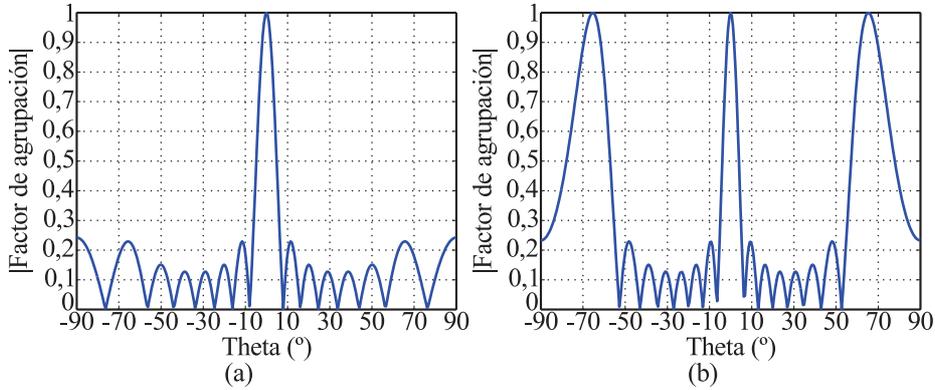


Figura 2.17: Simulación del módulo normalizado del factor de agrupación correspondiente al divisor plano H: (a) 270 GHz, (b) 330 GHz.

La mejora que aporta esta agrupación con respecto a la descrita en la sección 2.2 es que disminuye considerablemente el ancho de haz del corte plano H. Esta característica se muestra en la figura 2.18 (b).

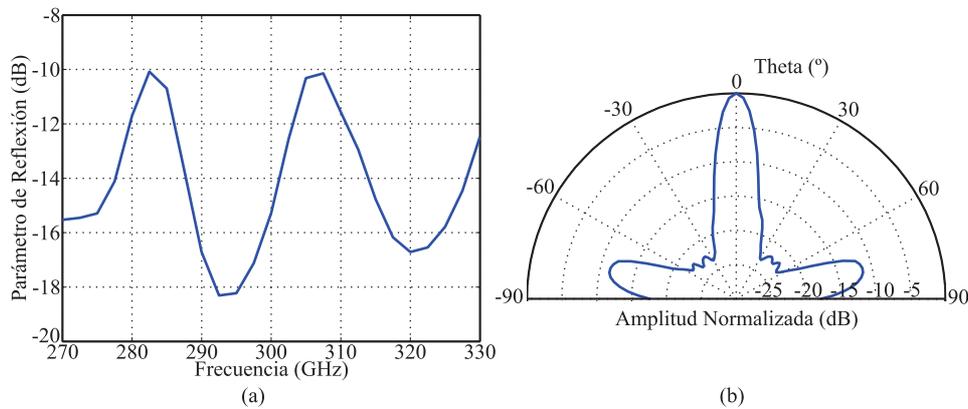


Figura 2.18: (a) Simulación del parámetro de reflexión de la agrupación de  $8 \times 8$  aperturas, (b) Simulación del corte plano H del diagrama de radiación en campo lejano.

Las características de variación del apuntamiento del haz con el barrido en frecuencia para la agrupación se muestran en la figura 2.19. En ella se puede ver la simulación del corte plano E para 270 GHz, 285 GHz, 295 GHz, 305 GHz, 315 GHz y 330 GHz. La variación del ángulo de apuntamiento es superior a  $40^\circ$  al variar la frecuencia de operación entre 270 y 330 GHz.

### 2.3.3 Resultados experimentales

#### 2.3.3.1 Montaje de prototipos

El procedimiento de fabricación seguido para implementar el prototipo presentado es similar al descrito en la sección 2.2.3.1. Se han vuelto a utilizar láminas de latón de 1 mm de espesor. En este caso la fabricación de las ocho láminas con elementos plano E se externalizó buscando acortar el tiempo de fabricación y mejorar la repetibilidad del proceso. Sin embargo, como se verá en esta sección, las diferencias entre los canales de las ocho láminas causan diferencias entre el diseño y el prototipo fabricado.

Para formar la estructura de la figura 2.15 las ocho láminas labradas se apilan. Al colocar una lámina sobre otra se consigue obtener una tapa para cada una de las láminas labradas, cerrando así la guía de onda rectangular. Finalmente, se remata el conjunto colocando una tapa superior. La alineación de las nueve láminas de latón se consigue mediante unos agujeros de métrica M1. El conjunto descrito tendrá  $8 \times 8$  aperturas radiantes y  $1 \times 8$  entradas.

Una vez ensamblada, la pila se observa bajo un microscopio. La imagen tomada se muestra en la figura. 2.20 (a). En la fotografía se observan unas imperfecciones en las que la profundidad de las distintas guías rectangulares varía entre

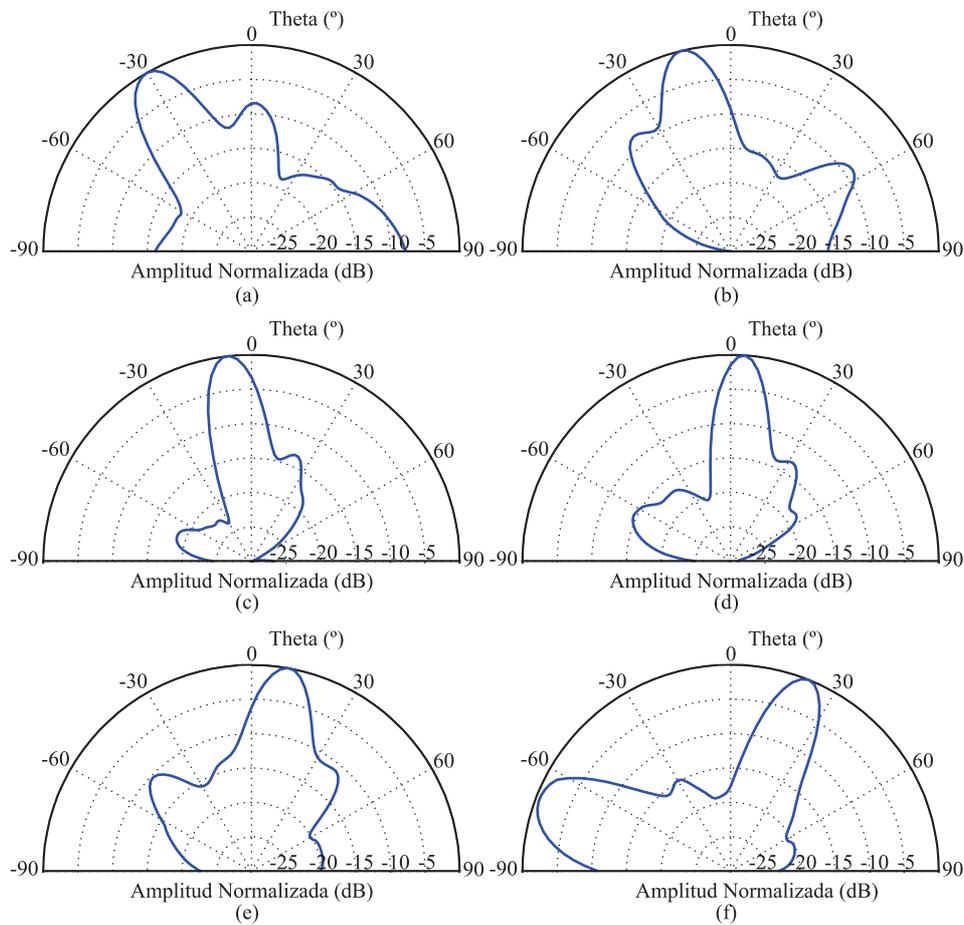


Figura 2.19: Simulación de los cortes plano E del diagrama de radiación de la agrupación de  $8 \times 8$  aperturas: (a) 270 GHz, (b) 285 GHz, (c) 295 GHz, (d) 305 GHz, (e) 315 GHz, (f) 330 GHz.

0.85 mm y 0.98 mm. Siete de las ocho guía son más profundas de lo esperado. Esta variación de la profundidad ronda el 10% y se percibirá en los diagramas de radiación medidos. Esto se debe a que distintas dimensiones principales,  $a$ , provocan que cada agrupación de  $8 \times 1$  introduzca distintos desfases. En la figura. 2.21 (a) se muestra el desfase  $\Delta\varphi$  entre dos salidas adyacentes para cada una de las profundidades de la fotografía. La influencia de tolerancia de fabricación sobre el ángulo de apuntamiento se puede cuantificar de forma sencilla y precisa utilizando el diagrama  $\omega$ - $\beta$ . En la figura 2.21 (b) se representa la variación del ángulo de apuntamiento con la frecuencia para las siete profundidades medidas. El análisis de los casos más extremos se muestra en el cuadro 2.1. La frecuencia de apuntamiento transversal del prototipo fabricado será ligeramente menor que

la fijada en el diseño. En cualquier caso, el rango total de variación del ángulo de apuntamiento será suficiente para cumplir los requisitos de diseño.

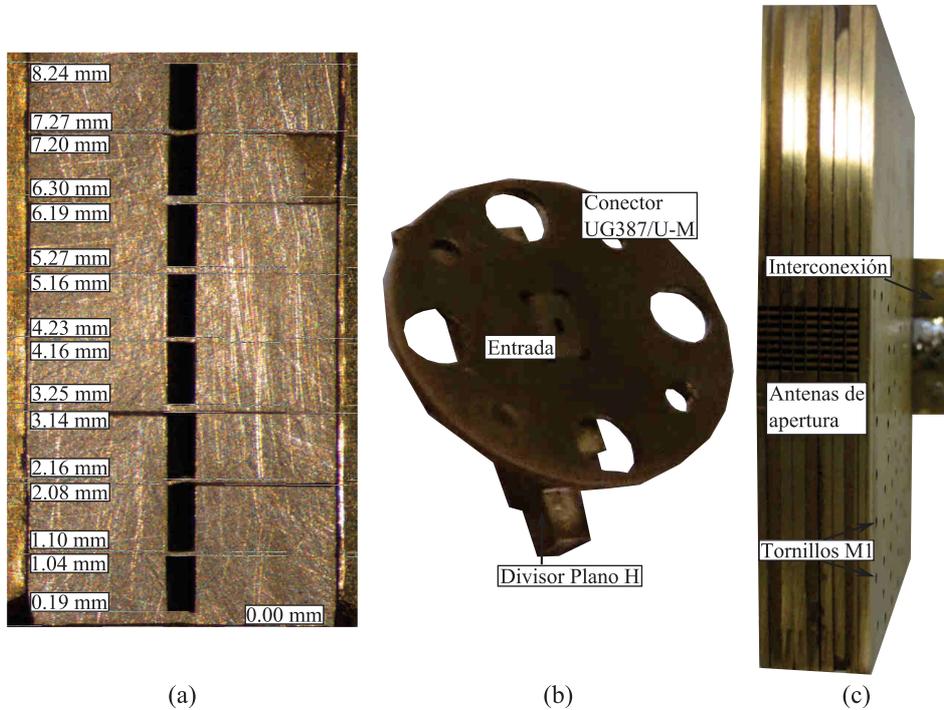


Figura 2.20: Prototipo fabricado de la agrupación de  $8 \times 8$  aperturas: (a) detalle de la profundidad de los elementos de la pila, (b) divisor plano H con conector estándar, (c)  $8 \times 8$  aperturas y conector diseñado.

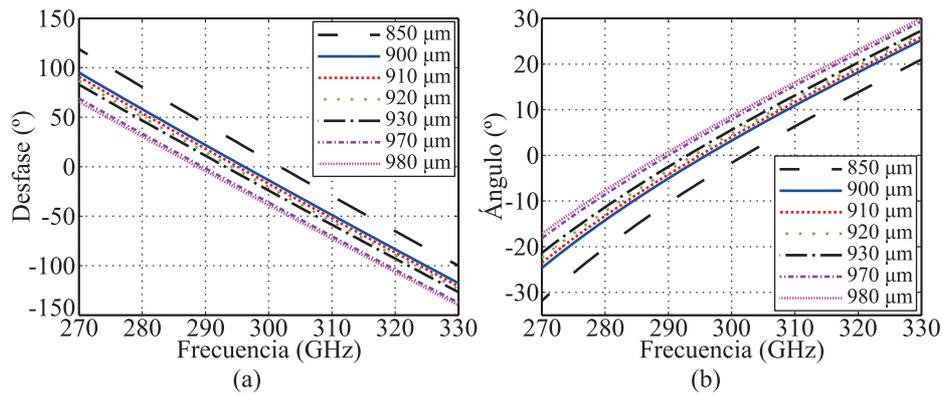


Figura 2.21: Análisis mediante diagrama  $\omega$ - $\beta$  del prototipo fabricado: (a) desfase entre ranuras adyacentes, (b) variación de los ángulos de apuntamiento.

Cuadro 2.1: Influencia de la tolerancia de fabricación sobre el ángulo de apuntamiento para la agrupación de 8×8 aperturas de escaneo unidimensional.

$a$ ( $\mu\text{m}$ )	Frec. central (GHz)	Ang. Min. ( $^\circ$ )	Ang. Max. ( $^\circ$ )	$\Delta$ Ang. ( $^\circ$ )
850	302	-31,9	21	52,9
980	289	-17,1	30	47,1

En la figura 2.20 (b) se muestra el conector estándar UG387/U-M fabricado. Este se une mediante soldadura blanda al divisor plano H. El diseño del tramo final de las ocho salidas del divisor ha sido modificado teniendo en cuenta las medidas mostradas en la figura 2.20 (a). De esta manera, se garantiza la correcta unión entre las distintas partes que conforman el prototipo, maximizando las pérdidas de retorno.

En la figura 2.20 (c) se pueden ver los ocho sistemas de escaneo plano E. En la fotografía se distinguen los 8×8 elementos radiantes y los agujeros de los tornillos que se utilizan para alinear las nueve láminas de latón. Además, se ve el conector diseñado *ad hoc* para unir los elementos plano E con los elementos plano H. Es decir, la pila de ocho agrupaciones 8×1 con el divisor 1 a 8.

### 2.3.3.2 Configuración usada para medir

El equipamiento necesario para realizar la caracterización de la agrupación está formado por un analizador vectorial de redes y dos cabezas extensoras en el rango de 220- 330 GHz. El analizador vectorial de redes elegido es un PNA-x de Agilent, modelo N5247A. Virginia Diodes es el fabricante de las cabezas extensoras de frecuencia. Una de ellas es de transmisión-recepción y otra sólo de recepción.

El diagrama de radiación de la agrupación se ha medido utilizando dos sistemas diferentes: un rango cilíndrico y un rango plano. El cilíndrico proporciona las medidas necesarias para caracterizar el diagrama de radiación de la agrupación. Por su parte, el sistema plano proporciona información interesante acerca de la forma del lóbulo principal y de cómo varía el ángulo de apuntamiento en función de la frecuencia. En la sección 2.2.3.2 se encuentran la descripción y los detalles sobre el rango cilíndrico. Para este montaje la distancia entre antenas elegida es de 200 mm. Con esa separación se cumple el criterio de medida en campo lejano.

El elemento fundamental del rango plano es un escáner XYZ. Su brazo permite movimientos en los tres ejes con precisión de 2  $\mu\text{m}$ . La topología utilizada se muestra en la figura 2.22. En este montaje la agrupación se conecta a la cabeza transmisora. Esta está fijada a un trípode y permanece inmóvil. Al brazo del

escáner XYZ se conecta la segunda cabeza. En ella se usa una guía abierta como antena receptora. Utilizando el movimiento en el eje  $z$  del brazo se fija la distancia entre antenas a 250 mm. Las medida del diagrama de radiación se realiza en una superficie  $235 \text{ mm} \times 235 \text{ mm}$ . Esta se corresponde con un margen angular de  $50^\circ \times 50^\circ$ . El paso entre puntos elegido es de 4 mm en ambas direcciones.

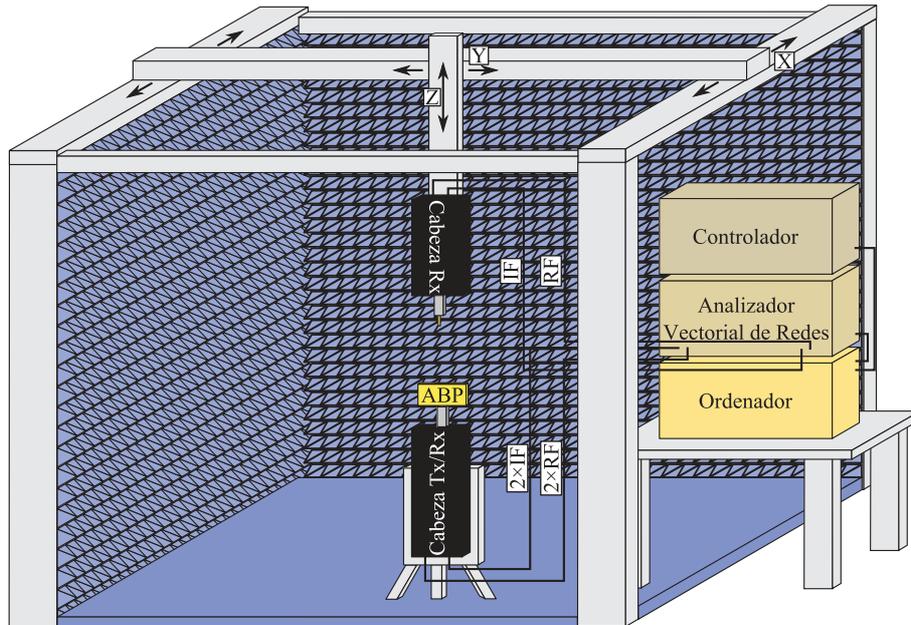


Figura 2.22: Esquema del rango de medida plano utilizado para caracterizar la agrupación de  $8 \times 8$  aperturas.

### 2.3.3.3 Medidas realizadas

Los resultados experimentales presentados han sido obtenidos utilizando el equipamiento descrito en la sección 2.3.3.2. Se ha conseguido que la agrupación esté adaptada a lo largo de todo el rango de frecuencias de interés. En la figura 2.23 (a) se muestra el parámetro de reflexión de la agrupación. En la correcta adaptación del sistema tiene gran importancia adecuar las dimensiones del divisor plano H a las de la pila de agrupaciones de  $8 \times 1$  aperturas. De esta manera, se busca minimizar la influencia de las transiciones entre los elementos WR 3 fabricados.

El corte plano H del diagrama de radiación medido en campo lejano a la frecuencia central se muestra en la figura 2.23 (b). Como es natural, el ancho de haz es menor que en el caso de la agrupación de  $8 \times 1$  aperturas.

La capacidad de la agrupación de variar el ángulo de apuntamiento del haz al barrer la frecuencia de trabajo se muestra en la figura 2.24. En ella se represen-

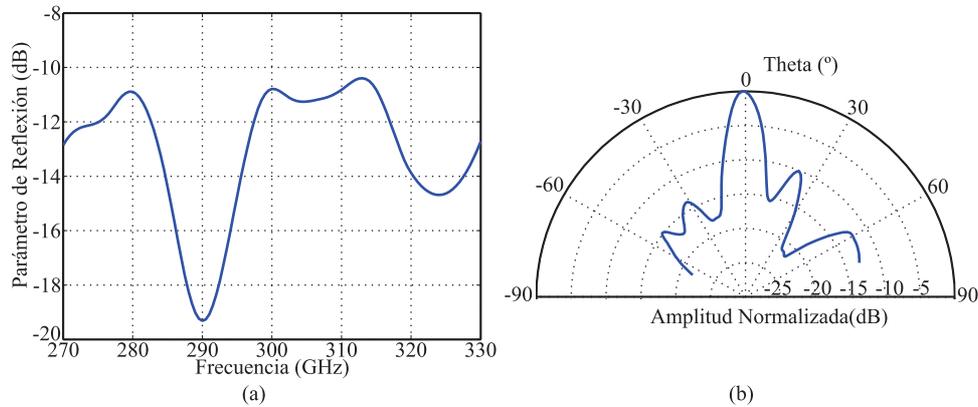


Figura 2.23: Medida sobre el prototipo fabricado de la agrupación de  $8 \times 8$  aperturas: (a) parámetro de reflexión, (b) corte plano H del diagrama de radiación a 300 GHz.

tan los cortes plano E del diagrama de radiación medido en campo lejano para las siguientes frecuencias: 270 GHz, 285 GHz, 295 GHz, 305 GHz, 315 GHz y 330 GHz. La comparación de los resultados medidos con las simulaciones representadas en la figura 2.19 muestran la influencia de la tolerancia de fabricación sobre el corte plano E. Tanto el nivel de lóbulos secundarios como el ancho de haz son más altos en los diagramas medidos. Además, para el corte a 270 GHz, (figura. 2.24 (a)), se puede ver como el ángulo de apuntamiento es mayor que  $-30^\circ$ . Este resultado se predijo aplicando el análisis basado en el diagrama  $\omega$ - $\beta$  a las dimensiones del prototipo implementado. Esta variación con respecto al comportamiento simulado se da de un modo menos acentuado para el resto de frecuencias medidas.

Los datos obtenidos utilizando el rango de medida plano se muestran en la figura 2.25. La representación se ha obtenido combinando para cada frecuencia de interés la potencia medida en cada posición  $xy$ . En la figura 2.25 se representan los diagramas de radiación medidos para 270 GHz, 285 GHz, 295 GHz, 305 GHz, 315 GHz y 330 GHz. En los resultados obtenidos mediante el rango de medida plano se aprecia que el haz del prototipo fabricado es de tipo pincel. La agrupación es capaz de escanear un rango angular de, al menos,  $40^\circ$ .

En este apartado se ha presentando una agrupación de  $8 \times 8$  aperturas basada en elementos de guía metálica rectangular WR-3. Pese a las dificultades de fabricación y ensamblaje, los requisitos de diseño de la agrupación se han alcanzado: el lóbulo principal del diagrama de radiación es de tipo pincel. En la siguiente sección se presentará otra forma de conseguir este tipo de haces. Se utilizarán como elementos radiantes antenas de varilla dieléctrica, *dielectric rod antennas*.

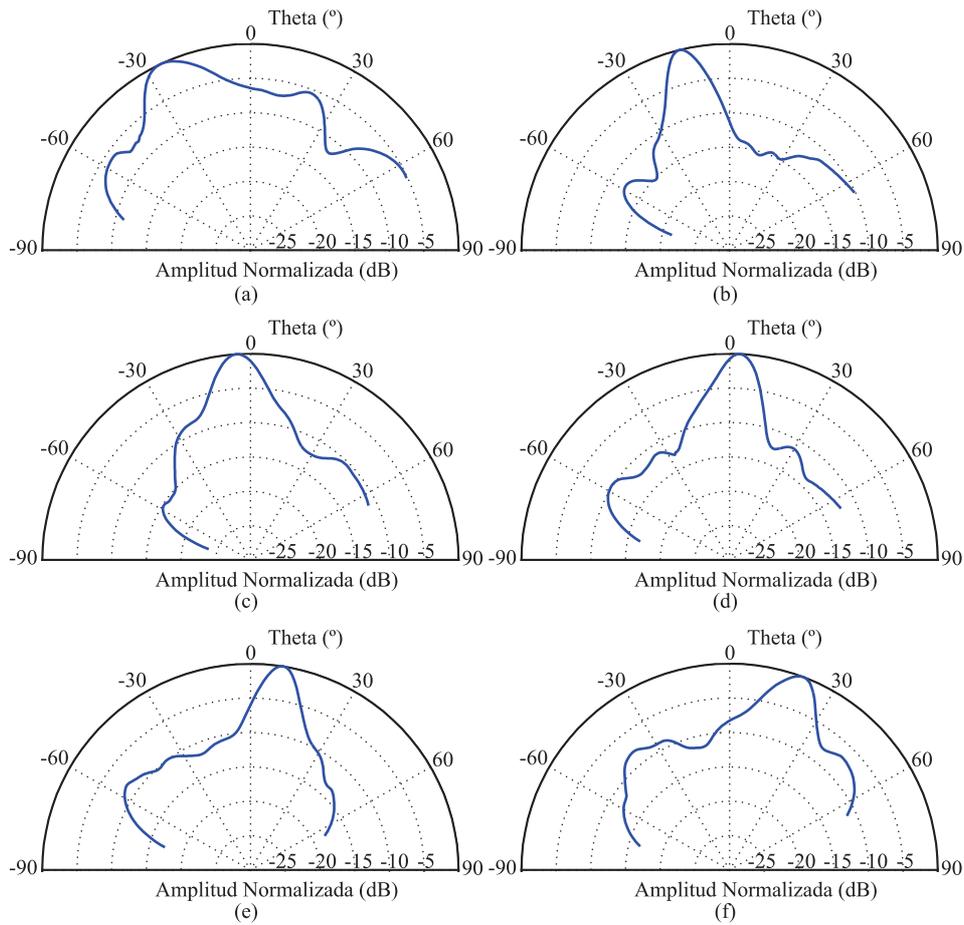


Figura 2.24: Cortes plano E medido del diagrama de radiación en campo lejano: (a) 270 GHz, (b) 285 GHz, (c) 295 GHz, (d) 305 GHz, (e) 315 GHz, (f) 330 GHz.

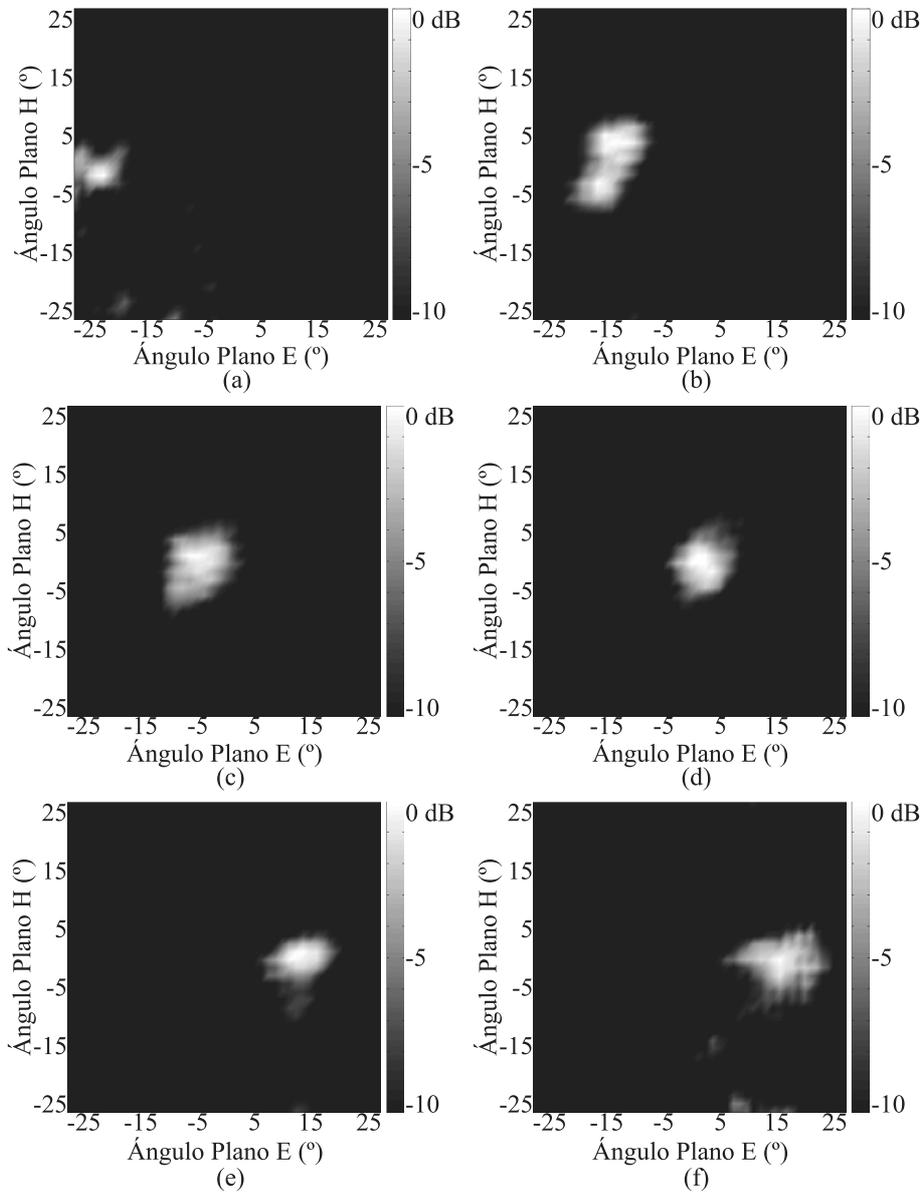


Figura 2.25: Diagramas de radiación en campo lejano medidos: (a) 270 GHz, (b) 285 GHz, (c) 295 GHz, (d) 305 GHz, (e) 315 GHz, (f) 330 GHz.

## 2.4 Agrupación lineal de ocho antenas de varilla dieléctrica de escaneo de haz en una dimensión

### 2.4.1 Introducción

Las antenas de varilla dieléctrica, *dielectric rod antennas*, han sido estudiadas desde principios de los años 60 de forma teórica [8] y de forma experimental [9]. Existen diferentes procedimientos para el diseño de este tipo de antenas en función de la característica que se pretenda optimizar: maximizar la ganancia, minimizar el ancho de haz, minimizar el nivel de los lóbulos secundarios o maximizar el ancho de banda.

En este trabajo las antenas de varilla dieléctrica se utilizan buscando dos objetivos: estrechar el ancho de haz en el plano ortogonal a la agrupación y disminuir el nivel de los lóbulos de difracción que surgen cuando el haz se aproxima a los ángulos máximos de apuntamiento. En esta sección se presentarán dos diseños para comprobar las mejoras conseguidas con la utilización de los salientes dieléctricos. El primero de ellos utiliza un agrupación de  $1 \times 8$  aperturas sin escaneo de haz y el segundo está pensado para la agrupación de  $8 \times 1$  aperturas descrita en la sección 2.2.

### 2.4.2 Agrupación de $1 \times 8$ antenas de varilla dieléctrica alimentadas en fase

El primer diseño realizado utilizando como elemento radiante las antenas de varilla dieléctrica consiste en una agrupación lineal de ocho elementos alimentados en fase. Las antenas de varilla dieléctrica se colocan como elementos terminadores de guías WR-3 abiertas [10]. De esta manera, el elemento radiante estará compuesto por dos antenas: la guía abierta y la varilla dieléctrica. En consecuencia, su diagrama de radiación tendrá influencias de ambas. El objetivo de este diseño es cuantificar la reducción que se obtiene en el ancho de haz utilizando las varillas dieléctricas. De particular interés es la mejora en el plano E. Este es el plano perpendicular a la agrupación y, por tanto, el corte correspondiente no está influido por el factor de agrupación.

#### 2.4.2.1 Diseño y topología

La topología de la agrupación se muestra en la figura 2.26. La alimentación de los salientes se realiza mediante un divisor en guía metálica rectangular WR-3 de 1 a 8 cuyos detalles han sido descritos en la sección 2.3.1.2. Todos los elementos utilizados tienen una profundidad de 0,432 mm, es decir, las antenas están alineadas según el plano H.

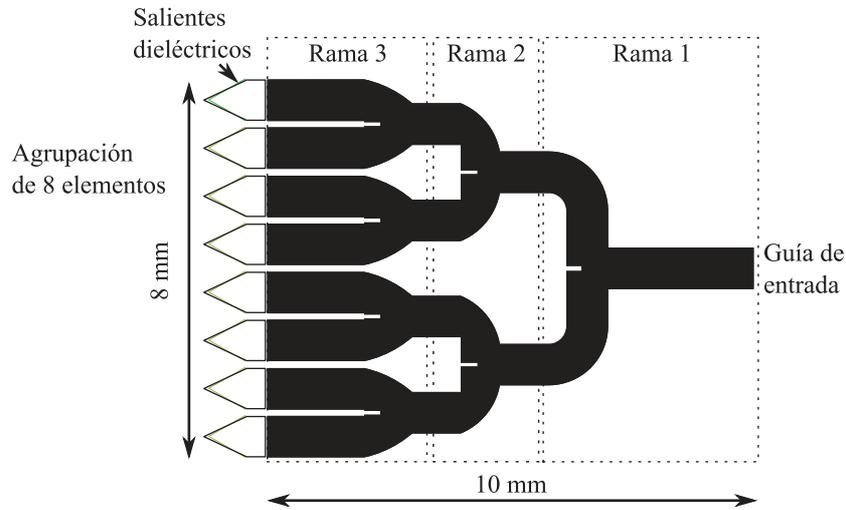


Figura 2.26: Topología de la agrupación de  $1 \times 8$  aperturas terminadas en salientes dieléctricos.

La antena de varilla dieléctrica más popular y la más estudiada es de sección radial decreciente [9]. Cuando este tipo de antena se alimenta utilizando una guía metálica circular el modo fundamental que se propaga es el modo híbrido  $HE_{11}$ . Además, conociendo el número de onda en la dirección axial de la antena,  $k_z$ , es posible determinar de forma aproximada su diagrama de radiación.

En el sistema propuesto la antena de varilla dieléctrica elegida se alimenta utilizando directamente una guía metálica rectangular WR-3. Por motivos de fabricación sólo es posible disminuir de forma progresiva la anchura de la varilla dieléctrica en el plano H. La anchura del saliente en el plano E ha de ser constante. Para el análisis teórico de la antena se toman por válidas las expresiones que permiten calcular  $k_z$  asumiendo que el modo que se propaga por el dieléctrico es el  $HE_{11}$  [11, 12].

El material dieléctrico elegido para fabricar la antena es polimetilmetacrilato (PMMA), que tiene una permitividad relativa  $\epsilon_r = 2,66$  en la banda de 220-330 GHz [13]. El prototipo optimizado siguiendo las restricciones de fabricación se muestra en la figura 2.27. Para dotar al diseño de mayor consistencia y asegurar la correcta alineación de los elementos radiantes se ha añadido una tira de unión de  $200 \mu\text{m}$  de espesor entre cada saliente. Su efecto sobre los parámetros característicos de la agrupación es despreciable.

Además de contribuir a reducir el ancho de haz del diagrama de radiación, con la antena de varilla dieléctrica también se puede aumentar las pérdidas de retorno. En la figura 2.28 (a) se muestra que, en casi toda la banda de interés, la adaptación mejora terminando la apertura con la antena de varilla dieléctrica

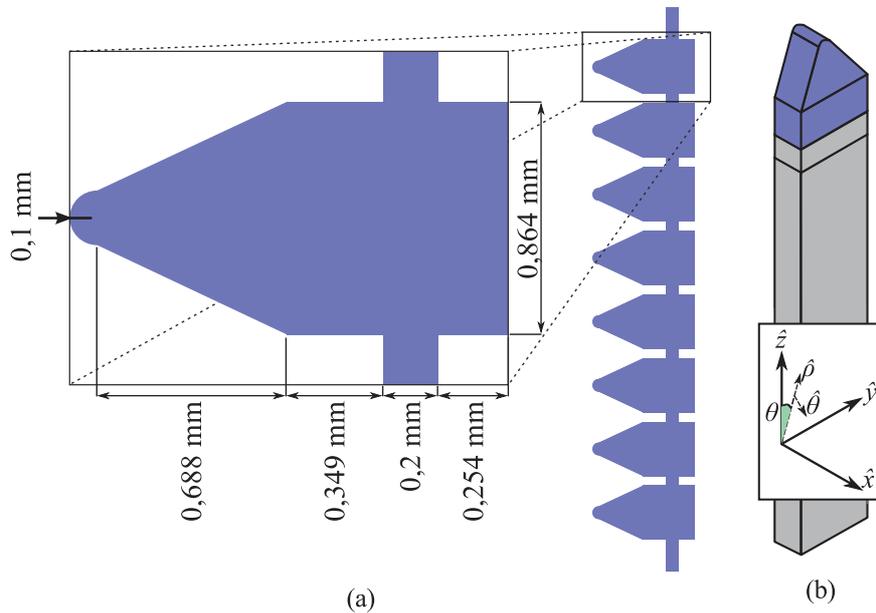


Figura 2.27: Topología de la antena de varilla dieléctrica utilizada: (a) detalle del elemento, (b) guía abierta y elemento radiante.

propuesta.

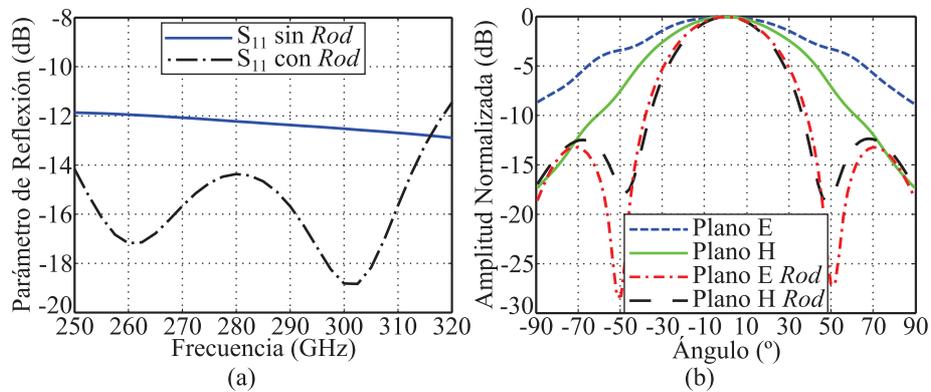


Figura 2.28: Simulaciones de la antena propuesta alimentada por una apertura: (a) parámetro de reflexión, (b) comparativa de los cortes plano E y plano H.

La disminución del ancho de haz que se consigue al terminar una guía abierta utilizando la antena dieléctrica propuesta se muestra en la figura 2.28 (b). En ella se comparan los cortes plano E y plano H para una guía WR3 abierta y para la guía terminada con la varilla dieléctrica. En ambos casos la frecuencia de trabajo

elegida es de 290 GHz. Pese a que la disminución progresiva de la anchura de la antena sólo se produce en el plano H se consigue reducir el ancho de haz tanto en el corte plano H como en el corte plano E. Los motivos de este comportamiento se analizan en la sección 2.4.4.3 del presente capítulo.

#### 2.4.2.2 Caracterización del sistema

Para analizar el comportamiento de la agrupación al colocar en las aperturas las antenas de varilla dieléctrica se ha utilizado el simulador de onda completa Ansys HFSS. En la figura 2.29 se muestra cómo afecta la utilización de las antenas dieléctricas diseñadas al diagrama de radiación de la agrupación. Se comparan en los cortes plano E y plano H con y sin salientes. Las frecuencias de trabajo estudiadas son 250 GHz, 270 GHz, 280 GHz, 290 GHz, 300 GHz y 320 GHz. Con las antenas dieléctricas se consigue reducir el ancho de haz en el plano E. Sin embargo, en el plano H los lóbulos de difracción son más altos, aunque en todos los casos están, al menos, 10 dB por debajo del principal.

#### 2.4.3 Agrupación de $8 \times 1$ antenas de varilla dieléctrica con escaneo de haz mediante barrido en frecuencia

Con el diseño anterior se mostró que las *dielectric rod antennas* pueden ser útiles para reducir el ancho de haz de una agrupación en su plano perpendicular. En este caso se utilizarán para mejorar ciertas características de la agrupación de  $8 \times 1$  aperturas presentada en el capítulo 2. Esta agrupación es capaz de escanear  $50^\circ$  grados al variar su frecuencia de operación entre 270 GHz y 330 GHz. Puesto que se trata de una agrupación lineal de elementos de directividad limitada, uno de los objetivos es disminuir el ancho de haz de la agrupación en el plano perpendicular a esta. El otro objetivo es reducir el nivel de los lóbulos de difracción que aparecen a medida que se incrementa el ángulo de barrido. De nuevo, el material dieléctrico elegido para fabricar los salientes es PMMA.

##### 2.4.3.1 Diseño y topología

En la figura 2.30 se muestra la topología de la agrupación. El análisis de los distintos tramos en guía de onda metálica WR-3 se ha realizado en la sección 2.3 del capítulo 2. El circuito tiene una profundidad constante de 0,864 mm. Los elementos radiantes de la agrupación están alineados según el plano E.

Debido a la geometría del sistema y a las restricciones de fabricación, en esta ocasión, la disminución de la anchura de las antenas de varilla dieléctrica se produce en el plano E. Su espesor se reduce de 432  $\mu\text{m}$  a 200  $\mu\text{m}$ . El valor de la anchura en el plano H permanece constante a 864  $\mu\text{m}$ . Con el objetivo de dotar al sistema de mayor consistencia se unen los salientes dieléctricos utilizando un

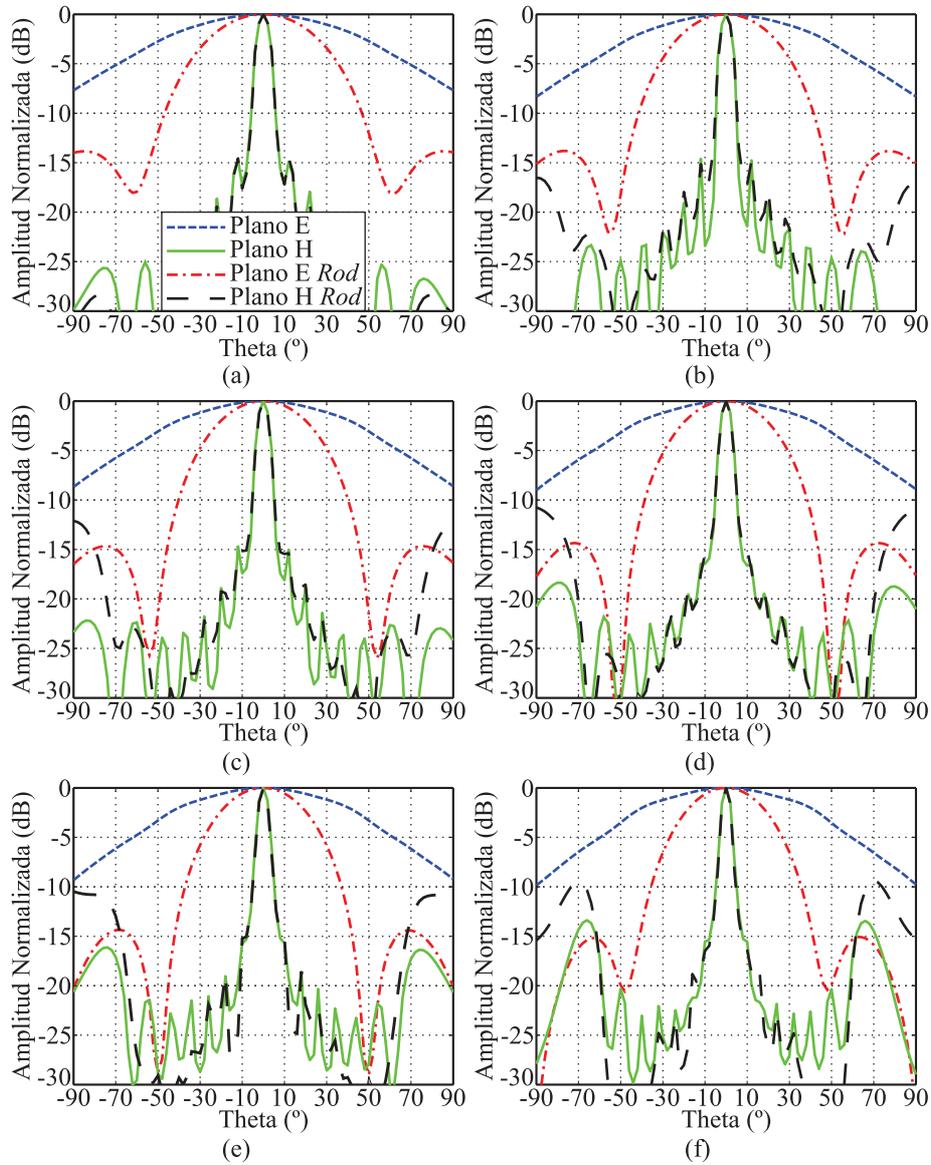


Figura 2.29: Diagramas de radiación simulados de la agrupación  $1 \times 8$  antenas de varilla dieléctrica alimentadas en fase: (a) 250 GHz, (b) 270 GHz, (c) 280 GHz, (d) 290 GHz, (e) 300 GHz, (f) 320 GHz.

tramo de PMMA de sección  $200 \mu\text{m} \times 864 \mu\text{m}$ . Al igual que en el diseño anterior, su influencia sobre los parámetros fundamentales de la antena es mínima.

Los parámetros geométricos con los que se define la antena dieléctrica utilizada se muestran en la figura 2.31. La altura de prisma dieléctrico que se introduce

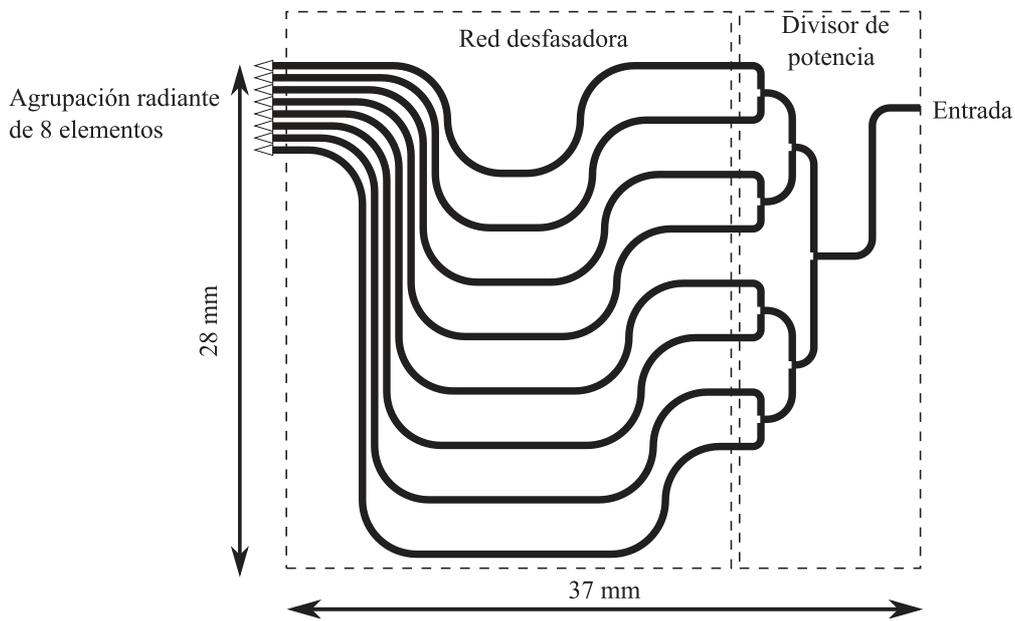


Figura 2.30: Topología de la agrupación lineal de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia con antenas de varilla dieléctrica.

dentro de la guía es el que más influye en adaptación del elemento radiante. Insertando  $290\ \mu\text{m}$  la varilla dieléctrica en la guía WR-3 se consigue que la antena esté adaptada en toda la banda de interés (figura 2.32 (a)).

La disminución del ancho de haz que se obtiene al utilizar la antena de varilla dieléctrica diseñada se muestra en la figura 2.32 (b). En ella se representan las simulaciones en campo lejano de los cortes plano E y plano H para un único elemento radiante y para la agrupación de  $8 \times 1$  a 300 GHz. La comparación con la figura 2.5, que es equivalente pero sin salientes dieléctricos, muestra que el lóbulo principal se estrecha en ambos planos. En consecuencia, la utilización del elemento dieléctrico propuesto, con disminución progresiva de anchura únicamente en el plano E, permite reducir el ancho de haz tanto en el plano E como en el plano H.

#### 2.4.3.2 Caracterización del sistema

La caracterización de la agrupación se ha realizado utilizando el simulador de onda completa Ansys HFSS. La mejora en el diagrama de radiación debida a la utilización de la antena de varilla dieléctrica se ilustra en la figura 2.33. En ella se muestran los cortes plano E para 270 GHz, 285 GHz, 295 GHz, 305 GHz, 315 GHz y 330 GHz. Si los elementos radiantes de la agrupación son aperturas,

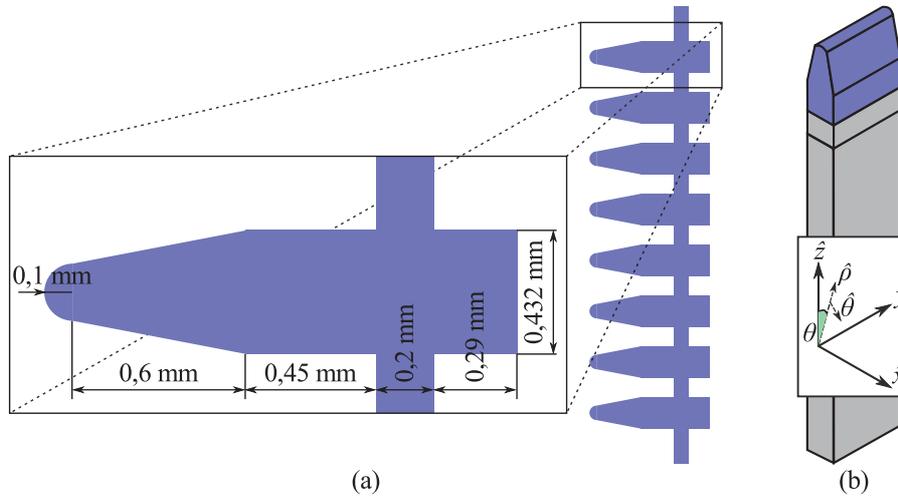


Figura 2.31: Topología de la antena de varilla dieléctrica plano E utilizada: (a) detalle del elemento, (b) guía abierta y elemento radiante.

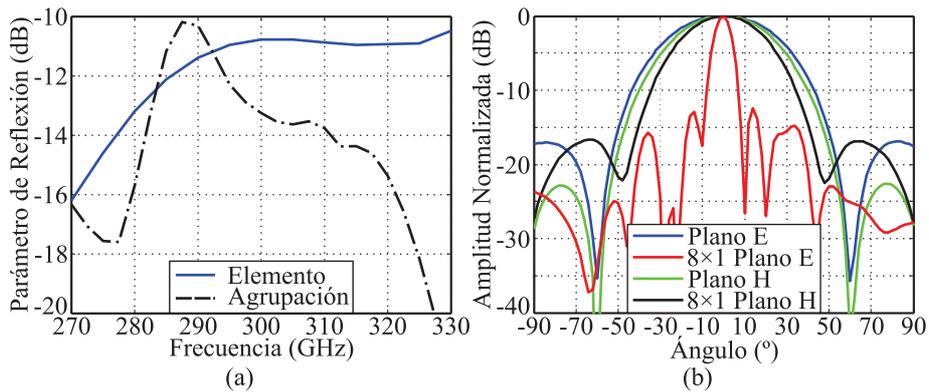


Figura 2.32: Simulaciones de la antena propuesta: (a) parámetro de reflexión, (b) cortes plano E y plano H para una antena y para la agrupación de  $8 \times 1$ .

el lóbulo de difracción a 330 GHz está 6 dB por debajo del principal (figura 2.9). Por el contrario, al utilizar las antenas de varilla dieléctrica el nivel del lóbulo de difracción desciende por debajo de -30 dB.

#### 2.4.4 Resultados experimentales

Los resultados experimentales de las dos agrupaciones de antenas de varilla dieléctrica analizadas se presentan de forma conjunta. Esto se debe a que tanto el procedimiento de fabricación como la configuración usada para caracterizar los prototipos son prácticamente idénticos en ambos casos.

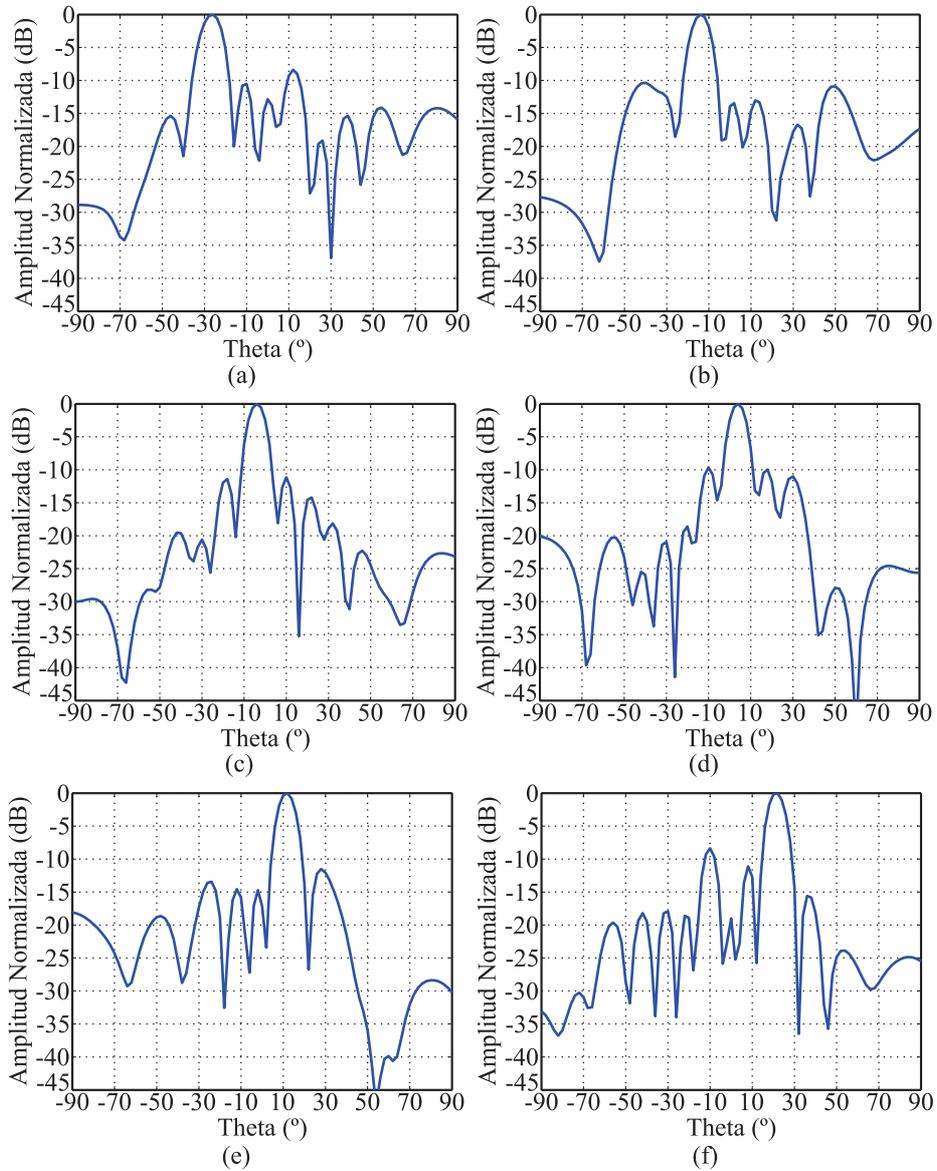


Figura 2.33: Diagramas de radiación simulados de la agrupación de  $8 \times 1$  antenas de varilla dieléctrica plano E: (a) 270 GHz, (b) 285 GHz, (c) 295 GHz, (d) 305 GHz, (e) 315 GHz, (f) 330 GHz.

#### 2.4.4.1 Montaje de prototipos

El mecanizado tanto de las partes metálicas como de las antenas de varilla dieléctrica se ha realizado mediante la fresadora ProtoMat H100 del fabrican-

te LPKF. Los procedimientos de fabricación de la agrupación de  $8 \times 1$  aperturas alimentadas en serie y de la de escaneo en frecuencia han sido descritos, respectivamente, en las secciones 2.3.3.1 y 2.2.3.1.

Las antenas de varilla dieléctricas se fabrican como un conjunto a partir de una lámina de polimetilmetacrilato de 1 mm de espesor. El primer paso consiste en rebajar el espesor de la lámina hasta el valor adecuado. Esto es, 0,864 mm para los salientes plano E y 0,432 mm para los salientes plano H. A continuación, se cortan la agrupación de salientes con el perfil representado en las figuras 2.27 (a) y 2.31 (a). En el proceso se utilizan dos fresas de tipo *end-mill*. Para el rebaje se utiliza la de 2 mm de diámetro y para el corte la de 0,4 mm.

Una vez fabricadas las dos partes que componen la antena, la metálica y la dieléctrica, el ensamblaje entre ambas se realiza utilizando cola de contacto. Con ayuda de un microscopio y unas pinzas de precisión se introducen los salientes dieléctricos en las aperturas hasta hacer tope con el tramo de unión. De esta manera, se consigue que todos estén a la profundidad deseada. Finalmente, se depositan unas gotas de cola en los extremos de la estructura dieléctrica para pegarla al circuito metálico.

El prototipo de la agrupación de antenas de varilla dieléctrica alimentadas en fase se muestra en la figura 2.34. En la fotografía se distinguen las tres partes que componen la agrupación: el conector UG387/U-M, los divisores y las antenas de varilla dieléctrica. Para unir las dos láminas de latón en las que se implementa el circuito en guía WR-3 se utilizan tornillos de métrica M1. Mediante soldadura blanda se consigue la unión del circuito y del conector.

En la figura 2.35 se muestran dos fotografías. La inferior se corresponde con la agrupación de  $8 \times 1$  antenas dieléctricas con escaneo de haz mediante barrido en frecuencia. Las principales partes que componen el sistema radiante son las dos capas de latón en las que está fabricado el circuito, los tornillos que las unen, el conector UG387/U-M y los salientes dieléctricos. Precisamente, en la fotografía superior se muestran en detalle las ocho antenas dieléctricas insertadas en las ocho aperturas. Además, se observan la progresiva reducción del ancho en el plano E y la tira de PMMA que aporta robustez al diseño.

#### 2.4.4.2 Configuración usada para medir

Para caracterizar las dos agrupaciones presentadas se ha utilizado un analizador vectorial de redes y dos cabezas extensoras de frecuencia. El analizador vectorial de redes elegido es el PNA-X N5247A de Agilent. Su frecuencia máxima de operación son los 67 GHz. Para alcanzar el rango de 220 – 330 GHz se emplean las cabezas extensoras de frecuencia. Una de ellas es de transmisión-recepción y la otra solo de recepción.

El diagrama de radiación de la primera agrupación presentada se ha caracterizado utilizando un rango de medida cilíndrico. Para medir el diagrama de



Figura 2.34: Fotografía de la agrupación de  $1 \times 8$  antenas de varilla dieléctrica alimentadas en fase.

radiación de la agrupación de barrido de haz mediante escaneo en frecuencia se han utilizado tanto un rango cilíndrico como un rango plano. Los detalles de ambos rangos de medida se encuentran, respectivamente, en las secciones 2.2 y 2.3.3.2.

#### 2.4.4.3 Medidas realizadas

Utilizando el equipamiento enumerado en la sección anterior se han obtenido una serie de resultados experimentales que seguidamente se presentan. Las figuras 2.36 y 2.37 pertenecen a la agrupación en la que todos sus elementos se alimentan en fase. En cambio, en las figuras 2.39, 2.40 y 2.41 se han elaborado con las medidas realizadas sobre la agrupación de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia.

En la figura 2.36 se muestra cómo afecta la utilización de los salientes dieléctricos diseñados al parámetro de reflexión de la agrupación de antenas alimentadas en fase. En la figura 2.36 (a) se ha representado el comportamiento simulado utilizando HFSS y en (b) las medidas realizadas. Utilizando las antenas de varilla dieléctrica es posible conseguir una agrupación adaptada en todo el rango de interés.

Las medidas en campo lejano de los cortes plano E y plano H del diagrama de radiación de la agrupación de  $1 \times 8$  antenas alimentadas en fase se muestran en la figura 2.37. Las frecuencias analizadas son 250 GHz, 270 GHz, 280 GHz, 290 GHz, 300 GHz y 320 GHz. Las antenas de varilla dieléctrica fabricadas permiten reducir

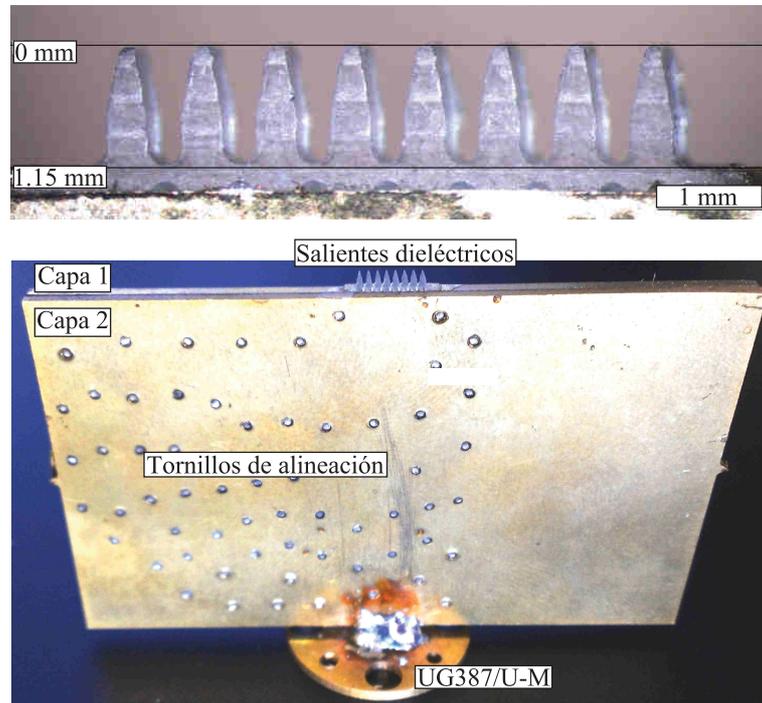


Figura 2.35: Fotografía de la agrupación de barrido de haz mediante escaneo en frecuencia de  $8 \times 1$  antenas de varilla dieléctrica.

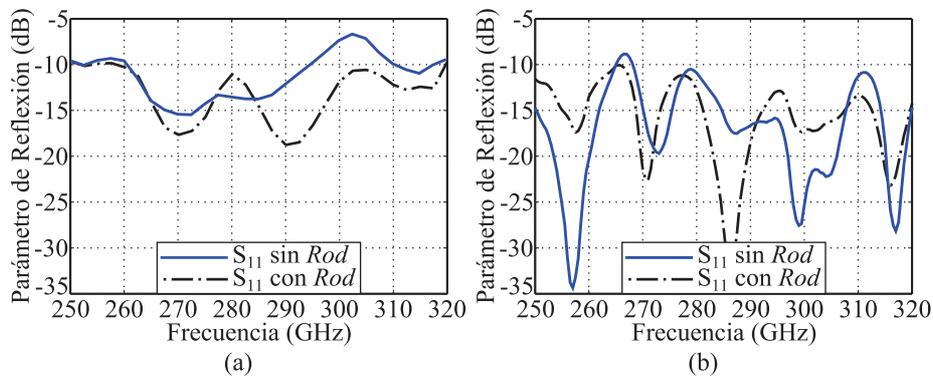


Figura 2.36: Parámetro de reflexión de la agrupación de  $1 \times 8$  antenas de varilla dieléctrica alimentadas en fase: (a) simulación, (b) medidas.

el ancho de haz en el plano E. Este fenómeno se observa en todo el rango de interés. Por el contrario, en el plano H la utilización de las antenas dieléctricas provoca variaciones despreciables con respecto a las guías abiertas. El motivo es que predomina la influencia del factor de agrupación.

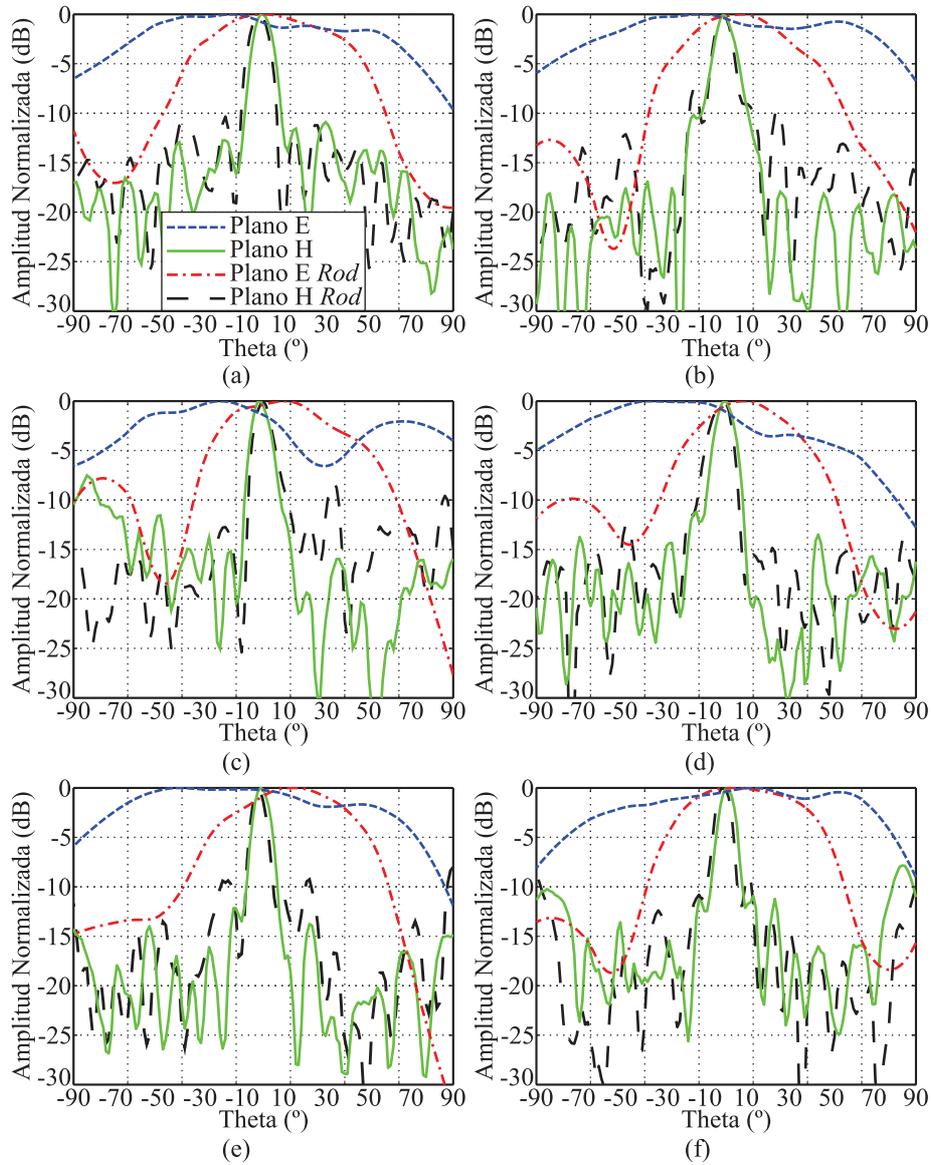


Figura 2.37: Diagramas de radiación medidos en campo lejano para la agrupación de antenas alimentadas en fase: (a) 250 GHz, (b) 270 GHz, (c) 280 GHz, (d) 290 GHz, (e) 300 GHz, (f) 320 GHz.

Los resultados obtenidos con la agrupación de  $8 \times 1$  antenas de varilla dieléctrica con escaneo de haz mediante barrido en frecuencia son similares. El parámetro de reflexión medido se muestra en la figura 2.38. Tanto en el caso de que los elementos radiantes sean aperturas como si son los salientes dieléctricos la

agrupación está adaptada en todo el rango de interés.

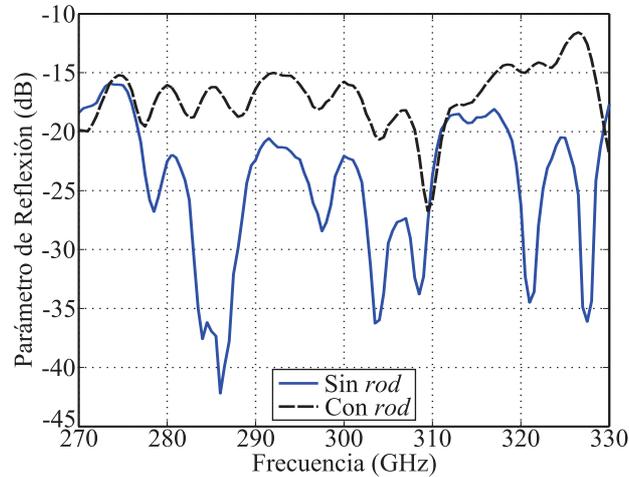


Figura 2.38: Parámetro de reflexión de la agrupación de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia con y sin la utilización de antenas dieléctricas.

En la figura 2.39 se muestran los cortes plano E del diagrama de radiación en campo lejano medido para 270 GHz, 285 GHz, 295 GHz, 305 GHz, 315 GHz y 330 GHz. Al barrer la frecuencia de trabajo en el rango indicado se consigue variar el ángulo de apuntamiento del haz principal en, al menos,  $50^\circ$ . A la máxima frecuencia de trabajo se observa que la utilización de las antenas de varilla dieléctrica permite reducir el nivel del lóbulo de difracción.

El segundo motivo para utilizar este tipo de antenas en la agrupación de escaneo de haz es reducir el ancho de haz en el plano perpendicular a la misma, es decir, el plano H. En la figura 2.40 se muestra como con los elementos radiantes adecuados es posible reducir el ancho de haz a  $-10$  dB en, al menos,  $40^\circ$ .

Las medidas realizadas utilizando el rango cilíndrico confirman la mejoras esperadas con el empleo de las antenas de varilla dieléctrica diseñadas. En el plano E se consigue reducir el nivel de los lóbulos de difracción y en el plano H se cumple el objetivo de disminuir el ancho de haz.

El diagrama de radiación de la agrupación también se ha caracterizado utilizando un rango plano. Para ello se ha medido el diagrama de radiación en un área de  $300\text{ mm} \times 300\text{ mm}$ . La distancia entre antenas se ha fijado a 250 mm para asegurar la operación en campo lejano. La zona de trabajo corresponde, aproximadamente, con una variación en los planos E y H de  $\pm 31^\circ$ . Utilizando estos resultados se ha elaborado la figura 2.41. En ella se puede ver el diagrama de radiación normalizado. El fondo de escala se ha fijado en 10 dB para mostrar el nivel de lóbulo principal a secundario.

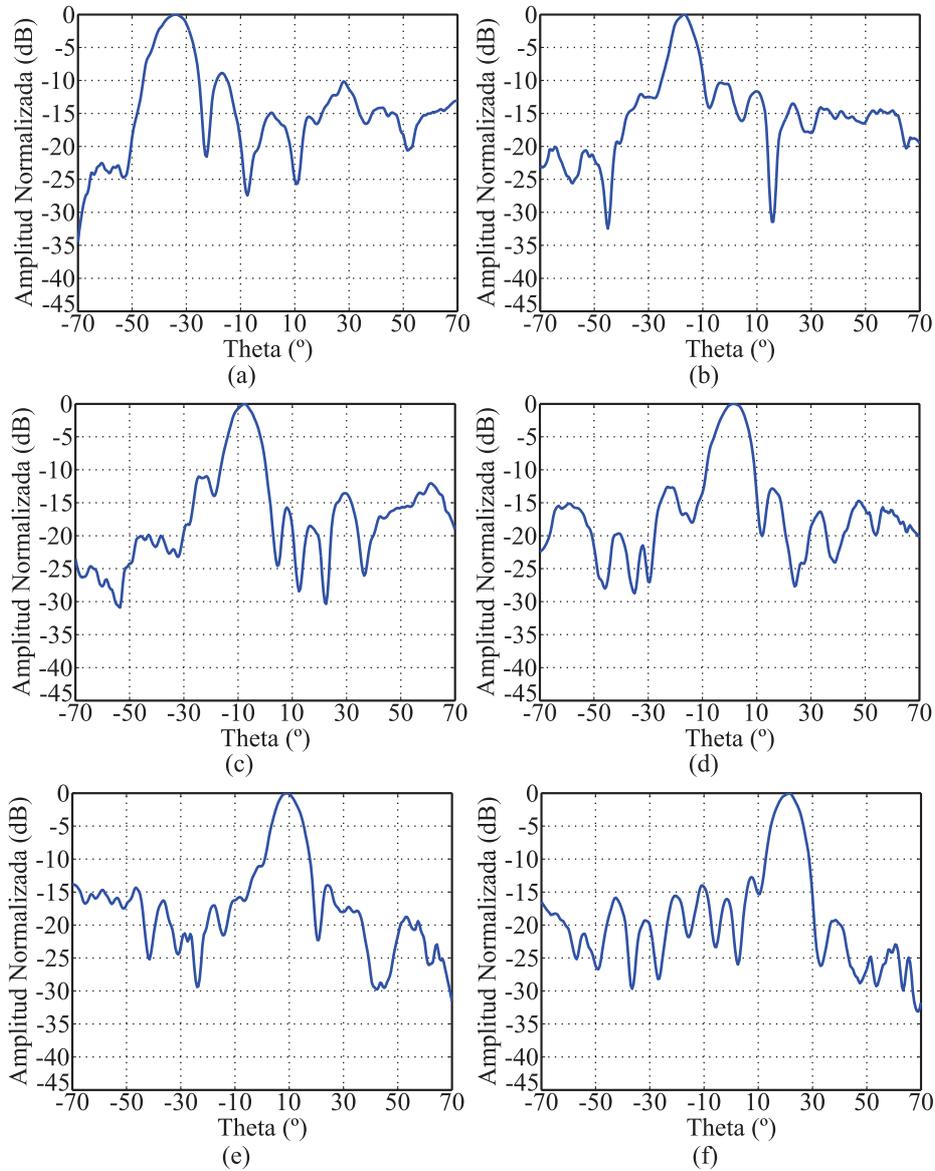


Figura 2.39: Cortes plano E del diagrama de radiación medido de la agrupación de escaneo en frecuencia: (a) 270 GHz, (b) 285 GHz, (c) 295 GHz, (d) 305 GHz, (e) 315 GHz, (f) 330 GHz.

En el cuadro 2.2 se recogen los valores simulados y medidos del ancho de haz a 10 dB en el plano perpendicular a la agrupación para los dos casos estudiados. La frecuencia de trabajo elegida es de 300 GHz. Para la agrupación de antenas alimentadas en fase el plano analizado es el plano E y para la agrupación de

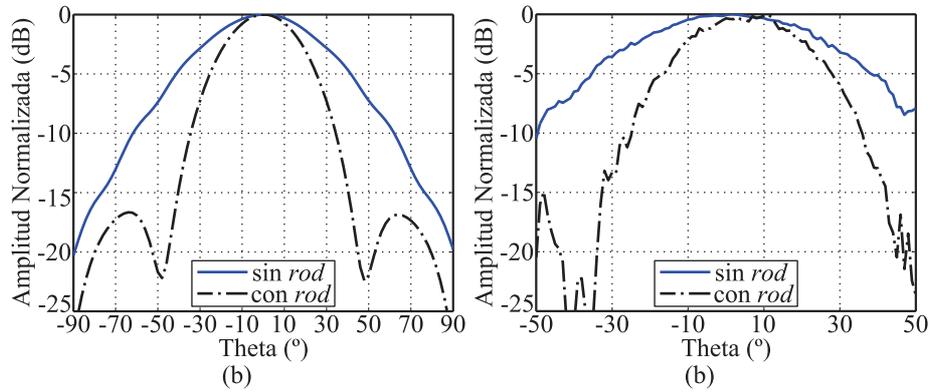


Figura 2.40: Cortes plano H del diagrama de radiación de la agrupación de escaneo en frecuencia a 300 GHz: (a) simulaciones, (b) medidas.

escaneo de haz mediante barrido en frecuencia es el plano H. Cuando no se utilizan antenas dieléctricas el elemento radiante en ambos casos es una apertura de  $0,864 \text{ mm} \times 0,432 \text{ mm}$ . La distinta orientación de la ranura explica que en un caso se tenga un ancho de haz de  $124^\circ$  y en el otro sea superior a  $180^\circ$ . Si se utilizan los salientes dieléctricos diseñados se consigue cumplir con ambos prototipos el objetivo de estrechar el haz en el corte deseado.

Cuadro 2.2: Comparación entre simulaciones y medidas del ancho de haz a  $-10 \text{ dB}$  en el plano perpendicular a cada agrupación a 300 GHz.

	En fase		Escaneo de haz	
	Simulación	Medida	Simulación	Medida
Sin rod	$180^\circ$	$180^\circ$	$124^\circ$	$99^\circ$
Con rod	$64^\circ$	$75^\circ$	$69^\circ$	$61^\circ$

Como se explicó en la sección de diseño, debido a las restricciones de fabricación sólo ha sido posible implementar antenas en las que el ancho del dieléctrico se reduce de forma progresiva en un único plano, ya sea el plano E o el plano H. Por lo tanto, la anchura en el plano ortogonal permanece constante. Sin embargo, en ambos casos se ha conseguido reducir el ancho de haz tanto en el corte plano E como en el corte plano H. Estos resultados suponen una mejora con respecto a [11]. En los experimentos del citado estudio no se consigue una mejoría suficiente cuando el estrechamiento se produce únicamente en el plano H.

Los diseños presentados en la presente sección se han comparado con una

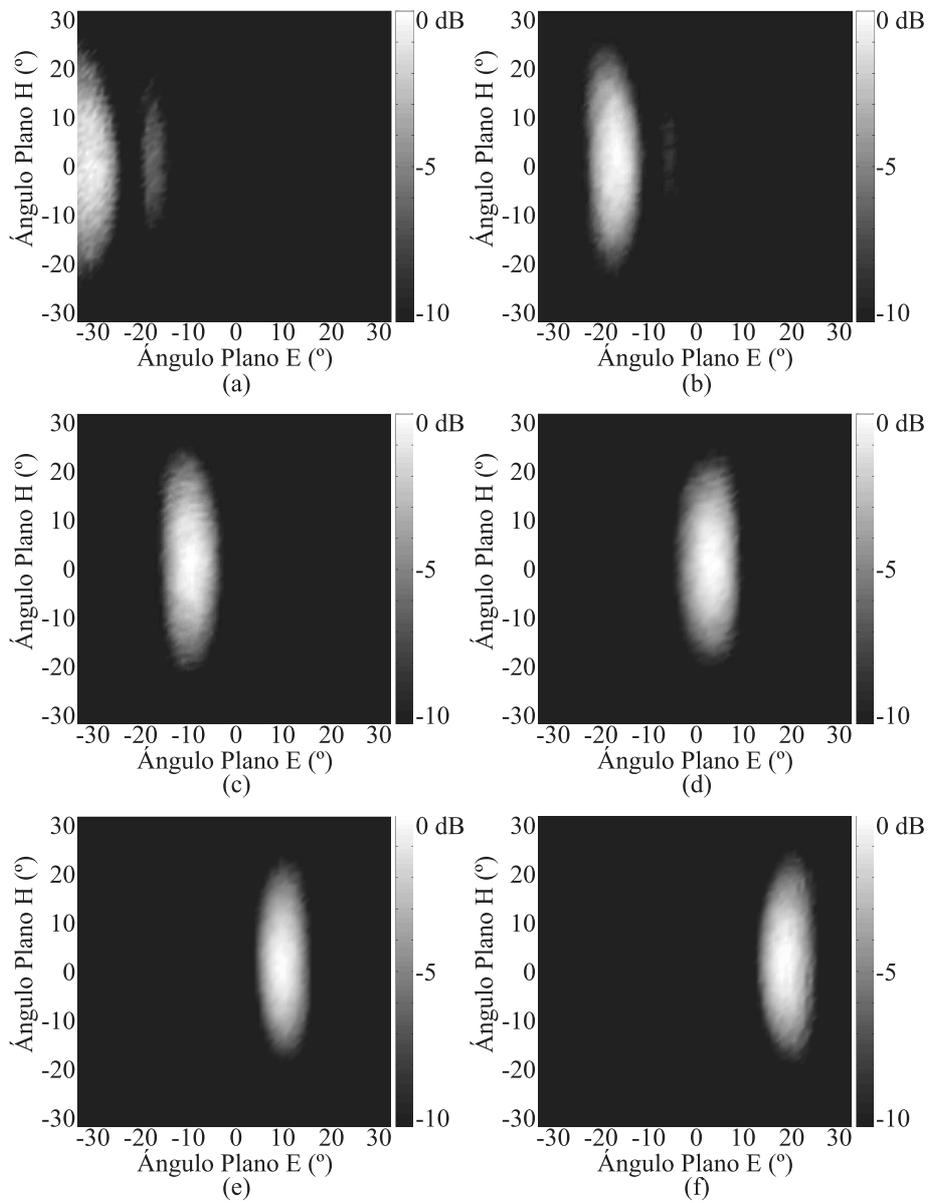


Figura 2.41: Medida bidimensional del diagrama de radiación de la antena de escaneo en frecuencia: (a) 270 GHz, (b) 285 GHz, (c) 295 GHz, (d) 305 GHz, (e) 315 GHz, (f) 330 GHz.

antena de varilla dieléctrica equivalente en la que el estrechamiento se produce en los dos planos. Concretamente, se evalúa cómo cambia el número de onda a lo largo del dieléctrico,  $k_z$ . Este es el parámetro que determina cómo varía el

diagrama de radiación (2.10). Esta expresión es aproximada y no incluye nulos ni lóbulos secundarios, pero ofrece una solución analítica sencilla.

$$T(\theta) = \frac{1}{k_z/k - \cos(\theta)} \quad (2.10)$$

Para el cálculo de  $k_z$  se han utilizado las mismas aproximaciones de [11]. Esto es, la antena dieléctrica está alimentada por una guía rectangular, aunque en este caso no se utiliza una bocina como terminación. Además, se asume que el modo de la onda de superficie que se propaga es el modo híbrido  $HE_{11}$ . Las expresiones para el cálculo del número de onda a lo largo del dieléctrico se han adaptado partiendo de [12]. Se ha considerado que si la varilla dieléctrica se estrechase en ambos planos lo haría desde de las dimensiones de la guía  $a = 864 \mu\text{m} \times b = 432 \mu\text{m}$  hasta llegar a una terminación de  $100 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$ .

La constante de propagación en el dieléctrico de la antena de saliente es  $k_1$  (2.11). La constante de propagación según el eje del saliente es  $k_z$  (2.12), mientras que  $k_x$  y  $k_y$  representan las constante de propagación transversales según los ejes  $x$  e  $y$ .

$$k_1 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_1} \quad (2.11)$$

$$k_z = \sqrt{k_1^2 - k_x^2 - k_y^2} \quad (2.12)$$

En la figura 2.42 se muestran los valores de  $k_z$  calculadas con las expresiones aproximadas tanto para el estrechamiento en el plano E como en el plano H (2.13). La longitud de onda en el vacío se corresponde con  $\lambda_0$  y la permitividad relativa es  $\epsilon_r$ . Puesto que el modo considerado es el  $HE_{11}$ ,  $p = q = 1$ .

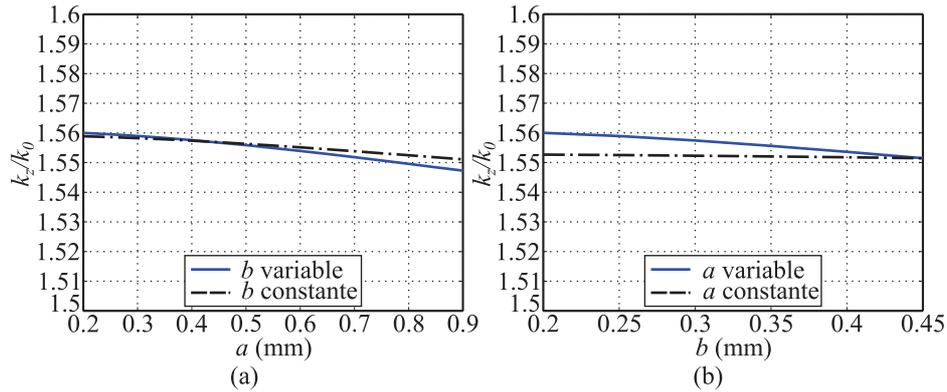


Figura 2.42: Variación de  $k_z$  con el estrechamiento de la antena de varilla dieléctrica (expresiones aproximadas).

$$k_x = \frac{p\pi}{a} \left(1 + \frac{2A_2}{\pi a}\right)^{-1} \quad (2.13a)$$

$$k_y = \frac{q\pi}{b} \left(1 + \frac{2A_2}{\pi \epsilon_r b}\right)^{-1} \quad (2.13b)$$

$$A_2 = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (2.13c)$$

Es posible determinar  $k_x$  y  $k_y$  de forma exacta utilizando las igualdades (2.14) recogidas en [12]. Los valores para los que las expresiones tienen solución numérica se han representando en la figura 2.43. La comparación de los resultados de las cuatro gráficas muestra que la variación del número de onda,  $k_z$ , a lo largo de los salientes dieléctricos diseñados es muy similar al de una antena de varilla dieléctrica con estrechamiento en ambos planos. Esto hecho es el que ha posibilitado la reducción del ancho de haz del lóbulo principal en los dos sistemas implementados.

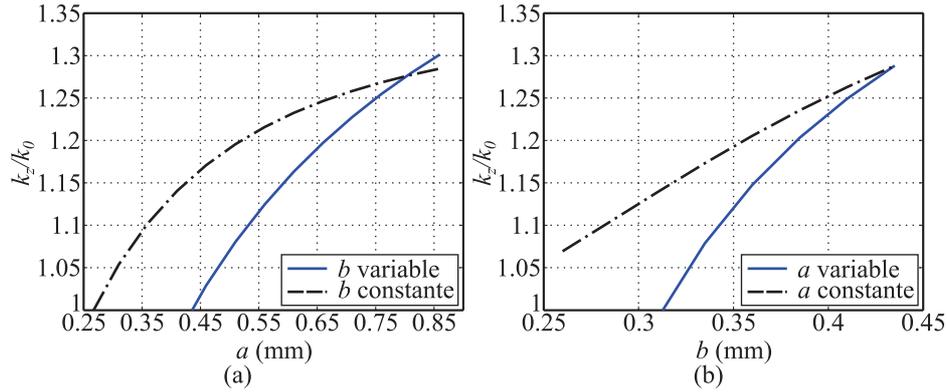


Figura 2.43: Variación de  $k_z$  con el estrechamiento de la antena de varilla dieléctrica (expresiones exactas).

$$k_x a = p\pi - 2 \arctan(k_x \xi_2) \quad (2.14a)$$

$$k_y b = q\pi - 2 \arctan\left(\frac{k_y \eta_2}{\epsilon_r}\right) \quad (2.14b)$$

$$\xi_2 = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\pi}{A_2}\right)^2 - k_x^2}} \quad (2.14c)$$

$$\eta_2 = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\pi}{A_2}\right)^2 - k_y^2}} \quad (2.14d)$$

En esta sección se han presentado dos diseños de antenas de varilla dieléctrica para agrupaciones lineales en banda submilimétrica. El objetivo de las mismas es reducir el ancho de haz en el plano perpendicular a la agrupación. Además, para el caso de la agrupación de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia se busca minimizar los lóbulos de difracción. Tanto en simulaciones como en medidas se han cumplido las metas propuestas. Esto se ha conseguido pese a utilizar antenas dieléctricas con estrechamiento progresivo en un único plano.

## 2.5 Guía ranurada para escaneo unidimensional

En las agrupaciones de antenas presentadas hasta el momento los elementos radiantes son aperturas, terminadas o no, en varillas dieléctricas. Para conseguir la variación del ángulo de apuntamiento con la frecuencia se requiere de una red desfasadora. Eliminar la necesidad de la red puede suponer un avance. De esta manera, se podría reducir la atenuación de la señal. Es decir, reducir la cantidad de potencia no radiada, lo que aumenta la eficiencia del sistema. La solución utilizada para conseguirlo pasa por diseñar un antena de onda progresiva, *traveling-wave antenna*. En concreto se ha optado por una guía metálica rectangular ranurada [14].

En esta sección se presenta una antena en guía WR-3 ranurada diseñada para operar en la banda de 240 – 310 GHz. La gran ventaja que aporta este tipo de diseño es que la antena se puede conectar directamente con las cabezas extensoras de frecuencia. Es decir, ya no son necesarios los elementos divisores y desfasadores presentes en las agrupaciones descritas en las secciones anteriores. Por ende, con esta reducción del tamaño total de la antena se consigue que disminuyan tanto el tiempo de fabricación como las pérdidas de propagación.

La guía ranurada ha sido diseñada de tal manera que sea posible construir un prototipo utilizando las posibilidades de fabricación disponibles en los laboratorios del Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones de la Universidad de Oviedo.

### 2.5.1 Diseño y topología

Para facilitar los procesos de fabricación e integración, se ha escogido que las dimensiones de la guía ranurada coincidan con las de la guía rectangular WR-3. En la figura 2.44 se puede ver la topología utilizada para diseñar la antena en guía ranurada. Se ha elegido que las ranuras tengan forma rectangular y se coloquen en el lado ancho de la guía. De esta manera se pueden formar dos hileras de ranuras alternas a ambos lados de la línea central, que se representa punteada. Este tipo de topología es muy frecuente debido a los bajos niveles de polarización cruzada que permite obtener. Los diseños más habituales de este tipo de antena [15, 16]

utilizan una guía ranurada terminada en una carga adaptada. Sin embargo, con el fin de facilitar el proceso de fabricación, en el diseño aquí presentado se termina la guía en abierto. Las simulaciones realizadas muestran un incremento en el nivel de lóbulos secundarios al utilizar una guía abierta. En cualquier caso, la relación entre principal y secundario sigue siendo lo suficientemente alta para la mayoría de aplicaciones.

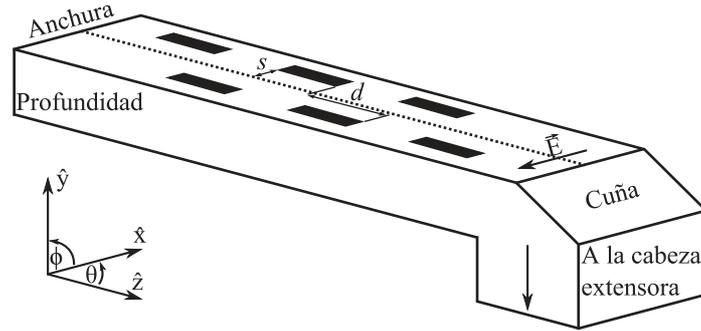


Figura 2.44: Topología de la antena en guía ranurada.

La distancia entre las ranuras  $d$  es el parámetro geométrico que determina el rango de variación del ángulo de apuntamiento (2.15). El escaneo de haz se consigue con la modificación de la frecuencia de trabajo, que a su vez, modifica la constante de fase de la guía,  $\beta$ . El término  $n\pi$  que aparece en la ecuación (2.15) se debe a que las ranuras se sitúan a ambos lados de la línea central de la cara ancha de la guía. Fijando el parámetro  $d = 0,58$  mm se obtiene un rango de variación del haz principal de  $22^\circ$  al barrer la frecuencia de operación entre 240 y 310 GHz.

$$FA(\theta) = \sum_{n=1}^N a_n e^{j(nd(k \cos(\theta) + \beta) + n\pi)} \quad (2.15)$$

En la figura 2.45 se ha representado el factor de agrupación determinado por la ecuación (2.15) para las frecuencias mínima y máxima de operación. Se observa que el ángulo de apuntamiento a 240 GHz (figura 2.45 (a)) es menor de  $20^\circ$  y que para 310 GHz (b) el haz apunta en la dirección transversal a la agrupación.

El rango de variación del ángulo de escaneo del haz está limitado por la impedancia de entrada del sistema. Para ángulos próximos a la normal al eje de la antena, las reflexiones en cada ranura se suman de forma coherente. En consecuencia, la adaptación del sistema se ve afectada de forma indeseada [17].

La antena en guía ranurada está diseñada para ser alimentada usando directamente una cabeza extensora de frecuencia. La conexión entre ambas se consigue con el conector estándar UG387/U-M. A continuación se coloca un tramo de guía

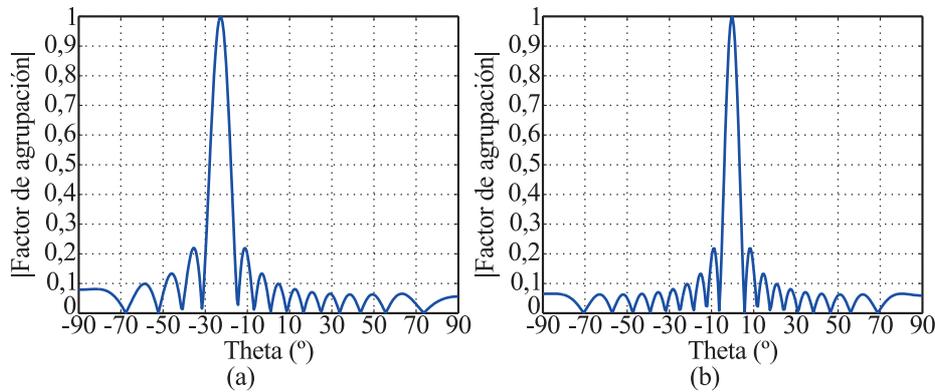


Figura 2.45: Módulo normalizado del factor de agrupación de la antena en guía ranurada: (a) 240 GHz, (b) 310 GHz.

en cuña. De esta manera, la cabeza extensora no obstaculiza la operación de la antena. La cuña tiene un ángulo de  $45^\circ$  y una altura de 0,33 mm. Su esquema y sus parámetros de dispersión se muestran en la figura 2.46.

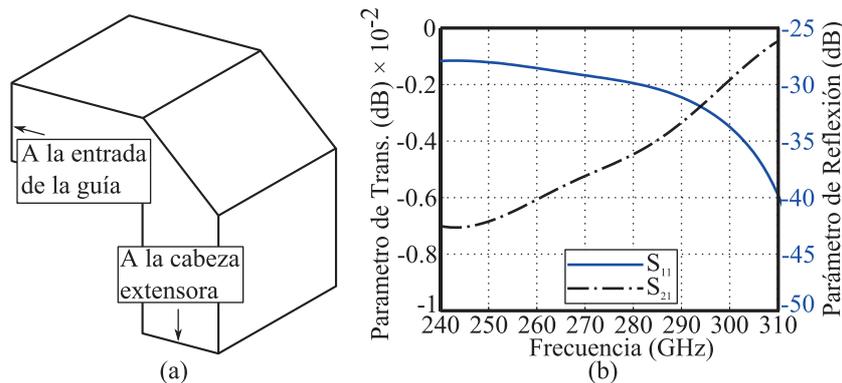


Figura 2.46: Cuña para conectar la guía ranurada a una cabeza extensora: (a) esquema, (b) parámetros de transmisión y reflexión.

No toda la potencia que se entrega a la guía se radia a través de las ranuras rectangulares. Por tanto, es fundamental determinar la cantidad de potencia que llega al circuito abierto con el que termina la guía. De esta manera es posible obtener una cota superior de la eficiencia de radiación. La simulación de la potencia que llega al circuito abierto, es decir, de la potencia no radiada, se puede realizar utilizando HFSS. Para ello, se coloca un segundo puerto en el lugar del circuito abierto. Por defecto, este puerto transformará la guía en indefinida. En consecuencia, se puede calcular el parámetro  $|S_{21}|^2$  y, por tanto, la potencia no radiada.

Las dimensiones de la ranura y la distancia entre la ranura y la línea central se utilizan para conseguir la adaptación. Además, sirven para controlar la cantidad de potencia radiada por cada ranura. La antena ha sido optimizada para que esté adaptada a lo largo de toda la banda de trabajo. El otro objetivo es mantener el  $S_{21}$  por debajo de  $-5$  dB a lo largo de la mayoría de la banda de operación. Se consigue cumplir los criterios deseados con unas ranuras rectangulares de  $0,11 \text{ mm} \times 0,55 \text{ mm}$ . La distancia de las mismas con respecto a la línea central es  $s = 0,235 \text{ mm}$ . Los resultados del proceso de optimización se muestran en la figura 2.47.

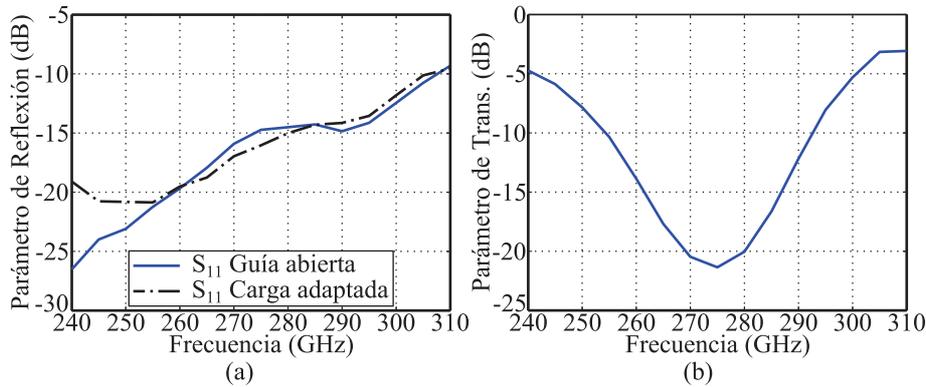


Figura 2.47: Parámetros de dispersión simulados: (a) parámetro de reflexión, (b) parámetro de transmisión.

## 2.5.2 Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia

En esta sección se analiza el comportamiento de la guía ranurada utilizando el diagrama de Brillouin y un simulador electromagnético de onda completa.

### 2.5.2.1 Análisis gráfico mediante el diagrama de Brillouin

La guía ranurada aquí presentada es una antena de *frequency scanning*. Esto es, el ángulo de apuntamiento de su lóbulo principal varía en función de la frecuencia de trabajo. Por lo tanto, es posible analizar su comportamiento mediante el diagrama  $\omega$ - $\beta$ . El análisis que se puede realizar con esta herramienta no tiene en cuenta el tipo de elemento radiante. Se considera que se utilizan fuentes puntuales isotrópicas.

El diagrama  $\omega$ - $\beta$  de la guía ranurada se muestra en la figura 2.48. En este caso, con la frecuencia se muestra la variación de la razón  $kd/(\beta d + \pi)$ . La introducción del sumando  $\pi$  en el denominador se debe a que las ranuras se colocan alternando lado con respecto a la línea central de la cara ancha de la guía rectangular.

Esta misma modificación fue necesaria para incluir el efecto sobre el factor de agrupación (2.15). La variación de la suma de las impedancias de las ranuras limita el rango del ángulo de apuntamiento. Por este motivo la frecuencia más alta de trabajo  $f_c$  corresponderá con el ángulo de apuntamiento transversal al eje de la guía. El rango de trabajo está comprendido únicamente en el armónico espacial -1. En consecuencia, no aparecerán lóbulos de difracción en el diagrama de radiación de la antena en guía ranurada.

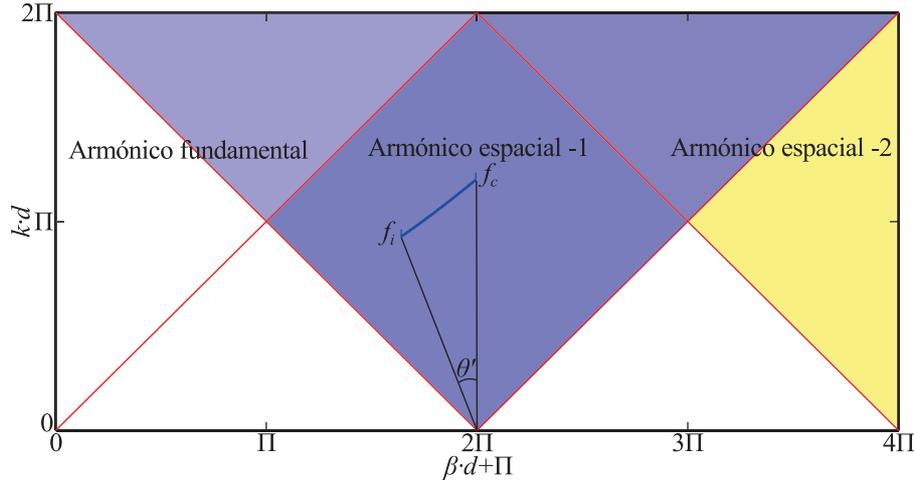


Figura 2.48: Diagrama  $\omega$ - $\beta$  de la guía de onda ranurada.

La expresión (2.16) relaciona la variación del ángulo de apuntamiento  $\theta_p$  con el ángulo  $\theta'$  representado en diagrama  $\omega$ - $\beta$  de la figura 2.48. Utilizando la expresión (3.4) se puede representar la variación del ángulo de apuntamiento con la frecuencia (figura 2.49 (a)).

$$\text{sen}(\theta_p) = \tan(\theta') \quad (2.16)$$

En la figura 2.49 (b) se representa el ancho de haz a -3 dB calculado utilizando (3.5). En la antena en guía ranurada la frecuencia de apuntamiento transversal  $f_c$  es la frecuencia máxima de trabajo. Por lo tanto, el ancho de haz aumentará al disminuir la frecuencia por dos razones. La primera es que el apuntamiento se aleja del eje transversal de la agrupación. La segunda razón es la menor longitud eléctrica de la guía ranurada.

La guía de onda rectangular es un medio de transmisión dispersivo. La influencia de este hecho sobre la variación del ángulo de apuntamiento y del ancho de haz se muestra en la figura 2.49. La comparación con el efecto sobre la agrupación de  $8 \times 1$  aperturas (figura 2.8) muestra que la influencia de la dispersión provoca resultados diferentes. El cambio se debe al efecto de las corrientes en la guía, que

introducen el sumando  $\pi$ . Para la antena en guía ranurada  $p = kd/(\beta d + \pi)$  es creciente con la frecuencia. Sin embargo, para la agrupación de  $8 \times 1$  aperturas,  $p = kd/(\beta L)$  decrece con la frecuencia.

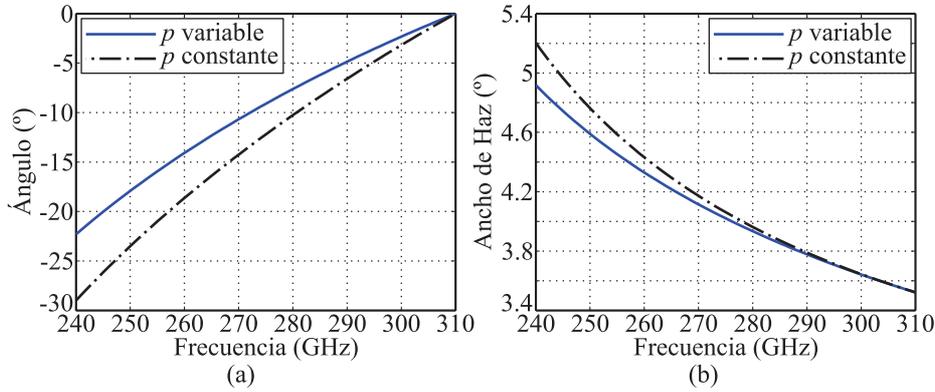


Figura 2.49: Parámetros característicos de la guía ranurada inferidos del diagrama  $\omega$ - $\beta$ : (a) ángulo de apuntamiento, (b) ancho de haz a -3 dB. Nota, en azul se representan los resultados para la guía ranurada, en negro, si la red de alimentación fuese no dispersiva.

### 2.5.2.2 Análisis usando un simulador de onda completa

La simulación de los diagramas de radiación de la guía ranurada se ha realizado utilizando Ansys HFSS. Mediante esta herramienta se simulan los cortes plano E y plano H del diagrama de radiación en campo lejano. En el caso del corte plano H el análisis se centra en comprobar la capacidad de escaneo en frecuencia de la agrupación. Es decir, de ver como varía el ángulo de apuntamiento del lóbulo principal al barrer la frecuencia entre 240 y 310 GHz. Además, se presta una especial atención al efecto sobre el diagrama de radiación de que el diseño termine en una guía abierta y no en una carga adaptada.

En la figura 2.50 se representa el corte plano E del diagrama de radiación simulado a 310 GHz, que es la frecuencia de apuntamiento transversal. En este caso el efecto de la onda reflejada es prácticamente despreciable.

La variación del ángulo de apuntamiento del lóbulo principal al modificar la frecuencia de trabajo se puede comprobar en la figura 2.51. En esta gráfica se representan los cortes plano H del diagrama de radiación a 240 GHz, 250 GHz, 260 GHz, 270 GHz, 280 GHz, 290 GHz, 300 GHz y 310 GHz. Para las frecuencias de 300 y 310 GHz se aprecia un aumento del nivel de lóbulos secundarios en el rango angular de interés al utilizar la terminación en guía abierta. Sin embargo, la relación de principal a secundario se sigue considerando suficiente para la mayoría de las aplicaciones.

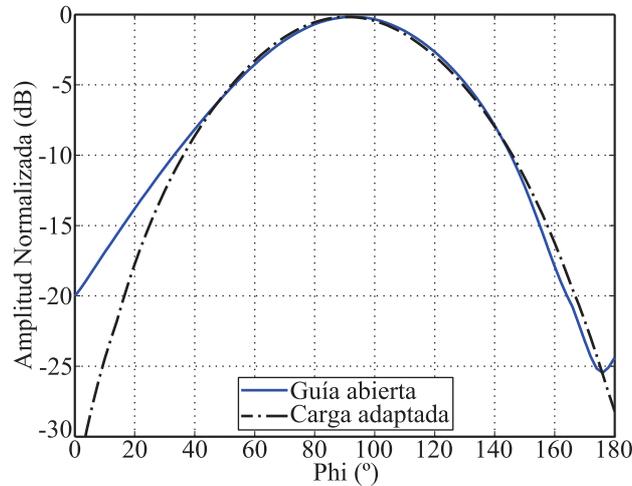


Figura 2.50: Corte plano E simulado del diagrama de radiación en campo lejano de la guía ranurada a 310 GHz. Nota, en trazo continuo se representa la guía abierta. En trazo discontinuo, la guía terminada en una carga adaptada.

## 2.5.3 Resultados experimentales

### 2.5.3.1 Montaje de prototipos

Para fabricar la antena se han utilizando dos láminas de latón de 1 mm de espesor. Tres de las caras de la guía WR-3 se consiguen labrando un canal en la primera lámina de latón empleando la fresadora ProtoMat H100. Las ranuras radiantes se cortan en la segunda lámina de latón. Esta actuará como tapa de la estructura. Para conseguir la fijación y la alineación necesarias entre ambas láminas se usan tornillos de métrica M1. Un conector estándar de tipo UG387/U-M facilita la unión de la guía ranurada fabricada con las cabezas extensoras de frecuencia. Este conector se fresa directamente en la lámina de la guía. De esta manera se asegura una correcta alineación de la antena.

La herramienta elegida para labrar el canal de la guía WR-3 es una fresa de tipo *end-mill* de diámetro 0,4 mm. Con ella se puede labrar un canal de la profundidad requerida, 0,432 mm, en la lámina de latón que se utiliza de base. Por otra parte, el proceso de fabricación de la tapa de la guía requiere utilizar tanto la fresadora ProtoMat H100 como la máquina de prototipado láser. La ProtoMat H100 se utiliza para rebajar el espesor de la tapa de 1 mm hasta 0,05 mm. Una vez conseguida una lámina de latón del citado espesor ya es posible cortar las ranuras con las dimensiones deseadas. Para ello se utiliza un láser con un diámetro de haz de 25 micrómetros.

La cuña del prototipo se fabrica utilizando la ProtoMat H100, que es una fresadora de tres ejes. Para ello se sigue el procedimiento descrito a continuación.

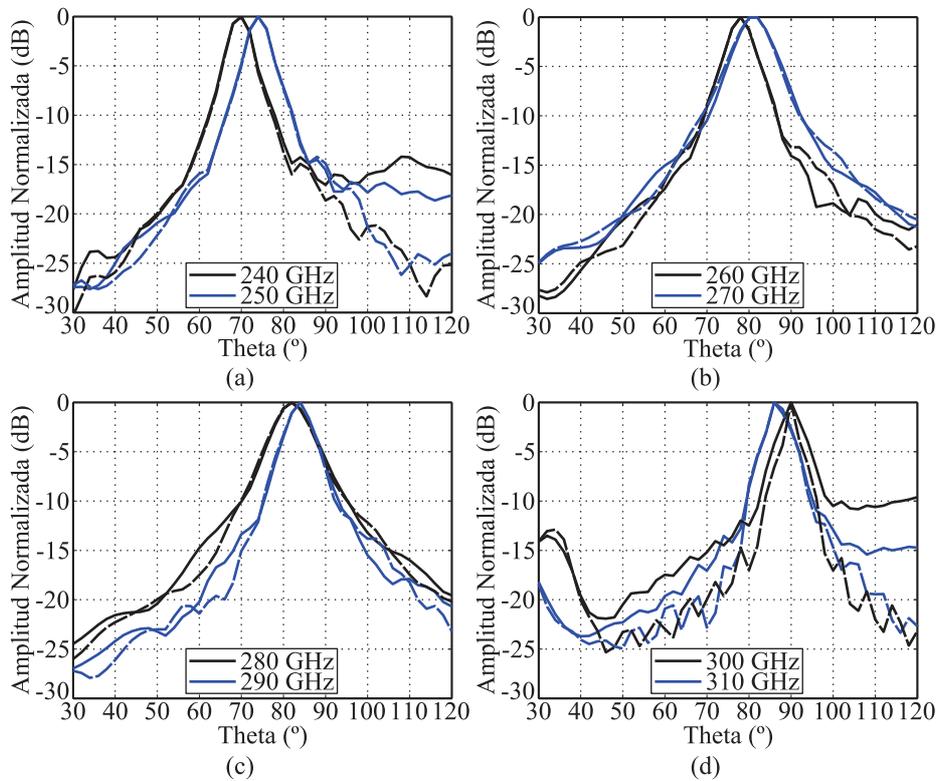


Figura 2.51: Cortes plano H simulados del diagrama de radiación en campo lejano de la guía ranurada: (a) 240 y 250 GHz, (b) 260 y 270 GHz, (c) 280 y 290 GHz, (d) 300 y 310 GHz. Nota, en trazo continuo se representa la terminación en guía abierta. En trazo discontinuo, la terminación en carga adaptada.

Este consta de las cuatro fases que se muestran en la figura 2.52. Inicialmente se rebaja la altura de toda la lámina utilizando una fresa de tipo *end-mill*. De esta forma, la altura (espesor) de la lámina final se ajusta a la deseada. A continuación, se prosigue rebajando hasta que se alcanza la altura  $h$  de la cuña deseada, pero dejando a la altura del paso inicial una zona de la anchura de la guía  $a$ . El paso final consiste en micromecanizar el chaflán que dará forma a la cuña. La herramienta elegida para hacerlo es una fresa en V de  $90^\circ$ . Empleando este procedimiento se ha fabricado la cuña de 0,330 mm de altura requerida para conectar la guía ranurada a las cabezas extensoras de frecuencia (figura 2.52 (e)).

En la figura 2.53 (a) se puede ver una fotografía del prototipo fabricado en la que se señalan distintas partes del diseño. En la parte de la derecha (b) se muestran en detalle cinco de las ranuras del prototipo.

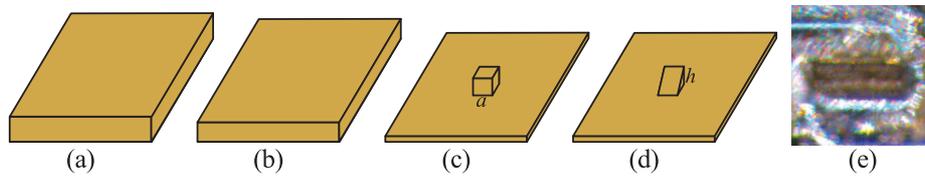


Figura 2.52: Esquema con las etapas del proceso de fabricación de la cuña de la agrupación y fotografía del prototipo obtenido.

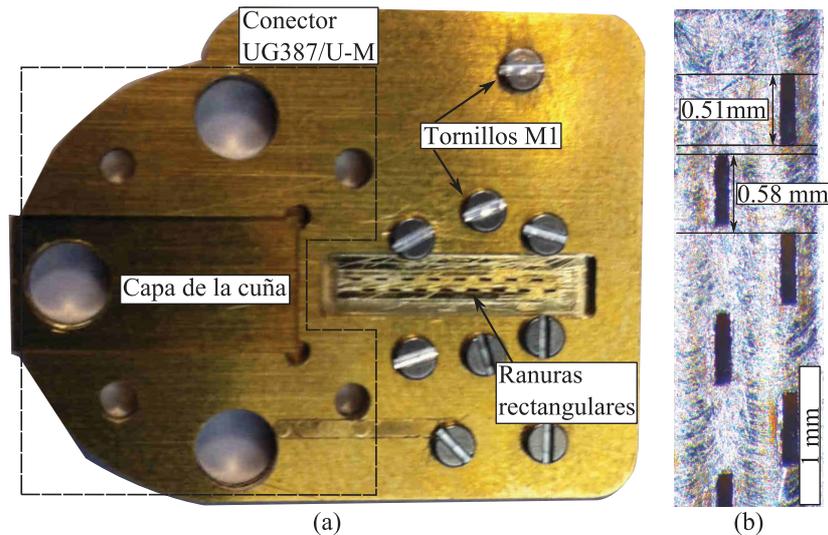


Figura 2.53: Fotografía del prototipo fabricado de la guía ranurada y detalle microscópico de las ranuras rectangulares.

### 2.5.3.2 Configuración usada para medir

Para trabajar en la banda de 220 a 330 GHz el equipamiento disponible está formado por un analizador vectorial de redes, que alcanza los 67 GHz, y por dos cabezas extensoras de frecuencia en el rango de interés. El analizador vectorial de redes elegido es un PNA-x de Agilent. Por su parte, Virginia Diodes es el fabricante de las cabezas extensoras de frecuencia. Una de ellas es transmisión-recepción y otra sólo de recepción.

Para caracterizar el diagrama de radiación de la guía ranurada se ha utilizado un rango de medida cilíndrico. Un esquema con los distintos elementos de este sistema de medida se muestra en la figura 2.11. En el montaje empleado la antena bajo medida se fija a la cabeza receptora. Esta es la que se atornilla a una mesa rotatoria utilizando un soporte fabricado a medida (figura 2.54). La antena emisora utilizada es una guía WR-3 abierta comercial. La distancia entre las dos

antenas es de 300 mm. Por lo tanto, se cumple la condición de campo lejano.

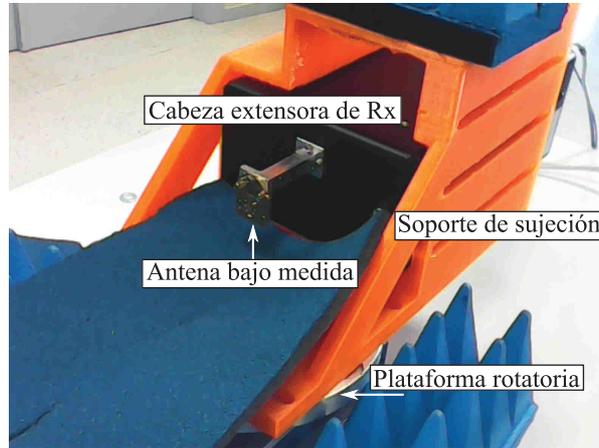


Figura 2.54: Fotografía de la parte de recepción del montaje de medida de la guía ranurada. Nota, parte del absorbente ha sido retirado para mayor claridad.

### 2.5.3.3 Medidas realizadas

Para caracterizar los parámetros más importantes del prototipo fabricado se ha empleado el equipamiento descrito en la sección anterior. El parámetro de reflexión del prototipo fabricado del sistema se muestra en la figura 2.55. El conjunto formado por la cuña y la guía ranurada está adaptado a lo largo del rango de interés.

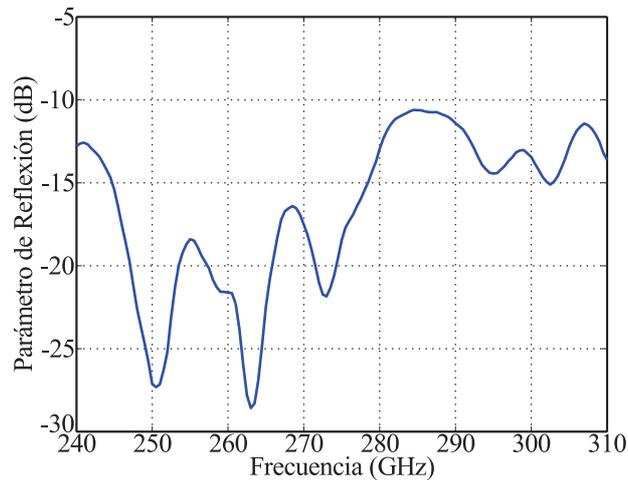


Figura 2.55: Medida del parámetro de reflexión de la guía ranurada fabricada.

En las figuras 2.56 y 2.57 se pueden ver los cortes del diagrama de radiación en campo lejano medidos empleando el rango cilíndrico. Concretamente, el corte plano E medido a la frecuencia a 310 GHz, se muestra en la figura 2.56. Se ha elegido esta frecuencia porque es la de apuntamiento transversal al eje de la agrupación.

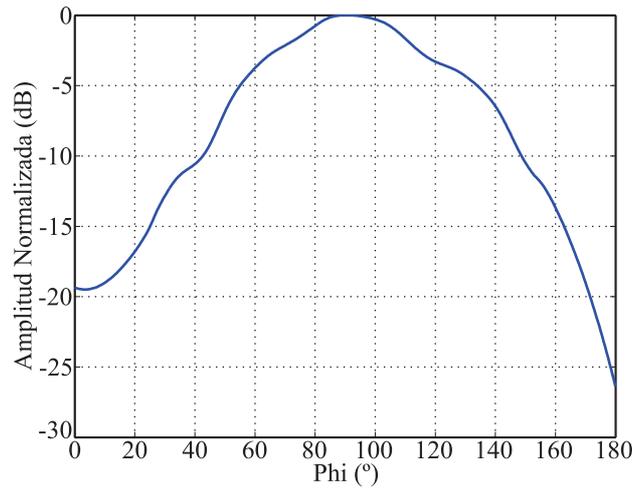


Figura 2.56: Medida del corte plano E del prototipo de la guía ranurada a 310 GHz.

Por otra parte, la figura 2.57 muestra el corte plano H medido para 240, 250, 260, 270, 280, 290, 300 y 310 GHz. Se observa que el apuntamiento del haz principal varía alrededor de  $22^\circ$  al barrer la frecuencia entre 240 y 310 GHz. Este resultado es el esperado de acuerdo al análisis realizado mediante el diagrama  $\omega$ - $\beta$  y a las simulaciones realizadas. La relación de lóbulo principal a secundario se sitúa a -7 dB para el peor caso.

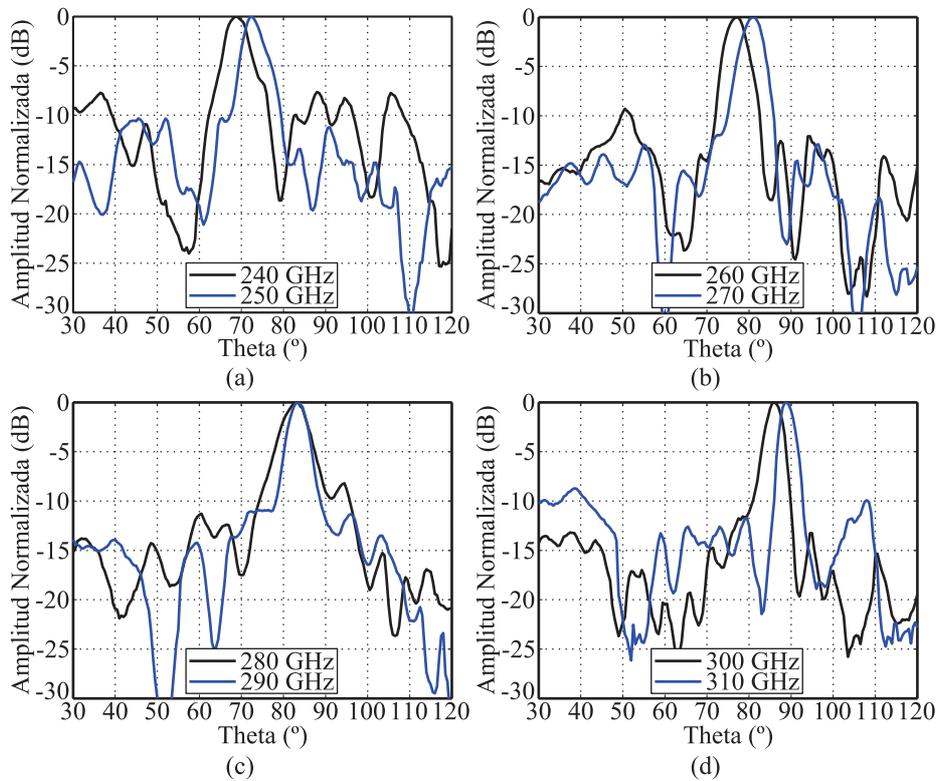


Figura 2.57: Medidas del corte plano H de la guía ranurada fabricada a distintas frecuencias: (a) 240-250 GHz, (b) 260-270 GHz, (c) 280-290 GHz, (d) 300-310 GHz.

## 2.6 Antenas microstrip de apuntamiento de haz en una dimensión mediante barrido en frecuencia

Las líneas de transmisión microstrip han sido estudiadas en detalle [4, 5] y su utilización es muy común a pocos gigahercios [4]. Sin embargo, a medida que aumenta la frecuencia de trabajo, también lo hacen las pérdidas en el dieléctrico y en el conductor, lo que limita su uso.

En los últimos años, el desarrollo de sustratos con bajas pérdidas ha permitido que aumente la frecuencia máxima de utilización de las líneas microstrip. En concreto, para el caso de las antenas en tecnología microstrip se pueden encontrar diversos diseños en banda milimétrica [18, 19] o submilimétrica [20].

### 2.6.1 Antena microstrip antípoda

En el presente apartado se describe una agrupación de antenas antípoda. Para su implementación se ha elegido tecnología microstrip. El diseño original fue realizado para operar en banda de 220 – 300 GHz. Sin embargo, por diversas cuestiones que se analizarán a lo largo de la presente sección, no ha sido posible implementar un prototipo satisfactorio en la citada banda. Para comprobar la validez del diseño, se ha realizado un escalado para operar entre 8 y 11,5 GHz. En esta banda sí se han obtenido medidas que confirman el comportamiento de *frequency scanning* de la agrupación diseñada. Para diseñar el sistema aquí descrito se parte de dos requisitos previos. La agrupación de antenas debe ser implementada sobre tecnología microstrip. Además, debe conseguirse una variación del ángulo de apuntamiento de al menos  $20^\circ$  al barrer al frecuencia de trabajo.

#### 2.6.1.1 Diseño y topología

Como es natural, el escaneo de haz mediante barrido en frecuencia precisa de sistemas que estén adaptados en un rango de trabajo relativamente amplio. Por tanto, los elementos radiantes utilizados deben ser de banda ancha. Esta premisa dificulta la utilización de la gran mayoría de los parches microstrip. Sin embargo, sí que es posible adaptar a lo largo de una banda ancha las antenas microstrip de ranura perfilada (*tapered slot antennas*). Los ejemplos más habituales de este tipo de elementos radiantes son las antenas Vivaldi, las LTSA (*Linearly Tapered Slot Antennas*) o las CWSA (*Constant Width Slot Antennas*).

La agrupación elegida tiene cuatro elementos que se alimentarán en serie. A cada uno de ellos debe llegarle una señal de la misma amplitud. Por lo tanto, la red desfasadora tendrá que cumplir dos requisitos de forma simultánea. El primero es entregar a cada elemento un 25 % de la potencia total. Además, deberá introducir el desfase necesario a cada frecuencia.

Es conocido que para que una agrupación lineal apunte de forma transversal a su eje sus elementos deben estar alimentados en fase. En la agrupación diseñada la condición de apuntamiento transversal es un desfase entre elementos adyacentes de  $2(n + 1)180^\circ$ , donde  $n \in \mathbb{N}$ . Esto se debe a la simetría que presentan los elementos radiantes utilizados.

El sustrato elegido para diseñar e implementar la agrupación es el Rogers Ultralam 3830. Este tiene un espesor de 50  $\mu\text{m}$ . Las propiedades eléctricas que proporciona el fabricante a 10 GHz son  $\epsilon_r = 2,9$  y  $\tan\delta = 0,0025$ . Para diseñar en el rango de frecuencias de interés hemos asumido que el material tendrá unas pérdidas 10 veces mayores,  $\tan\delta = 0,025$ . Además, se considera que la permitividad relativa se mantiene constante. El espesor de cobre que recubre el sustrato es de 18  $\mu\text{m}$ .

La topología de la agrupación de antenas se muestra en la figura 2.58. En ella se distinguen la red de alimentación y los elementos radiantes. En verde se muestra la línea de alimentación y los elementos de cara superior del sustrato. Los elementos colocados en la cara del plano de masa se representan en azul. En la figura se ha omitido el sustrato.

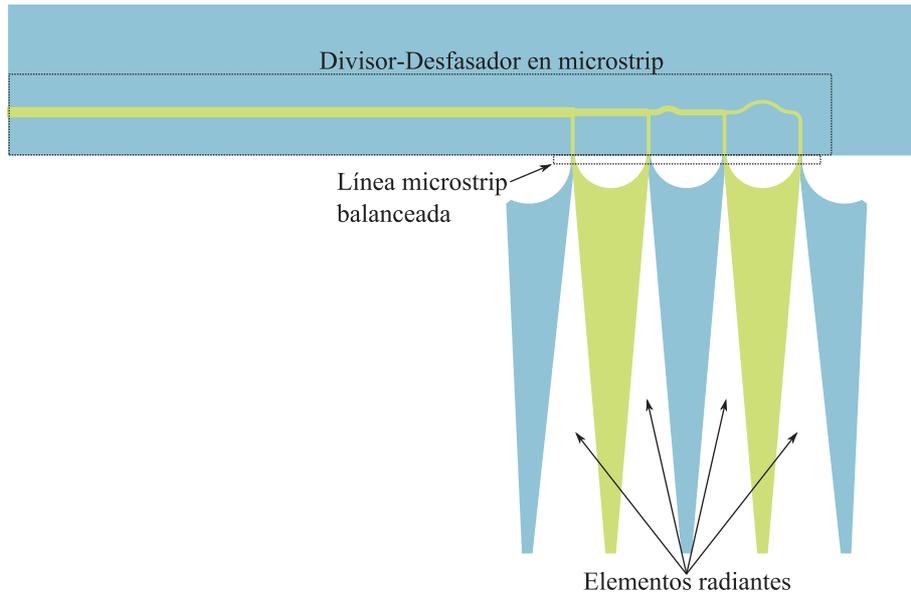


Figura 2.58: Topología de la agrupación de antenas de tipo LTSA diseñada a 300 GHz. En verde se muestra el conductor de la cara superior. En azul, el conductor de la cara inferior. El sustrato se ha omitido para mayor claridad.

**2.6.1.1.1 Elementos radiantes** Las antenas de tipo LTSA tienen, como característica general, un gran ancho de banda. Sin embargo, a la hora de alimentarlas mediante un línea microstrip este disminuye. La disminución se debe a las transiciones entre línea microstrip y línea ranurada, *slot line*. Estas tienen un ancho de banda reducido cuando se implementan en un dieléctrico de baja permitividad [21]. Para evitar la transición de línea microstrip a línea ranurada se ha elegido una antena de tipo antípoda. En las antenas LTSA una parte de la ranura se perfila en la cara superior del sustrato. La otra se perfila en la cara inferior. En consecuencia, la transición que se requiere para alimentarla es de línea microstrip a línea microstrip balanceada. Si se esta transición se diseña de forma apropiada no limita el ancho de banda del elemento radiante.

Los principales parámetros electromagnéticos de una antena LTSA dependen de su longitud y de la forma del perfil de su ranura. Se ha elegido utilizar elementos de perfil lineal debido a las restricciones del proceso de fabricación. Si

fuese necesario, sería posible obtener valores más altos de directividad utilizando perfiles curvos [22].

La configuración característica de las antenas LTSA ha sido modificada para poder reducir la distancia entre elementos  $d$ . El proceso de modificación se muestra en la figura 2.59. En (a) se representa una antena LTSA antípoda tradicional. En verde se muestra el conductor en la parte superior del sustrato y en azul el de la parte inferior. Si se combina un conductor de la parte superior con sí mismo, pero tras un simetría longitudinal, se obtiene (b). Para llegar a (c) sólo es necesario colocar los elementos de (a) en la cara inferior del sustrato. Finalmente, se obtiene una antena con dos puertos y en la que se ha reducido la distancia entre elementos. La geometría resultante es simétrica con respecto a su eje longitudinal. Por esa razón los dos puertos de la estructura deben estar en contrafase para que el apuntamiento sea transversal al eje de la agrupación.

Los valores de los parámetros que definen la geometría de la se muestran en la figura 2.59 (c). Sus valores son  $l_1 = 225 \mu\text{m}$ ,  $l_2 = 150 \mu\text{m}$ ,  $l_3 = 576 \mu\text{m}$ ,  $l_4 = 461 \mu\text{m}$  y  $l_5 = 5069 \mu\text{m}$ .

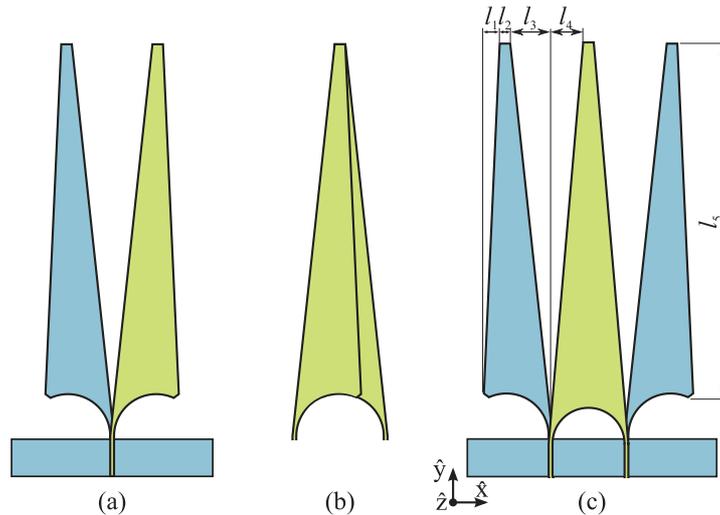


Figura 2.59: Representación esquemática de diferentes antenas LTSA: (a) LTSA tradicional, (b) unión de dos antenas LTSA tradicionales para formar la antena doble LTSA, (c) agrupación formada por antenas doble LTSA.

Las figuras 2.60 y 2.61 muestran la comparación de los diagramas de radiación del elemento base de la figura 2.59 (c) y del conjunto utilizado. En la figura 2.60 se puede ver el corte plano E para las frecuencias de 240 y 300 GHz. El equivalente para el plano H está representado en la figura 2.61. Como es de esperar, la diferencia es más importante en el caso del plano de la agrupación, es decir, del plano E. En él el uso de la agrupación permite reducir el ancho de haz.

Aunque ni el elemento base ni la agrupación de antenas son simétricos con respecto al plano del sustrato el diagrama de radiación plano H sí es, prácticamente, simétrico (figura 2.61).

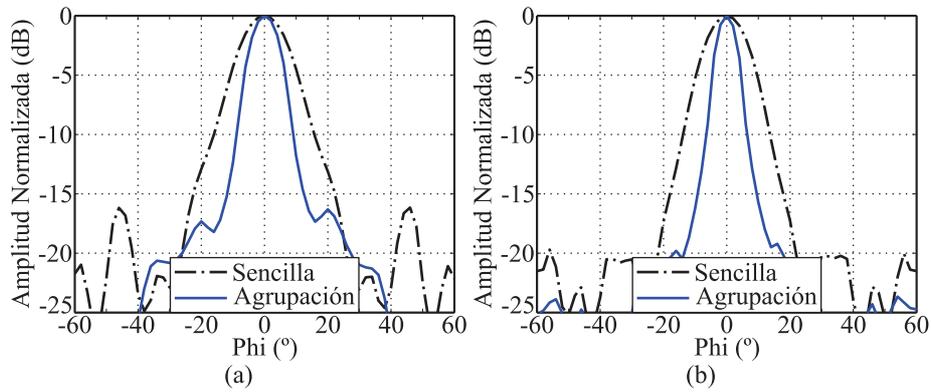


Figura 2.60: Diagrama de radiación en plano E para la agrupación simple y la propuesta: (a) 240 GHz, (b) 300 GHz.

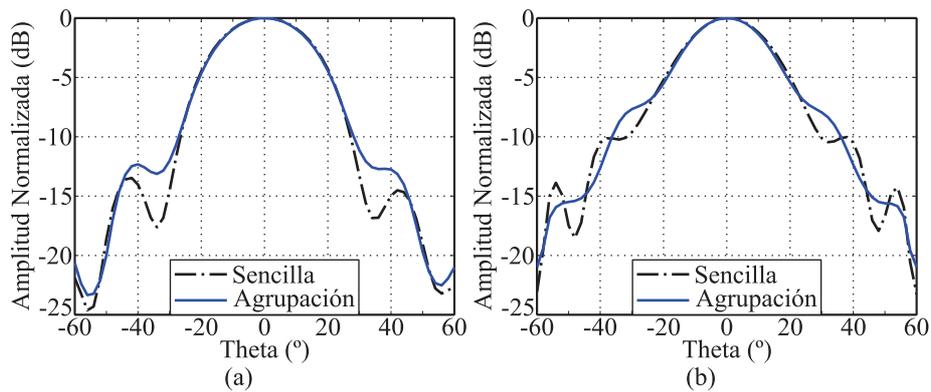


Figura 2.61: Diagrama de radiación en plano H para la agrupación simple y la propuesta: (a) 240 GHz, (b) 300 GHz.

**2.6.1.1.2 Red de alimentación** La red de alimentación ha sido diseñada para cumplir dos requisitos. El primero es entregar la misma potencia a cada elemento. El segundo consiste en que la diferencia de fase entre elementos adyacentes varíe con la frecuencia de trabajo de la forma requerida. Para la consecución de los objetivos se ha elegido que la red de alimentación sea en serie.

La utilización de una línea microstrip impone ciertas condiciones para evitar la propagación de modos superiores al quasi-TEM, que es el fundamental [23].

En este caso, la restricción es el máximo ancho de la línea,  $w$  sea menor que  $\lambda/4$ . Por lo tanto, la anchura de la línea no puede superar  $150 \mu\text{m}$ . La otra restricción viene determinada por el proceso de fabricación. Al cortar el cobre utilizando la máquina de prototipado láser las líneas menores de  $50 \mu\text{m}$  se despegan del sustrato. Estas dos condiciones acotan el rango de variación de la impedancia característica de la línea a  $270 \text{ GHz}$  entre  $45 \Omega$  y  $78 \Omega$ .

En la figura 2.62 se muestra el esquema de la red de alimentación. Las impedancias de cada tramo han sido optimizadas utilizando el esquemático de ADS. El objetivo es que la distribución de potencia entre los puertos de salida sea lo más homogénea posible (figura 2.63 (a)).

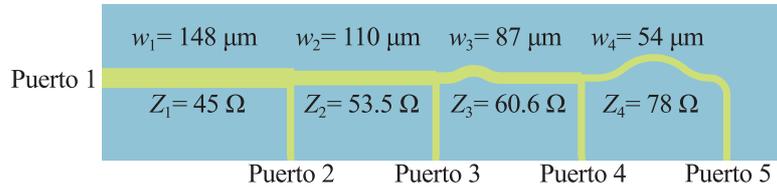


Figura 2.62: Topología de la red de alimentación de la agrupación.

Por otra parte, la red de alimentación debe proporcionar el desfase requerido entre puertos. Como ya se indicó, la condición de radiación transversal al eje para esta agrupación es que la diferencia entre dos puertos adyacentes sea de  $(2n + 1)\pi$  con  $n \in \mathbb{N}$ . El desfase introducido por un tramo de longitud  $L$  de línea microstrip depende de su anchura  $w$ . En la red de alimentación se han utilizado tramos de diferentes anchuras, por tanto, serán necesarios tramos de diferentes longitudes para conseguir que todos los elementos estén en contrafase a la frecuencia central. En consecuencia, ha sido necesario introducir secciones radiales para conseguir las longitudes necesarias en cada tramo de la red de alimentación. Los tres desfases calculados utilizando ADS Momentum se muestran en la figura 2.63 (b).

### 2.6.1.2 Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia

A continuación se analiza el comportamiento de la agrupación de antenas LTSA antípodas mediante dos herramientas. La primera es el diagrama de Brillouin. La segunda es un simulador electromagnético de onda completa. Con el diagrama de Brillouin se obtiene información gráfica sobre la agrupación. Los elementos radiantes se consideran como fuentes puntuales isotrópicas [7]. En cambio, gracias al simulador de onda completa es posible calcular con gran exactitud los parámetros fundamentales de la antena.

**2.6.1.2.1 Análisis gráfico mediante el diagrama de Brillouin** En la figura 2.64 se muestra el diagrama  $\omega$ - $\beta$  de la agrupación. La condición de radiación

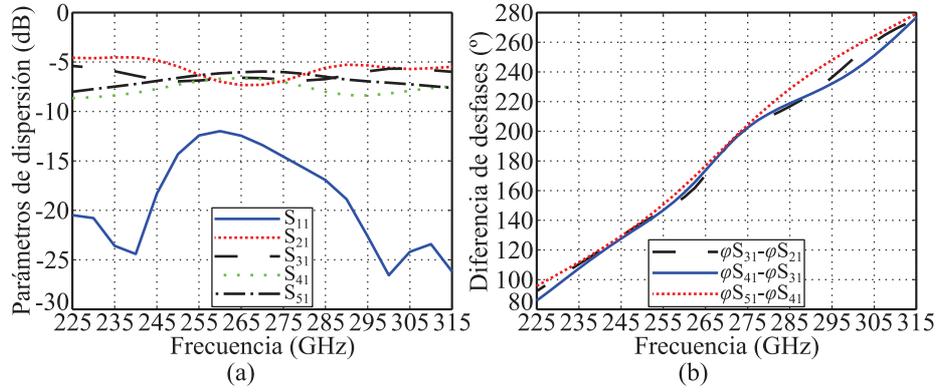
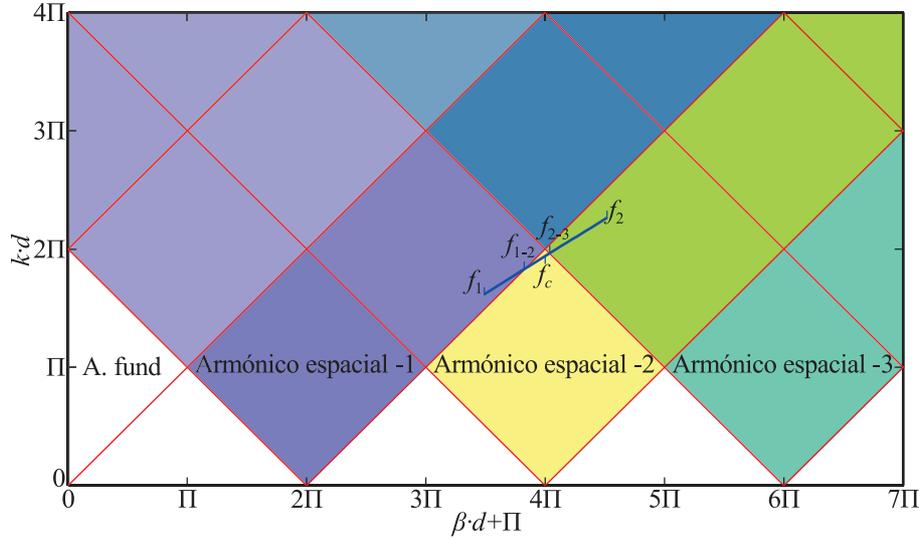


Figura 2.63: Resultados de la simulación de los parámetros de dispersión de la red de alimentación de la agrupación: (a) módulo, (b) diferencia de fases entre puertos adyacentes.

transversal es un desfase entre elementos de  $(2n+1)\pi$  con  $n \in \mathbb{N}$ . En consecuencia, la figura muestra la variación con la frecuencia de la razón  $p = kd/(\beta d + \pi)$ . Del diagrama  $\omega$ - $\beta$  se puede obtener información sobre la presencia de lóbulos de difracción en el diagrama de radiación de la antena. Para la frecuencia de apuntamiento transversal al eje de la agrupación  $f_c$  no hay lóbulos de difracción, puesto que se opera únicamente en el armónico espacial -2. La frecuencia  $f_{1-2}$  marca el límite inferior sin lóbulos de difracción. Para frecuencias menores se opera tanto en el armónico espacial -2 como en el armónico espacial -1. De esta manera, a medida que disminuye la frecuencia de operación, el lóbulo principal se irá desplazando hacia ángulos cada vez más negativos. Por su parte, el lóbulo de difracción perteneciente al armónico espacial -1 se desplaza hacia ángulos menos negativos partiendo de  $-90^\circ$ . El análisis equivalente puede realizarse para las frecuencias mayores que  $f_{2-3}$ .

La constante de fase de una línea microstrip,  $\beta$ , se relaciona con el número de onda siguiendo  $\beta^2 = \epsilon_e k^2$ . Debido a que  $\epsilon_e$  varía con la frecuencia, una línea microstrip es un medio dispersivo. Para el cálculo de  $\epsilon_e(f)$  se ha utilizado la expresión empírica recogida en [4] adaptada a las características de la línea microstrip utilizada (2.17). En la expresión  $W$  representa el ancho de línea,  $H$  el alto del sustrato,  $T$  el espesor del conductor y  $\epsilon_r$  es la permitividad relativa del sustrato. Para todos los cálculos relacionados con el diagrama  $\omega$ - $\beta$  se ha utilizado el tramo recto de anchura  $W_2 = 110 \mu\text{m}$  representado en la figura 2.62.

$$\epsilon_e(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_e(0)}{1 + (f/f_a)^m} \quad (2.17a)$$

Figura 2.64: Diagrama  $\omega$ - $\beta$  de la agrupación de antenas LTSA antípoda.

$$f_a = \frac{f_b}{0,75 + (0,75 - 0,332\epsilon_r^{-1,73})W/H} \quad (2.17b)$$

$$f_b = \frac{47,746}{H\sqrt{\epsilon_r - \epsilon_e(0)}} \arctan \left( \epsilon_r \sqrt{\frac{\epsilon_e(0) - 1}{\epsilon_r - \epsilon_e(0)}} \right) \quad (2.17c)$$

$$m = 1 + \frac{1}{1 + \sqrt{W/H}} + 0,32(1 + \sqrt{W/H})^{-3} \quad (2.17d)$$

$$\epsilon_e(0) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{12H}{W} \right)^{-1/2} - 0,217(\epsilon_r - 1) \frac{T}{\sqrt{WH}} \quad (2.17e)$$

El análisis mediante diagrama  $\omega$ - $\beta$  también permite conocer la variación del ángulo de apuntamiento  $\theta_p$  para cada frecuencia de interés (3.4). Esta variación se representa en la figura 2.65 y es de  $30^\circ$ . También es posible conocer la variación del ancho de haz a -3 dB utilizando (3.5). En ambos casos,  $p = kd/(\beta d + \pi)$  para cumplir la condición de radiación transversal de la agrupación utilizada. Si se utilizase una línea de alimentación que fuese no dispersiva se podría obtener una mayor variación del ángulo de apuntamiento. Este último resultado es el contrario al mostrado en la figura 2.8. La diferencia se debe a que en el caso de la agrupación de ranuras los valores de  $p$  son decrecientes con la frecuencia, mientras que para la agrupación de antenas LTSA antípoda aquí analizada son crecientes.

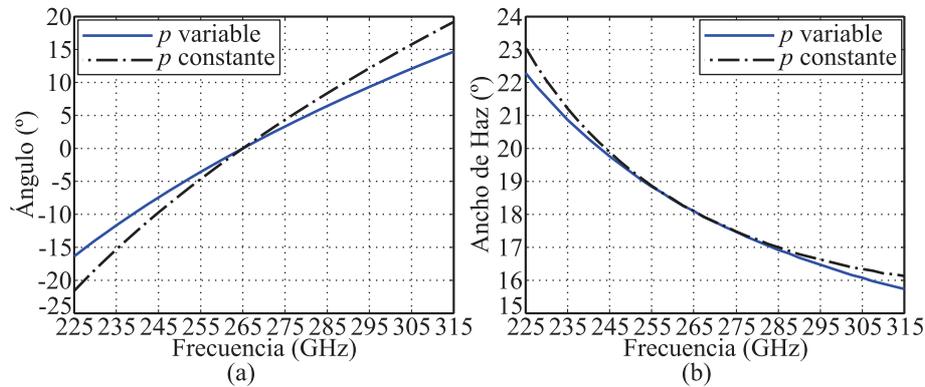


Figura 2.65: Parámetros característicos de la agrupación inferidos del diagrama  $\omega$ - $\beta$ : (a) ángulo de apuntamiento, (b) ancho de haz a -3 dB. Nota, en azul se muestran los resultados para la agrupación diseñada, en negro, si la red de alimentación fuese no dispersiva.

**2.6.1.2.2 Análisis usando un simulador de onda completa** La red de alimentación de la agrupación ha sido diseñada utilizando ADS. Sin embargo, este simulador, al menos en su versión de 2009, no permite analizar antenas TSA. Esto se debe a que considera el sustrato como indefinido. Por lo tanto, es necesario un simulador electromagnético de onda completa en 3D. Feko ha sido el escogido para analizar los parámetros fundamentales de la agrupación. El principal motivo de la elección es la facilidad que ofrece de poner a los puertos de alimentación la impedancia deseada.

En la figura 2.66 (a) se ha representado el parámetro de reflexión de la agrupación. Esta está adaptada en todo el rango de interés. Por su parte, en la figura 2.66 (b) se muestra el corte correspondiente al plano H a 265 GHz, que es la frecuencia central. En este plano no hay variación del ángulo de apuntamiento del lóbulo principal con el barrido en frecuencia.

Los cortes plano E del diagrama radiación en campo lejano se pueden ver en la figura 2.67, se corresponden con las siguientes frecuencias: 225 GHz, 245 GHz, 265 GHz, 285 GHz, 305 GHz y 315 GHz. La variación del ángulo de apuntamiento es similar a la obtenida mediante el diagrama  $\omega$ - $\beta$ . Sin embargo, para la frecuencia de 225 GHz, la diferencia es de 5°. Esta variación se debe a que los tramos de línea que introducen los desfases son de distinta impedancia característica y de distinta longitud. En consecuencia, no es posible obtener el mismo desfase a lo largo de todo la banda de trabajo. Este hecho se puede apreciar con claridad en la figura 2.63 (b).

Tanto en el corte plano E a 225 GHz como en el de 315 GHz se puede observar el lóbulo de difracción. Este fue predicho utilizando el diagrama  $\omega$ - $\beta$ , que además

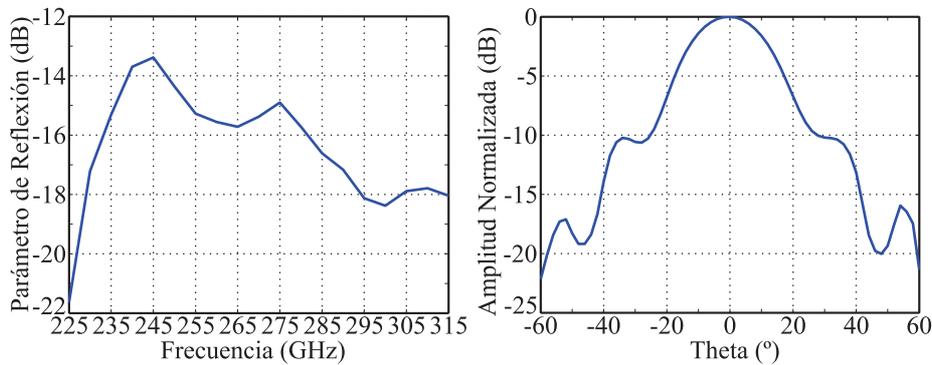


Figura 2.66: (a) Simulación del parámetro de reflexión de la agrupación. (b) Simulación del corte plano H en campo lejano a 265 GHz.

se usó para analizar su comportamiento.

### 2.6.1.3 Resultados experimentales

**2.6.1.3.1 Montaje de prototipos** El sustrato utilizado para fabricar el circuito es Ultram 3000 de Rogers de  $50\ \mu\text{m}$  de espesor. El uso de antenas antípodas requiere eliminar cobre de las dos caras del sustrato, para ello se emplea la máquina de prototipado láser ProtoLaser S.

El equipamiento disponible para trabajar en la banda de frecuencias de interés son las cabezas extensoras de frecuencia de Virginia Diodes. Debido a que estas terminan en guía de onda ha sido necesario diseñar y fabricar una transición de guía de onda WR-3 a línea microstrip. De esta manera, es posible alimentar el prototipo fabricado [24]. En la figura 2.68 se muestra el prototipo de la agrupación y la transición. Al utilizar un sustrato de  $50\ \mu\text{m}$  de espesor se distinguen claramente las zonas con cobre de la inferior del prototipo.

El prototipo fabricado ha sido caracterizado utilizando el equipamiento habitual. Es decir, un analizador vectorial de redes y las cabezas extensoras de frecuencia necesarias. Sin embargo, las medidas realizadas no han resultado satisfactorias. En consecuencia, no se ha podido confirmar la variación del ángulo de apuntamiento del lóbulo principal con el barrido en frecuencia. Los motivos no han sido estudiados en profundidad. Sin embargo, las causas más plausibles son dos. El primero, la dificultad de acoplar la línea microstrip a la transición a guía de onda. El segundo es la alta atenuación de una línea microstrip. Su valor típico a 300 GHz es de  $150\ \text{dB/m}$  [1].

Para demostrar la validez del diseño se ha realizado una adaptación del mismo para operar en la banda de  $8 - 11,5\ \text{GHz}$  [25]. El sustrato elegido en este caso es Arlon 25 N, de  $765\ \mu\text{m}$  de espesor. El procedimiento de diseño utilizado y el

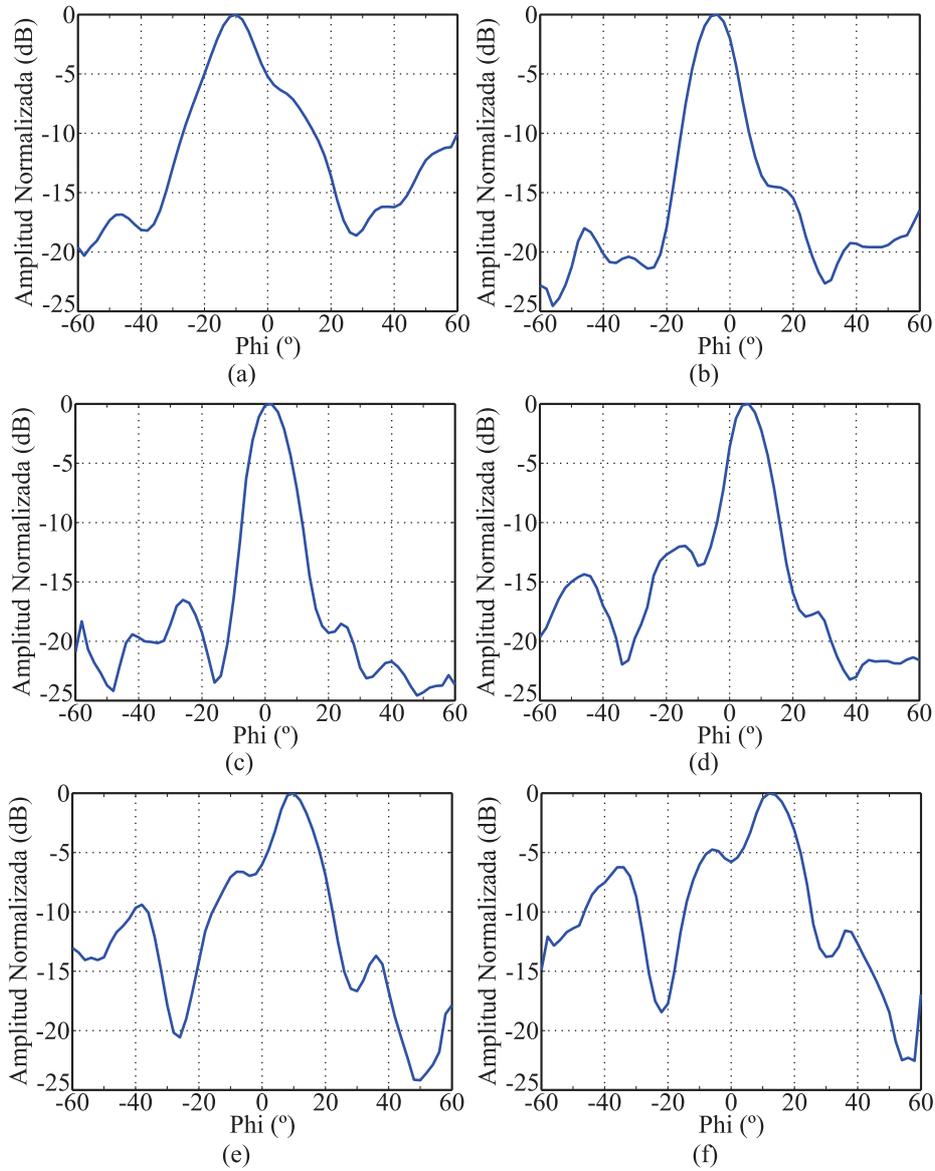


Figura 2.67: Simulación del corte plano E en campo lejano: (a) 225 GHz, (b) 245 GHz, (c) 265 GHz, (d) 285 GHz, (e) 305 GHz, (f) 315 GHz.

análisis de las capacidades de *frequency scanning* es idéntico al descrito para la agrupación de 220 a 330 GHz. De igual modo, para fabricar el prototipo se han seguido los mismos pasos. Sin embargo, trabajar entre 8 y 11,5 GHz tiene, en este caso, dos grandes ventajas. No es necesaria la transición entre guía de onda rectangular y línea microstrip, ya que es posible utilizar directamente un conector

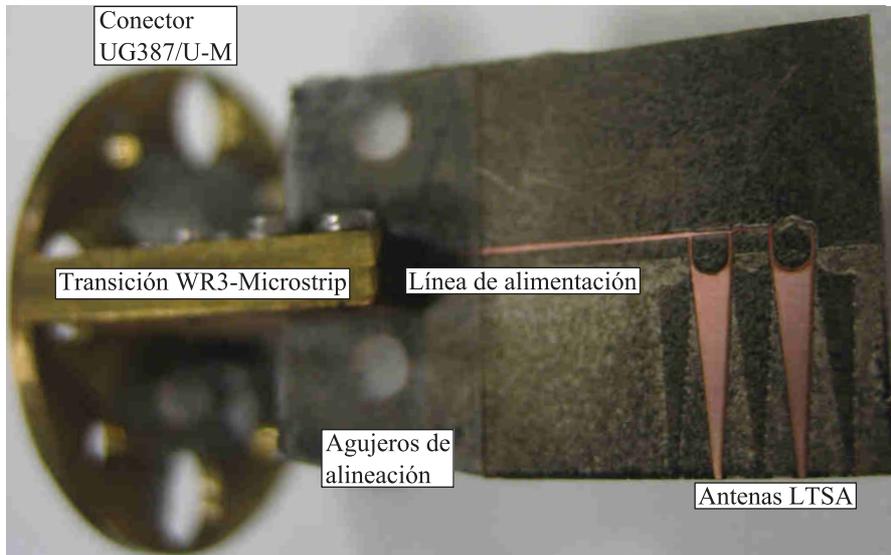


Figura 2.68: Fotografía de la agrupación de antenas LTSA antípodas y de la transición utilizada en la banda de 220 a 330 GHz.

SMA. Además la influencia de la precisión de fabricación es prácticamente despreciable. Las dos caras del prototipo construido se pueden ver en la figura 2.69. Las dimensiones de la antena son  $l_1 = 8,5$  mm,  $l_2 = 3,93$  mm,  $l_3 = 18,1$  mm,  $l_4 = 11,66$  mm y  $l_5 = 117,7$  mm.

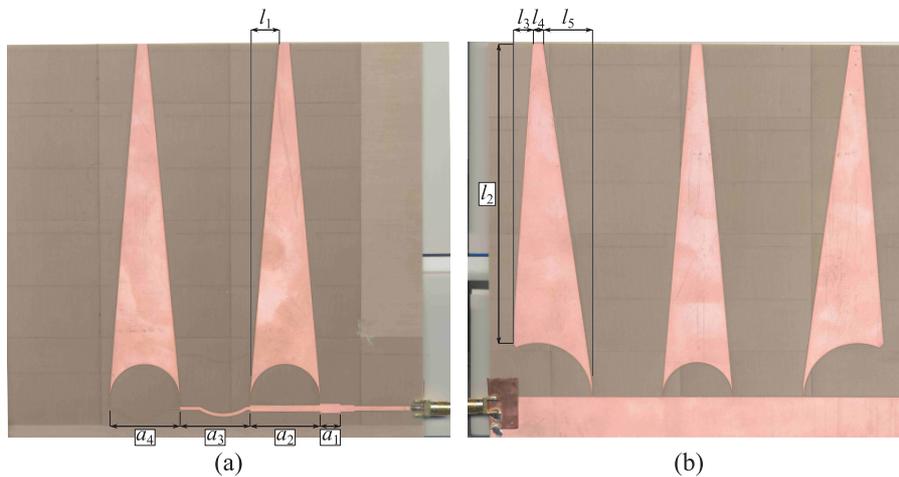


Figura 2.69: Fotografía de la agrupación de antenas LTSA antípodas a 10 GHz: (a) cara superior, (b) cara inferior.

**2.6.1.3.2 Configuración usada para medir** Para caracterizar entre 8 y 11,5 GHz el funcionamiento del prototipo fabricado se ha utilizado un analizador vectorial de redes y una cámara anecoica. El analizador vectorial de redes empleado es del ZVK de Rohde & Schwarz y su frecuencia máxima de operación es 40 GHz. El montaje utilizado se representa en la figura 2.70. Con esta configuración ha sido posible medir los cortes plano E y plano H del diagrama de radiación en campo lejano de la agrupación.

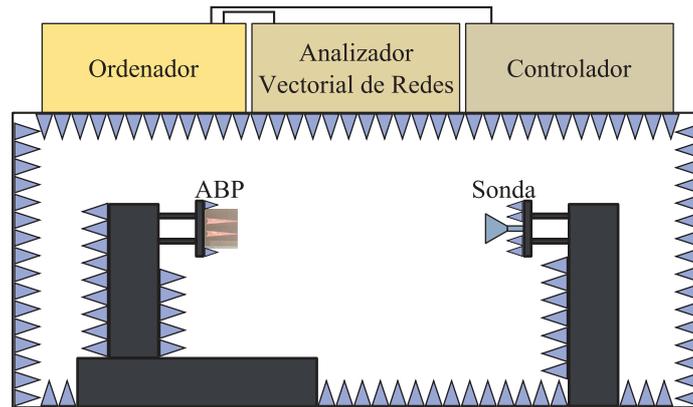


Figura 2.70: Esquema de la cámara anecoica utilizada para caracterizar el diagrama de radiación del prototipo.

**2.6.1.3.3 Medidas realizadas** Las medidas realizadas permiten comprobar que el prototipo fabricado es capaz de modificar su ángulo de apuntamiento a medida que varía la frecuencia de operación. Se presentan tanto las simulaciones realizadas utilizando Feko como las medidas llevadas a cabo. El sistema de coordenadas con el que se representan los diagramas de radiación es el mostrado en la figura 2.59.

En la figura 2.71 (a) se muestra la simulación y la medida del parámetro de reflexión de la agrupación. El sistema está adaptado a lo largo de toda la banda de interés. Es decir, su ancho de banda de adaptación es, aproximadamente, un 40%.

Por otra parte, el corte plano H del diagrama de radiación simulado y medido en campo lejano a 9,5 GHz se representa en la figura 2.71 (b). Pese a que la cara superior y la inferior del sustrato no son iguales el diagrama de radiación de la agrupación sí que es prácticamente simétrico.

La variación del ángulo de apuntamiento con el barrido de la frecuencia se puede apreciar en la figura 2.72. En esta figura se representan tanto las simulaciones como las medidas del corte plano E del diagrama de radiación. Las frecuencias elegidas son: 8 GHz, 9 GHz, 9,5 GHz, 10 GHz, 10,5 GHz y 11,5 GHz.

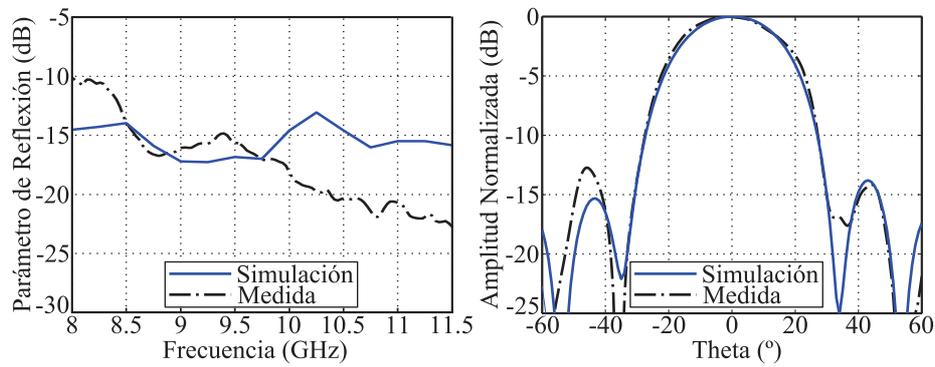


Figura 2.71: Medidas realizadas sobre el prototipo fabricado: (a) parámetro de reflexión, (b) corte plano H del diagrama de radiación simulado y medido de la agrupación de antenas LTSA a 9,5 GHz.

Las medidas confirman el comportamiento predicho por las simulaciones. Se ha obtenido una variación del ángulo de apuntamiento superior a  $20^\circ$  al barrer la frecuencia de trabajo entre 8 GHz y 11,5 GHz. Asimismo, también se pueden ver en las simulaciones y en las medidas los dos lóbulos de difracción que se han analizado utilizando el diagrama  $\omega$ - $\beta$  para el diseño equivalente en la banda de 220- 330 GHz.

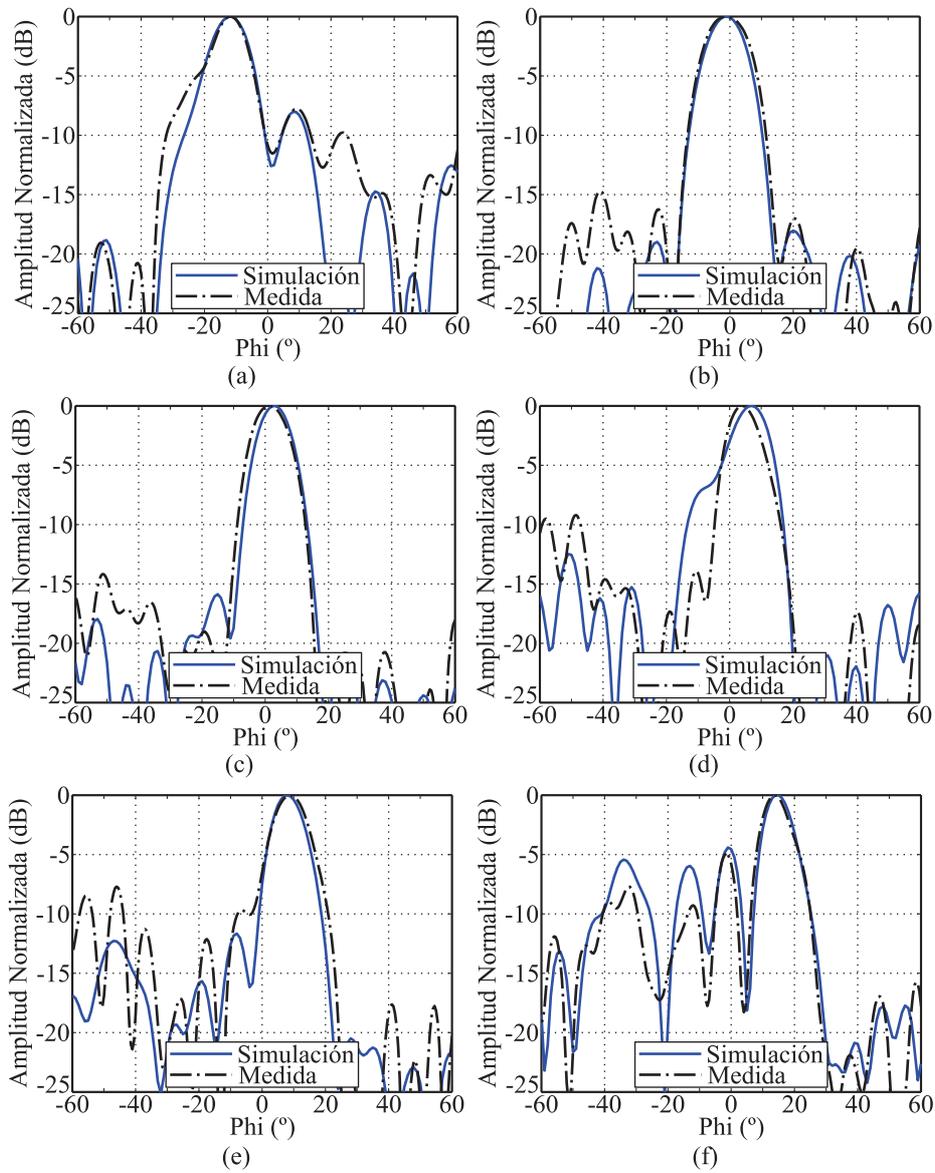


Figura 2.72: Simulaciones y medidas del corte plano E del diagrama de radiación de la agrupación de antenas LTSA: (a) 8 GHz, (b) 9 GHz, (c) 9,5 GHz, (d) 10 GHz, (e) 10,5 GHz, (f) 11,5 GHz.

## 2.7 Conclusiones

A lo largo del presente capítulo se han presentado y analizado diversas agrupaciones de antenas en banda submilimétrica. A todas las une una característica

común: el ángulo de apuntamiento de su lóbulo principal varía al barrer la frecuencia de trabajo. Se han descrito agrupaciones en tecnología microstrip así como agrupaciones en guía de onda rectangular WR-3.

Para los procesos de diseño y análisis de las agrupaciones se han utilizado dos herramientas. Una es la simulación electromagnética, que es una herramienta de aplicación general a los circuitos y antenas. La otra herramienta utilizada es el diagrama de Brillouin o diagrama  $\omega$ - $\beta$ . Esta segunda técnica es específica de las agrupaciones de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia.

En el caso de las agrupaciones en guía de onda se han presentado resultados de prototipos de agrupaciones lineales y de agrupaciones planas. En el caso de la agrupación en tecnología microstrip no se han obtenidos resultados en banda submilimétrica. Por lo tanto, para verificar la validez del diseño, este ha sido adaptado para operar en la banda de 8 a 11,5 GHz.

# Bibliografía

- [1] C. Yeh, F. Shimabukuro, and P. H. Siegel, “Low-loss terahertz ribbon waveguides,” *Applied Optics*, vol. 44, pp. 5937–5946, 2005. 34, 55, 59, 122, 196
- [2] F. Arndt, I. Ahrens, U. Papziner, U. Wiechmann, and R. Wilkeit, “Optimized e-plane t-junction series power dividers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-35, pp. 1052–1059, 1987. 56
- [3] S. David and W. K. Kahn, “Optimal 3-port power dividers derived from hybrid-t prototypes,” *Microwave Symposium Digest, G-MTT International*, pp. 54–57, 1967. 57, 73
- [4] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*. IEEE Press, 2th ed., 2001. 27, 29, 59, 64, 113, 119
- [5] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, Inc., 3rd ed., 2005. 26, 27, 28, 59, 64, 113
- [6] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*. John Wiley & Sons, 2nd ed., 1997. 60
- [7] A. Ishimaru and H. S. Tuan, “Theory of frequency scanning of antennas,” *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 144–150, 1962. 14, 62, 118, 142
- [8] L. B. Felsen, “Radiation from a tapered surface wave antenna,” *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 8, pp. 577–586, 1960. 84
- [9] F. J. Zucker, “Surface and leaky-wave antennas,” in *Antenna Engineering Handbook* (H. Jasik, ed.), McGraw-Hill, 1st ed., 1961. 84, 85
- [10] R. Cambor, S. V. Hoeye, C. Vázquez, G. Hotopan, M. Fernández, A. Hada-rig, and F. L. Heras, “Submillimeter wave  $8 \times 1$  antenna array with dielectric rods to improve the radiation pattern,” in *European Microwave Conference (EuMC)*, IEEE, 2013. 84

- [11] S. Kobayashi, R. Mittra, and R. Lampe, “Dielectric tapered rod antennas for millimeter-wave applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 30, pp. 54–58, 1982. 85, 98, 100
- [12] K. L. Klohn, R. E. Horn, H. Jacobs, and E. Freibergs, “Silicon waveguide frequency scanning linear array antenna,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 26, pp. 764–773, 1978. 85, 100, 101
- [13] P. D. Cunningham, N. N. Valdés, F. A. Vallejo, L. M. Hayden, B. Polishak, X. Zhou, J. Luo, A. K. Jen, J. C. Williams, and R. J. Twieg, “Broadband terahertz characterization of the refractive index and absorption of some important polymeric and organic electro-optic materials,” *Journal of Applied Physics*, vol. 109, 2011. 85
- [14] J. L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook*. McGraw-Hill Education, 4th ed., 2007. 102
- [15] R. S. Elliott, “On the design of traveling-wave-fed longitudinal shunt slot arrays,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium*, IEEE, 1979. 102
- [16] E. D. Cullens, L. Ranzani, K. J. Vanhille, E. N. Grossman, N. Ehsan, and Z. Popović, “Micro-fabricated 130–180 ghz frequency scanning waveguide arrays,” *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, pp. 3647–3653, 2012. 102
- [17] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*. Artchek House, 2th ed., 2005. 11, 103
- [18] K. Hettak, M. G. Stubbs, K. Elgaid, and I. G. Thayne, “Design and characterization of elevated cpw and thin film microstrip structures for millimeter-wave applications,” in *European Microwave Conference*, IEEE, 2005. 113
- [19] G. E. Ponchak and A. N. Downey, “Characterization of thin film microstrip lines on polyimide,” *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 21, pp. 171–176, 1998. 113
- [20] A. Vayonakis, A. Goldin, H. Leduc, C. Luo, and J. Zmuidzinas, “Precision measurements of the properties of thin-film superconducting microstrip lines at 100-500 ghz,” in *14th International Symposium on Space Terahertz Technology*, IEEE, 2003. 113
- [21] K. F. Lee and W. Chen, *Advances in Microstrip and Printed Antennas*. John Wiley & Sons, 1st ed., 1997. 115

- [22] R. Q. Lee and R. N. Simons, "Tapered slot antenna," in *Advances in Microstrip and Printed Antennas* (K. F. Lee and W. Chen, eds.), John Wiley & Sons, Inc., 1st ed., 1997. 116
- [23] Y. T. Lo and S. W. Lee, *Antenna Handbook, Volume III Applications*. Van Nostrand Reinhold, 1st ed., 1993. 117
- [24] R. Cambior, S. V. Hoeye, G. Hotopan, C. Vázquez, M. Fernández, and F. Las-Heras, "Easily-manufacturable waveguide to microstrip submm-wave transition," in *Infrared Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 2010 35th International Conference on*, IEEE, 2010. 122
- [25] R. Cambior, S. V. Hoeye, C. Vázquez, G. Hotopan, M. Fernández, and F. Las-Heras, "Frequency scanning array composed of antipodal linearly tapered slot antennas," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, pp. 468–479, 2012. 122



## Capítulo 3

# Antenas de apuntamiento de haz en dos dimensiones mediante barrido en frecuencia

### Índice

---

<b>3.1</b>	<b>Introducción . . . . .</b>	<b>134</b>
<b>3.2</b>	<b>Agrupación de <math>8 \times 8</math> aperturas de escaneo en 2D . . .</b>	<b>135</b>
3.2.1	Diseño y topología . . . . .	135
3.2.1.1	Red de distribución plano E . . . . .	136
3.2.1.2	Red de distribución plano H . . . . .	138
3.2.2	Análisis del sistema de escaneo bidimensional mediante el factor de agrupación . . . . .	140
3.2.3	Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia . .	141
3.2.3.1	Análisis gráfico mediante el diagrama de Brillouin . . . . .	142
3.2.3.2	Análisis mediante simulador de onda completa	145
3.2.4	Resultados experimentales . . . . .	148
3.2.4.1	Montaje de prototipos . . . . .	148
3.2.4.2	Configuración usada para medir . . . . .	151
3.2.4.3	Medidas realizadas . . . . .	152
<b>3.3</b>	<b>Agrupación de guías ranuradas en paralelo de escaneo en 2D . . . . .</b>	<b>157</b>
3.3.1	Diseño y topología . . . . .	158
3.3.1.1	Red de distribución plano H . . . . .	158
3.3.1.1.1	Divisor plano H . . . . .	158
3.3.1.1.2	Red desfasadora plano H . . . . .	159

3.3.1.2	Agrupación de ocho guías ranuradas en paralelo	160
3.3.2	Análisis mediante el factor de agrupación de las capacidades de escaneo del sistema. . . . .	161
3.3.3	Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia . . .	163
3.3.3.1	Análisis gráfico mediante el diagrama de Brillouin . . . . .	163
3.3.3.2	Análisis mediante simulador de onda completa	165
3.3.4	Resultados experimentales . . . . .	167
3.3.4.1	Montaje de prototipos . . . . .	167
3.3.4.2	Configuración usada para medir . . . . .	169
3.3.4.3	Medidas realizadas . . . . .	170
<b>3.4</b>	<b>Agrupación de guías ranuradas en serie de escaneo en 2D . . . . .</b>	<b>175</b>
3.4.1	Diseño y topología . . . . .	175
3.4.1.1	Elementos Radiantes . . . . .	176
3.4.1.2	Red de distribución . . . . .	178
3.4.2	Análisis del sistema de escaneo bidimensional mediante el factor de agrupación . . . . .	179
3.4.3	Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia . . .	182
3.4.3.1	Análisis gráfico mediante el diagrama de Brillouin . . . . .	182
3.4.3.2	Análisis mediante simulador de onda completa	185
3.4.4	Resultados experimentales . . . . .	188
3.4.4.1	Montaje de prototipos . . . . .	188
3.4.4.2	Configuración usada para medir . . . . .	189
3.4.4.3	Medidas realizadas . . . . .	189
<b>3.5</b>	<b>Conclusiones . . . . .</b>	<b>196</b>

---

### 3.1 Introducción

En el capítulo anterior se presentaron diversas agrupaciones de antenas con una característica común: la variación de su frecuencia de trabajo lleva aparejada una modificación del ángulo de apuntamiento de su lóbulo principal. Esta modificación se produce a lo largo de una única dimensión y ha sido aprovechada en sistemas de adquisición de imágenes en banda submilimétrica [1, 2].

En el capítulo actual el objetivo es ir más allá y presentar agrupaciones en banda submilimétrica capaces de realizar escaneo bidimensional, es decir, que permitan obtener información de un plano sólo mediante barrido electrónico. De

esta manera, se daría un paso importante para prescindir de partes móviles en numerosas aplicaciones.

Habitualmente, para obtener una agrupación de antenas de barrido bidimensional se combinan diversas técnicas entre las que destacan: los desfasadores digitales, las lentes de Rotman, las matrices de Butler y el escaneo en frecuencia [3, 4, 5]. En este trabajo se ha optado por utilizar el doble escaneo en frecuencia. Esto es, se utiliza el barrido de la frecuencia para conseguir escanear el haz en dos direcciones ortogonales y, en consecuencia, lograr que el haz de la agrupación escanee el plano de interés.

En el presente capítulo se analizarán tres agrupaciones de antenas planas, en banda submilimétrica, en las que el ángulo de apuntamiento de su haz principal varía a lo largo de un plano al barrer la frecuencia de operación. Debido a que los prototipos que mejores resultados ofrecieron en el capítulo 2 fueron en guía de onda rectangular, ésta es la tecnología de fabricación elegida para las agrupaciones aquí presentadas.

## 3.2 Agrupación de $8 \times 8$ aperturas de escaneo bidimensional mediante barrido en frecuencia

La agrupación descrita en esta sección sigue los principios básicos de diseño y operación que se presentaron en la sección 2.2 del capítulo 2. Sin embargo, con la introducción de una segunda red desfasadora se ha conseguido que el barrido realizado por el haz de la antena pase de ser unidimensional a bidimensional. El rango de operación del sistema es de 220 GHz a 320 GHz y, además, se busca obtener el máximo rango de escaneo.

### 3.2.1 Diseño y topología

La agrupación de  $8 \times 8$  aperturas con escaneo bidimensional ha sido diseñada íntegramente utilizando elementos basados en guías metálicas rectangulares WR-3, cuyas dimensiones son  $a = 0,432 \text{ mm} \times b = 0,864 \text{ mm}$ . Para su análisis, el sistema se puede descomponer en dos partes diferenciadas: la red de distribución plano E y la red de distribución plano H. Como es natural, esta distinción obedece a su orientación con respecto al campo eléctrico, o lo que es lo mismo, a su profundidad de fabricación. A lo largo de este apartado se analizarán por separado las dos redes, tanto de forma analítica como utilizando un simulador electromagnético de onda completa.

### 3.2.1.1 Red de distribución plano E

La red de distribución plano E se sitúa a la entrada de la agrupación y su función es alimentar los ocho sistemas de escaneo plano H, que son los que finalizan en los  $8 \times 8$  elementos radiantes. La red recibe su nombre de los divisores plano E, que son aquellos cuyas salidas se abren en dicho plano. Por lo tanto, en este caso, todos los elementos de la red de distribución plano E tienen una profundidad de 0,864 mm. En la figura 3.1 se muestra la topología de la red de distribución plano E, incluyendo sus dos partes principales: el divisor y la red desfasadora.

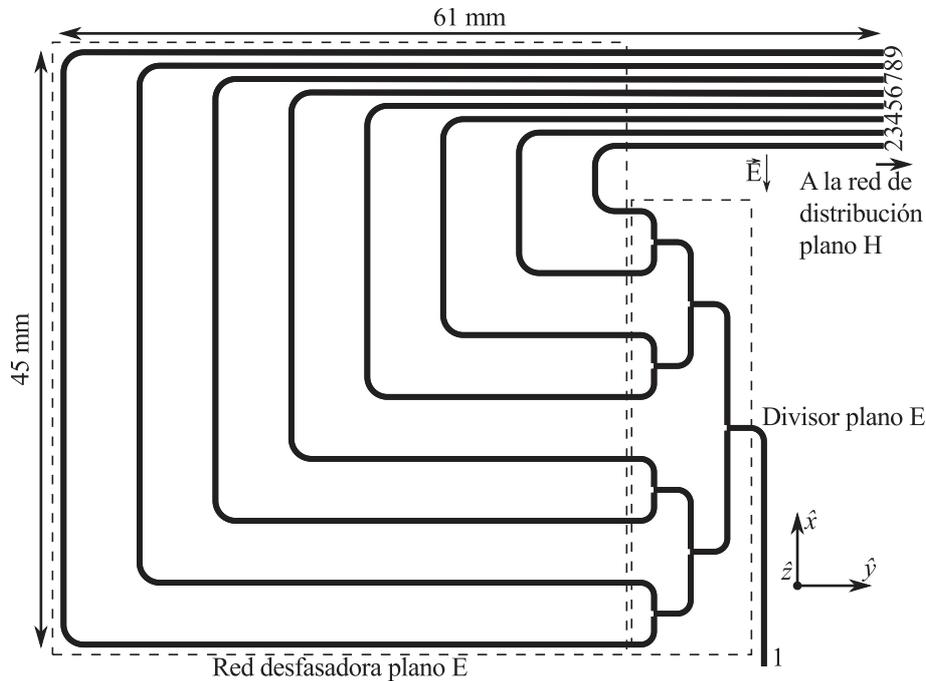


Figura 3.1: Topología de la red de distribución plano E.

**Divisor plano E** Para diseñar un divisor plano E de una entrada y ocho salidas se ha seguido el esquema utilizado en la sección 2.2.1.1. Es decir, el elemento base elegido es un divisor en T, de tipo plano E, con septo. Colocando de forma conveniente siete elementos en cascada se obtendrá el divisor 1 a 8 deseado.

La topología del divisor en T plano E se muestra en la figura 3.2 (a). El parámetro  $B$  hace referencia a la longitud del septo y toma un valor  $B = 0,177$  mm, mientras que su anchura es  $H = 0,425$  mm. El divisor 1:2 está adaptado a lo largo de la banda de interés y sus pérdidas de inserción están alrededor de 3,25 dB, tal y como se muestra en la figura 3.2 (b).

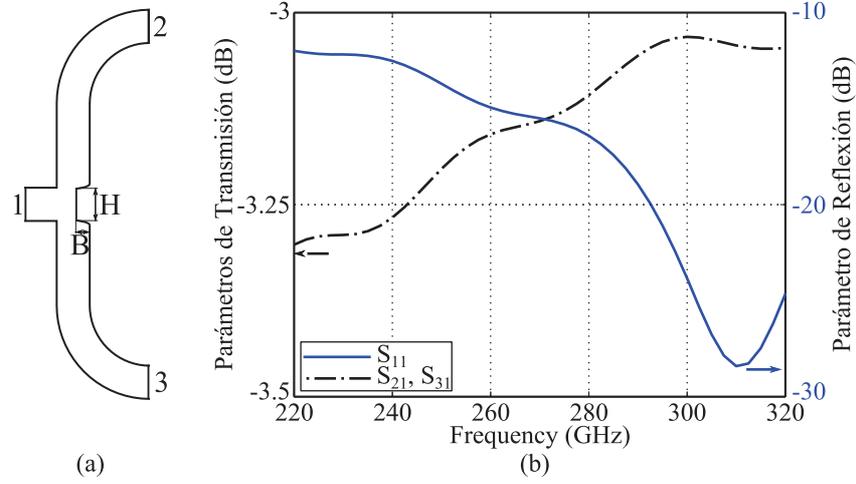


Figura 3.2: Divisor en T plano E utilizado: (a) topología, (b) parámetros de scattering.

**Red desfasadora plano E** Tras el divisor 1 a 8 se encuentra la red desfasadora plano E. Para generar el desfase requerido entre las ocho salidas se ha recurrido a la técnica descrita en el capítulo 2. Esto es, a la utilización de tramos de guía onda rectangular cuya longitud entre salidas adyacentes se va incrementado en  $L$ . Mediante la variación de la frecuencia se consigue variar el desfase  $\Delta\varphi$  según  $\Delta\varphi = -2\pi L/\lambda_g = -L/\beta$ . La longitud de onda en la guía se representa por  $\lambda_g = 2\pi/\beta$ , donde  $\beta = \sqrt{k^2 - (\pi/a)^2}$  es la constante de fase y  $k = 2\pi f/c$  es el número de onda.

Tomando una frecuencia central de operación de 275 GHz ( $\lambda_g = 1460 \mu\text{m}$ ) y puesto que se quiere escanear el plano de interés con ocho líneas se ha fijado  $N = 24$ . De esta manera, al barrer la frecuencia de operación se conseguirá el desfase deseado que, a su vez, será lo que permitirá obtener el comportamiento de apuntamiento en frecuencia objetivo. En la figura 3.3 se puede ver la diferencia de fases entre las salidas adyacentes de la red. La condición de apuntamiento transversal se cumple, además de para 275 GHz, para 223.75 GHz, 235.5 GHz, 248.25 GHz, 261.25 GHz, 289 GHz, 303 GHz y 318 GHz. Por lo tanto, el corte plano E del diagrama de radiación en campo lejano apuntará ocho veces en la dirección transversal al eje de la agrupación. Por otra parte, cuando la diferencia de fase entre elementos adyacentes sea de  $(2n + 1) \cdot 180^\circ$  con  $n \in \mathbb{N}$  el diagrama de radiación tendrá dos lóbulos apuntando a extremos opuestos del plano de interés. Los valores de frecuencia que cumplen esta expresión son: 229.75 GHz, 241.5 GHz, 254.5 GHz, 268 GHz, 281.5 GHz, 296 GHz y 311 GHz.

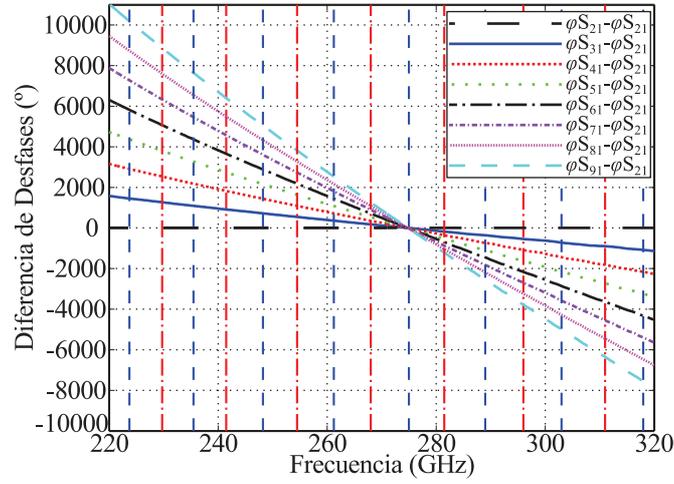


Figura 3.3: Diferencia de fase entre elementos adyacentes a la salida de la red desfasadora plano E. Nota: Las líneas azules discontinuas señalan donde las salidas están en fase, las líneas rojas de punto y raya donde las salidas están en contrafase.

### 3.2.1.2 Red de distribución plano H

De forma análoga al sistema de escaneo plano E se ha diseñado el de escaneo plano H. En la figura 3.4 se muestra la topología de uno de los ocho sistemas de escaneo plano H idénticos que se utilizan en la agrupación. Cada uno de ellos está formado por un divisor plano H de una entrada y ocho salidas, una red desfasadora y 8 aperturas apiladas según el plano E. Éstas son los elementos radiantes. A continuación de cada una de las ocho salidas del sistema de escaneo plano E se coloca el sistema plano H correspondiente. De esta forma, se obtienen las  $8 \times 8$  guías abiertas, que actúan como antena. Todos los elementos del sistema de escaneo plano H tienen una profundidad de 0,432 mm.

**Divisor plano H** Para conseguir el divisor plano H de una entrada y ocho salidas se han utilizado siete divisores en T con septo como el de la figura 3.5 (a). La geometría del septo se define mediante su profundidad  $B = 0,375$  mm y su anchura  $H = 0,05$  mm. Los parámetros de scattering simulados del divisor 1 a 2 se muestran en la figura 3.5 (b). El circuito está adaptado a lo largo de la banda de interés, con unas pérdidas de inserción menores de 3,2 dB.

**Red desfasadora plano H** La topología de la red desfasadora plano H se puede ver en la figura 3.4. El procedimiento seguido para su diseño es el descrito en la sección 3.2.1.1. De nuevo, la frecuencia de apuntamiento transversal elegida

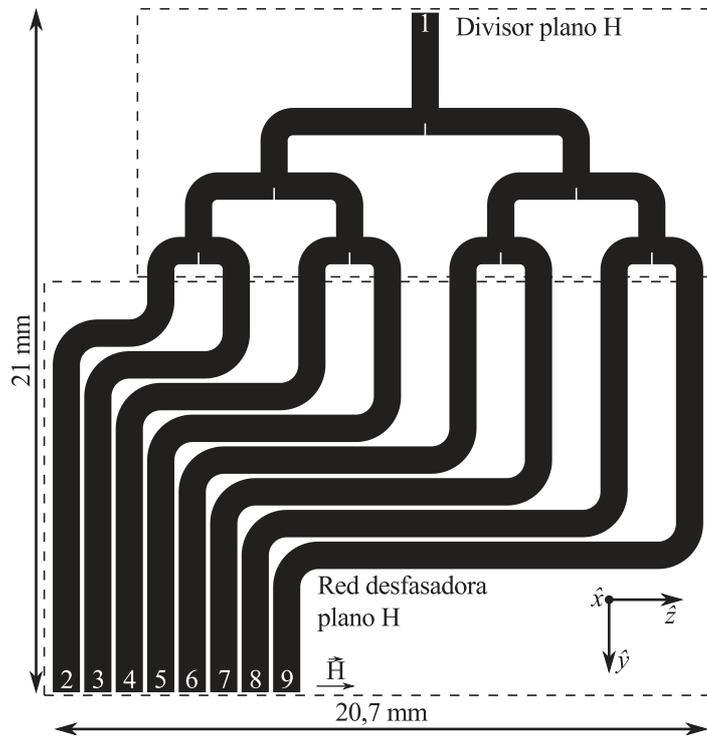


Figura 3.4: Topología de la red de distribución plano H.

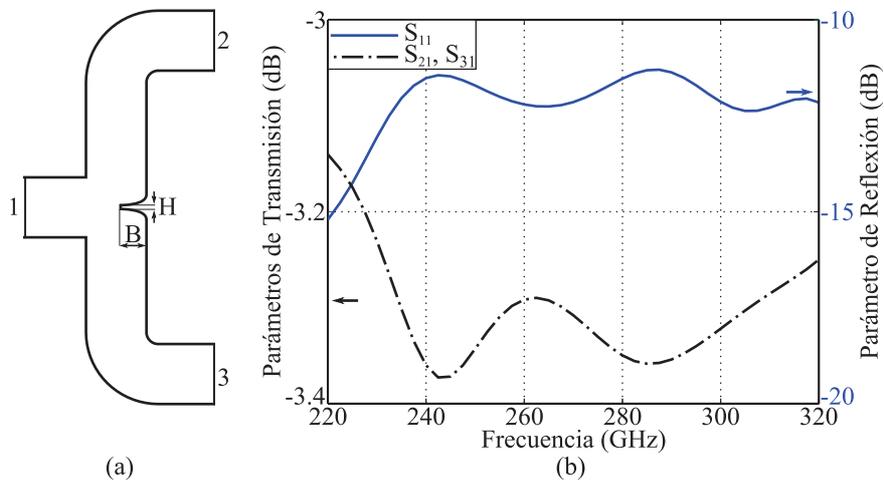


Figura 3.5: Divisor plano H: (a) topología, (b) parámetros de scattering.

es 275 GHz. En este caso, el objetivo es escanear un única vez el plano de interés con el barrido en frecuencia. En consecuencia, el valor de  $N$  se ha fijado a uno.

El desfase conseguido con la variación de la frecuencia entre las distintas salidas se muestra en la figura 3.6.

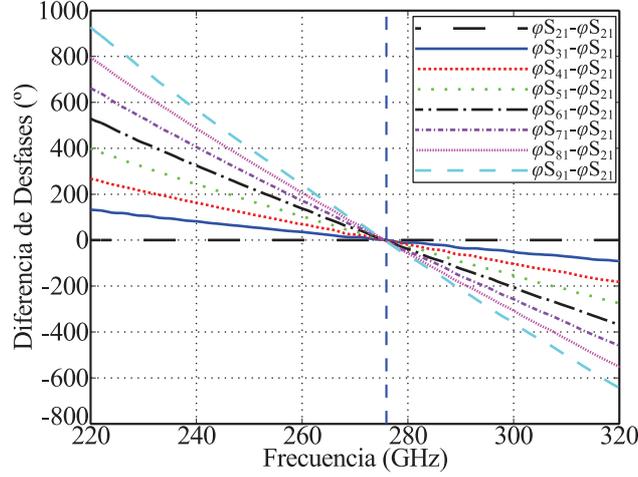


Figura 3.6: Diferencia de desfases introducidos por la red desfasadora plano H.

### 3.2.2 Análisis del sistema de escaneo bidimensional mediante el factor de agrupación

La combinación adecuada de las redes de distribución plano E y plano H permiten, utilizando las  $8 \times 8$  aperturas como elementos radiantes, obtener una antena capaz de escanear un plano al barrer su frecuencia de operación. El diagrama de radiación de la antena se puede analizar en función del diagrama de radiación de una apertura y de los factores de agrupación plano E y plano H, puesto que ambas redes de desfase son independientes. En este análisis no se tiene en cuenta el acoplo mutuo entre las aperturas y, además, se asume que todos los elementos radiantes se alimentan con la misma amplitud.

La expresión analítica del campo radiado por una apertura en presencia de un plano de masa,  $E_a$ , está recogida en la sección 2.2.1.3 del capítulo 2. El factor de agrupación del sistema plano E viene determinado por (3.1), donde  $\Delta\varphi_E$  es el desfase entre salidas adyacentes (figura 3.3),  $N = 8$  es el número de elementos de la agrupación y  $d = 1$  mm es la separación entre elementos radiantes. La amplitud de la excitación de cada elemento es  $a_n$  y se considera constante.

$$FA_E(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n e^{j(k(n - \frac{N+1}{2})d \sin(\theta) \cos(\phi) + n\Delta\varphi_E)} \quad (3.1)$$

En la figura 3.7 se muestra la simulación del factor de agrupación correspondiente a la red de distribución plano E para la mínima frecuencia de operación (a)

y para la máxima (b). A la frecuencia más baja aparece un lóbulo de difracción. En cambio, a la frecuencia más alta se percibe la influencia de dos lóbulos de difracción. El análisis detallado de los lóbulos de difracción se realizará empleando el diagrama  $\omega - \beta$ . Atendiendo a los ejes representados en las figuras 3.1 y 3.4 el plano E coincide con el plano XY y el plano H con el plano YZ.

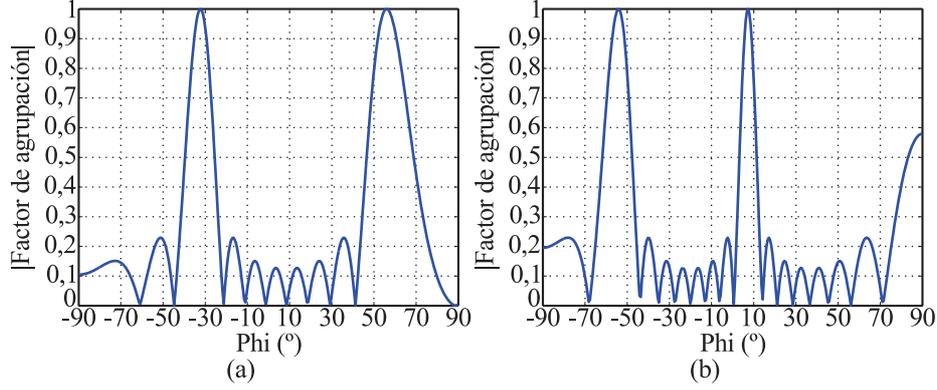


Figura 3.7: Simulación del factor de agrupación correspondiente a la red de distribución plano E: (a) 220 GHz, (b) 320 GHz.

De una manera equivalente se puede expresar el factor de agrupación correspondiente al sistema de escaneo plano H (3.2). En este caso el desfase entre elementos es  $\Delta\varphi_H$  y está representado en la figura 3.6. El número de elementos es  $M = 8$ ,  $d = 1$  mm es la separación entre elementos, y la amplitud de la excitación de cada elemento es  $b_m$  y se asume como constante.

$$FA_H(\theta) = \sum_{m=1}^M b_m e^{j(k(m - \frac{M+1}{2})d \cos(\theta) + m\Delta\varphi_H)} \quad (3.2)$$

Las simulaciones del factor de agrupación correspondiente a la red de distribución plano H a 220 GHz y 320 GHz se muestra en la figura 3.8. Tanto en (a) como en (b) se puede ver que aparece un lóbulo de difracción.

De esta manera, el campo radiado por la agrupación de  $8 \times 8$  aperturas con escaneo en dos dimensiones mediante barrido en frecuencia se puede expresar como (3.3).

$$E(\theta, \phi) = E_a \cdot FA_E \cdot FA_H \quad (3.3)$$

### 3.2.3 Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia

El comportamiento de la agrupación se analizará en este apartado utilizando dos herramientas: el diagrama de Brillouin y un simulador electromagnético de onda

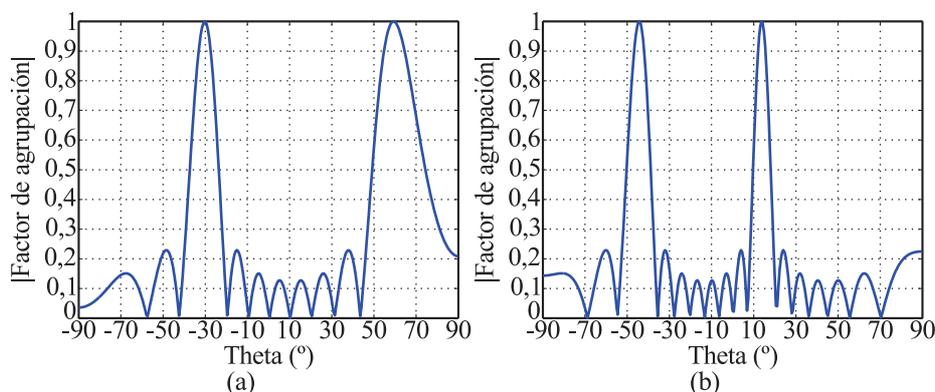


Figura 3.8: Simulación del factor de agrupación correspondiente a la red de distribución plano H: (a) 220 GHz, (b) 320 GHz.

completa.

### 3.2.3.1 Análisis gráfico mediante el diagrama de Brillouin

Tanto los trabajos de la década de los 60 [6, 7] como los más actuales [8] sobre el diagrama de Brillouin no contemplan la posibilidad de que la antena de apuntamiento variable por barrido en frecuencia tenga varias frecuencias centrales de operación. Aunque sí analizan puntos de trabajo que pertenecen a más de un armónico espacial.

Tomando como punto de partida [6, 7, 8] se ha profundizado en el análisis mediante el diagrama de Brillouin, incluyendo las particularizaciones requeridas para el caso de que la agrupación tenga múltiples frecuencias centrales de operación. El procedimiento a seguir se explicará cuando se analice el sistema de escaneo plano E a lo largo de esta sección.

El escaneo bidimensional que realiza la agrupación  $8 \times 8$  aperturas objeto de estudio se consigue utilizando dos redes desfasadoras independientes. En consecuencia, es posible analizar por separado el diagrama  $\omega$ - $\beta$  correspondiente a cada red. El diagrama  $\omega$ - $\beta$  del sistema de escaneo plano E se muestra en la figura 3.9. La variación de la razón  $kd/\beta L$  con la frecuencia permite ver que, en este caso, hay ocho frecuencias para las que el ángulo de apuntamiento es transversal al eje de la agrupación. Por lo tanto el sistema tendrá ocho frecuencias centrales  $f_{c1} \dots f_{c8}$ . Las fronteras entre cada tramo correspondiente con cada frecuencia central vienen determinadas por  $17\pi, 19\pi, \dots, 29\pi$ . El análisis de los lóbulos de difracción se describe en estas líneas únicamente para el armónico espacial -9, pero es equivalente para todos los demás.

A la frecuencia  $f_{c2}$  el lóbulo principal es el correspondiente al armónico espacial -9, el apuntamiento será transversal al eje de la agrupación y no hay lóbulos

de difracción. A medida que disminuye progresivamente la frecuencia de trabajo, a partir de  $f_3$  la influencia del armónico espacial -8 se traducirá en un lóbulo de difracción. Este lóbulo de difracción partirá de  $90^\circ$  y se desplazará hacia ángulos cada vez menores, por su parte, el lóbulo principal se irá desplazando hacia ángulos cada vez más negativos. Cuando se alcance la frecuencia  $f_2$  el lóbulo de difracción debido al armónico espacial -8 apuntará a su ángulo máximo y el lóbulo principal, es decir, el debido al armónico espacial -9 a su ángulo mínimo. Es precisamente la frecuencia  $f_2$  la que marca el momento en que el lóbulo de difracción pasa a ser principal y viceversa. De esta manera, para frecuencias de operación menores que  $f_2$  el lóbulo principal será el debido al armónico espacial -8 y el de difracción al -9. A la frecuencia  $f_1$  el lóbulo de difracción apuntará a  $-90^\circ$  y, para frecuencias inferiores no habrá ninguna influencia del armónico espacial -9. Es posible realizar un análisis equivalente para las frecuencias mayores que  $f_{c2}$ . En este caso, el lóbulo de difracción lo genera el armónico espacial -10, comienza a la frecuencia  $f_4$  y apunta a  $-90^\circ$ .

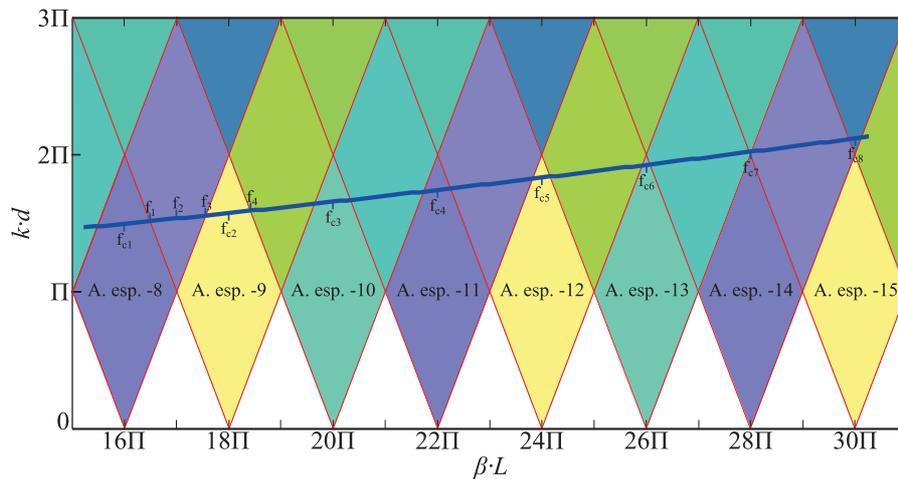


Figura 3.9: Diagrama  $\omega$ - $\beta$  correspondiente al sistema de escaneo plano E.

Ampliando el análisis tradicional basado en el diagrama  $\omega$ - $\beta$  es posible conocer el ángulo de apuntamiento  $\theta_p$  y el ancho de haz a -3 dB del lóbulo principal de la agrupación o, en este caso, del sistema de escaneo plano E. El ángulo de apuntamiento vendrá determinado por (3.4), donde  $p = kd/\beta L$  representa la velocidad de fase equivalente sobre la superficie. Debido a que el sistema tiene un total de ocho frecuencias centrales, será necesario utilizar los valores de  $p_c$  y  $f_c$  correspondientes a cada una de ellas. De esta manera, se generarán tantas curvas de variación como armónicos espaciales se utilicen. En la figura 3.10 (a) se puede ver la variación del ángulo de apuntamiento debida al sistema de escaneo plano E. Las discontinuidades se producen cuando el lóbulo que venía siendo principal pasa

a ser de difracción y viceversa, es decir, en los múltiplos impares de  $\pi$ . En la figura queda patente como desfases de  $180^\circ$  (figura 3.3) se corresponden con distintos ángulos de apuntamiento en función de la frecuencia de operación. La diferencia entre ángulos de apuntamiento máximos y mínimos varía entre  $75^\circ$  y  $60^\circ$ .

$$\sin(\theta_p) = \frac{1}{p} \left( 1 - \frac{f_c p}{f p_c} \right) \quad (3.4)$$

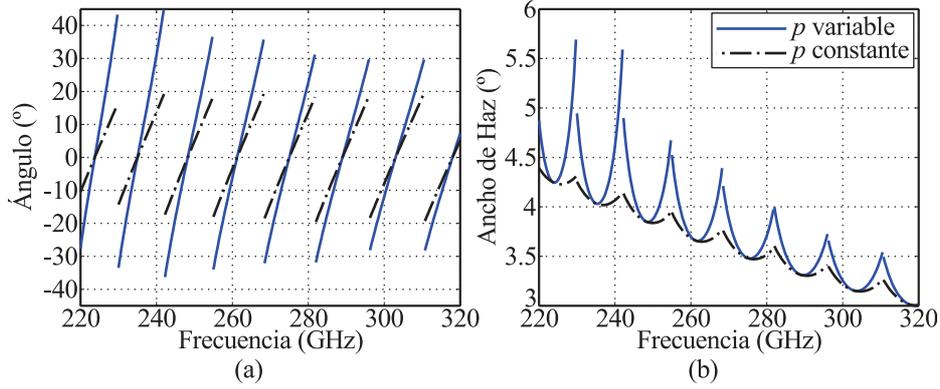


Figura 3.10: Parámetros característicos del sistema de escaneo plano E inferidos del diagrama  $\omega$ - $\beta$ : (a) ángulo de apuntamiento, (b) ancho de haz a -3 dB. Nota, en azul se muestran los resultados del sistema diseñado, en negro, si la red de alimentación fuese no dispersiva.

De un modo similar se puede analizar la variación del ancho de haz a -3 dB (3.5). Mediante (3.5a) es posible conocer el valor de  $x_0$  para el que la potencia radiada disminuye a la mitad. La combinación con (3.5b) sirve para calcular los ángulos  $\theta_1$  y  $\theta_2$ , que son aquellos que determinan el ancho de haz a -3 dB. La variable  $M$  se corresponde con el armónico espacial para el que se calcula el ancho de haz. En la figura 3.10 (b) se muestra la variación del ancho de haz determinado por el sistema de escaneo plano E con la frecuencia. Puesto que la agrupación se hace progresivamente más grande con la frecuencia, el ancho de haz va disminuyendo.

$$\frac{\sin(x_0/4)}{4 \sin(x_0/2)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.5a)$$

$$\frac{\sin(\theta_1)}{\sin(\theta_2)} = \frac{1}{p} - \frac{f_c}{f p_c} \pm \frac{x_0}{2M\pi} \frac{f_c}{f p_c} \quad (3.5b)$$

La utilización de un medio dispersivo, en este caso, una guía de onda permite obtener mayores rangos de variación del ángulo de apuntamiento, pero también

lleva aparejadas mayores variaciones del ancho de haz. Ambos fenómenos se pueden apreciar en la figura 3.10.

El diagrama  $\omega$ - $\beta$  correspondiente al sistema de escaneo plano H se muestra en la figura 3.11. En este caso, sólo hay una frecuencia central  $f_{c1} = 275$  GHz, ya que se trata de la red de escaneo lento. Ésta se corresponde con el armónico espacial -1. A partir de frecuencias mayores que  $f_1$  se percibirá la influencia del lóbulo de difracción debido al armónico espacial -2.

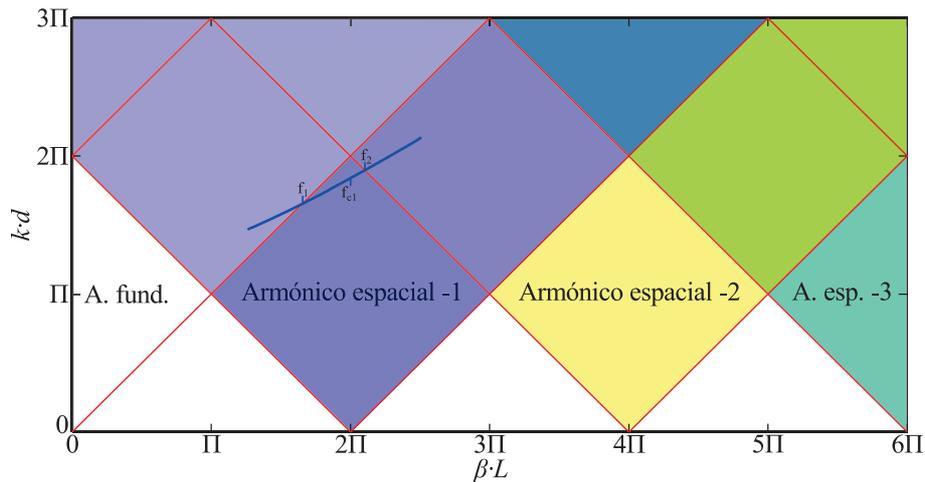


Figura 3.11: Diagrama  $\omega$ - $\beta$  correspondiente al sistema de escaneo plano H.

La variación con la frecuencia del ángulo de apuntamiento debida al sistema de escaneo plano H se puede observar en la figura 3.12 (a). Con el circuito diseñado el ángulo de apuntamiento varía entre  $-30^\circ$  y  $15^\circ$  al barrer la frecuencia de trabajo entre 220–320 GHz. Por otra parte, el cambio que experimenta el ancho de haz a  $-3$  dB con la frecuencia se muestra en la figura 3.12 (b). El ancho de haz debido al sistema de escaneo plano H disminuye desde  $10^\circ$  hasta  $6,2^\circ$ . La utilización de una red desfasadora en guía de onda permite obtener más de  $15^\circ$  adicionales de desfase sobre una red no dispersiva para el mismo rango de frecuencias.

### 3.2.3.2 Análisis mediante simulador de onda completa

El análisis de los parámetros fundamentales de la agrupación de  $8 \times 8$  aperturas se ha efectuado utilizando el simulador de onda completa Ansys HFSS. El parámetro de reflexión del sistema completo se muestra en la figura 3.13. La agrupación está adaptada en todo el rango de interés.

Las capacidades de escaneo bidimensional de la agrupación se ilustran mediante diagramas de radiación planos. En las figuras 3.14, 3.15, 3.16, 3.17 y 3.18 se muestran los diagramas para 220 GHz, 248 GHz, 275 GHz, 296 GHz y 320 GHz.

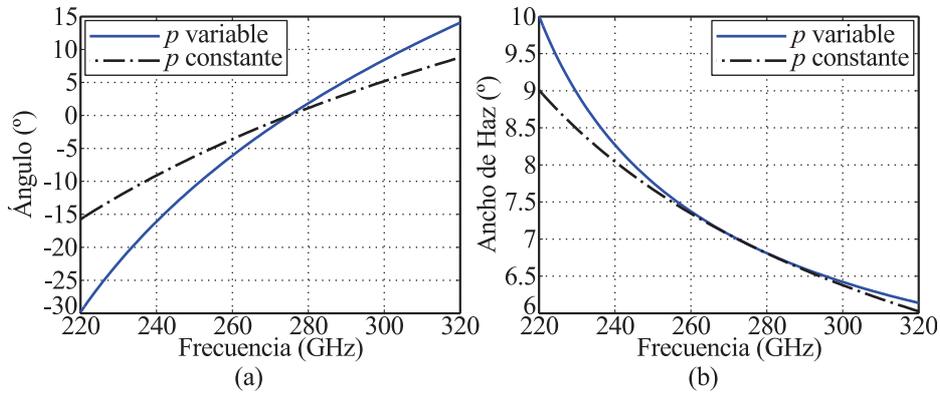


Figura 3.12: Parámetros característicos del sistema de escaneo plano H inferidos del diagrama  $\omega$ - $\beta$ : (a) ángulo de apuntamiento, (b) ancho de haz a -3 dB. Nota, en azul se muestran los resultados del sistema diseñado, en negro, si la red de alimentación fuese no dispersiva.

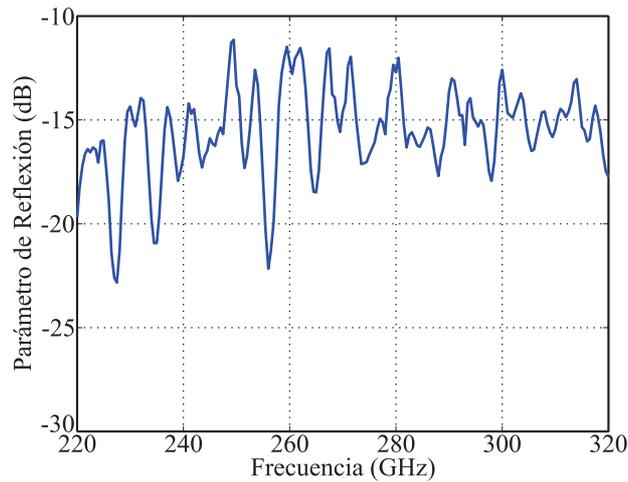


Figura 3.13: Simulación del parámetro de reflexión de la agrupación de  $8 \times 8$  aperturas con escaneo bidimensional.

Estos cinco casos han sido elegidos por su representatividad. El primer caso es la frecuencia inicial de trabajo. El segundo, tercero y cuarto se corresponden, respectivamente, alimentación en fase plano E, alimentación en fase tanto plano E como plano H, alimentación en contrafase plano E. Finalmente, se representa la máxima frecuencia de operación.

El ángulo de apuntamiento de la agrupación varía a lo largo de un plano de  $50^\circ \times 85^\circ$ . Se observa concordancia entre los resultados esperados según el diagrama  $\omega$ - $\beta$  y las simulaciones obtenidas. Por ejemplo, para la frecuencia de 296 GHz

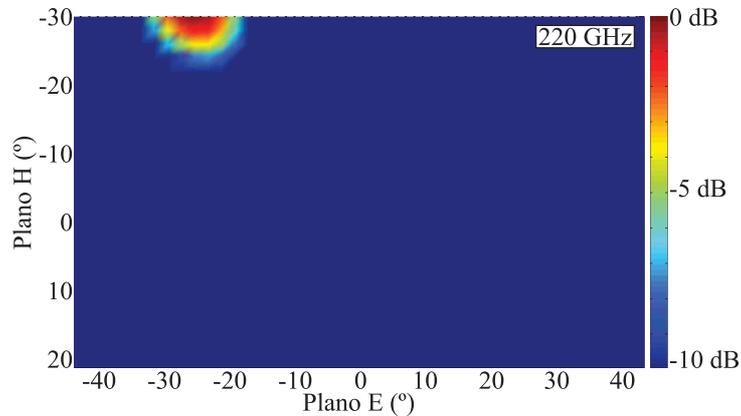


Figura 3.14: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano para 220 GHz.

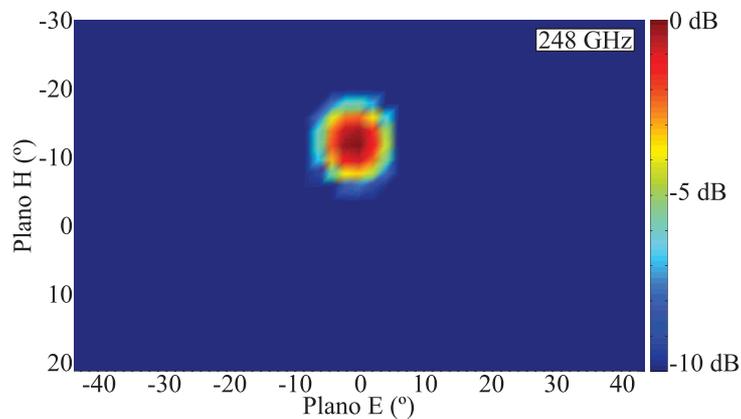


Figura 3.15: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano para 248 GHz.

los ángulos de apuntamiento predichos son de  $\pm 30^\circ$  en el plano E (figura 3.10 (a)) y  $7,2^\circ$  en el plano H (figura 3.12 (b)), que concuerdan con los observados en el diagrama de radiación simulado a la frecuencia correspondiente (figura 3.17). El análisis equivalente da resultados análogos para el resto de frecuencias de interés.

En los diagramas de radiación planos también se puede observar el comportamiento del ancho de haz predicho según el diagrama  $\omega$ - $\beta$ . Es decir, para las frecuencias de apuntamiento transversal según el plano E el ancho de haz va disminuyendo progresivamente. Por el contrario, cuando elementos adyacentes se alimentan en contrafase el ancho de haz tiene un máximo, como ocurre para 296 GHz (figura 3.17).

Para ilustrar el barrido que el haz del diagrama de radiación realiza por el plano de interés al aumentar progresivamente la frecuencia de operación de 220 a 320 GHz se ha elaborado la figura 3.19. En ella se han superpuesto los diagramas

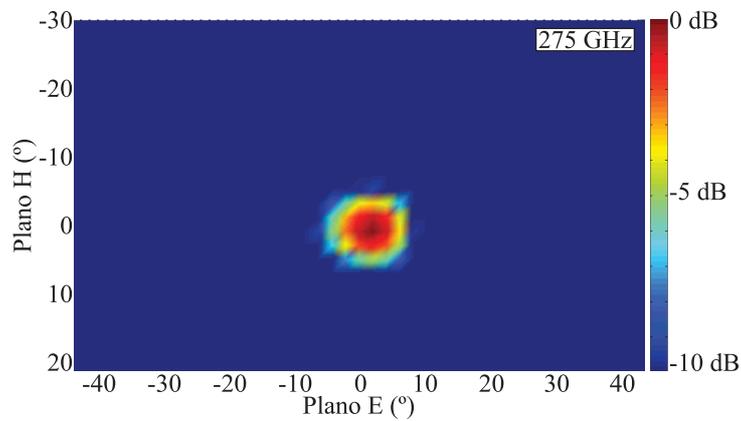


Figura 3.16: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano para 275 GHz.

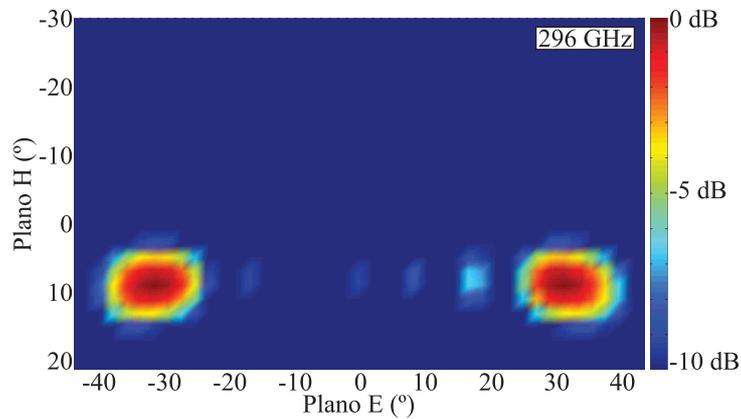


Figura 3.17: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano para 296 GHz.

de radiación correspondientes en intervalos de 1 GHz. De nuevo, en la figura 3.19 se observan las características más importantes del diagrama de radiación. Entre ellas destacan la disminución del margen de apuntamiento con la frecuencia y el estrechamiento del lóbulo principal.

### 3.2.4 Resultados experimentales

#### 3.2.4.1 Montaje de prototipos

La agrupación de  $8 \times 8$  aperturas radiantes con escaneo bidimensional ha sido fabricada íntegramente utilizando la tecnología directamente accesible. Todos los canales y taladros necesarios para implementar el prototipo han sido realizados utilizando la fresadora ProtoMat H100 del fabricante LPKF.

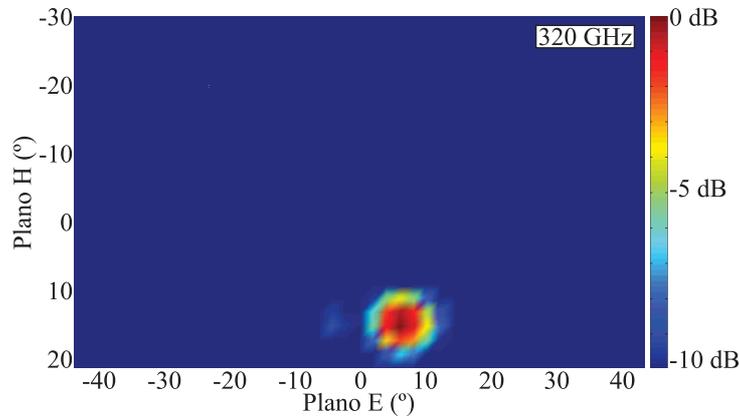


Figura 3.18: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano para 320 GHz.

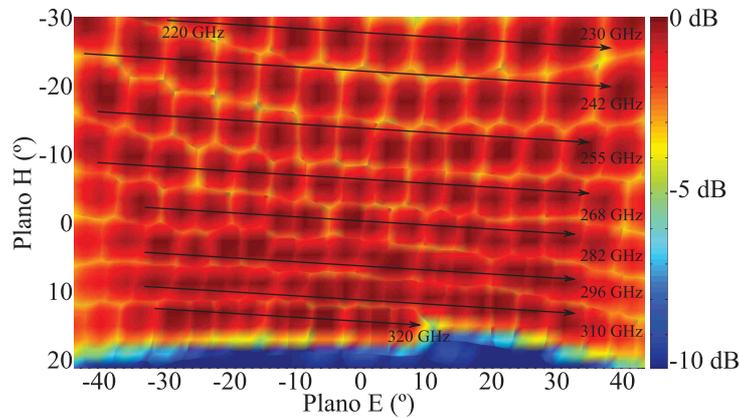


Figura 3.19: Superposición de los diagramas de radiación simulados de 220 GHz a 320 GHz en paso de 1 GHz.

Las guías rectangulares necesarias han sido construidas utilizando dos láminas de latón de la siguiente manera. En la lámina base se labran los canales con la profundidad requerida, esto es, 0,432 mm para el sistema plano H y 0,864 mm para el sistema plano E. Esos canales forman tres caras de la guía rectangular. La cuarta cara se consigue atornillando a la lámina base la segunda lámina de latón a modo de tapa.

Independientemente de la profundidad requerida en los canales, se ha utilizado para labrarlos fresas de tipo *end-mill* con diámetros de 0,4 mm y 0,125 mm. El empleo de estas herramientas provoca que los radios de los septos utilizados en los divisores sean de 62,5  $\mu\text{m}$ . Esta precisión ha sido considerada en el diseño de los divisores plano E (figura 3.2) y plano H (figura 3.5). Los agujeros de alineamiento y fijación son de 1 mm en el plano E y 2 mm en el plano H.

La experiencia obtenida en el diseño y fabricación de la agrupación de  $8 \times 8$  aperturas de escaneo unidimensional (sección 2.3) ha sido de gran utilidad a la hora de implementar la versión de escaneo bidimensional. Se han minimizado los tramos de guía comunes a todos los caminos, es decir, aquellos tramos que no sirven para introducir desfases entre las aperturas. De esta manera, se disminuyen las pérdidas en la guía. Sin embargo, la mejora fundamental ha sido que los sistemas de escaneo lento fuesen plano H en lugar de plano E. Este cambio supone un avance porque con la máquina de fresado utilizada la repetibilidad es mayor en anchura que en profundidad. Es decir, con el procedimiento de fabricación empleado se consigue un mayor control del desfase  $\beta = \sqrt{k^2 - (\pi/a)^2}$ , siendo  $a$  es el ancho de la guía rectangular.

En la figura 3.20 se muestra un detalle del proceso de fabricación. En ella se pueden ver las ocho entradas correspondientes a los ocho sistemas de escaneo plano H. La dimensión mayor de la guía es la misma para todos los elementos de la pila,  $a = 0,86$  mm, mientras que la variación de la dimensión menor va desde 0,42 mm hasta 0,51 mm. Aunque el valor de  $b$  no influye en el desfase de la guía, sí que es necesario modificar de forma conveniente las terminaciones de la red de escaneo plano E para minimizar la influencia a los defectos de fabricación. La correcta alineación entre las partes del circuito permite minimizar las pérdidas en la guía de onda.

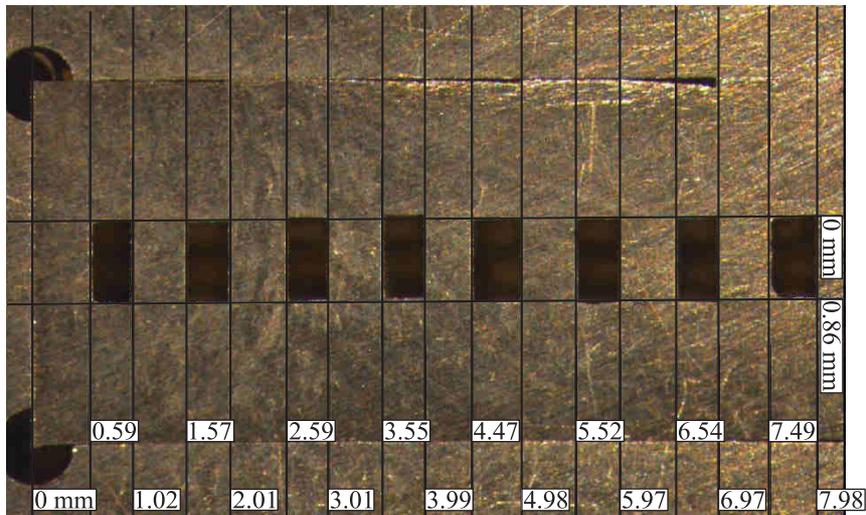


Figura 3.20: Fotografía al microscopio de las entradas de los ocho sistemas de escaneo plano H con sus correspondientes medidas.

En el prototipo fabricado de la agrupación de  $8 \times 8$  aperturas con escaneo bidimensional por barrido en frecuencia se puede ver en la figura 3.21. En la fotografía se distinguen los dos sistemas de escaneo: el plano E y la pila de ocho

para el plano H. La interconexión entre ambos se realiza utilizando una interfaz construida *ad hoc*. Una parte de ésta se muestra alrededor de los sistemas de escaneo plano H en la figura 3.20. La agrupación ha sido diseñada para utilizarla en combinación con una cabeza extensora de frecuencia en el rango de interés. Para la correcta conexión de ambos elementos se ha fabricado un conector estándar UG387/U-M que se fija mediante soldadura blanda al sistema de escaneo plano E.

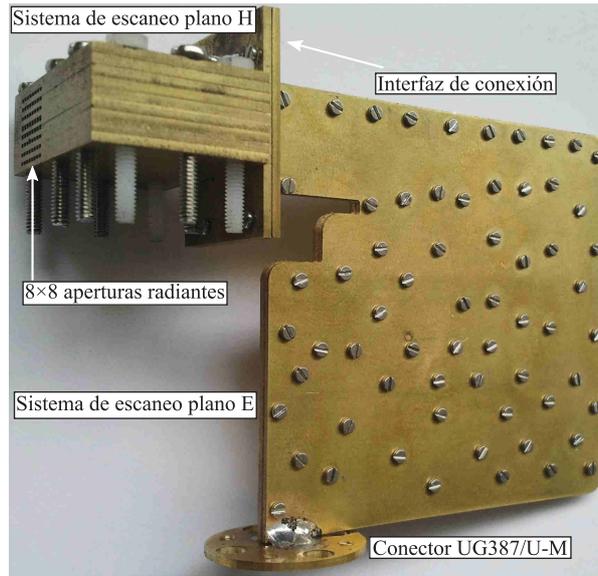


Figura 3.21: Fotografía del prototipo fabricado en la que se observan las diferentes partes que lo componen.

### 3.2.4.2 Configuración usada para medir

Para caracterizar la agrupación se ha utilizado un equipamiento compuesto por un analizador vectorial de redes y dos cabezas extensoras de frecuencia en el rango de 220 – 330 GHz. El analizador vectorial de redes utilizado es un PNA-x de Agilent, mientras que las cabezas extensoras han sido fabricadas por Virginia Diodes. Una de las cabezas utilizada es de transmisión-recepción y la otra sólo de recepción.

El diagrama de radiación de la agrupación de  $8 \times 8$  aperturas se ha caracterizado utilizando un rango de medida plano. Éste ha sido construido utilizando como elemento base un escáner XYZ cuyo brazo se puede desplazar a lo largo de los tres ejes con una precisión de  $2 \mu\text{m}$ . La configuración empleada para medir el diagrama de radiación bidimensional se muestra en la figura 3.22. La parte inmóvil del sistema corresponde con la cabeza de transmisión-recepción, que se

coloca sobre una mesa. De esta manera, al conectar a la cabeza la agrupación, sus  $8 \times 8$  aperturas quedarán apuntando hacia arriba. Por otra parte, en la representación se puede ver como la segunda cabeza se atornilla al brazo del escáner y que la antena receptora que se utiliza es una guía abierta en la banda de interés. Por medio del movimiento del brazo en el eje  $z$  se fija la distancia entre antenas en 25 cm, cumpliéndose la condición de campo lejano. El rango de medida se recubre con absorbente electromagnético para minimizar las reflexiones. La medida del diagrama de radiación se realiza en el plano XY, donde se barre un área de  $48 \text{ cm} \times 30 \text{ cm}$ , lo que se corresponde con un rango angular aproximado de  $85^\circ \times 50^\circ$ .

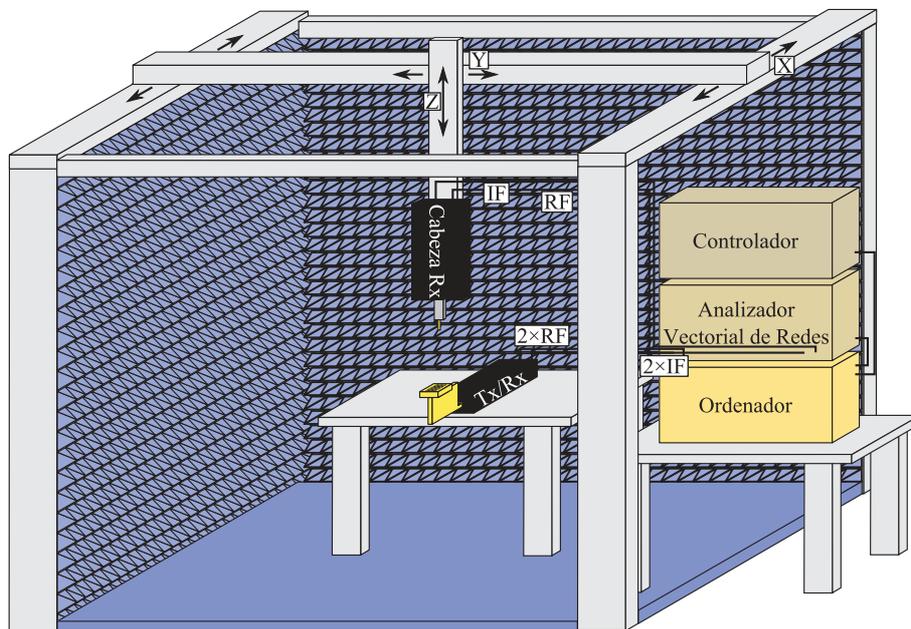


Figura 3.22: Representación del rango de medida plano utilizado.

En la figura 3.23 se muestra una fotografía con un detalle del rango plano utilizado. En ella se distinguen las dos antenas utilizadas, su conexión a las cabezas extensoras de frecuencia y el absorbente electromagnético.

### 3.2.4.3 Medidas realizadas

Para caracterizar los parámetros principales del prototipo fabricado se ha utilizado el equipamiento descrito en la sección anterior. Conectando la agrupación a la cabeza extensora de frecuencias de transmisión-recepción se ha medido el coeficiente de reflexión. El resultado obtenido se muestra en la figura 3.24. Al

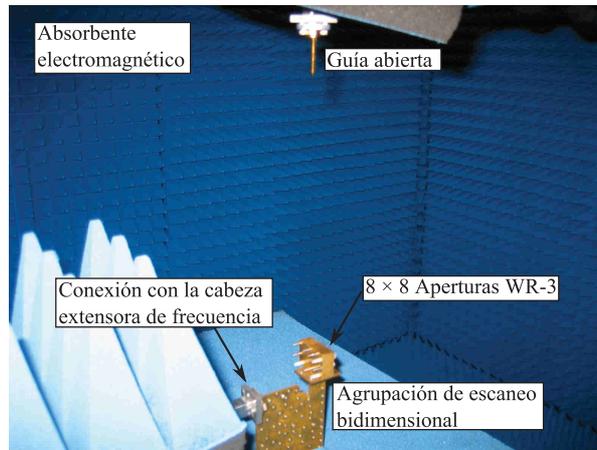


Figura 3.23: Fotografía del montaje utilizado para caracterizar el diagrama de radiación de la agrupación.

igual que en simulación (figura 3.13) se observa que la agrupación está adaptada en todo el rango de interés.

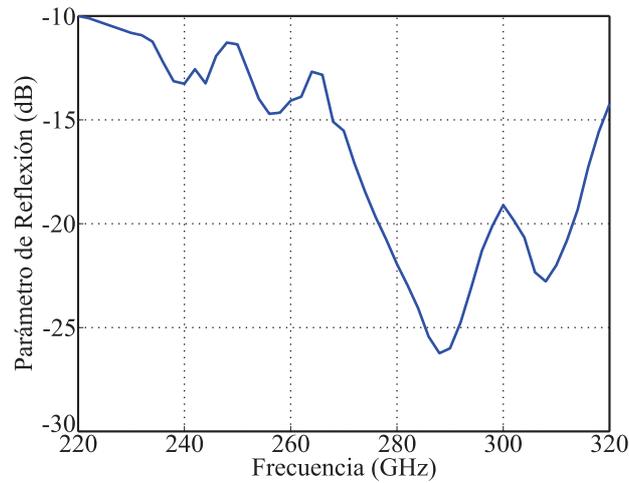


Figura 3.24: Parámetro de reflexión del prototipo fabricado.

Utilizando el rango plano se han medido los diagramas de radiación en toda la banda de interés en pasos de 0,5 GHz. Al igual que en simulaciones, para representar las capacidades de escaneo de haz de la agrupación se han elegido cinco casos representativos. El primero es la frecuencia inicial de trabajo (figura 3.25). En las figuras 3.26, 3.27, 3.28 se representan, por este orden, alimentación en fase plano E, alimentación en fase en ambos planos y alimentación en contrafase

plano E. Finalmente, la medida a la máxima frecuencia de operación se representa en la figura 3.29.

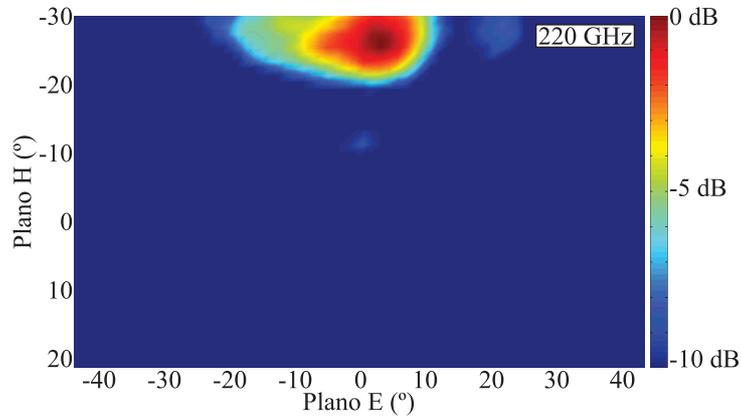


Figura 3.25: Diagrama de radiación medido en campo lejano a 220 GHz.

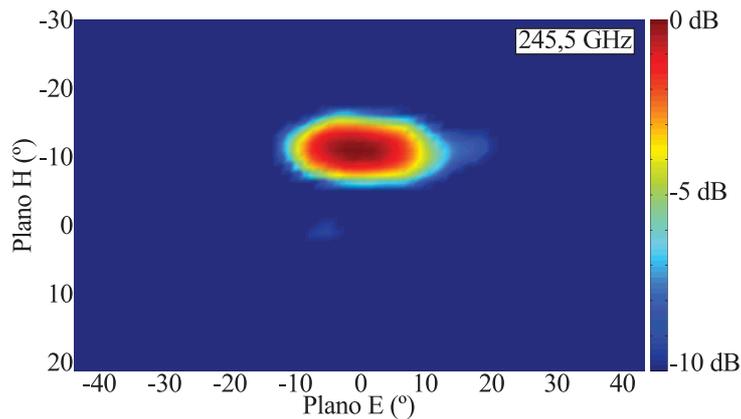


Figura 3.26: Diagrama de radiación medido en campo lejano a 245,5 GHz.

Debido a la tolerancia del sistema de fabricación utilizado existe una desviación en frecuencia entre el diseño y el prototipo fabricado. De esta manera, las medidas de los diagramas de radiación que se representan corresponden a 220 GHz, 245,5 GHz, 272,5 GHz, 294 GHz y 320 GHz. La diferencia para los valores centrales es de 2,5 GHz entre simulación y medida, lo que supone una desviación aproximada del 2%. Puesto que la variación se produce en el plano E, esta se debe al sistema de escaneo plano E.

El análisis basado en el diagrama  $\omega$ - $\beta$  ofrece una forma sencilla de cuantificar el error de fabricación que causa la desviación en frecuencia. Si se representa para distintos valores de  $\beta$  y, por ende, de  $a$  la variación del ángulo de apuntamiento

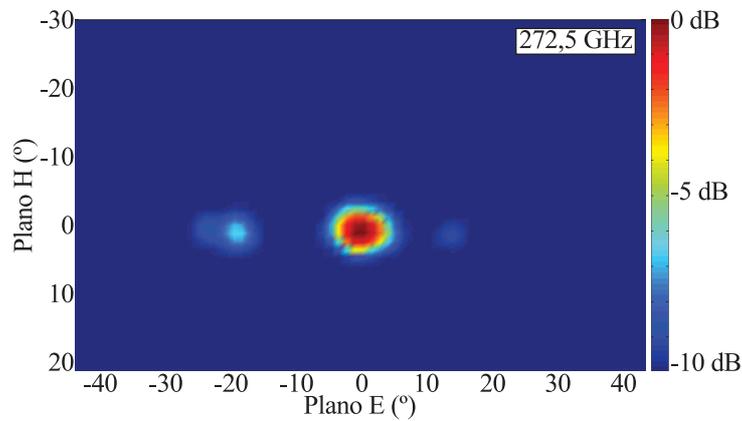


Figura 3.27: Diagrama de radiación medido en campo lejano a 272,5 GHz.

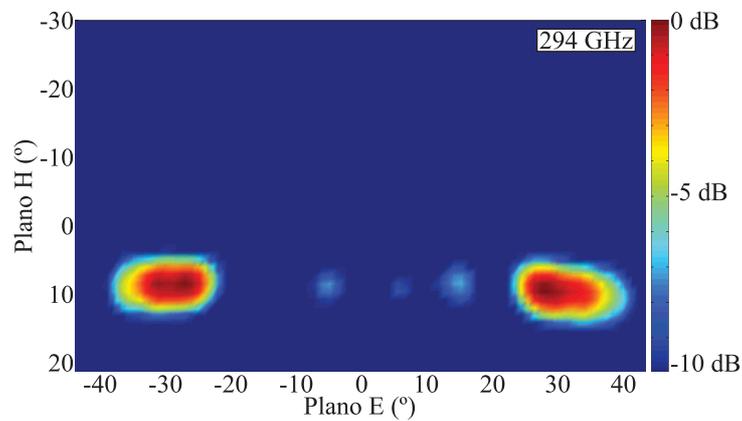


Figura 3.28: Diagrama de radiación medido en campo lejano a 294 GHz.

con la frecuencia se puede obtener el comportamiento observado en medidas. En concreto, éste se produce para  $a = 0,885$  mm. En la figura 3.30 (a) se representa la variación del ángulo de apuntamiento con esta anchura de guía. El valor de  $a$  se ha confirmado midiendo con un microscopio las dimensiones de la entrada del sistema de escaneo plano E fabricado (figura 3.30 (b)). La diferencia entre diseño y prototipo supone una desviación en fabricación del 2,5%. En cualquier caso, el rango angular de barrido de la agrupación no se ve menoscabado por la tolerancia de fabricación.

En la figura 3.31 se muestran superpuestos los diagramas de radiación medidos en campo lejano de 220 a 320 GHz en pasos de 1 GHz. Con esta representación se observa como el haz de la agrupación barre con siete líneas el plano de interés al ir aumentando progresivamente la frecuencia de operación. También se puede ver como el rango angular en el plano E, al igual que el ancho de haz, va disminuyendo

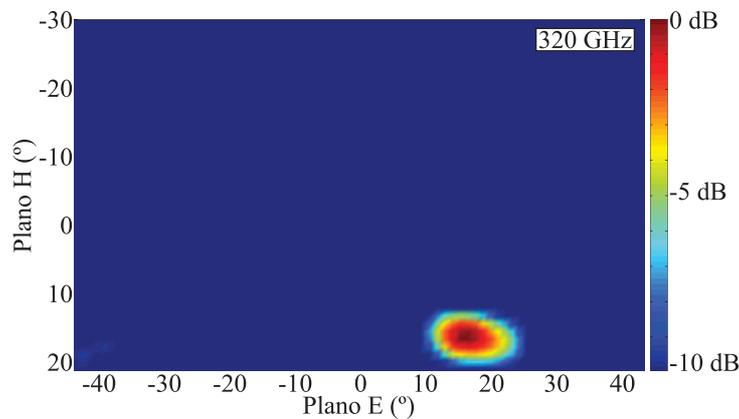


Figura 3.29: Diagrama de radiación medido en campo lejano a 320 GHz.

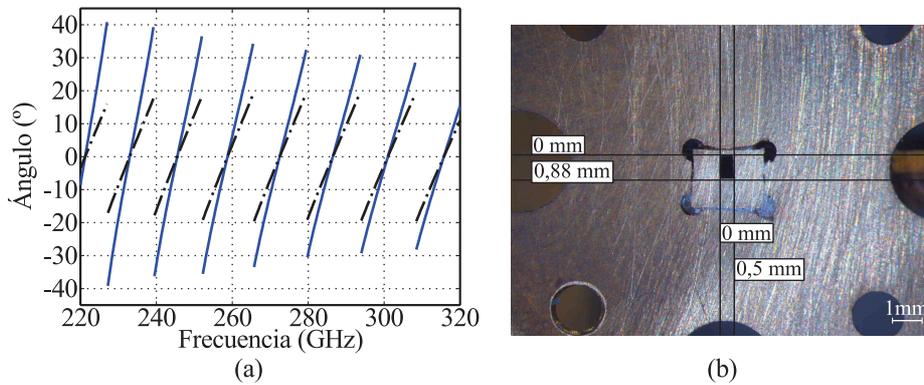


Figura 3.30: Detalles del sistema de escaneo plano E fabricado: (a) variación del ángulo de apuntamiento con la frecuencia para  $a = 0,885$  mm, (b) fotografía de su entrada.

con la frecuencia de operación. Estos fenómenos concuerdan con lo predicho al realizar el análisis mediante el diagrama  $\omega$ - $\beta$  de los sistemas de escaneo plano E y plano H.

En la presente sección se ha presentado una agrupación de escaneo bidimensional mediante barrido en frecuencia. Esta consta de dos redes desfasadoras ortogonales mediante las que se consigue la variación del ángulo de apuntamiento deseado. El elemento radiante utilizado son aperturas. Analizando este diseño surge la idea de utilizar elementos radiantes que incorporen el escaneo en frecuencia y, de esta manera, eliminar una red desfasadora. Con esta variante se eliminaría la necesidad de interconectar ambas redes y se conseguiría reducir el tiempo de fabricación. Esta agrupación se describe detalladamente en la sección siguiente.

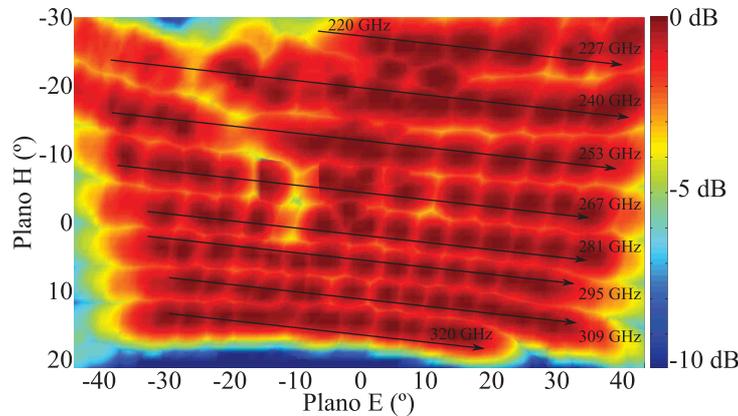


Figura 3.31: Superposición de los diagramas de radiación medidos de 220 GHz a 320 GHz en paso de 1 GHz.

### 3.3 Agrupación de escaneo bidimensional mediante barrido en frecuencia basada en guía ranuradas alimentadas en paralelo

La agrupación de escaneo bidimensional que se presenta en esta sección se puede descomponer en dos bloques principales. El primero de ellos es una agrupación de ocho elementos radiantes alimentados en paralelo. Estos son guías ranuradas, es decir, un tipo de antenas de onda progresiva, *traveling-wave antenna*. El segundo bloque está formado por una red de escaneo plano H. Mientras que la agrupación de guías ranuradas se utiliza para conseguir la variación del ángulo de apuntamiento en el plano H, la red de escaneo plano H permite obtener el efecto deseado en el plano E.

Puesto que el elemento radiante utilizado se describió en la sección 2.2 del capítulo 2 es conocido que restringe la dimensión de escaneo plano H, quedando limitada a  $22^\circ$ . Además, el haz sólo puede apuntar a ángulos mayores o iguales que el ángulo de apuntamiento transversal. Con respecto a la agrupación de  $8 \times 8$  ranuras con escaneo bidimensional analizada en la sección anterior, la aquí presentada aporta otras dos ventajas. Se elimina la necesidad de cualquier tipo de soldadura y la diferencia de amplitud entre señales adyacentes a la salida de la red desfasadora es menor. Poder prescindir de soldar elementos permite una mejor alineación de los componentes del sistema. De esta manera, se reducen las pérdidas y se obtiene un sistema más robusto. Por otra parte, al utilizar una única red de desfase se consigue que la amplitud de la señal que alimenta los elementos radiantes sea más pareja, ya que se reduce la longitud necesaria para obtener el desfase requerido.

### 3.3.1 Diseño y topología

Todos los elementos utilizados en el diseño de la agrupación de 8 guías ranuradas con escaneo bidimensional están basados en guías metálicas rectangulares WR-3. Las dimensiones de esta guía son  $a = 0,864 \text{ mm} \times b = 0,432 \text{ mm}$  (anchura  $\times$  profundidad). La variación del ángulo de apuntamiento de la agrupación puede describirse en función de un sistema de escaneo plano H y de la guía ranurada utilizada.

En la figura 3.32 se muestra la topología del sistema con sus diferentes bloques: el sistema de escaneo plano H y las ocho guías ranuras alimentadas en paralelo.

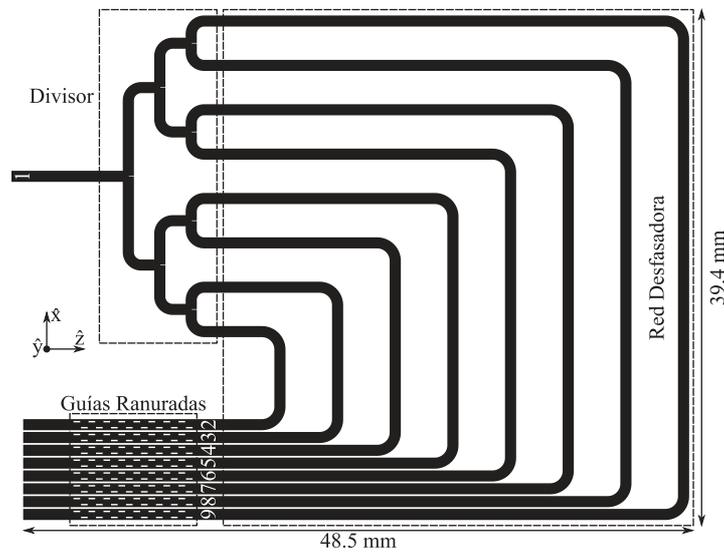


Figura 3.32: Topología de la agrupación de escaneo bidimensional formadas por ocho guías ranuradas alimentadas en paralelo.

#### 3.3.1.1 Red de distribución plano H

La red de distribución plano H está compuesta por un divisor de una entrada y ocho salidas y por una red desfasadora.

**3.3.1.1.1 Divisor plano H** El divisor ha sido diseñado colocando en cascada 7 divisores en T de una entrada y dos salidas. La topología del elemento base del divisor se muestra en la figura 3.33 (a). En la configuración elegida, el septo es el elemento del divisor que permite adaptarlo en la banda de interés. Los parámetros geométricos que lo definen son  $H = 0,046 \text{ mm}$  y  $B = 0,388 \text{ mm}$ . El divisor se encuentra adaptado en la banda de interés (figura 3.33 (b)). Debido a que las salidas del divisor se abren según el plano H, este recibe el nombre

de divisor plano H. En consecuencia, él es el que da nombre a toda la red de distribución.

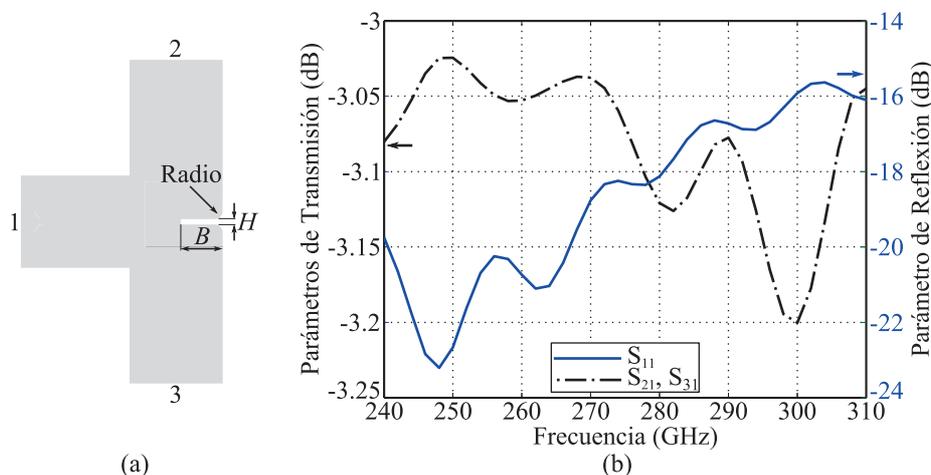


Figura 3.33: Divisor en T plano H: (a) topología, (b) parámetros de scattering.

**3.3.1.1.2 Red desfasadora plano H** La red desfasadora se utiliza para conseguir el efecto de escaneo en el plano E. La solución elegida para implementar esta etapa consiste en utilizar para cada uno de los ocho caminos tramos de guía WR-3 de diferente longitud. Los detalles del procedimiento se han descrito en la sección anterior.

El objetivo de la red desfasadora es conseguir que la relación entre las longitudes de los diferentes caminos guarde la proporción idónea. Para minimizar los errores introducidos por el proceso de fabricación, se ha utilizado el mismo radio en todo los tramos curvos de la red. Por lo tanto, la diferencia de longitud entre caminos  $\Delta L$  sólo se introduce en tramos rectos. Todas las señales de salida estarán en fase a la frecuencia central si la longitud de los caminos cumple la condición  $\Delta L = N\lambda_g$ , donde  $N \in \mathbb{N}$ . En consecuencia, el diagrama de radiación apuntará de forma transversal al eje de la agrupación.

La variación deseada del apuntamiento en el plano E, esto es, barrer el plano cuatro veces se ha conseguido fijando  $N = 12$ . En la figura 3.34 se muestra la diferencia entre el desfase que introduce cada uno de los caminos. El valor elegido de  $\lambda_g = 1058,7 \mu\text{m}$  se corresponde con una frecuencia de 283,5 GHz y, por tanto, a esa frecuencia el apuntamiento será transversal al eje de la agrupación. También será transversal el apuntamiento a 249,5 GHz, 266 GHz y 301,5 GHz. Las salidas adyacentes estarán en contrafase para 241,5 GHz, 258,75 GHz, 274,75 GHz, 292,5 GHz y 309,75 GHz. En consecuencia, para las cinco frecuencias anteriores

el diagrama de radiación en el plano E consistirá en dos lóbulos apuntando hacia ambos extremos del plano de interés.

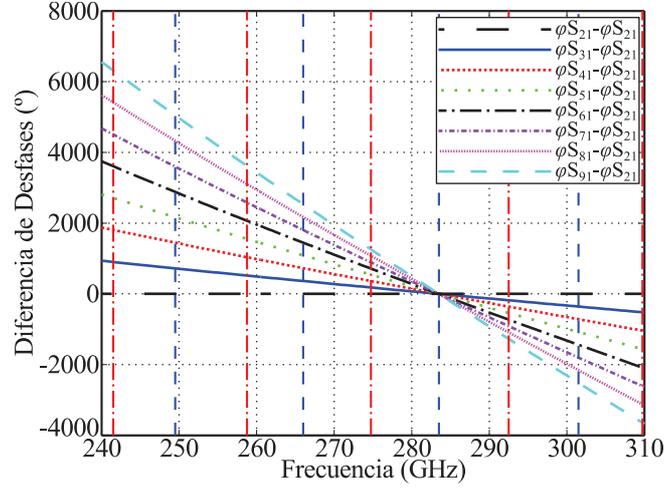


Figura 3.34: Diferencia de desfases entre los elementos adyacentes a la salida de la red desfasadora. Nota: Las líneas azules discontinuas señalan donde las salidas están en fase, las líneas rojas de puntos y raya donde están en contrafase.

### 3.3.1.2 Agrupación de ocho guías ranuradas en paralelo

Los elementos radiantes utilizados en la agrupación son ocho guías ranuradas alimentadas en paralelo. Las ranuras tienen forma rectangular, se realizan en la cara ancha de la guía y se distribuyen de forma uniforme buscando un comportamiento de banda ancha. La distancia entre dos elementos consecutivos es la que determina la variación del ángulo de apuntamiento con la frecuencia. Se ha fijado en  $d = 0,58$  mm para conseguir el rango deseado. Las dimensiones de las ranuras y su distancia con respecto a la línea central de la cara ancha son los parámetros que se ajustan para minimizar los coeficientes de reflexión y transmisión. La guía ranurada ha sido optimizada para que esté adaptada manteniendo unas pérdidas de inserción mayores de 5 dB a lo largo de la banda de interés, véase la figura 3.35 (a). Las dimensiones del diseño resultante son ranuras rectangulares de  $0,11$  mm  $\times$   $0,55$  mm (anchura  $\times$  longitud) que se colocan en lados opuestos de la línea central y a una distancia de la misma  $s = 0,235$  mm (figura 3.36).

Cuando una guía ranurada se termina en un abierto en lugar de una carga adaptada sus lóbulos secundarios experimentan un aumento [9]. Al utilizar la guía ranurada como elemento base de una agrupación de ocho guías este efecto disminuye. Por lo tanto, es posible obtener una relación de principal a secundario de -10 dB en el plano H (figura 3.37). En la agrupación diseñada la distancia entre

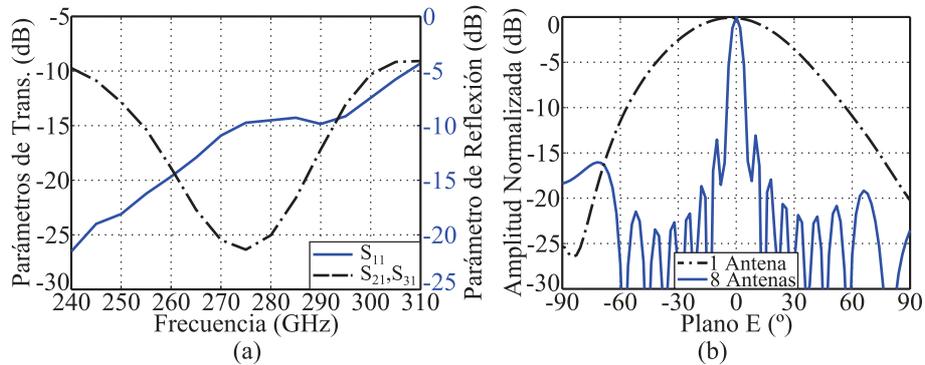


Figura 3.35: (a) Parámetros de scattering de la guía ranurada. (b) Diagrama de radiación simulado de una antena y de la agrupación a 310 GHz.

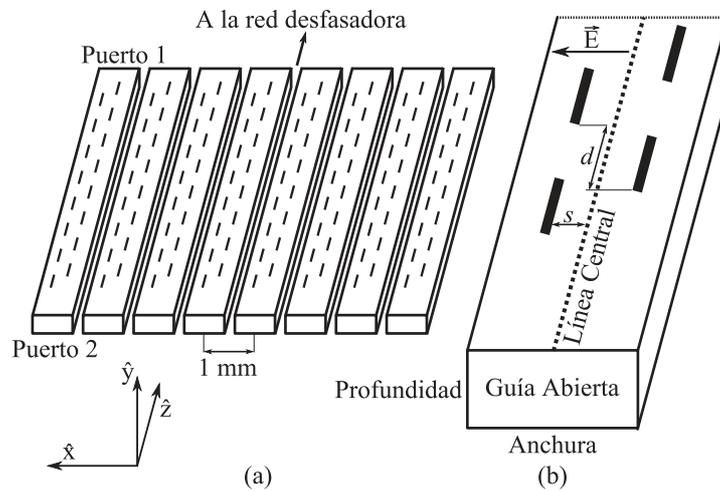


Figura 3.36: Esquema de la agrupación de ocho guías ranuradas alimentadas en paralelo.

centros de guías es de 1 mm. Esta separación es menor que  $\lambda_0$  para frecuencias inferiores a 300 GHz. Para valores comprendidos entre 300 GHz y 310 GHz no se observa una influencia destacable de los lóbulos de difracción en el plano E (figura 3.35 (b)).

### 3.3.2 Análisis mediante el factor de agrupación de las capacidades de escaneo del sistema.

La agrupación de antenas en guía ranurada descrita en esta sección permite escanear un plano cuando se aumenta progresivamente su frecuencia de operación

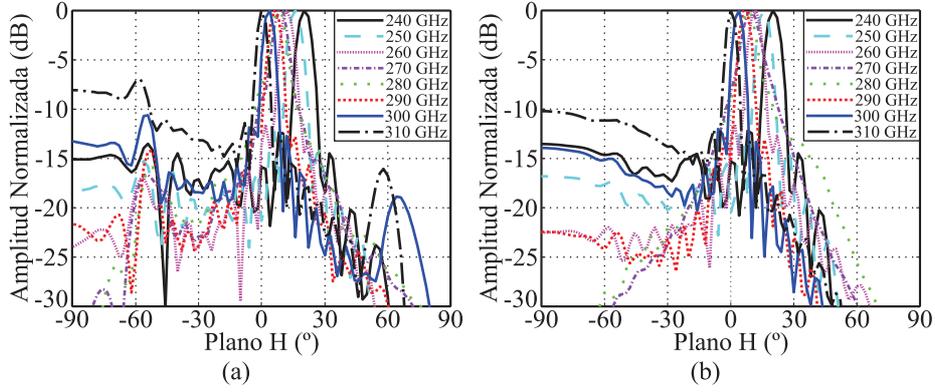


Figura 3.37: Variación del ángulo de apuntamiento con la frecuencia: (a) una guía ranurada, (b) agrupación de ocho guías ranuradas en paralelo.

desde 240 GHz a 310 GHz. Puesto que el sistema de escaneo plano E es independiente de los elementos radiantes, la variación del ángulo de apuntamiento puede expresarse como producto de dos factores de agrupación. Uno de ellos será el factor de agrupación plano E,  $FA_E$ , que está determinado por la red desfásadora, y el otro el factor de agrupación plano H,  $FA_H$ , que depende de las guías ranuradas.

El desfase entre elementos adyacentes  $\alpha$  es la variable que determina el ángulo de apuntamiento en el plano E (3.6). La variación de  $\alpha$  con la frecuencia se muestra en la figura 3.34. La distancia entre guías adyacentes es  $d = 1$  mm y  $N = 8$  es el número de elementos radiantes. La amplitud a la entrada de cada guía ranurada es  $a_n$  y se considera constante.

$$FA_E(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n e^{j(k(n - \frac{N+1}{2})d \sin(\theta) \cos(\phi) + n\Delta\varphi)} \quad (3.6)$$

En la figura 3.38 se muestra el factor de agrupación de la red de distribución es plano H correspondiente a 240 GHz y 310 GHz. Aunque la red de distribución es plano H, ya que el nombre lo recibe del divisor, provoca la variación del ángulo de apuntamiento en el plano E. Esto se debe a la topología de la agrupación. Utilizando el sistema de coordenadas definido en la figura 3.36 el plano E es el coincidente con el plano XY y el plano H se corresponde con el plano YZ.

El análisis correspondiente al factor de agrupación de la guía ranurada como elemento independiente se puede encontrar en la sección 2.5.1.

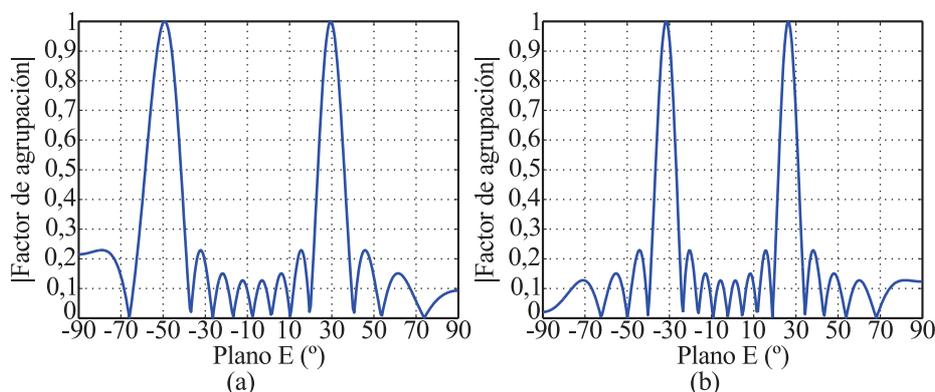


Figura 3.38: Simulación del módulo normalizado del factor de agrupación debido a la red de distribución plano H: (a) 240 GHz, (b) 310 GHz.

### 3.3.3 Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia

Para analizar la variación del ángulo de apuntamiento con el barrido de la frecuencia de operación se utilizarán el diagrama de Brillouin y un simulador electromagnético de onda completa.

#### 3.3.3.1 Análisis gráfico mediante el diagrama de Brillouin

El análisis mediante el diagrama  $\omega$ - $\beta$  de la agrupación de guías ranuradas con escaneo bidimensional aquí descrita se puede descomponer en dos partes independientes. Una de ellas es la relativa al sistema de escaneo plano H, donde los elementos radiantes son las guías ranuradas consideradas como elemento conjunto. La otra parte es la analizada en la sección 2.5.2.1 relativa a una guía ranurada. En esta segunda parte, cada ranura es un elemento radiante.

El diagrama  $\omega$ - $\beta$  relativo a la red de distribución plano H se muestra en la figura 3.39. Mediante la línea de color azul se han unido los puntos de operación de la agrupación al variar su frecuencia de trabajo entre  $f_i = 240$  GHz y  $f_f = 310$  GHz. La línea recorre cinco armónicos especiales diferentes que van desde el -7 al -11 y cada uno está asociado a un lóbulo del diagrama de radiación que puede ser principal o de difracción. La condición para que el haz apunte hacia  $0^\circ$  en el plano E viene determinada por  $\beta L = 2M\pi$  con  $M \in \mathbb{N}$ . Esta condición se cumple para las frecuencias  $f_{c1...c4}$ .

Es posible analizar la presencia de lóbulos de difracción en el diagrama de radiación de la agrupación mediante el diagrama  $\omega$ - $\beta$ . En el caso del armónico espacial -9, a la frecuencia central  $f_{c2}$  sólo hay influencia del lóbulo principal, debido al propio armónico espacial -9. Si disminuye progresivamente la frecuencia de operación, al llegar a  $f_3$  aparecerá un lóbulo de difracción en  $90^\circ$  causado

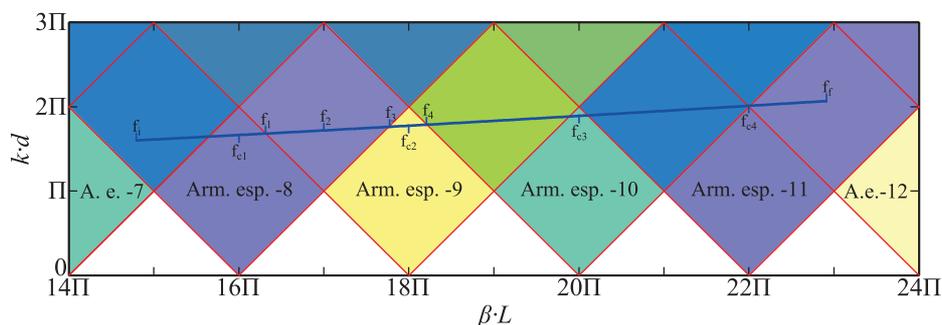


Figura 3.39: Diagrama  $\omega$ - $\beta$  del sistema de escaneo plano H de la agrupación de ocho guías ranuradas alimentadas en paralelo.

por el armónico espacial -8. Si sigue disminuyendo la frecuencia, el lóbulo principal apuntará progresivamente hacia ángulos más negativos y el de difracción hacia ángulos cada vez más pequeños. A la frecuencia  $f_2$ , que corresponde con  $\beta L = 17\pi$  el lóbulo relativo al armónico espacial -9 pasa a ser de difracción, mientras que el nuevo lóbulo principal es el del armónico espacial -8. A la frecuencia  $f_1$  el lóbulo de difracción desaparece por  $-90^\circ$  y sólo estará presente el lóbulo debido al armónico espacial -8. Este apuntará a  $0^\circ$  en el plano E a la frecuencia  $f_{c1}$ . Si se consideran las frecuencias mayores que  $f_{c2}$ , a partir de  $f_4$  aparecerá el lóbulo de difracción del armónico espacial -10 por  $-90^\circ$ . Este lóbulo irá desplazándose hacia ángulos progresivamente crecientes según vaya aumentando la frecuencia de trabajo. El análisis para el resto de armónicos espaciales es análogo al realizado para el armónico espacial -9.

En la figura 3.40 se puede ver las discontinuidades debidas a los cinco armónicos especiales por los que pasa el punto de trabajo de la agrupación al barrer la frecuencia de trabajo. La variación del ángulo de apuntamiento en el plano E se representa en la figura 3.40 (a). El haz del sistema es capaz de barrer cuatro veces el plano E con los siguientes rangos de variación:  $73^\circ$ ,  $68^\circ$ ,  $63^\circ$  y  $56^\circ$ .

El ancho de haz de una antena de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia cambia en función de dos variables: el ángulo de apuntamiento y la frecuencia de trabajo. A medida que el ángulo de apuntamiento se aleja de la perpendicular al eje de la agrupación el haz se ensancha. En el caso de la frecuencia de trabajo, si esta crece la agrupación será eléctricamente más grande y, por ende, disminuirá el ancho de haz. Las dos influencias se observan claramente en la figura 3.40 (b). En todos los armónicos espaciales el mínimo ancho de haz se da para apuntamientos transversales al eje de la agrupación. Además, se cumple en todos los armónicos espaciales que el ancho de haz a la frecuencia máxima es menor que el ancho de haz a la frecuencia mínima.

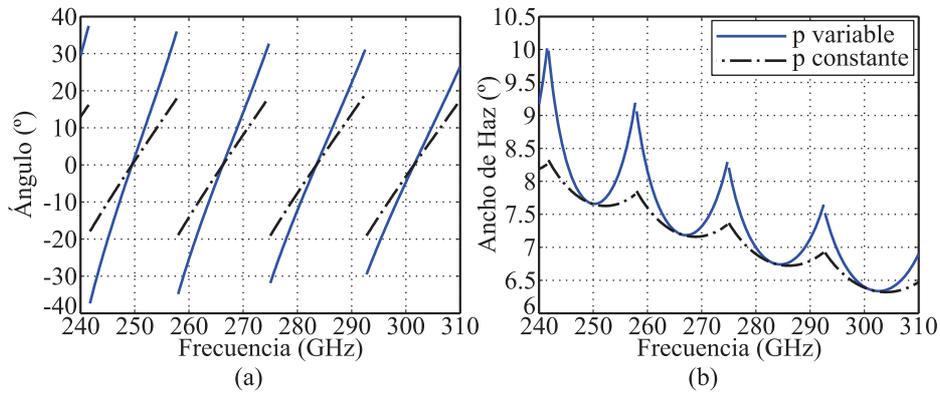


Figura 3.40: Variación del diagrama de radiación debida a la red de escaneo plano H: (a) ángulo de apuntamiento, (b) ancho de haz a -3 dB. Nota, en azul se representan los resultados para la agrupación propuesta, en negro, si la red de alimentación fuese no dispersiva.

### 3.3.3.2 Análisis mediante simulador de onda completa

Para simular los parámetros fundamentales de la agrupación de 8 guías ranuradas alimentadas en paralelo se ha utilizado el simulador electromagnético de onda completa Ansys HFSS. En la figura 3.41 se muestra el parámetro de reflexión del sistema completo. La agrupación está adaptada a lo largo de todo el rango de frecuencias de interés.

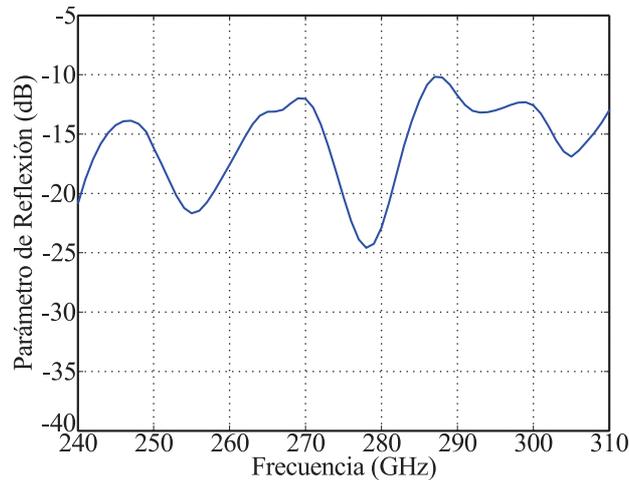


Figura 3.41: Parámetro de reflexión simulado de la agrupación de ocho guías ranuradas alimentadas en paralelo.

Para ilustrar la capacidad de escaneo bidimensional de la agrupación al barrer la frecuencia de operación se han utilizado diagramas de radiación planos. En las figura 3.42, 3.43, 3.44, 3.45 se representan, dichos diagramas para 240 GHz, 266 GHz, 275 GHz y 310 GHz. Estas cuatro frecuencias han sido seleccionadas porque se corresponden, respectivamente, con la frecuencia inicial, elementos alimentados en fase en el plano E, alimentación en contrafase plano E y la frecuencia máxima de trabajo.

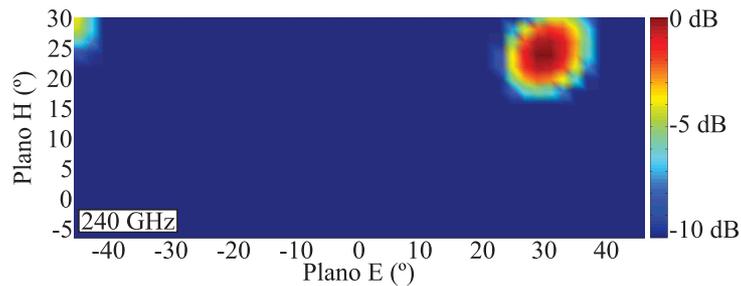


Figura 3.42: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano a 240 GHz.

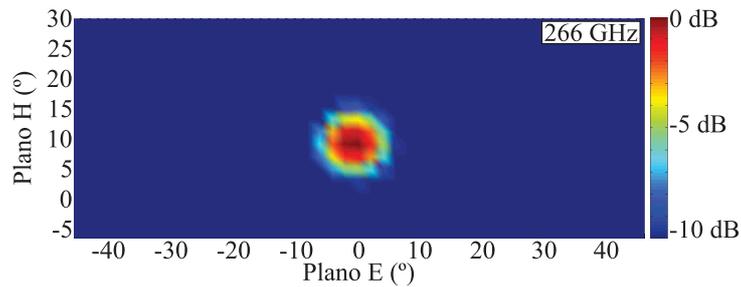


Figura 3.43: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano a 266 GHz.

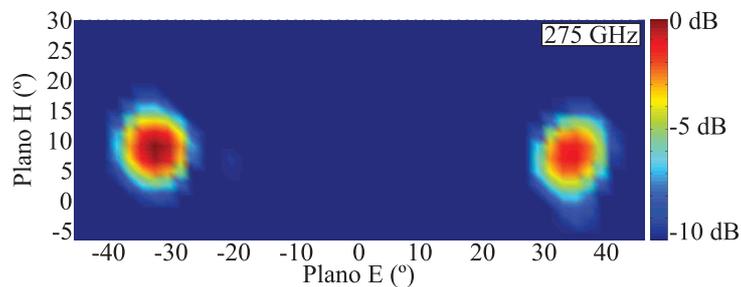


Figura 3.44: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano a 275 GHz.

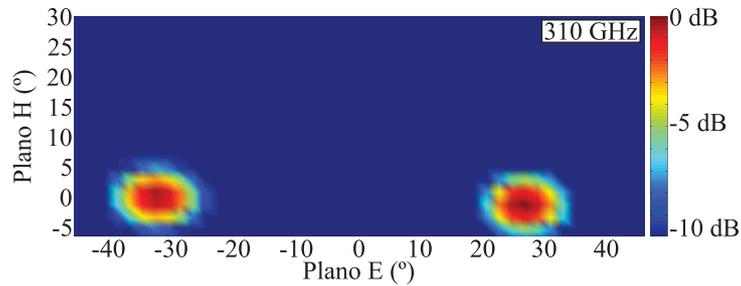


Figura 3.45: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano a 310 GHz.

Si se superponen los diagramas de radiación planos desde 240 GHz hasta 310 GHz en pasos de 2 GHz se obtiene la figura 3.46. El haz de la agrupación traza cuatro líneas con las que escanea progresivamente el plano de interés. Los resultados esperados según el diagrama  $\omega$ - $\beta$  son consistentes con las simulaciones realizadas. El ángulo de apuntamiento de la agrupación varía en un margen de, al menos,  $22^\circ \times 56^\circ$ . Además, en la figura 3.46 se observa como el rango de variación del escaneo en el plano E es cada vez menor (figura 3.40 (a)). También se distingue el cambio del ancho de haz con la frecuencia y con el ángulo de apuntamiento.

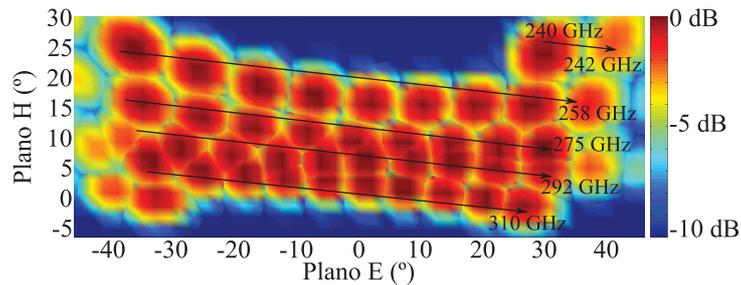


Figura 3.46: Superposición de los diagramas de radiación simulados de 240 GHz a 310 GHz en paso de 2 GHz.

### 3.3.4 Resultados experimentales

#### 3.3.4.1 Montaje de prototipos

La agrupación ha sido fabricada utilizando dos láminas de latón de 1 mm de espesor. En la primera de ellas, la lámina base, se labran los canales que se muestran en la figura 3.32, con una profundidad de 0,432 mm y una anchura de 0,864 mm. Estos canales forman tres caras de la guía rectangular. Para obtener la cuarta cara se atornilla, a modo de tapa, la segunda lámina de latón a la lámina base.

Para labrar los canales en el latón se utilizan fresas de tipo *end-mill* con diámetros de 0,8 mm y 0,125 mm. En consecuencia, el radio de los septos utilizados en los divisores será de 62.5  $\mu\text{m}$ , esto sido considerado a lo largo de todo el proceso de diseño (figura 3.33). Para ensamblar las dos láminas de latón utilizadas se utilizan tornillos de métrica M1.

La parte más compleja y delicada del proceso de fabricación es el corte de las ranuras que, a la postre, son los elementos radiantes de la agrupación. Este procedimiento se divide en dos etapas. La primera consiste en rebajar el espesor de la lámina de latón de 1 mm hasta 0.05 mm utilizando la fresadora ProtoMat H100. De esta manera se consiguen dos objetivos. El primero es poder atravesar el latón con el haz de la máquina de prototipado láser. El segundo objetivo es minimizar la influencia del espesor de la ranura sobre el diagrama de radiación de la agrupación. En la segunda etapa del procedimiento de fabricación de las ranuras la máquina utilizada es la ProtoLaser S. La lámina rebajada se introduce en la fresadora láser y se coloca en la posición requerida utilizando unos agujeros de alineación. Seguidamente, se cortan las ranuras con el haz del láser, que tiene 25  $\mu\text{m}$  de diámetro. Finalmente, se eliminan de las ranuras los restos de cobre no deseados utilizando aire a presión.

La agrupación de ocho guías ranuradas con escaneo bidimensional ha sido diseñada para ser utilizada en combinación con la cabeza extensora de frecuencia correspondiente a la banda de interés. Para interconectar ambos elementos se ha fresado en el propio prototipo de la agrupación un conector estándar UG387/U-M. De esta manera se minimizan los errores de alineación entre ambos. Además, es necesario utilizar una cuña como la descrita en la sección 2.5.1 del capítulo 2. Su topología y parámetros de scattering se pueden ver en la figura 2.46. Varias fotografías sobre los detalles del prototipo fabricado referentes a las ranuras y a la cuña se muestran en la figura 3.47.

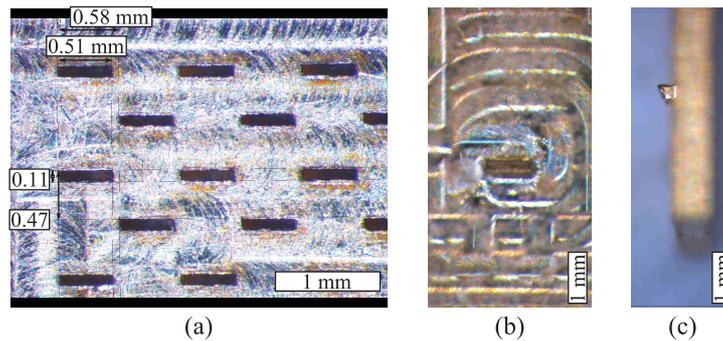


Figura 3.47: Fotografías al microscopio de algunos detalles del prototipo: (a) guías ranuradas, (b) vista en planta de la cuña, (c) vista de perfil de la cuña.

En la figura 3.48 se muestra una fotografía del prototipo fabricado. En ella

se distinguen las diferentes partes del circuito: la lámina base, los tornillos de métrica M1, el conector UG387/U-M, la cuña de adaptación y la zona de espesor rebajado en la que se cortan las ranuras.

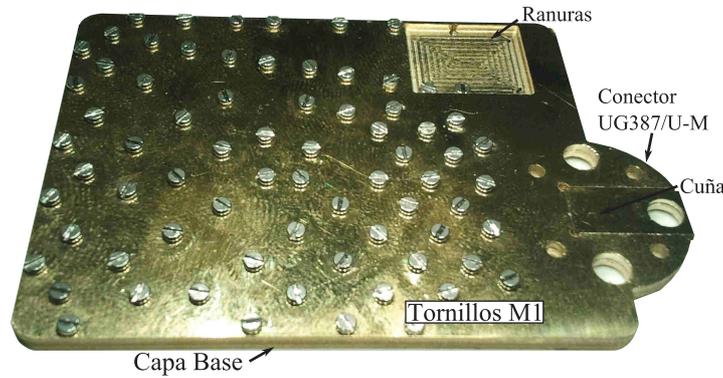


Figura 3.48: Fotografía del prototipo fabricado de la agrupación de guías ranuradas alimentadas en paralelo con escaneo bidimensional mediante barrido en frecuencia.

### 3.3.4.2 Configuración usada para medir

El equipamiento utilizado para caracterizar la agrupación está compuesto por un analizador vectorial de redes y dos cabezas extensoras de frecuencia en el rango 220 – 330 GHz. El analizador vectorial de redes elegido es un PNA-x de Agilent, mientras que las dos cabezas extensoras, una de transmisión-recepción y la otra de recepción, son comercializadas por Virginia Diodes.

Para caracterizar el diagrama de radiación de la agrupación se ha utilizado un rango de medida plano. La configuración empleada para medir el diagrama es muy similar a la mostrada en la figura 3.22. En este caso, la cabeza extensora de transmisión-recepción se coloca con su eje perpendicular al suelo del escáner XYZ. Esta disposición viene determinada por la forma de conectar la agrupación de ocho guías ranuradas a la cabeza extensora de frecuencia. Por lo tanto, es necesario fijar la cabeza de transmisión-recepción a un trípode anclado al suelo que permita conseguir la configuración descrita. El resto de elementos del sistema sí se colocan como en la figura 3.22. Es decir, la cabeza receptora se atornilla al brazo del escáner y como antena receptora se utiliza una guía abierta en la banda de interés. El diagrama de radiación de la agrupación se mide en un área de 11,5 cm × 34 cm, con un paso de 4,5 cm. Este plano corresponde con un rango angular de, aproximadamente,  $\pm 17,5^\circ \times 42,5^\circ$ .

En la figura 3.49 se muestra una fotografía del montaje utilizado para medir el diagrama de radiación de la agrupación de ocho guías ranuradas alimentas

en paralelo. En ella se distinguen las dos cabezas extensoras de frecuencia, los elementos radiantes utilizados y el absorbente para minimizar las reflexiones. Nótese que la fotografía está rotada 90°.

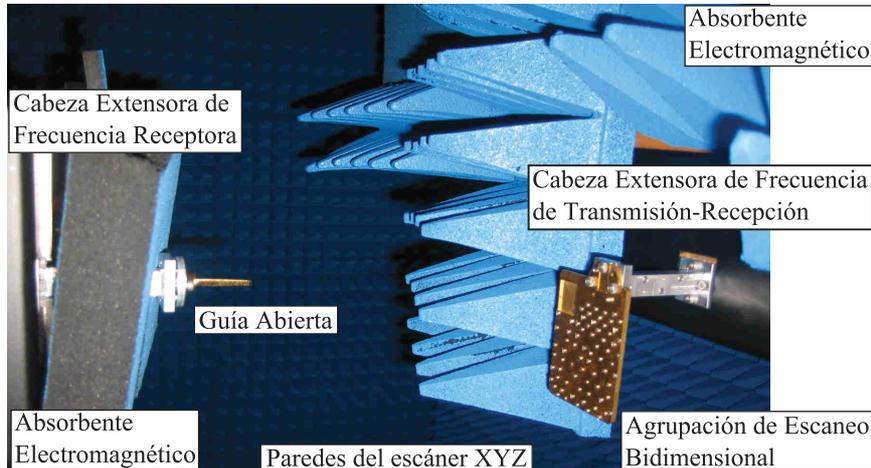


Figura 3.49: Fotografía detallada del rango de medida plano utilizado para caracterizar la agrupación. Nota, parte del absorbente ha sido retirada para una mayor claridad.

### 3.3.4.3 Medidas realizadas

El análisis bajo el microscopio del prototipo fabricado muestra que las ranuras, uno de los componentes más críticos del sistema, son de las dimensiones deseadas (figura 3.47). Sin embargo, el ancho de la guía metálica WR-3 es mayor del deseado, véase la figura 3.50 (a). La diferencia es de menos de 60  $\mu\text{m}$ , esto es, la anchura del prototipo es de 920  $\mu\text{m}$  en lugar de las 864  $\mu\text{m}$  estándar. Esta desviación del 6,5% hará que la variación del ángulo de apuntamiento de la agrupación con la frecuencia sea distinta de la esperada.

Utilizando el análisis basado en el diagrama  $\omega$ - $\beta$  es posible calcular cómo afecta la anchura de fabricación al ángulo de escaneo. La variación del mismo con la frecuencia se muestra en la figura 3.50 (b) tanto para el plano E como para el plano H. El ángulo de escaneo se ve afectado en los dos planos porque la lámina base es común a las guías ranuradas y a la red desfasadora.

La influencia de la mayor anchura en la variación del ángulo de apuntamiento en el plano H se limita a un desplazamiento de un par de grados. Es decir, para una anchura de 864  $\mu\text{m}$  el ángulo varía entre  $-22^\circ$  y  $0^\circ$  al barrer la frecuencia entre 240 GHz y 310 GHz. En cambio, si la anchura de la guía es de 920  $\mu\text{m}$ , el ángulo de apuntamiento varía entre  $-20^\circ$  y  $1^\circ$  para el rango de trabajo.

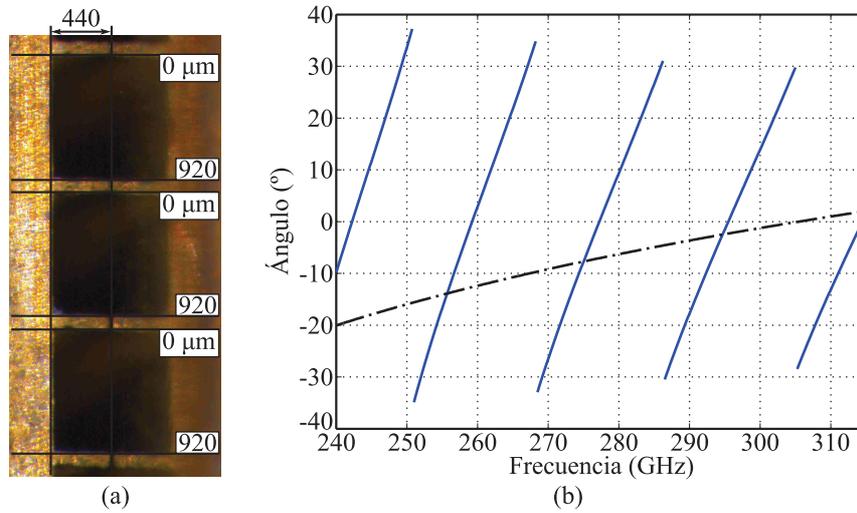


Figura 3.50: (a) Anchura de las guías fabricadas. (b) Variación del ángulo de apuntamiento con la anchura fabricada. Nota, en azul se representa la variación para el plano E, en negro para el plano H.

Por el contrario, la influencia de la anchura del prototipo fabricado sobre el ángulo de apuntamiento en el plano H es mucho mayor. Las frecuencias de apuntamiento transversal con una anchura de 864 μm son 249,5 GHz, 266 GHz, 283,5 GHz y 301,5 GHz, en cambio con una anchura de 920 μm son 242,5 GHz, 259 GHz, 273 GHz, 295 GHz y 314 GHz. De manera equivalente, en el primer caso el apuntamiento será hacia los extremos del plano E para 241,5 GHz, 258,75 GHz, 274,75 GHz, 292,5 GHz y 309,75 GHz. En el segundo caso, esto es, para una anchura de 920 μm las frecuencias son 251 GHz, 268 GHz, 286,25 GHz y 304 GHz.

La anchura de la guía y, por tanto, la constante de fase  $\beta$  se modificó de igual manera para ambos sistemas de escaneo. Por el contrario, la variación del ángulo de apuntamiento es diferente. Esto se debe a que para la guía ranurada  $\beta$  se multiplica por la distancia entre ranuras ( $d = 580 \mu\text{m}$ ). Sin embargo, para la red desfasadora plano H se multiplica por la diferencia entre caminos adyacentes, que es 13,38 mm.

Para caracterizar el funcionamiento de la antena de escaneo bidimensional se ha utilizado el equipamiento descrito en la sección 3.3.4.2. La mayor anchura de la guía ha desplazado el rango de frecuencias del sistema de 240 – 310 GHz a 242 – 315 GHz. El parámetro de reflexión del prototipo se representa en la figura 3.51. La agrupación está adaptada en todo el rango de interés.

Utilizando el escáner XYZ se han medido el área elegida los diagramas de radiación planos desde 242 GHz a 315 GHz en pasos de 0,5 GHz. Se han analizado los mismos cuatro casos que se mostraron en simulación. La medida para

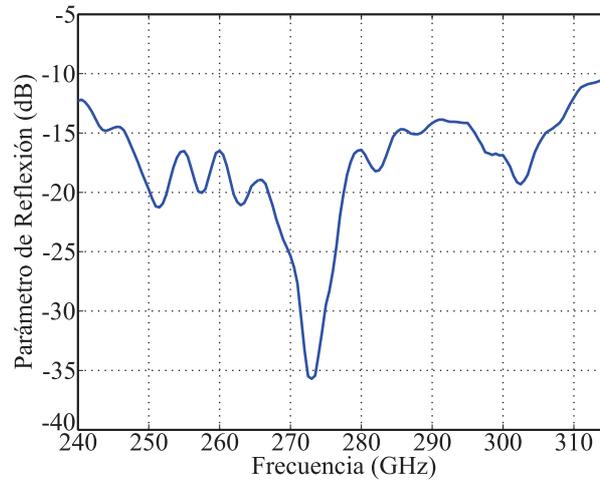


Figura 3.51: Parámetro de reflexión medido de la agrupación de ocho guías ranuradas alimentas en paralelo.

la frecuencia inicial de trabajo se representa en la figura 3.52. El caso en el que todos los elementos están alimentados en fase en el plano E, en la figura 3.53. En la figura 3.54 se han representado las medidas cuando las guías están alimentados en contrafase en el plano E. Por último, los resultados a la máxima de operación frecuencia se pueden ver en la figura 3.55. Debido a la tolerancia del proceso de fabricación, las frecuencias representadas son 242 GHz, 277 GHz, 304 GHz y 315 GHz. El resultados obtenidos en medida son coherentes con los calculados utilizando el diagrama  $\omega$ - $\beta$  para una guía rectangular de 920  $\mu\text{m}$ , que es la anchura medida del prototipo implementado.

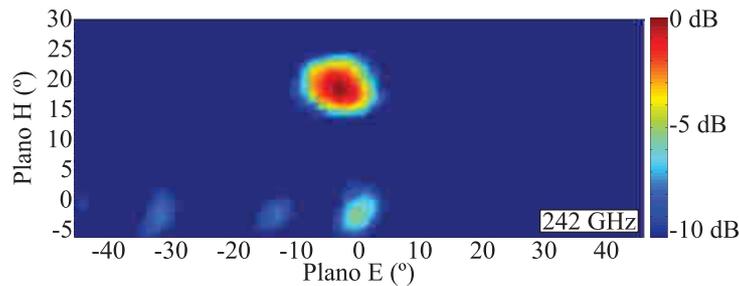


Figura 3.52: Diagrama de radiación medido a 242 GHz.

La superposición de diagramas de radiación medidos que se muestra en la figura 3.56 muestra como el prototipo fabricado barre el plano de interés un total de cuatro veces. También se puede apreciar la disminución del ángulo de barrido y la reducción del ancho de haz con la frecuencia. La figura se ha elaborado

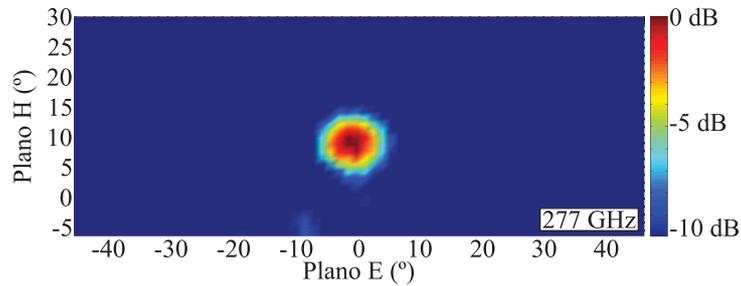


Figura 3.53: Diagrama de radiación medido a 277 GHz.

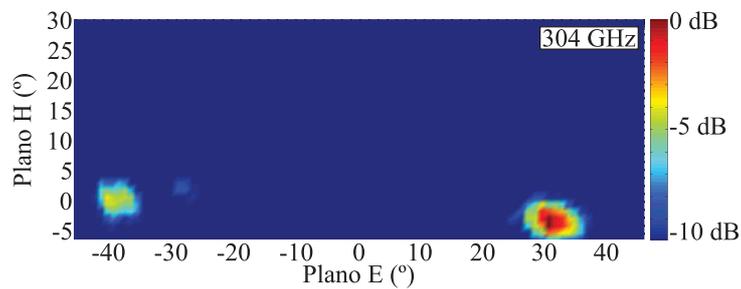


Figura 3.54: Diagrama de radiación medido a 304 GHz.

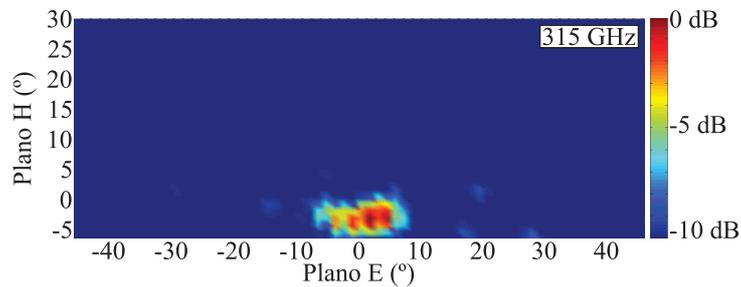


Figura 3.55: Diagrama de radiación medido a 315 GHz.

superponiendo los diagramas medidos de 242 GHz a 315 GHz en pasos de 2 GHz.

La agrupación de ocho antenas en guía ranurada es capaz de cumplir los requisitos de diseño fijados. Esto es, al barrer la frecuencia de trabajo de la agrupación de 240 GHz a 310 GHz el haz de la misma barre un plano de  $20^\circ \times 60^\circ$ . El diseño de la agrupación ha sido analizado utilizando el diagrama de Brillouin y un simulador electromagnético de onda completa. Finalmente, utilizando dos láminas de latón y el equipamiento del Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones se ha fabricado un prototipo. Su funcionamiento ha sido caracterizado utilizando un rango de medida plano. El prototipo está desplazado en frecuencia debido a la tolerancia de fabricación. Sin embargo, el rango de escaneo del haz

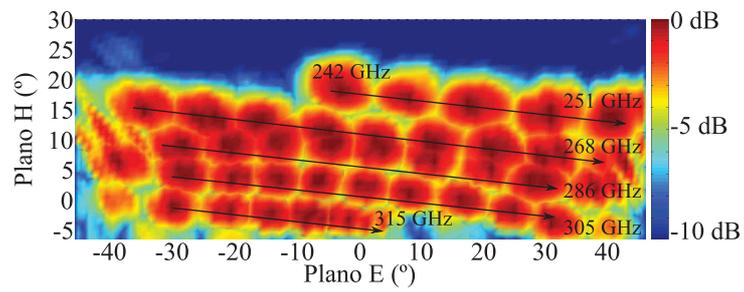


Figura 3.56: Superposición de los diagramas de radiación medidos de 242 GHz a 315 GHz en pasos de 2 GHz.

es equivalente al requerido. Por lo tanto, se ha validado el prototipo construido.

### 3.4 Agrupación de escaneo bidimensional mediante barrido en frecuencia basada en guías ranuradas alimentadas en serie

La agrupación descrita en la sección anterior utiliza guías ranuradas en paralelo como elementos radiantes. Se ha podido implementar sin necesidad de soldaduras ni elementos de alineación. En cambio, ha sido necesario reducir el margen de escaneo en el plano H. La agrupación descrita en esta sección surge con el objetivo de evitar la reducción en el margen de escaneo, manteniendo las mejoras.

La tercera, y última, agrupación de antenas con capacidad de escaneo bidimensional mediante barrido en frecuencia que se ha implementado está basada en guías ranuras alimentadas en serie. Por lo tanto, el elemento radiante de la agrupación es, al igual que en la sección anterior, una guía ranurada. Sin embargo, en este caso las guías ranuradas no se alimentan en paralelo, sino en serie. Lo que modifica completamente el enfoque de diseño.

Las locuciones adjetivas “en paralelo” y “en serie” hacen referencia a la geometría de la red de alimentación, no a su circuito equivalente. Una red en paralelo tiene una única entrada y múltiples líneas de alimentación. Cada una de ellas termina en un único elemento radiante. Por el contrario, en una red de alimentación en serie los elementos radiantes no son terminadores. La característica fundamental de este tipo de red es que se trata de una única línea continua. Solo una pequeña parte de la energía se acopla a cada elemento radiante [10].

Como se analizó en el capítulo 2 sección 2.5.1, el ángulo de escaneo de guía ranurada está limitado por los parámetros de scattering. Esto es, para conseguir una guía ranurada adaptada y que el módulo de su coeficiente de transmisión sea, al menos, 5 dB es necesario no sobrepasar el ángulo de escaneo transversal al eje de la guía. Sin embargo, si será posible sobrepasarlo si solo se precisa un coeficiente de reflexión cuyo módulo esté, entre 0.5 dB y 3 dB. En consecuencia, las características de la guía ranurada son interesantes para utilizarla como elemento base de una agrupación alimentada en serie.

Para diseñar la agrupación se han utilizado elementos en guía rectangular WR-3, cuyas dimensiones son 0,864 mm×0,432 mm. A continuación se describirán los pasos seguidos en el diseño de la agrupación. Posteriormente se mostrarán sus parámetros de radiación más importantes. En tercer lugar, se detallará el proceso de fabricación utilizado y, por último, se analizarán los resultados obtenidos.

#### 3.4.1 Diseño y topología

La topología de la agrupación aquí presentada se puede describir como una guía de onda rectangular que sigue un trazado similar a una espiral. Sobre esa guía

en espiral se practican ciertas ranuras, que serán los elementos radiantes. Las ranuras debe tener las dimensiones precisas y las separaciones requeridas para obtener el comportamiento de escaneo bidimensional deseado.

En la figura 3.57 se muestra la topología de la agrupación. Las diez guías ranuradas de las que consta el sistema están colocadas en paralelo, pero se alimentan en serie. Para conseguir que la señal de salida de cada agrupación sea la de entrada de la siguiente se ha utilizado un sistema en dos capas. La capa superior está formada por las diez guías ranuradas. Por su parte, la capa inferior consta de nueve guías que sirven para introducir el desfase requerido y para llevar la señal del final de una guía ranurada al comienzo de la siguiente. Para comunicar ambas capas se utiliza un tramo de guía orientado según el eje  $y$ . Para mejorar la adaptación del sistema se utilizan tramos en cuña en las interconexiones.

La terminación del sistema, el puerto 2, es una guía abierta. De esta manera, se facilita el proceso de fabricación. La onda reflejada en esa guía abierta se considera despreciable, puesto que la mayor parte de potencia ya ha sido radiada por las ranuras de las diez guías. En consecuencia, su influencia sobre el diagrama de radiación de la agrupación será mínima.

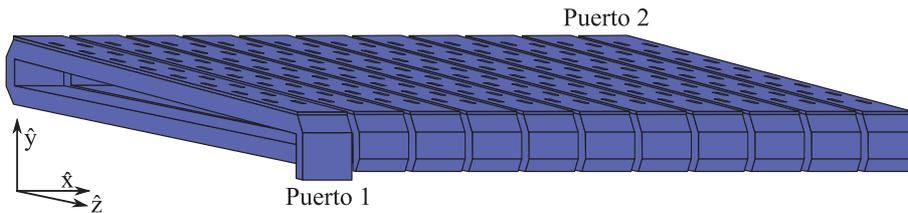


Figura 3.57: Representación de la agrupación de guías ranuradas alimentadas en serie.

#### 3.4.1.1 Elementos Radiantes

Los detalles de la guía ranurada utilizada como elemento radiante de la agrupación se muestran en la figura 3.58. Las ranuras tienen forma rectangular y están colocadas en la cara ancha de la guía. Las ranuras forman dos hileras y van alternando el lado con respecto a la línea central. Esta topología ha sido elegido debido a sus bajos niveles de polarización cruzada.

Debido a que la red de alimentación elegida es serie, las guías ranuradas utilizadas terminan en un tramo de guía. Es decir, su comportamiento es equivalente al de una guía terminada en una carga adaptada. Por lo tanto, no habrá onda reflejada en ninguna de ellas, salvo en la última. Este hecho supone una ventaja con respecto al diseño presentado en la sección 2.5.1.

Para diseñar la guía ranurada se ha utilizado el simulador electromagnético de onda completa HFSS. El primer parámetro optimizado ha sido la distancia

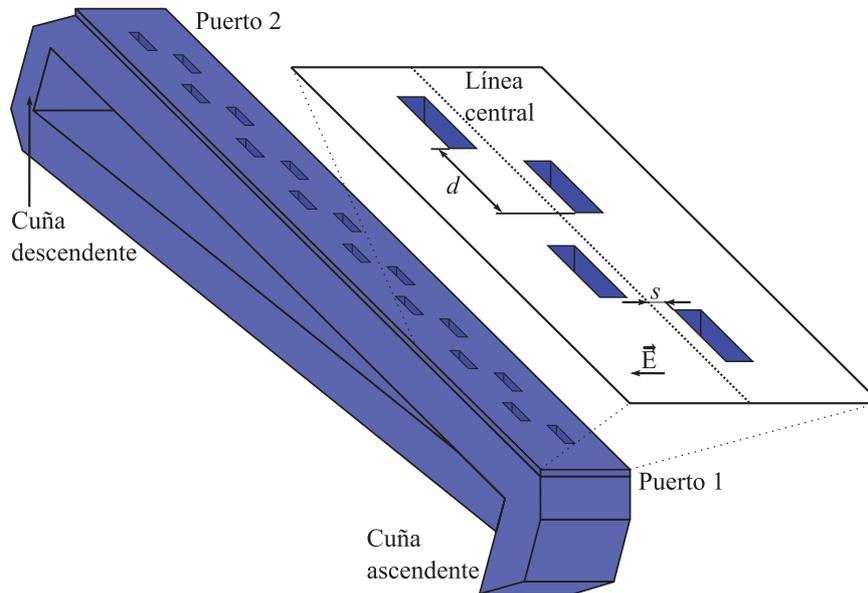


Figura 3.58: Representación de la guías ranuradas utilizadas como elemento base de la agrupación.

entre cada una de las dieciséis ranuras de las que consta la guía. Esta distancia  $d$  es la que determina la variación con la frecuencia del ángulo de apuntamiento en el plano H. Con el valor elegido  $d = 700 \mu\text{m}$  se consigue modificar el ángulo de apuntamiento entre  $78^\circ$  y  $102^\circ$  al barrer la frecuencia de trabajo de 240 GHz a 330 GHz.

Tanto las dimensiones de las ranuras como su posición con respecto a la línea central determinan los parámetros de scattering de la guía ranurada. Optimizándolas es posible conseguir que la guía esté adaptada en la banda de interés y controlar la potencia radiada. Para este proceso se coloca un puerto al inicio de la guía y otro al final. De esta manera, la guía se comporta como indefinida y es posible conocer la cantidad de potencia no radiada. Estos parámetros han sido optimizados buscando radiar alrededor de 1 dB en cada guía ranurada. La simulación de los parámetros de scattering del diseño se puede ver en la figura 3.59. El elemento radiante está adaptado en toda la banda de interés, mientras que la cota superior de la potencia radiada varía entre 0,5 dB y 3,2 dB. Las dimensiones obtenidas para cada ranura son  $420 \mu\text{m} \times 113 \mu\text{m}$ . La distancia con respecto a la línea central es  $s = 90 \mu\text{m}$ .

En la figura 3.60 se muestran los diagramas de radiación plano H de la guía ranurada para 240 GHz, 260 GHz, 275 GHz, 295 GHz, 310 GHz y 330 GHz. Debido a la ausencia de onda reflejada se consigue un nivel de lóbulos secundarios menor de -10 dB incluso para la frecuencia máxima de operación.

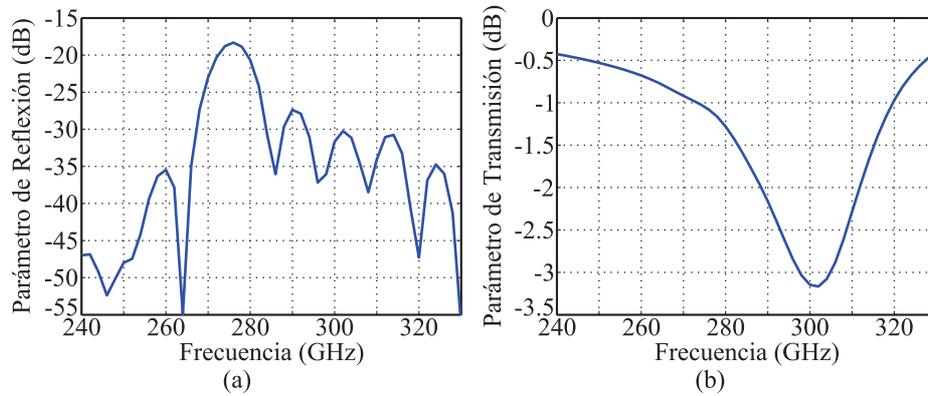


Figura 3.59: Parámetros de scattering de la guía ranurada utilizada como elemento base: (a) parámetro de reflexión, (b) parámetro de transmisión.

### 3.4.1.2 Red de distribución

Para llevar la señal adecuada a cada uno de los elementos radiantes de la agrupación se ha utilizado una red de alimentación en serie. La topología de la misma se muestra en la figura 3.57. Por medio de la red de alimentación se consigue el escaneo deseado en el plano E.

La red de alimentación está basada en elementos en guía WR-3. Su estructura consta de dos capas horizontales. En la capa superior están situadas las diez guías ranuradas, que son los elementos radiantes de la agrupación. La capa inferior se utiliza para introducir el desfase necesario entre dos guías ranuradas adyacentes. Para interconectar las dos capas que componen la estructura de la agrupación se han empleado tramos verticales de guía WR-3 con cuñas (figura 3.61). Su uso permite minimizar las pérdidas del sistema. La longitud del chaflán de las cuñas es de 0,33 mm. Las variables  $a = 0,864$  mm y  $b = 0,432$  mm corresponden con las dimensiones de una guía WR-3, mientras que  $D = 0,5$  mm es la separación entre las dos capas.

El desfase que introduce la red de alimentación entre la primera guía ranurada y cada una de las demás se representa en la figura 3.62. Cada uno de los diez puertos que se utilizan en la figura está situado a la entrada de la guía correspondiente. Con la red de desfase diseñada las guías ranuradas están doce veces en fase. Esto ocurre para 245,4 GHz, 251,9 GHz, 258,5 GHz, 265,3 GHz, 272,2 GHz, 279,2 GHz, 286,3 GHz, 293,6 GHz, 301 GHz, 308,6 GHz, 316 GHz y 323,5 GHz. Por tanto, el haz de la agrupación pasará doce veces por  $0^\circ$  en el plano E. Las guías ranuradas estarán en contrafase a 242,2 GHz, 248,6 GHz, 255,2 GHz, 261,9 GHz, 268,8 GHz, 275,7 GHz, 282,7 GHz, 289,9 GHz, 297,3 GHz, 304,8 GHz, 313,3 GHz, 319,8 GHz y 327,2 GHz. Para esas trece frecuencias el corte plano E tendrá dos lóbulos apuntando a ambos extremos del plano.

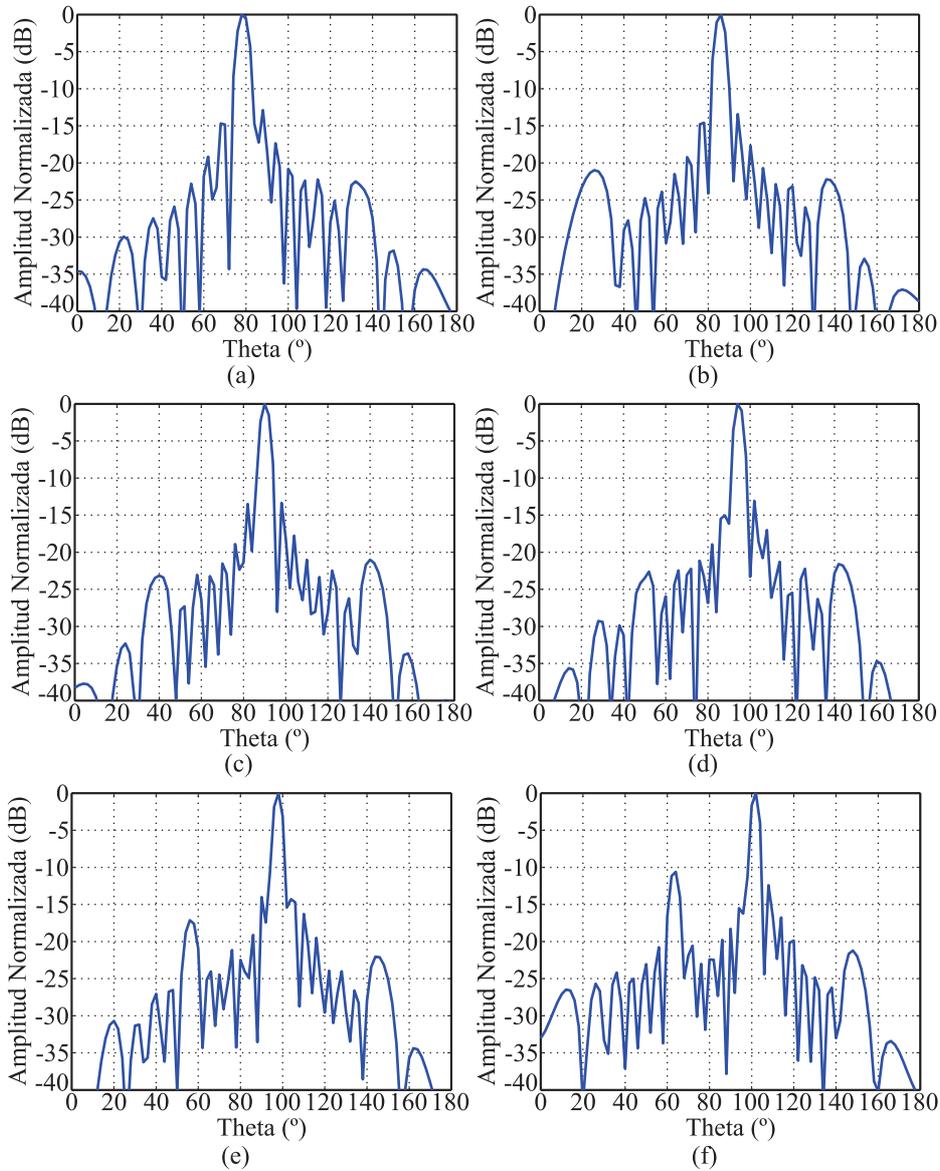


Figura 3.60: Simulación del diagrama de radiación de la agrupación: (a) 240 GHz, (b) 260 GHz, (c) 275 GHz, (d) 295 GHz, (e) 310 GHz, (f) 330 GHz.

### 3.4.2 Análisis del sistema de escaneo bidimensional mediante el factor de agrupación

Al igual que en la agrupación de guías ranuradas alimentadas en paralelo (sección 3.3.2), el factor de agrupación permite describir la variación del ángulo de

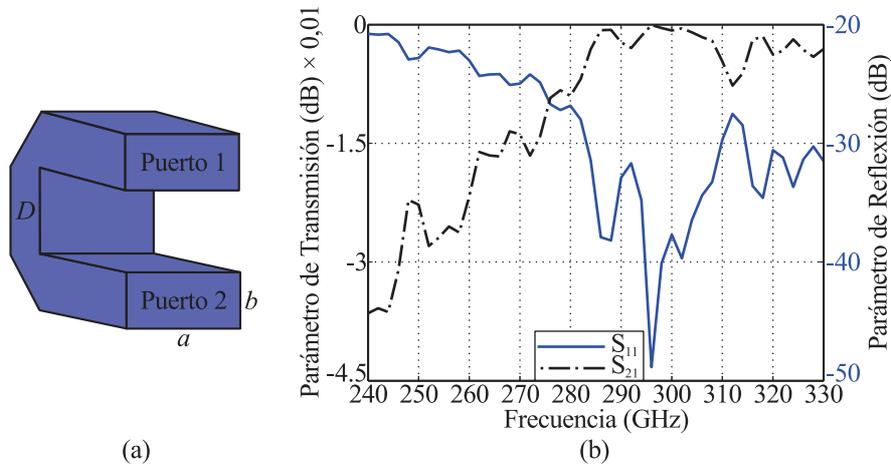


Figura 3.61: Cuñas utilizadas en la red de alimentación: (a) topología, (b) parámetros de scattering.

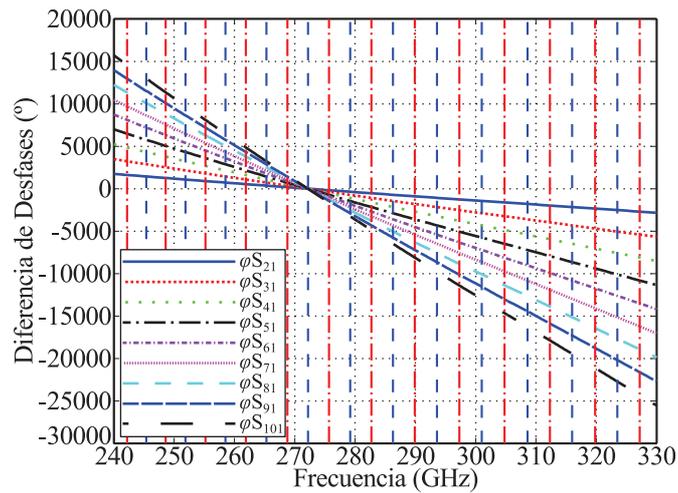


Figura 3.62: Simulación del desfase entre la primera guía ranurada y cada una de las nueve restantes. Nota: Las líneas azules discontinuas señalan donde las salidas están en fase, las líneas rojas de punto y raya donde están en contrafase.

apuntamiento cuando la alimentación es en serie.

De nuevo, el sistema de escaneo plano E es independiente del sistema de escaneo plano H. Por tanto, cada uno de ellos está asociado a su factor de agrupación correspondiente:  $FA_E$  y  $FA_H$ . La expresión que define al factor de agrupación debido a la red de distribución es (3.6). El factor de agrupación correspondiente a la guía ranurada se ha detallado en la sección 2.5.1.

En el caso del factor de agrupación plano E el desfase entre elementos adyacentes  $\varphi$  es el representado en la figura 3.62. La distancia entre cada una de las diez guías es de 1 mm. En la figura 3.63 se representa el módulo normalizado del factor de agrupación a las frecuencias de operación mínimas y máximas. En ambos casos aparece la influencia de un lóbulo de difracción. Atendiendo al sistema de coordenadas representado en la figura 3.57 el plano E se corresponde con el plano XY, mientras que el plano H lo hace con el plano YZ.

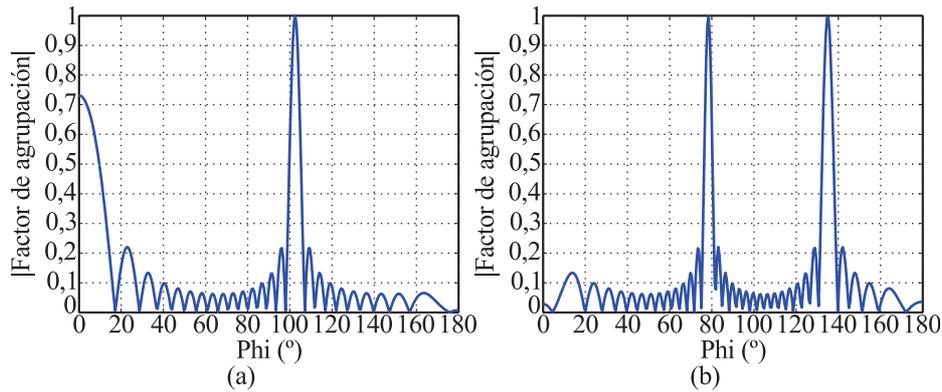


Figura 3.63: Simulación del módulo del factor de agrupación correspondiente a la red de distribución: (a) 240 GHz , (b) 330 GHz.

En la figura 3.64 se muestra el módulo normalizado del factor de agrupación correspondiente a la guía ranurada. Con el valor de  $d$  elegido se consigue variar el ángulo de apuntamiento  $24^\circ$  al barrer la frecuencia de trabajo entre 240 GHz y 330 GHz.

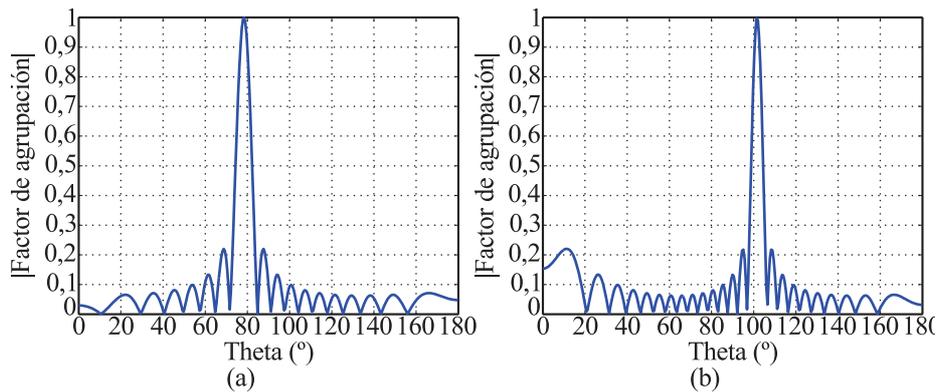


Figura 3.64: Simulación del módulo del factor de agrupación correspondiente a la guía ranurada: (a) 240 GHz , (b) 330 GHz.

### 3.4.3 Análisis de las capacidades de escaneo en frecuencia

Las capacidades de escaneo en frecuencia de la agrupación de guías ranuradas alimentadas en serie se analizan en esta sección utilizando dos herramientas: el diagrama de Brillouin y un simulador electromagnético de onda completa.

#### 3.4.3.1 Análisis gráfico mediante el diagrama de Brillouin

Para la agrupación de guías ranuradas alimentadas en serie, el análisis basado en el diagrama de Brillouin se realizará por separado para el plano E y el plano H, ya que son redes de escaneo independientes.

En la figura 3.65 se muestra diagrama  $\omega$ - $\beta$  correspondiente al elemento base de la agrupación, es decir, la guía ranurada. Los puntos de trabajo sólo pertenecen al armónico espacial -1. En consecuencia, no habrá ningún lóbulo de difracción en el corte plano H del diagrama de radiación del elemento. Esto concuerda con lo observado en la figura 3.60.

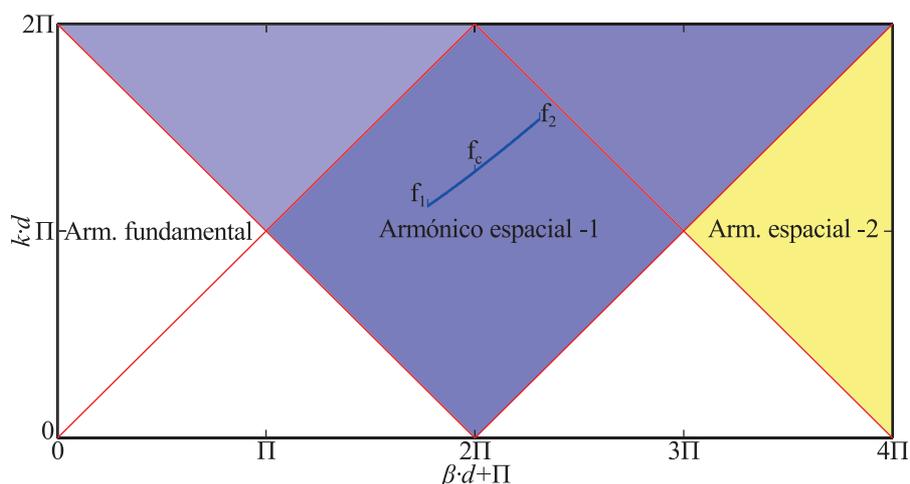


Figura 3.65: Diagrama  $\omega$ - $\beta$  de la guía ranurada utilizada como elemento base de la agrupación.

La variación con la frecuencia del ángulo de apuntamiento de la guía ranurada se puede ver en la figura 3.66 (a). El ángulo de apuntamiento viene determinado por (3.4) y varía  $24^\circ$  al barrer la frecuencia de trabajo desde 240 GHz hasta 330 GHz. Además, a la frecuencia de 273 GHz el apuntamiento es transversal al eje longitudinal de la guía ranurada. Por lo tanto, es posible escanear a ambos lados del mismo.

La ecuación (3.5) determina la dependencia del ancho de haz a -3 dB con la frecuencia. En el plano H, el ancho de haz a -3 dB va decayendo progresivamente de  $5.8^\circ$  a  $4.2^\circ$  (figura 3.66 (b)).

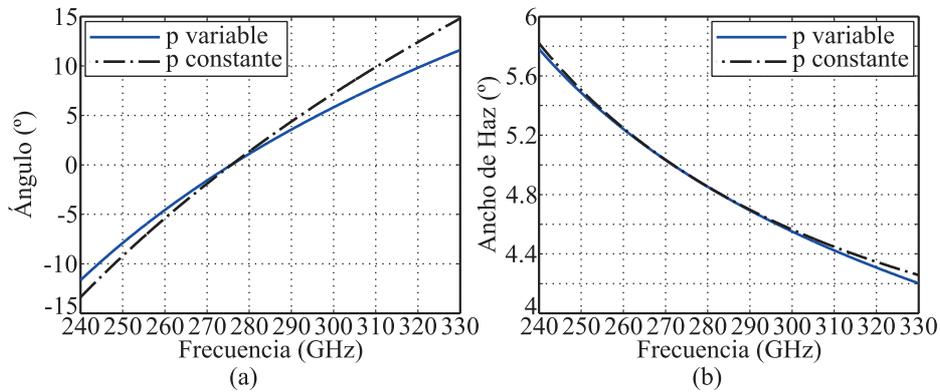


Figura 3.66: Parámetros característicos del elemento radiante inferidos del diagrama  $\omega$ - $\beta$ : (a) ángulo de apuntamiento, (b) ancho de haz a -3 dB. Nota, en azul se representan los resultados para la guía ranurada, en negro, si la red alimentación fuera no dispersiva.

Tal y como se describió con anterioridad, la variación deseada del ángulo de apuntamiento en el plano E se consigue por medio de la red de alimentación serie. Su diagrama  $\omega$ - $\beta$  está representado en la figura 3.67. En ella se puede ver como el haz apuntará un total de doce veces hacia  $0^\circ$  en el plano E. Lo que concuerda con el análisis realizado sobre la red desfasadora. Cada una de estas doce veces está asociada a un armónico espacial diferente. Los armónicos espaciales que se han utilizado van desde el -19 hasta -30. Es decir, el sistema de escaneo plano E tiene un total de doce frecuencias centrales  $f_{c1...c12}$ .

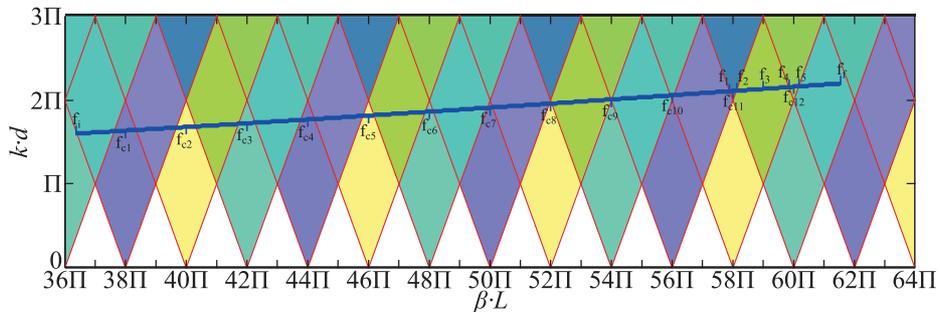


Figura 3.67: Diagrama  $\omega$ - $\beta$  de la red de alimentación serie utilizada.

A modo de ejemplo, se describe a continuación el comportamiento del lóbulo principal y de los lóbulos de difracción para el armónico espacial -30. Este está asociado a la frecuencia central  $f_{c12}$ . A  $f_{c12}$  la ordenada del punto de trabajo es mayor que  $2\pi$ . Por lo tanto, para esta frecuencia central habrá dos lóbulos de difracción. Uno de ellos es debido al armónico espacial -29 y el otro al -31.

Si disminuye progresivamente la frecuencia de operación, al alcanzar el valor  $f_4$  desaparece el lóbulo causado por el armónico espacial -31. El lóbulo principal se desplazará gradualmente hacia ángulos cada más negativos. Por su parte, el lóbulo de difracción debido al armónico espacial -29 lo hará hacia ángulos cada vez menores, pero siempre positivos. La frecuencia  $f_3$  marca la conversión de lóbulo principal a lóbulo de difracción y viceversa. Es decir, a la frecuencia  $f_3$  cada uno de los dos lóbulos apuntará a un extremo del corte plano E. Cuando la frecuencia sea menor que  $f_2$  surgirá por  $90^\circ$  un nuevo lóbulo de difracción causado por el armónico espacial -28. Con la disminución de frecuencia este se irá desplazando gradualmente hacia ángulos menores. La influencia del lóbulo de difracción del armónico espacial -29 desaparece para frecuencias menores que  $f_1$ . El estudio equivalente puede realizarse para frecuencias de trabajo mayores que  $f_5$ , así como para el resto de armónicos espaciales.

En la figura 3.68 (a) se muestra la variación del ángulo de apuntamiento en el plano E con la frecuencia de operación. Los doce apuntamientos transversales se corresponden con las doce frecuencias centrales, una por cada armónico espacial utilizado. El rango de variación del ángulo de apuntamiento decrecerá de  $70^\circ$  a  $53^\circ$  a medida que aumenta la frecuencia de trabajo y, por tanto, el valor del producto  $kd$ . Además, en la figura se muestra que la utilización de una red de alimentación basada en un elemento dispersivo permite obtener rangos de variación mayores que los que se consiguen con elementos no dispersivos.

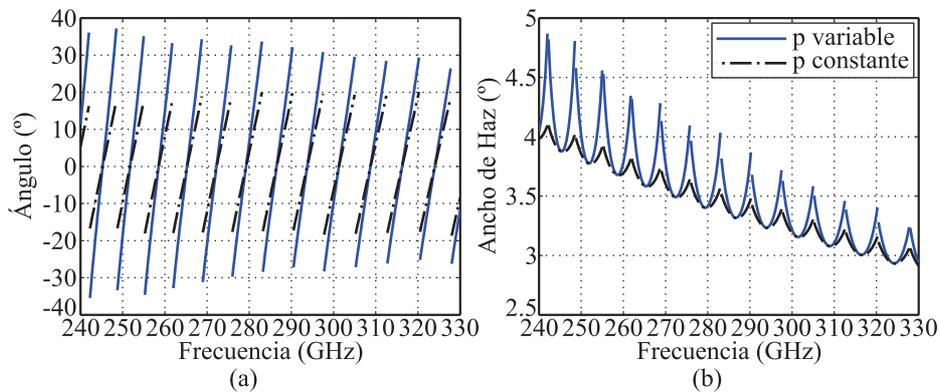


Figura 3.68: Parámetros característicos de la red desfasadora inferidos del diagrama  $\omega$ - $\beta$ : (a) ángulo de apuntamiento, (b) ancho de haz a -3 dB. Nota, en azul se representan los resultados para la guía ranurada, en negro, si la red alimentación fuera no dispersiva.

Por otra parte, en la figura 3.68 (b) está representada la dependencia del ancho de haz a -3 dB con la frecuencia de trabajo. Para cada armónico espacial se repite el patrón de variación. El menor ancho de haz ocurre para la frecuencia

central, ensanchándose el haz a medida que el valor absoluto del ángulo de apuntamiento aumenta. La paulatina disminución del ancho de haz con el incremento del número de armónico espacial se debe a dos factores. El primero es que la frecuencia central es cada vez mayor y, por tanto, la agrupación es gradualmente más grande. El segundo factor es la disminución del rango de variación del ángulo de apuntamiento con la frecuencia.

El procedimiento seguido para elaborar las dos gráficas de la 3.68 está descrito en la sección 3.2.3.1 del presente capítulo.

### 3.4.3.2 Análisis mediante simulador de onda completa

En la figura 3.69 (a) se muestra el parámetro de reflexión de la agrupación. El sistema está adaptado a lo largo de toda la banda de trabajo. El parámetro de transmisión de la agrupación se puede ver en la figura 3.69 (b). Este parámetro representa una cota superior de la potencia radiada por la agrupación. Debido a que la agrupación está formada por diez guías ranuradas alimentadas en serie, la figura 3.69 (b) es prácticamente la resultante de decuplicar el parámetro de reflexión de la figura 3.59 (b)

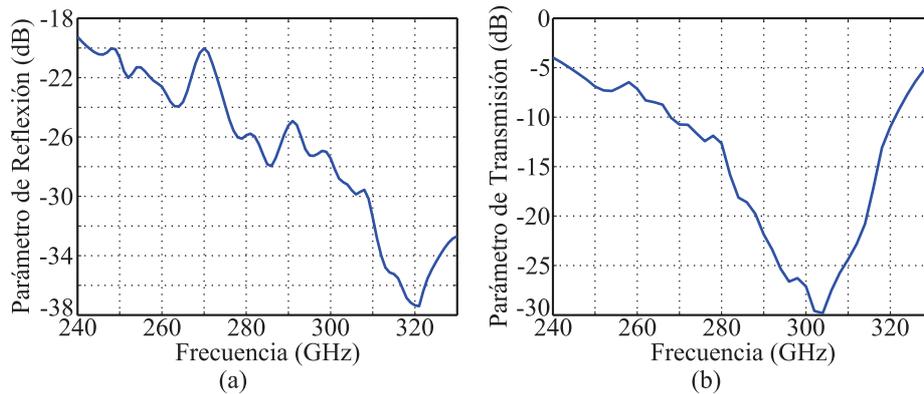


Figura 3.69: Simulación de los parámetros de scattering de la agrupación: (a) parámetro de reflexión, (b) parámetro de transmisión.

En las figuras 3.70, 3.71, 3.72, 3.73, 3.74 se han representado cinco diagramas de radiación de la agrupación. Se ha elegido la representación bidimensional para ilustrar el proceso de variación de haz de la agrupación con la frecuencia de operación del sistema. Las frecuencias que se han seleccionado corresponden sucesivamente a los siguientes casos. El primero de ellos es la frecuencia inicial de operación (240 GHz). En el segundo caso todos los elementos están alimentados en contrafase en el plano E. El tercer caso corresponde con el apuntamiento central en el plano H. A la cuarta frecuencia elegida todas las guías ranuradas están

en fase. Finalmente, el último caso corresponde a 330 GHz, que es la frecuencia máxima de operación del sistema.

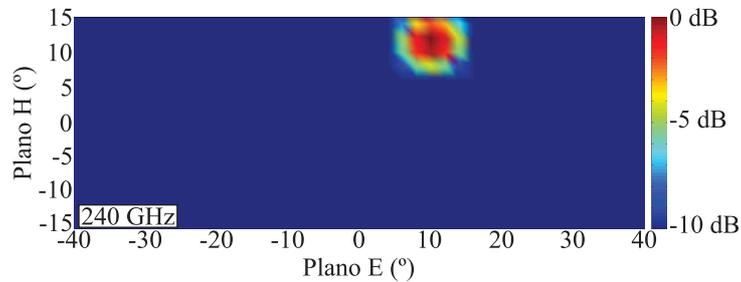


Figura 3.70: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano para 240 GHz.

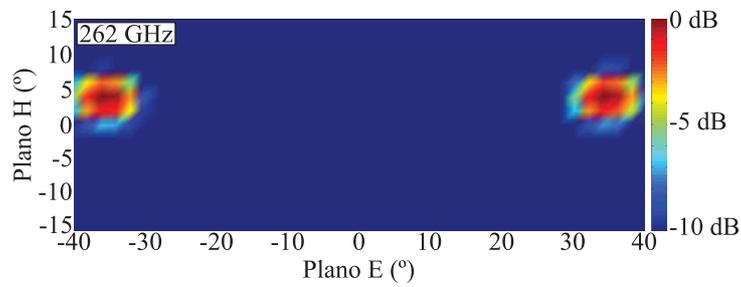


Figura 3.71: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano para 262 GHz.

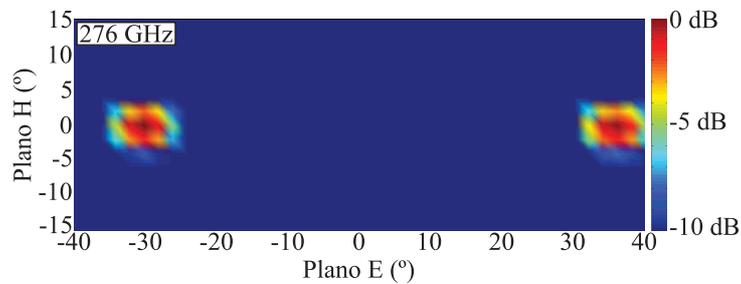


Figura 3.72: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano para 276 GHz.

A lo largo de los cinco supuestos analizados se observa como el haz de la agrupación es capaz de barrer un plano de, al menos,  $50^\circ \times 24^\circ$ . Además, el haz es de tipo pincel y va haciéndose progresivamente más estrecho a medida que disminuye la frecuencia de operación del sistema.

Para mostrar el barrido que realiza el haz de la agrupación de guías ranuradas alimentadas en serie sobre el plano objetivo se ha elaborado la figura 3.75. En

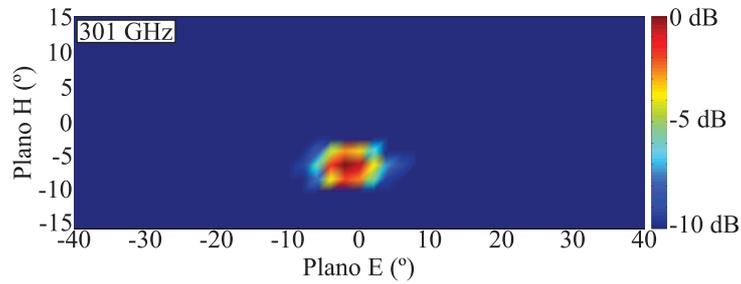


Figura 3.73: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano para 301 GHz.

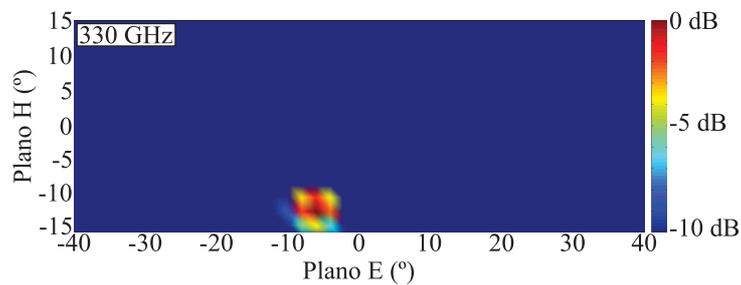


Figura 3.74: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano para 330 GHz.

ella se muestran superpuestas las simulaciones correspondientes a los diagramas de radiación bidimensionales desde 240 GHz a 330 GHz en pasos de 1 GHz. En la figura se observan los doce pasos por  $0^\circ$  en el plano E correspondientes a las doce veces que las guías ranuradas se alimentan en fase. Los doce pasos por  $0^\circ$  también se corresponden con los doce armónicos espaciales del diagrama de Brillouin utilizados.

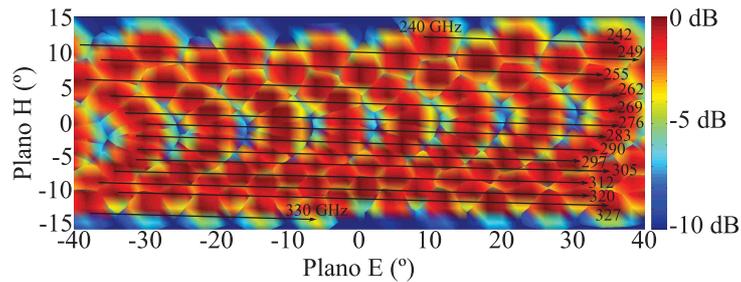


Figura 3.75: Superposición de los diagramas de radiación simulados de 240 GHz a 330 GHz en pasos de 1 GHz.

El escaneo angular es muy detallado en el plano H. Los  $24^\circ$  de variación se barren 12 veces, lo que da una distancia media entre máximos de  $2^\circ$ . Es-

ta proximidad causa que en la superposición de la figura 3.75 varios diagramas de radiación queden ocultos. Por lo tanto, la longitud de las flechas de la figura es simplemente indicativa. No se corresponde con la verdadera variación del ángulo de apuntamiento con la frecuencia. Esta variación sí se puede ver en la figura 3.68 (a).

### 3.4.4 Resultados experimentales

#### 3.4.4.1 Montaje de prototipos

La tecnología de fabricación elegida para fabricar un prototipo de la agrupación es RMPD, cuyas siglas significan *Rapid Micro Product Development* y su propietaria es la empresa microTEC. Entre las diferentes variantes de la tecnología (RMPD-mask, RMPD-vario, RMPD-nanoface, RMPD-multimat y RMPD-stick2) se ha elegido la primera. En la tecnología RMPD-mask se utiliza una máscara litográfica para curar con luz ultravioleta un monómero líquido y, de esta manera, conseguir un polímero. Con este se formarán las diferentes partes del circuito [11, 12].

En la figura 3.76 se muestran las tres capas fabricadas utilizando RMPD-mask que componen la agrupación. La fotografía de la izquierda corresponde a la capa superior del prototipo. En ella se sitúan las 160 ranuras utilizadas. En la fotografía central se pueden ver los canales correspondientes a las diez guías ranuradas. También se distinguen las cuñas superiores. Finalmente, la fotografía de la derecha se corresponde con la parte inferior del circuito. Esto es, las guías que forman parte de la red de alimentación serie y las cuñas inferiores.

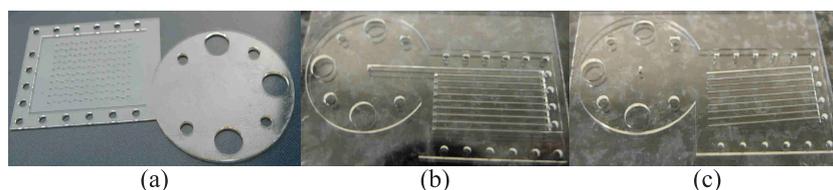


Figura 3.76: Fotografías de las partes que componen la antena antes del dorado: (a) capa de las ranuras, (b) capa de las guías superiores, (c) capa inferior.

Si se utiliza el material adecuado en el proceso de RMPD-mask se puede depositar oro sobre él mediante deposición física de vapor, *Physical Vapor Deposition*, *PVD*. En este caso, se ha depositado sobre el polímero estructurado una capa de oro es de  $5\ \mu\text{m}$ . De esta manera se consigue el circuito en guía metálica WR-3 deseado. El resultado del proceso de fabricación se puede ver en la figura 3.77. Las dimensiones de cada una de las capas son  $37\ \text{mm} \times 23\ \text{mm}$ . La altura varía atendiendo a las necesidades del diseño.

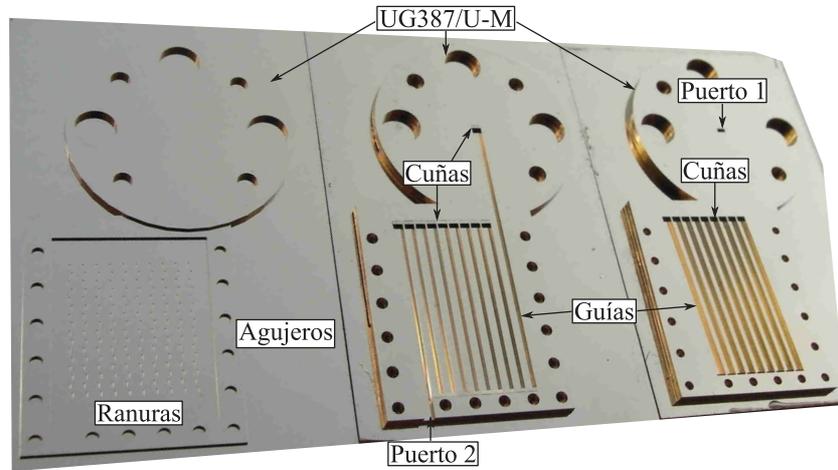


Figura 3.77: Fotografías de las partes que componen la antena doradas tras el proceso de PVD.

#### 3.4.4.2 Configuración usada para medir

El equipamiento que se ha utilizado para caracterizar el prototipo de la agrupación de guías ranuradas alimentadas en serie es el habitual. Está formado por un analizador vectorial de redes y dos cabezas extensoras de frecuencia en el rango 220 – 330 GHz. El analizador vectorial de redes es un PNA-x de Agilent, mientras que Virginia Diodes es el fabricante de las cabezas extensoras. Una de ellas es de transmisión-recepción y la otra sólo de recepción.

Para medir el diagrama de radiación de la agrupación se ha empleado un rango de medida plano. El elemento base del mismo es un escáner XYZ con un brazo que se desplaza en los tres ejes con una precisión de 2  $\mu\text{m}$ . La configuración de medida es análoga a la que se muestra en la figura 3.22. La única modificación es debida a la conexión entre la cabeza transmisora y la agrupación de guías ranuradas. Es necesario colocar la cabeza de transmisión recepción paralela al eje  $z$  de la figura. De esta manera se consigue que la agrupación esté paralela al suelo con las ranuras mirando hacia la cabeza receptora. Utilizando el movimiento del brazo en el eje  $z$  se fija en 22,5 cm la distancia entre las dos antenas utilizadas.

#### 3.4.4.3 Medidas realizadas

Empleando el equipamiento descrito en la sección anterior se ha caracterizado el funcionamiento de la agrupación utilizando sus parámetros más representativos. En la figura 3.78 se muestra la medida del parámetro de reflexión de la agrupación. El prototipo está adaptado a lo largo de todo el rango de interés.

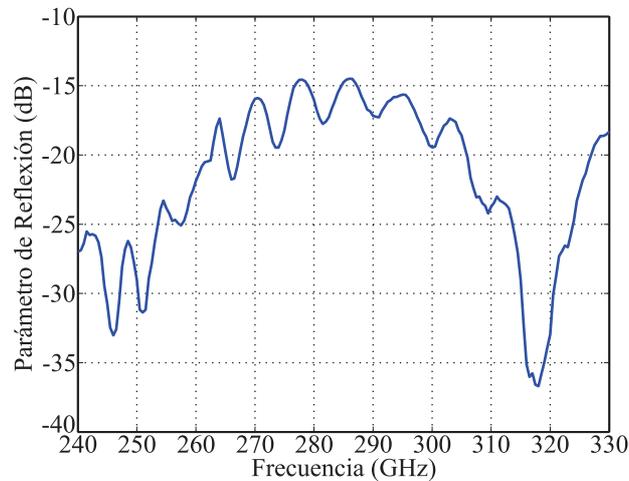


Figura 3.78: Medida del parámetro de reflexión de la agrupación de guías ranuradas alimentadas en serie.

En las figuras 3.79, 3.80, 3.81, 3.82, 3.83 se muestran los diagramas de radiación medidos sobre el prototipo fabricado. Las figuras están elaboradas a las mismas frecuencias analizadas en simulación. De nuevo, se utiliza la representación plana para ilustrar el escaneo bidimensional.

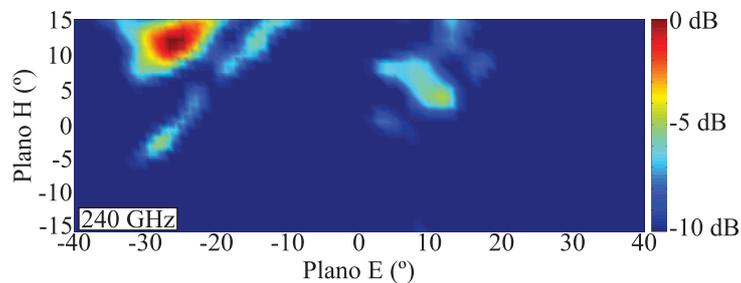


Figura 3.79: Diagrama de radiación medido para 240 GHz.

El análisis conjunto de las cinco figuras muestra que en el plano H el haz de la agrupación varía desde  $-12^\circ$  hasta  $12^\circ$ . Este resultado concuerda con el comportamiento esperado. En consecuencia, la distancia entre ranuras adyacentes es la correcta, ya que es el parámetro que determina la variación del ángulo de apuntamiento en el plano H. Además, el ancho de haz en el plano H es similar al calculado utilizando el simulador electromagnético de onda completa.

Por contra, en las medidas del plano E se observan varios fenómenos que no están presentes en simulación. El primero de ellos es que el lóbulo principal es excesivamente ancho en este corte. Este hecho ocurre a 262 GHz, 276 GHz

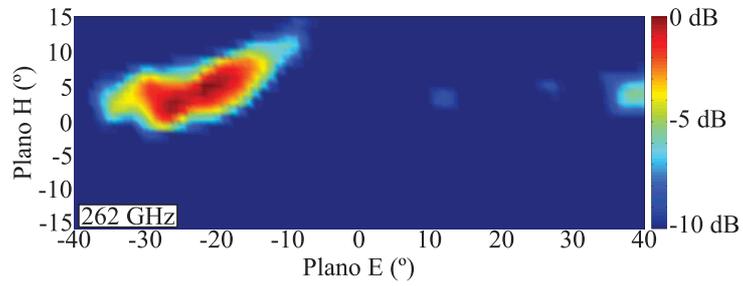


Figura 3.80: Diagrama de radiación medido para 262 GHz.

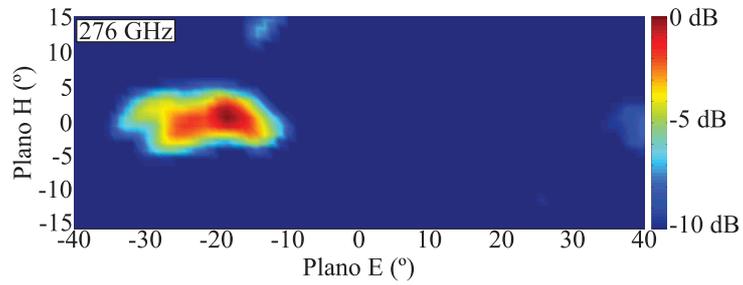


Figura 3.81: Diagrama de radiación medido para 276 GHz.

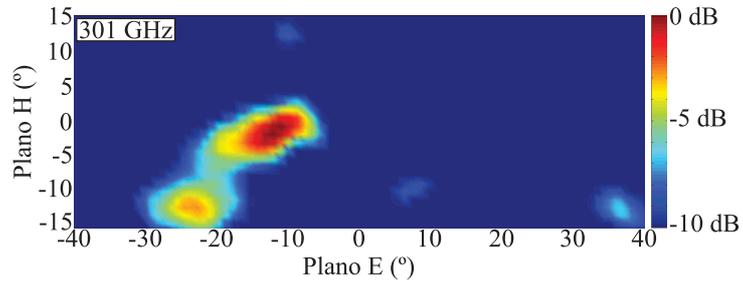


Figura 3.82: Diagrama de radiación medido para 301 GHz.

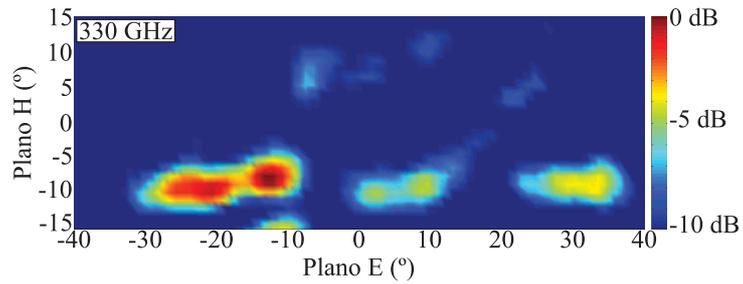


Figura 3.83: Diagrama de radiación medido para 330 GHz.

y 330 GHz. El segundo es que en los cinco casos analizados aparece un lóbulo secundario, de mayor o menor nivel, a los mismos grados del plano H que está el lóbulo principal. Sin embargo, el fenómeno más importante es que el máximo del diagrama de radiación nunca está en valores positivos del plano E. Esto ocurre para todo el rango de frecuencias analizado. Por lo tanto, el prototipo medido no sirve para verificar el diseño propuesto.

Una vez constatada la diferencia entre el comportamiento medido y el esperado se procedió al análisis de las causas. El primer paso fue analizar las diferentes partes que componen el prototipo, comprobando el cumplimiento de las especificaciones de diseño. Tanto el tamaño de las guías como el de las ranuras se ajusta a los valores deseados. Además, para verificar la metalización se analizó visualmente todo el prototipo. También se comprobaron los valores de resistencia entre múltiples parejas de puntos.

Una vez validadas todas las partes del prototipo así como su ensamblaje se pasó a cuestionar el diseño realizado. El foco de análisis se centró en las dimensiones de las ranuras y en la cantidad de potencia radiada en cada una de ellas. En concreto se analizaron las siguientes alternativas para conseguir ajustar el funcionamiento del prototipo al del diseño.

La primera opción fue reducir el tamaño de todas las ranuras de las diez guías. De esta manera, se consigue radiar menos potencia en cada una. En consecuencia, los niveles de alimentación de cada una de las diez guías ranuradas serán más parejos. Las ranuras rectangulares pasaron a ser de  $360\ \mu\text{m} \times 50\ \mu\text{m}$ , en lugar de las  $420\ \mu\text{m} \times 113\ \mu\text{m}$  del diseño inicial.

En el segundo caso de estudio se siguió un enfoque similar. Es decir, también se buscaba que los niveles de señal a la entrada de cada guía ranurada fuesen lo más similares posibles. Para ello, se disminuyó de 16 a 6 el número de ranuras en cada guía ranurada. Esta prueba se realizó tanto para las ranuras con las dimensiones iniciales como para las ranuras más pequeñas del caso anterior.

Para el tercera diseño la opción escogida fue aumentar progresivamente el tamaño de las ranuras utilizadas. En esta alternativa la primera ranura tiene unas dimensiones de  $360\ \mu\text{m} \times 50\ \mu\text{m}$  y el incremento en ambas dimensiones es de  $0,5\ \mu\text{m}$  para cada ranura. De esta manera, la centésima sexagésima ranura es de  $439,5\ \mu\text{m} \times 129,5\ \mu\text{m}$ . El objetivo de este diseño es que la cantidad de potencia radiada por cada una de guías ranuradas fuese lo más similar posible

En todos los casos analizados el comportamiento de escaneo en frecuencia de la agrupación es muy similar. Este hecho es esperable, ya que no se modifican la distancia entre ranuras ni la distancia entre guías. Ambos son los parámetros con mayor influencia sobre la variación del ángulo de apuntamiento. Con estos diseños lo que sí se consigue es modificar la distribución de la potencia radiada a lo largo de la agrupación.

Con los diseños anteriores no se consiguió diagnosticar correctamente la agru-

pación. Es decir, el comportamiento observado en medidas no se reproducía fielmente en simulación. Lo que sí supuso un avance fundamental a la hora del diagnóstico fue incorporar fenómenos físicos que no se estaban considerando en la simulación inicial. Estos dos fenómenos son las pérdidas en el conductor y las pérdidas en el dieléctrico de la guía.

Salvo especificación en contrario, en todos los diseño de esta tesis los conductores se consideran como perfectos. Esto es, su conductividad es infinita. De esta manera se reducen los tiempos de simulación. Además, se ha obtenido concordancia entre los diseños y las medidas. La agrupación descrita en esta sección utiliza una red de alimentación en serie, que podría ser especialmente sensible a las pérdidas en el metal. Su efecto se introdujo en la simulación empleando un material con una conductividad de  $5.8 \cdot 10^6$  S/m. Este valor es diez veces inferior a la conductividad del cobre. La variaciones del comportamiento de escaneo en frecuencia del diseño fueron mínimas.

Por el contrario, al considerar el aire como un dieléctrico con pérdidas sí se consigue un comportamiento similar al del prototipo medido. Sobre el diseño original se han modificado los parámetros correspondientes al aire. Se le asignó una permitividad relativa fija  $\epsilon_r = 1$ . Además, se fue aumentado su tangente de pérdidas ( $\tan \delta$ ) hasta que la capacidad de escaneo en el plano E se viese afectada. Para  $\tan \delta = 0,015$  la agrupación mantiene sus capacidades de escaneo bidimensional. Sin embargo, si se incrementa hasta  $\tan \delta = 0,018$  el escaneo plano E no se asemeja al inicial. Las figuras 3.84, 3.85, 3.86, 3.87 y 3.88 muestran los diagramas de radiación para 240 GHz, 262 GHz, 276 GHz, 301 GHz y 330 GHz para el caso  $\tan \delta = 0,018$ . En estas cinco frecuencias se observa el efecto de considerar las pérdidas en el dieléctrico en el diseño propuesto.

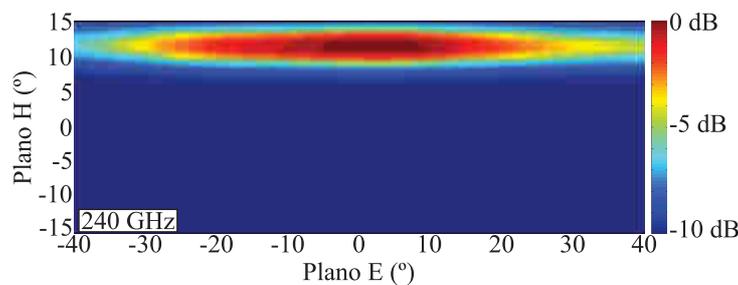


Figura 3.84: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano para 240 GHz considerando en las guías un medio con  $\epsilon_r = 1$  y  $\tan \delta = 0,018$ .

La visión completa de las capacidades de escaneo de una agrupación se puede obtener utilizando el diagrama acumulado. Para elaborar la figura 3.90 se han superpuesto los diagramas de radiación medidos en paso de 1 GHz desde 240 GHz a 330 GHz. En ella se observa como el rango de escaneo en el plano H es coherente

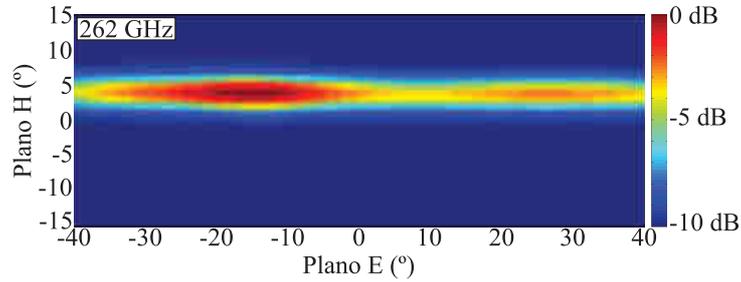


Figura 3.85: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano para 262 GHz considerando en las guías un medio con  $\epsilon_r = 1$  y  $\tan \delta = 0,018$ .

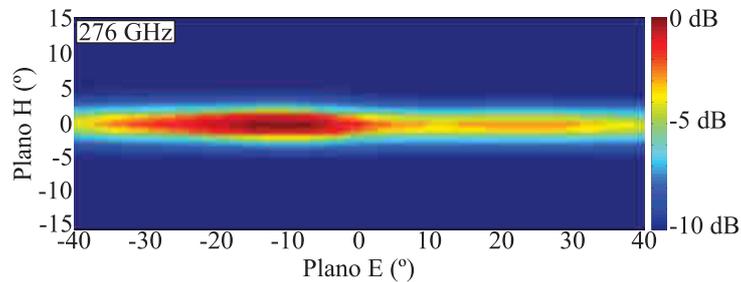


Figura 3.86: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano para 276 GHz considerando en las guías un medio con  $\epsilon_r = 1$  y  $\tan \delta = 0,018$ .

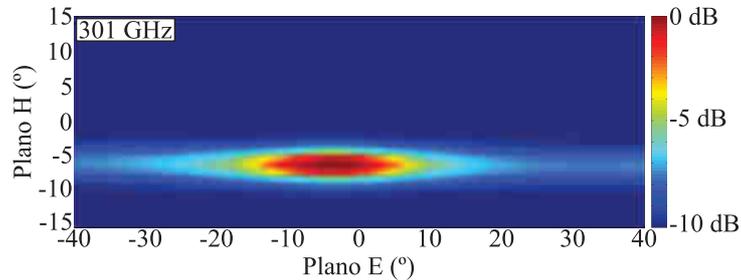


Figura 3.87: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano para 301 GHz considerando en las guías un medio con  $\epsilon_r = 1$  y  $\tan \delta = 0,018$ .

con la simulación realizada. Sin embargo, la variación del ángulo de apuntamiento a lo largo del plano E es considerablemente más reducida. Además, el máximo del diagrama de radiación está situado en ángulos negativos del plano E a todas las frecuencias de interés.

La misma representación se ha utilizado para los resultados de la simulación realizada considerando el aire como un dieléctrico con  $\tan \delta = 0,018$ . En la figura 3.90 se muestra como influyen las pérdidas en el dieléctrico sobre la variación

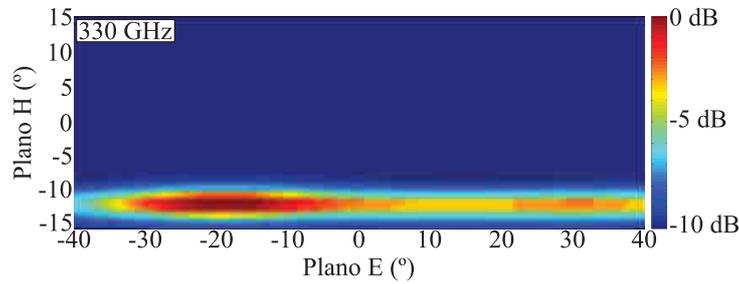


Figura 3.88: Simulación del diagrama de radiación en campo lejano para 330 GHz considerando en las guías un medio con  $\epsilon_r = 1$  y  $\tan \delta = 0,018$ .

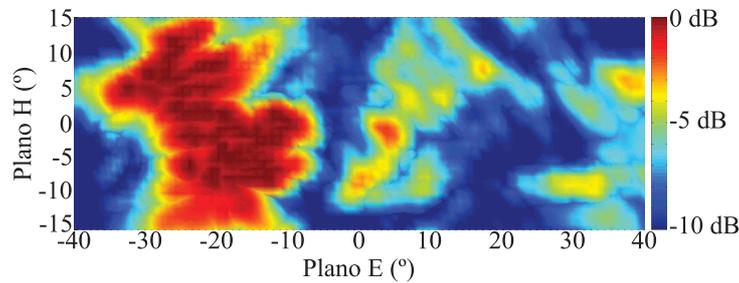


Figura 3.89: Superposición de los diagramas de radiación medidos de 240 GHz a 330 GHz en pasos de 1 GHz.

del ángulo de apuntamiento. En el plano H su influencia es prácticamente despreciable. Sin embargo, el escaneo en el plano E sí que se ve afectado. De nuevo, se reduce en más de la mitad su rango de variación. Al igual que en las medidas del prototipo, el máximo del diagrama de radiación está situado en ángulos negativos del plano E para el rango de frecuencias de interés. Por lo tanto, se ha conseguido reproducir el comportamiento observado en medidas.

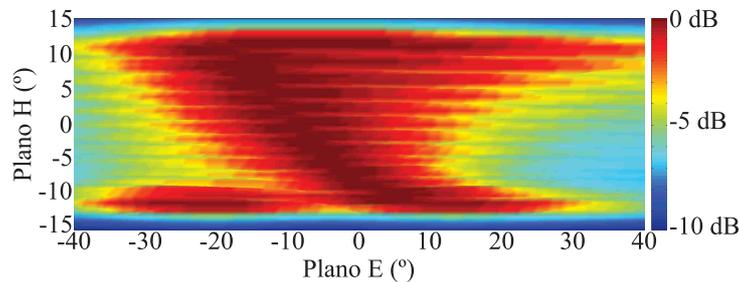


Figura 3.90: Superposición de los diagramas de radiación simulados de 240 GHz a 330 GHz en pasos de 1 GHz.

El valor  $\tan \delta = 0,018$  ha sido obtenido aumentando en las simulaciones realizadas las pérdidas en el dieléctrico hasta conseguir el comportamiento esperado. La constante de atenuación en el dieléctrico  $\alpha_d$  que se obtiene con el valor calculado de la tangente de pérdidas viene determinada por (3.7). Para una frecuencia de 300 GHz las pérdidas asociadas a un dieléctrico con  $\tan \delta = 0,018$  son de  $\alpha_d = 20,23$  dB/m. A primera vista el valor puede parecer muy elevado. Sin embargo, está en el rango típico de la atenuación característica de una guía de onda rectangular dado en [13], que es  $\alpha = 15$  dB/m.

$$\alpha_d = 8,868 \frac{k^2 \tan \delta}{2\beta} \quad [\text{dB/m}] \quad (3.7)$$

El diseño de la agrupación de guías ranuradas alimentadas en serie se ha probado como no válido. La causa son las elevadas pérdidas por propagación de la guía rectangular. Los resultados obtenidos mediante el simulador electromagnético de onda completa asocian la atenuación al dieléctrico, es decir, aire de la guía. Sin embargo, lo más razonable es que las pérdidas se deban al conductor. Como se analizó en el capítulo 2, la atenuación teórica en una guía rectangular WR-3 de oro a 300 GHz es  $\alpha_d = 14,4$  dB/m.

Las alternativas a explorar para resolver el problema son variadas. Si se opta por reducir las pérdidas en el conductor una opción es disminuir la rugosidad del prototipo. Otra es utilizar un material de mayor conductividad, por ejemplo, plata. En cualquier caso, la opción más prometedora pasa por usar guías superconductoras [14]. Las pérdidas asociadas a estas son menores. Sin embargo, los requisitos de temperatura elevan la complejidad del sistema.

Por otra parte, también hay varias opciones si se considera que es el aire interior de la guía el causante de las pérdidas. Una de ellas pasa por caracterizar la antena dentro de una cámara de vacío, como las que se emplean en los sistemas en el dominio en el tiempo [15]. Ésta bien puede funcionar en vacío o purgada con nitrógeno seco. En ambos casos se consigue reducir las pérdidas debidas a la humedad del aire. La otra alternativa pasa por construir la guía metálica rellena con un dieléctrico cuya tangente de pérdidas sea menor  $\tan \delta = 0,018$  para la banda de frecuencias de interés. Como es natural, si la permitividad relativa del material fuese diferente de  $\epsilon_r = 1$  sería necesario adaptar el diseño del sistema.

### 3.5 Conclusiones

En el presente capítulo se han presentado tres agrupaciones de antenas en guía de onda rectangular en banda submilimétrica cuyo haz varía en un rango bidimensional al barrer su frecuencia de operación.

La primera de ellas es una agrupación de  $8 \times 8$  aperturas. Esta representa la evolución natural de la agrupación plana de escaneo lineal de  $8 \times 8$  aperturas

presentada en el capítulo anterior. Mediante la combinación de dos redes desfasadoras se consigue el escaneo bidimensional deseado. El haz principal es capaz de barrer un plano de  $45^\circ \times 60^\circ$  al variar la frecuencia de trabajo de la agrupación entre 220 GHz y 320 GHz.

La segunda agrupación estudiada está formada por ocho antenas de guía ranurada alimentadas en paralelo. La guía ranurada aporta el escaneo en el plano H, mientras que el escaneo en el plano E se consigue con una red desfasadora. Con la adecuada combinación de ambas se obtiene el escaneo bidimensional. Utilizando esta topología se ha fabricado un prototipo capaz de variar su haz a lo largo de un plano de  $20^\circ \times 60^\circ$  cuando su frecuencia de operación varía entre 240 GHz y 310 GHz.

El último prototipo de escaneo bidimensional analizado consta de diez guías ranuras alimentadas en serie. Con esta configuración es posible barrer tanto ángulos positivos como negativos del plano H. Esto supone un avance con respecto a los diseños tradicionales de antenas en guías de onda con dos filas de ranuras rectangulares.

Los dos primeros diseños han sido fabricados con la tecnología disponible en el laboratorio del Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones de la Universidad de Oviedo. Por el contrario el tercero ha sido fabricado de manera externa utilizando la tecnología RMPD.

Para el estudio teórico de las tres agrupaciones de barrido de haz mediante escaneo en frecuencia se ha generalizado el diagrama  $\omega$ - $\beta$ . De esta manera, se facilita el análisis de agrupaciones con múltiples frecuencias de apuntamiento central. Además, mediante un escáner XYZ se ha caracterizado el diagrama de radiación de los tres prototipos. El escaneo bidimensional de los dos primeros ha sido validado. Sin embargo, del tercer prototipo solo el escaneo en el plano H ha cumplido las especificaciones. Las discrepancias en este prototipo han sido analizadas y finalmente se han propuesto dos alternativas que permitirían cumplir los requisitos deseados.



# Bibliografía

- [1] R. Camblor, S. V. Hoeye, G. Hotopan, C. Vázquez, M. Fernández, A. Hadarig, and F. L. Heras, “Sub-millimeter wave imaging system based on frequency scanning antenna,” in *Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), International Conference on*, IEEE, 2014. 134, 202
- [2] Y. Álvarez, R. Camblor, C. García, J. Laviada, C. Vázquez, S. V. Hoeye, G. Hotopan, M. Fernández, A. Hadarig, A. Arbolea, and F. L. Heras, “Submillimeter-wave frequency scanning system for imaging applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 5689–5696, 2013. 134, 202, 203
- [3] J. L. Spradley, “A volumetric electrically scanned two-dimensional microwave antenna,” *IRE International Convention Record*, pp. 204–212, 1966. 135
- [4] H. V. Nguyen, S. Abielmona, A. Rennings, and C. Caloz, “Pencil-beam full-space scanning 2d crlh leaky-wave antenna array,” in *Signals, Systems and Electronics, 2007. ISSSE '07. International Symposium on*, IEEE, 2007. 135
- [5] M. Albani, T. Cadili, F. D. Magio, R. Gardelli, A. Incorvaia, C. Mollura, I. Pomona, M. Russo, E. Sbarra, R. Sorrentino, and R. V. Gatti, “A 2-d electronic beam steering phased array for point-multipoint communication applications,” in *European Microwave Conference*, IEEE, 2007. 135
- [6] A. Ishimaru and H. S. Tuan, “Theory of frequency scanning of antennas,” *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 144–150, 1962. 14, 62, 118, 142
- [7] K. E. Jones and R. Mittra, “Some interpretations and applications of the  $k$ - $\beta$  diagram,” in *IRE International Convention Record*, pp. 134–139, IEEE, 1966. 14, 142
- [8] P. Baccarelli, S. Paulotto, D. R. Jackson, and A. A. Oliner, “A new brillouin dispersion diagram for 1-d periodic printed structures,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. 1484–1495, 2007. 14, 142

- [9] R. Camblor, S. V. Hoeye, G. Hotopan, C. Vázquez, M. Fernández, A. Hardarig, and F. L. Heras, “Frequency scanning slotted waveguide in the sub-millimeter wave band,” in *Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), International Conference on*, IEEE, 2014. 160
- [10] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House, 1st ed., 2001. 175
- [11] H. Bohlmann, R. Götzen, and A. Reinhardt, “3d-csp, an innovative packaging methods based on rmpd,” in *MEMS Design, Fabrication, Characterization, and Packaging*, SPIE, 2001. 188
- [12] R. Götzen, “Method for production of three dimensionally arranged conducting and connecting structures for volumetric and energy flows,” 10 2004. Patent. 188
- [13] C. Yeh, F. Shimabukuro, and P. H. Siegel, “Low-loss terahertz ribbon waveguides,” *Applied Optics*, vol. 44, pp. 5937–5946, 2005. 34, 55, 59, 122, 196
- [14] R. Yalamanchili, Z. A. Qui, and Y. Wang, “Rectangular waveguides with two conventional and two superconducting walls,” *International Journal of Electronics*, pp. 715–727, 1995. 196
- [15] A. G. Davies, A. D. Burnett, W. Fan, E. H. Linfield, and J. E. Cunningham, “Terahertz spectroscopy of explosives and drugs,” *Materials Today*, vol. 11, pp. 18–26, 2008. 196

## Capítulo 4

# Sistemas de adquisición de imágenes en banda submilimétrica basados en antenas de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia

### Índice

---

<b>4.1</b>	<b>Introducción</b>	<b>202</b>
<b>4.2</b>	<b>Sistema de adquisición de imágenes con antena de escaneo en 1D</b>	<b>202</b>
4.2.1	Introducción	202
4.2.2	Bocinas diagonales en banda submilimétrica	203
4.2.2.1	Diseño	203
4.2.2.2	Resultados experimentales	205
4.2.3	Topología del sistema	213
4.2.4	Resultados experimentales	218
4.2.4.1	Configuración usada para medir	219
4.2.4.2	Medidas realizadas	220
<b>4.3</b>	<b>Sistema de adquisición de imágenes con antena de escaneo en 2D</b>	<b>222</b>
4.3.1	Introducción	222
4.3.2	Topología del sistema	222
4.3.3	Resultados experimentales	223
4.3.3.1	Configuración usada para medir	224

4.3.3.2	Medidas realizadas . . . . .	225
<b>4.4</b>	<b>Conclusiones . . . . .</b>	<b>228</b>

---

## 4.1 Introducción

Con el desarrollo experimentado en los últimos años por los sistemas en las bandas submilimétricas y de THz han surgido múltiples aplicaciones de esta tecnología. Algunas de las más comunes son el análisis espectral de sustancias, las comunicaciones de banda ancha, los ensayos no destructivos o la adquisición de imágenes. Precisamente esta última es, probablemente, la que mayor atención ha recibido por parte de la comunidad científica.

Las agrupaciones de antenas de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia descritas en los capítulos anteriores han sido diseñadas con propósito general. Sin embargo, han demostrado que pueden ofrecer interesantes resultados en aplicaciones de adquisición de imágenes en banda submilimétrica [1, 2]. En este capítulo se presentan dos sistemas de *imaging* basados en dos de las antenas de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia analizadas.

El primer sistema de adquisición de imágenes presentado ha sido diseñado para trabajar en reflexión y precisa desplazar el objeto bajo medida a lo largo de una línea. Se utiliza como antena emisora agrupación de antenas de barrido electrónico unidimensional. Además se requieren dos lentes biconvexas y una bocina diagonal que actúa como receptora.

La configuración del segundo sistema es en transmisión. La utilización de una antena de escaneo de haz bidimensional hace innecesario desplazar el objeto bajo medida. Los elementos del sistema son los mismos que en el caso unidimensional. La diferencia radica en que la antena transmisora no escanea de forma electrónica en una dimensión, sino en dos.

## 4.2 Sistema de adquisición de imágenes basado en una antena de escaneo de haz unidimensional mediante barrido en frecuencia

### 4.2.1 Introducción

La adquisición de imágenes es una de las aplicaciones más habituales de los sistemas a frecuencias submilimétricas o de terahercios. La mayoría de estos sistemas están pensados para operar en el dominio del tiempo. En ellos se utiliza un pulso de picosegundos para excitar una muestra. Aplicando el análisis de Fourier (fft) sobre la señal recibida es posible obtener información espectral entre 100 GHz y

3 THz. También existen sistemas de onda continua, en los que la muestra se ilumina con una única frecuencia de cada vez. En consecuencia, si se desea obtener información espectral es necesario mayor tiempo de adquisición en los sistemas de onda continua que en los sistemas en el dominio del tiempo. Sin embargo, cuando el objetivo es obtener una imagen es habitual que los sistemas en el dominio tiempo requieran promediar la señal de medida, incrementado el tiempo de adquisición [3, 4].

Generalmente, los dos tipos de sistemas utilizan elementos mecánicos para desplazar la muestra a lo largo de un plano. Es decir, para medir cada píxel se realiza un desplazamiento. En consecuencia, el tiempo de adquisición depende del área bajo observación [5, 6]. Para evitar el movimiento bidimensional y, por tanto, reducir el tiempo de adquisición, se han propuesto diferentes alternativas. El radar de adquisición de imágenes a 675 GHz [7] requiere un sistema mecánico de gran precisión. En [8] se utiliza una agrupación lineal de bolómetros a temperatura ambiente que se desplazan en la dirección ortogonal a la agrupación para realizar la adquisición de la imagen.

En [2] se presentó un sistema de adquisición de imágenes en banda submilimétrica basado en la agrupación de  $8 \times 1$  aperturas descrita en la sección 2.2 del capítulo 2. Aunque no se utilizan elementos ópticos ni partes móviles son necesarias dos antenas receptoras. El sistema de adquisición de imágenes propuesto en esta sección solo precisa de una antena receptora. A cambio, es necesario desplazamiento mecánico a lo largo de un único eje.

## 4.2.2 Bocinas diagonales en banda submilimétrica

Las antenas de tipo bocina son uno de los elementos radiantes más populares [9]. Existen múltiples variantes de antenas de bocina. Entre ellas destacan las bocinas sectoriales, las piramidales, las circulares, las corrugadas y las diagonales.

En banda submilimétrica la bocina diagonal es especialmente interesante por diferentes motivos. Es relativamente más fácil de fabricar e integrar. Su lóbulo principal es prácticamente idéntico en los cortes plano E y plano H, así como en los cortes a  $45^\circ$ . Además, su haz es una buena aproximación al haz ideal de tipo gaussiano [10, 11].

### 4.2.2.1 Diseño

Es frecuente alimentar una bocina diagonal mediante un guía cuadrada en la que se excitan los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$  [12]. De esta manera, se utiliza como bocina multimodo, aunque sin utilizar modos de orden superior. En este caso se ha utilizado una guía rectangular con su modo fundamental  $TE_{10}$  para alimentar la bocina, ya que es la salida de las cabezas extensoras de frecuencia.

La bocina diagonal se puede describir con una bocina cuadrada, pero con la apertura rotada  $90^\circ$  con respecto a la guía que la alimenta. Su topología y parámetros geométricos se representan en la figura 4.1. El abocinamiento tiene forma de la pirámide de base cuadrada, cuya altura se representa por  $l$ . El lado de la pirámide toma el valor  $a$  y su arista  $L$ .

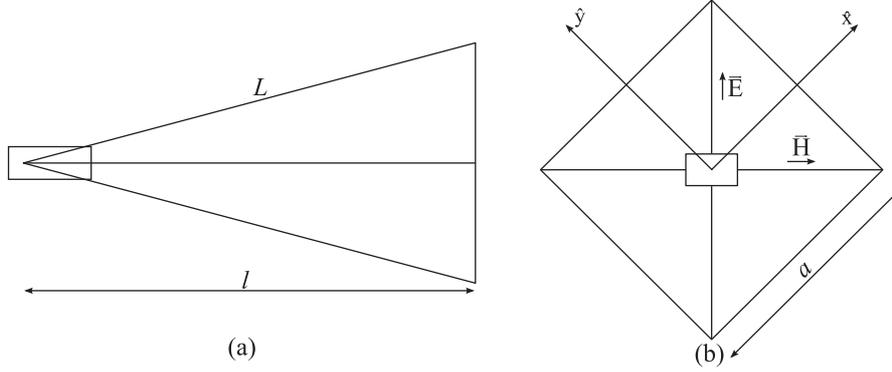


Figura 4.1: Topología de la bocina diagonal: (a) perfil, (b) alzado.

El campo lejano radiado por la antena se puede calcular a partir de (4.1), donde la integral (4.1f) se puede expresar en función de las integrales de Fresnel [10].

$$F_{co}(\theta, \phi) = C \frac{1 + \cos(\theta)}{2} (\mathcal{P}(\theta, \phi + \pi/4) + \mathcal{P}(\theta, \phi - \pi/4)) \quad (4.1a)$$

$$F_{cx}(\theta, \phi) = C \frac{1 + \cos(\theta)}{2} (\mathcal{P}(\theta, \phi + \pi/4) - \mathcal{P}(\theta, \phi - \pi/4)) \quad (4.1b)$$

$$\mathcal{P}(\theta, \phi) = \mathcal{K}(M, u \sin(\phi)) (\mathcal{K}(M, u \cos(\phi) + \pi/2) + \mathcal{K}(M, u \cos(\phi) - \pi/2)) \quad (4.1c)$$

$$u = 2\pi \frac{a}{\lambda} \sin(\theta) \quad (4.1d)$$

$$M = \frac{\pi a^2}{\lambda l} \quad (4.1e)$$

$$\mathcal{K}(\alpha, \beta) = \int_{-1}^1 e^{j\beta t} e^{-j\alpha t^2} dt \quad (4.1f)$$

El principal requisito de diseño que se plantea para la bocina diagonal viene determinado por la lente comercial con la que se desea utilizar en el sistema de adquisición de imágenes. Las características de la lente son diámetro,  $D = 25,4$  mm y distancia focal efectiva  $efl = 25$  mm. Además, la precisión de fabricación de la superficie es de  $\pm 0,01$  mm de la esfera ideal. Siguiendo los criterios descritos en [13] y para minimizar las pérdidas por desbordamiento se busca una antena con un ancho de haz a -10 dB menor de  $35^\circ$ .

El segundo requisito viene determinado por minimizar el peso del prototipo, que se fabricará fresando un bloque de aluminio. Mediante el simulador electromagnético de onda completa HFSS se han optimizado, para la bocina diagonal en la banda de 220 GHz a 330 GHz, la longitud de la bocina y el lado de la boca. Los valores obtenidos son, respectivamente,  $l = 18$  mm y  $a = 4,5$  mm. Para alimentarla se utiliza la guía estándar WR 3, cuyas dimensiones son  $0,864$  mm  $\times$   $0,432$  mm.

En una bocina diagonal alimentada mediante guía rectangular es esta última la que determina la orientación del campo eléctrico. Los planos E y H está representados en la figura 4.1. Por su parte, los cortes a  $-45^\circ$  (D') y  $45^\circ$  (D) corresponden con los vectores  $\hat{x}$  e  $\hat{y}$ , respectivamente.

En la figura 4.2 se muestran los cortes plano E, H, D y D' del diagrama de radiación simulado de la bocina diagonal diseñada en la banda de 220 GHz a 330 GHz. El lóbulo principal es idéntico en los cuatro cortes hasta -10 dB. Para valores menores cortes los cortes plano D y D' son más anchos que los lóbulos principales. Asimismo, también tienen un nivel de lóbulos secundario superior. Estos efectos en los cortes D y D' son esperados [10]. En el rango de frecuencias de interés se ha conseguido un ancho de haz menor de  $35^\circ$ , siendo este para la frecuencia más alta de  $20^\circ$ .

Con la evolución de las tecnologías de impresión 3D se ha visto la posibilidad de simplificar el procedimiento de fabricación de la bocina diagonal. Para comprobar las diferentes posibilidades de esta técnica de fabricación se ha fabricado la bocina descrita. Además, se ha diseñado e implementado una bocina diagonal de 70 mm de largo, que es la máxima longitud que permite fabricar la impresora disponible. Para calcular la longitud de la arista de la boca óptima se ha utilizado Ansys HFSS. El valor obtenido es  $a = 10,5$  mm.

En la figura 4.3 se muestran los cuatro cortes principales para el diseño de 70 mm de largo en la banda de 220 a 330 GHz. Con esta bocina se obtiene un ancho de haz a -10 dB menor de  $14^\circ$  en todo el rango de frecuencias de interés. Además, con el incremento de las dimensiones se logra que, los cortes plano E, H, D y D' normalizados sean coincidentes hasta -20 dB.

#### 4.2.2.2 Resultados experimentales

**Fabricación de prototipos** Existen múltiples procedimientos de fabricación de bocinas. Algunos de los más comunes son el fresado mecánico, la soldadura o el uso de moldes [9]. Entre los materiales más típicos se encuentran el aluminio, el cobre y el latón. En determinadas ocasiones estos se suelen recubrir de películas de oro o plata para disminuir las pérdidas debidas al conductor.

A frecuencias submilimétricas los procesos de fabricación más habituales son muy costosos y complejos. Debido a su geometría, la bocina diagonal es una muy empleada en esta banda. Su simetría axial permite fabricarla fresando dos

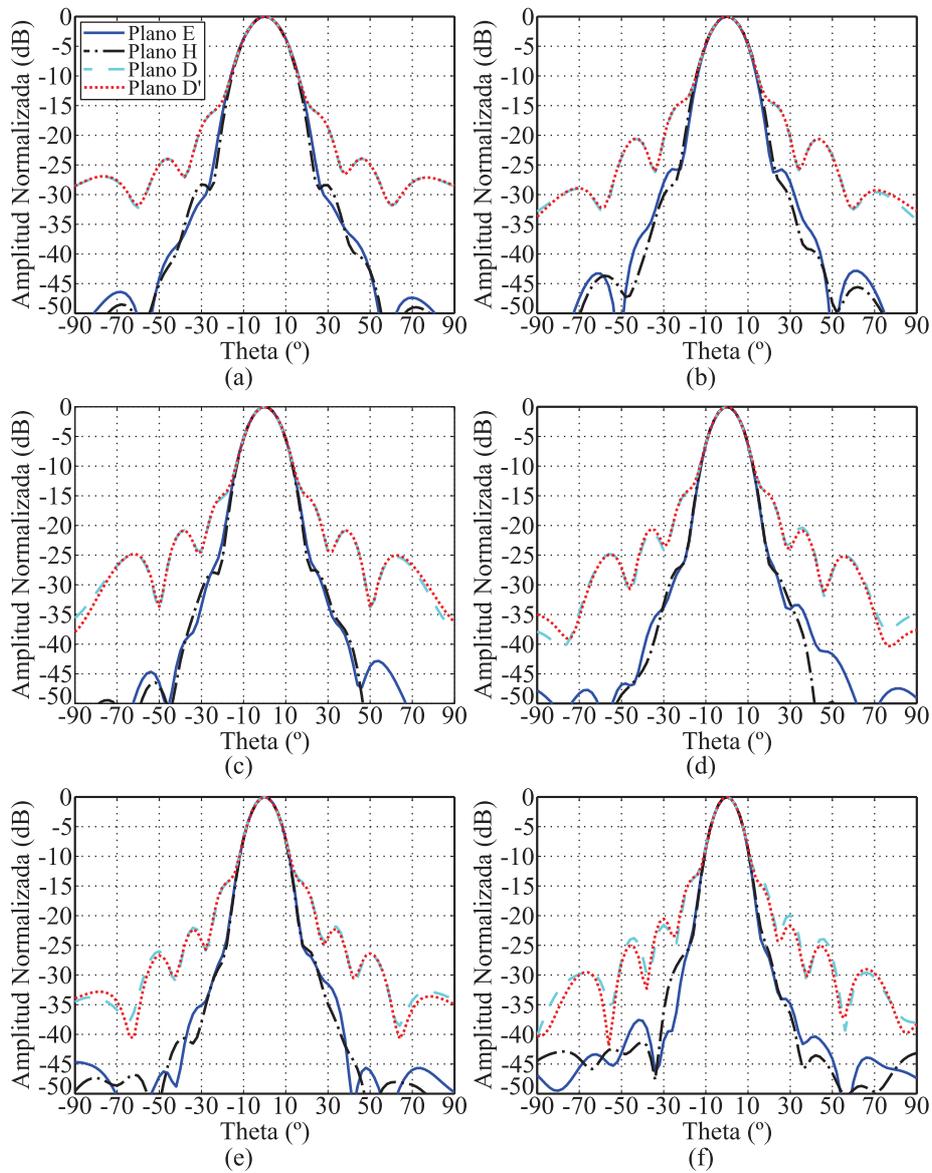


Figura 4.2: Cortes plano E, H, D y D' del diagrama de radiación simulado para la bocina diagonal en la banda de 220 GHz a 330 GHz: (a) 220 GHz, (b) 240 GHz, (c) 260 GHz, (d) 280 GHz, (e) 300 GHz, (f) 330 GHz.

bloques idénticos de metal. Lo ideal es dividir los dos bloques a lo largo del lado ancho de la guía, ya que se minimizan las pérdidas para el modo  $TE_{10}$  [10].

El proceso de fabricación de las bocinas diagonales mostradas en la figura 4.4 se externalizó. Las bocinas han sido fabricadas en aluminio utilizando la técnica

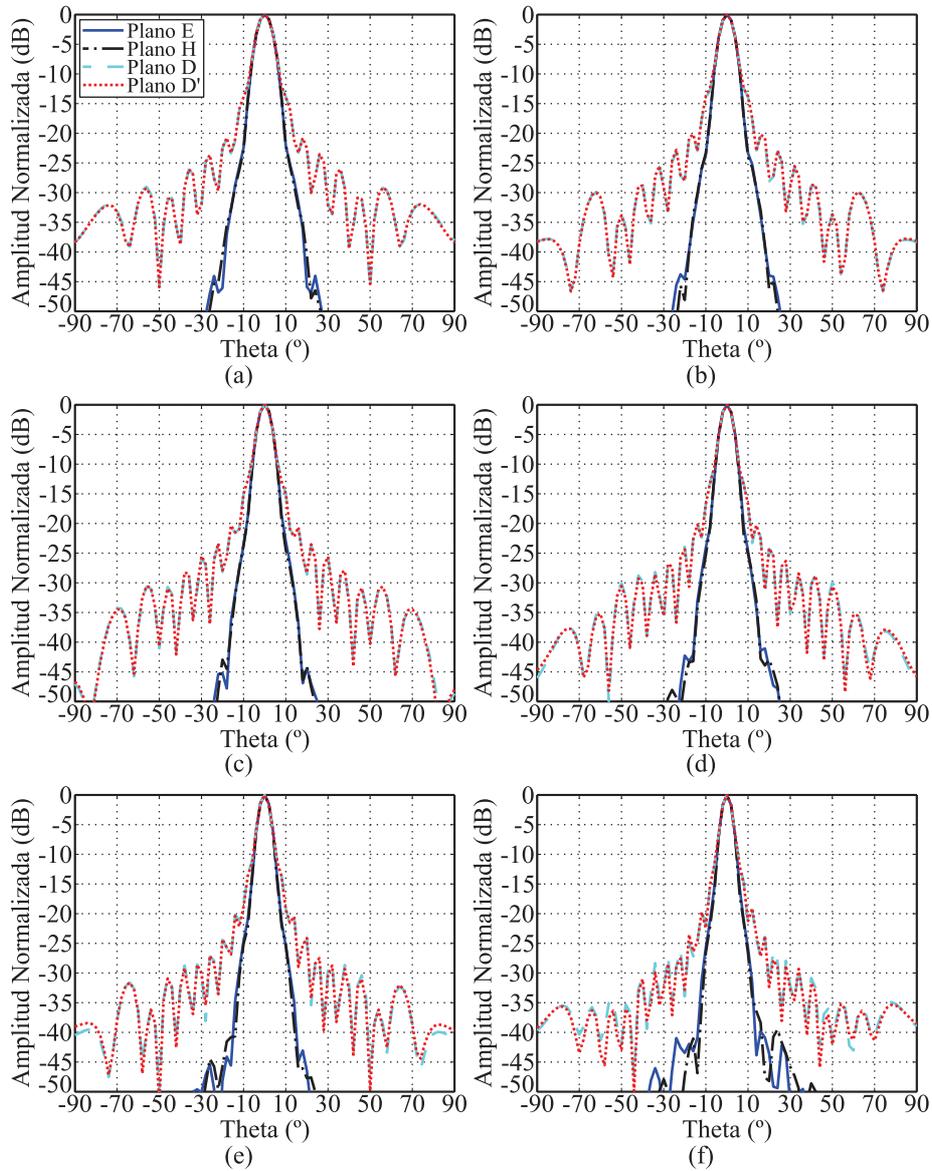


Figura 4.3: Cortes plano E, H, D y D' del diagrama de radiación simulado para la bocina diagonal de 70 mm de longitud en la banda de 220 GHz a 330 GHz: (a) 220 GHz, (b) 240 GHz, (c) 260 GHz, (d) 280 GHz, (e) 300 GHz, (f) 330 GHz.

de la división en dos bloques mediante una fresadora de cinco ejes. Debido al diámetro de las fresas disponibles (0,8 mm) la separación se ha realizado en la dimensión corta de la guía. Este hecho se aprecia en la figura 4.4. Para alinear correctamente ambas partes del prototipo se emplean doce tornillos de métrica

M1.

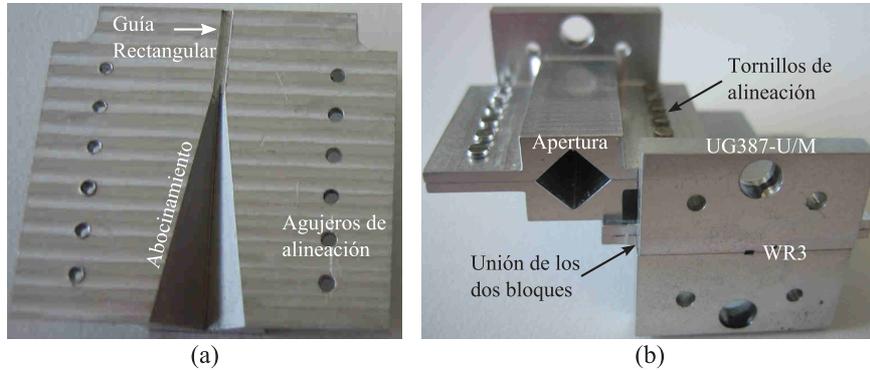


Figura 4.4: Fotografía del prototipo fabricado en aluminio en la banda de 220 GHz a 330 GHz: (a) detalle del prototipo, (b) entrada y boca de las bocinas fabricadas.

El reciente acceso de una impresora 3D y de una máquina de deposición de metales ha permitido desarrollar una versión modificada de la técnica de la división en dos bloques. Con la impresora 3D se puede fabricar en tres piezas dieléctricas la bocina diagonal. Las dos primeras piezas son idénticas y cada una contiene la mitad de la guía rectangular y el abocinamiento correspondiente. En la figura 4.5 (a) se muestra una mitad de la bocina diagonal fabricadas con la impresora 3D. Para conseguir un alineamiento óptimo entre las dos piezas de la bocina cada una de ellas tiene dos pivotes y dos agujeros. De esta manera, una pieza encaja en la otra, simplificando el proceso de montaje.

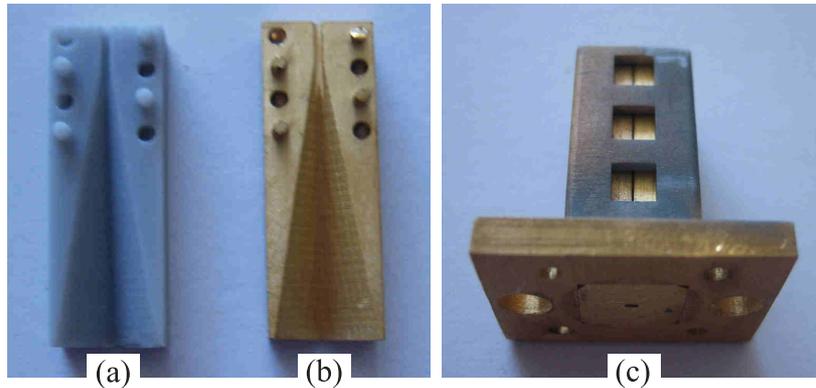


Figura 4.5: Fotografía de las partes que componen la bocina diagonal impresa: (a) mitad impresa, (b) resultado tras la deposición de oro, (c) prototipo final.

El material dieléctrico que se emplea en el proceso de fabricación es una resina fotopolimerizable. En su estado inicial la resina es un fluido viscoso, sin

embargo, cuando se expone a radiación ultravioleta sus propiedades se modifican, convirtiéndose en sólido. Para eliminar los restos del fluido la pieza se sumerge en alcohol isopropílico,  $\text{CH}_3\text{CH}(\text{OH})\text{CH}_3$ . Por último se expone 20 minutos a radiación UVA, con lo que finaliza el proceso de curación. De este modo, la resina se convierte en un sólido con un módulo de ruptura de 1910 MPa y con una resistencia a la deformación (Izod) de  $4,97 \text{ kJ/m}^2$ .

Las dos mitades descritas son las que tienen importancia electromagnética y, por tanto, se recubren con una lámina de oro. Para la deposición del metal se utiliza una máquina de *sputtering*. La profundidad de penetración en el oro ( $\sigma = 4,55 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ ) a 220 GHz se corresponde con  $\delta_s = 1,45 \text{ \AA}$ . Por tanto, con una deposición de micras es espesor suficiente. El criterio que se ha elegido para dar por suficiente la lámina consiste en medir con un polímetro la resistencia entre dos puntos opuestos en la guía. Si esta es menor de  $1 \Omega$  el proceso se considera finalizado. En caso contrario, se lanza un nuevo ataque sobre el blanco. Cada repetición del proceso dura unos 20 minutos. En la figura 4.5 (a) se muestra la mitad de la bocina diagonal tras el proceso de *sputtering*.

La tercera pieza que se fabrica con la impresora 3D es un caparazón dieléctrico que garantiza tanto la alineación como la unión de las dos partes doradas. Además, el caparazón incluye un conector estándar UG387/U-M, que se utiliza para conectar la bocina diagonal a las cabezas extensoras de frecuencia con las que se utilizará. Los detalles del capuchón se pueden ver en el prototipo final fabricado de la figura 4.5 (c).

El prototipo fabricado de la bocina diagonal de 70 mm se puede ver en la figura 4.6. Con el proceso de fabricación elegido es posible separar las dos mitades de la bocina según la cara ancha de la guía, lo que minimiza las pérdidas de propagación. Además, se ha conseguido una mejor alineación entre los elementos que la obtenida con la fabricación en bloques de aluminio.



Figura 4.6: Fotografía del prototipo fabricado de la bocina diagonal de 70 mm de longitud.

Una ventaja fundamental del método de fabricación basado en la impresión 3D es la posibilidad de integrar la bocina con el circuito generador de la

señal. Concretamente, en [14] se ha integrado la bocina diagonal similar a la descrita con un mezclador basado en grafeno. El resultado es un dispositivo compacto en el que se han minimizado las pérdidas de propagación de la señal.

**Configuración usada para medir** Para caracterizar las bocinas diagonales fabricadas se ha utilizado un analizador vectorial de redes y las cabezas extensoras de frecuencia correspondientes a la banda de frecuencias de interés.

La medición de los cortes plano E y plano H se ha realizado utilizando un rango de medida cilíndrico. El elemento central del sistema es una plataforma rotatoria. En la sección 2.2 se encuentra la descripción detallada del mismo. Debido a la forma característica de las cabezas extensoras de frecuencia y a como se acoplan a la base rotatoria no se han podido medir los cortes plano D y D'. Además, utilizando un rango de medida plano se ha caracterizado el diagrama bidimensional de la bocina de 18 mm de longitud en la banda de 220 a 330 GHz. El esquema y los pormenores del rango plano han sido analizados en la sección 2.3.3.2. La antena transmisora utilizada para medir el diagrama de radiación de las bocinas es una guía abierta WR3.

**Medidas realizadas** En la figura 4.7 se muestran las simulaciones y medidas del parámetro de reflexión para la bocina diagonal en la banda de 220 a 330 GHz. En su versión más corta, la de 18 mm de longitud, se han medido los dos prototipos. Esto es, el fresado en aluminio y el impreso y dorado. En la mayor parte de la banda la adaptación del prototipo impreso y dorado es mayor que la del prototipo fresado en aluminio. Sin embargo, la causa principal no es el material en el que se fabrica el prototipo, sino la correcta alineación entre sus partes. En la figura 4.4 se puede observar ciertas deficiencias de alineación entre ambas mitades. Tanto el prototipo de 18 mm de longitud como el de 70 mm están adaptados en todo el rango de frecuencias de interés.

Todos los diagramas de radiación que se representan de las bocinas diagonales fabricadas han sido medidos en campo lejano. Es decir, con una distancia entre antenas mayor de  $2D^2/\lambda$ . La constante  $D$  representa la distancia entre dos vértices no consecutivos de la boca de la bocina. La menor longitud de onda de la banda de operación es  $\lambda$ . En concreto para la bocina diagonal de arista  $a = 4,5$  mm la distancia de campo lejano a 330 GHz es 89,1 mm. La medida del diagrama de radiación se ha realizado con una distancia entre antenas de 200 mm.

En la figura 4.8 se muestra el diagrama de radiación medido para la bocina diagonal de 18 mm de largo a 220 GHz, 240 GHz, 260 GHz, 280 GHz, 300 GHz y 330 GHz. Los cortes plano E y plano H son coincidentes hasta un nivel de -20 dB. La figura 4.8 ha sido elaborada con las medidas realizadas sobre la bocina

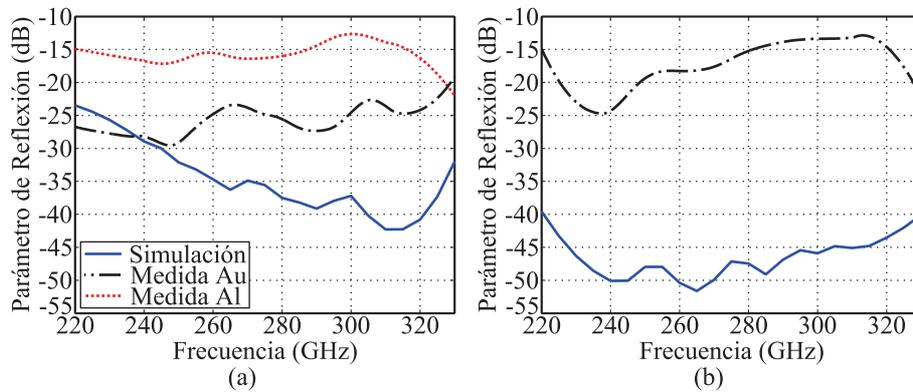


Figura 4.7: Simulación y medida del parámetro de reflexión de las bocinas diagonales en la banda de 220 a 330 GHz: (a) bocina de 18 mm, (b) bocina de 70 mm de longitud.

diagonal impresa y metalizada. El diagrama de radiación medido con la bocina fresada en aluminio es muy similar.

La bocina diagonal de 70 mm de largo tiene una longitud de arista de 10.5 mm. En consecuencia, La distancia de campo lejano será de 485,1 mm a 330 GHz. Para la medida de la bocina diagonal de 70 mm en la banda de 220 a 330 GHz la distancia entre antenas se ha fijado en 500 mm. En la figura 4.9 se muestran los cortes plano E y plano H del diagrama de radiación medido de la bocina de 70 mm de largo para 220 GHz, 240 GHz, 260 GHz, 280 GHz, 300 GHz y 330 GHz. Los dos cortes se superponen hasta el nivel de -30 dB.

Uno de las características más típicas de las bocinas diagonales es su relativamente elevado nivel de radiación contrapolar, entorno al 9.5%. Este valor teórico se obtiene integrando las componentes del campo en la apertura [10]. En la figura 4.10 se muestra la comparativa entre los cortes copolar y contrapolar para el plano E y el plano H en la banda de 220 a 330 GHz. Los resultados de la figura 4.10 (a) corresponden a la bocina de 18 mm de longitud, mientras que los de figura 4.10 (b) lo hacen a la de 70 mm. El nivel de contrapolar es similar al de otros trabajos en el mismo rango de frecuencias [11]. En caso de que el nivel de contrapolar en los planos E y H fuese excesivo para alguna aplicación es posible reducirlo alimentado la bocina con una guía rectangular en la que se excitan los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$ .

La simetría entre los cortes plano E y plano H también se puede apreciar utilizando el rango de medida plano. En este caso se ha caracterizado la bocina diagonal impresa de 18 mm de largo. En la figura 4.11 se ha representado la componente copolar a 220 GHz y 330 GHz. Las medidas se han realizado en una superficie de 196 mm×196 mm con paso de 4 mm. Puesto que la distancia entre

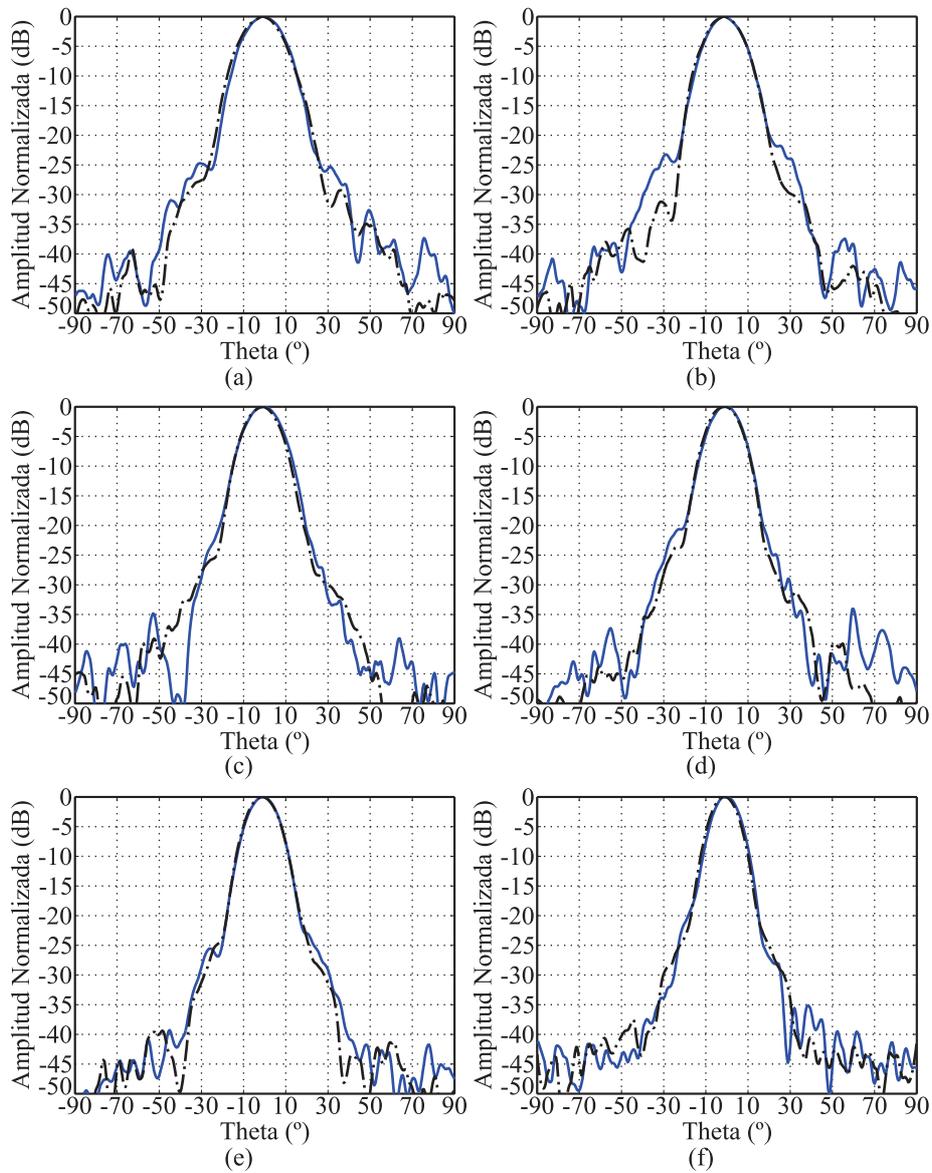


Figura 4.8: Cortes plano E y plano H del diagrama de radiación medido de la bocina diagonal de 18 mm de largo en la banda de 220 a 330 GHz: (a) 220 GHz, (b) 240 GHz, (c) 260 GHz, (d) 280 GHz, (e) 300 GHz, (f) 330 GHz.

antenas es de 210 mm, se obtiene un rango angular aproximado de  $\pm 25^\circ$ .

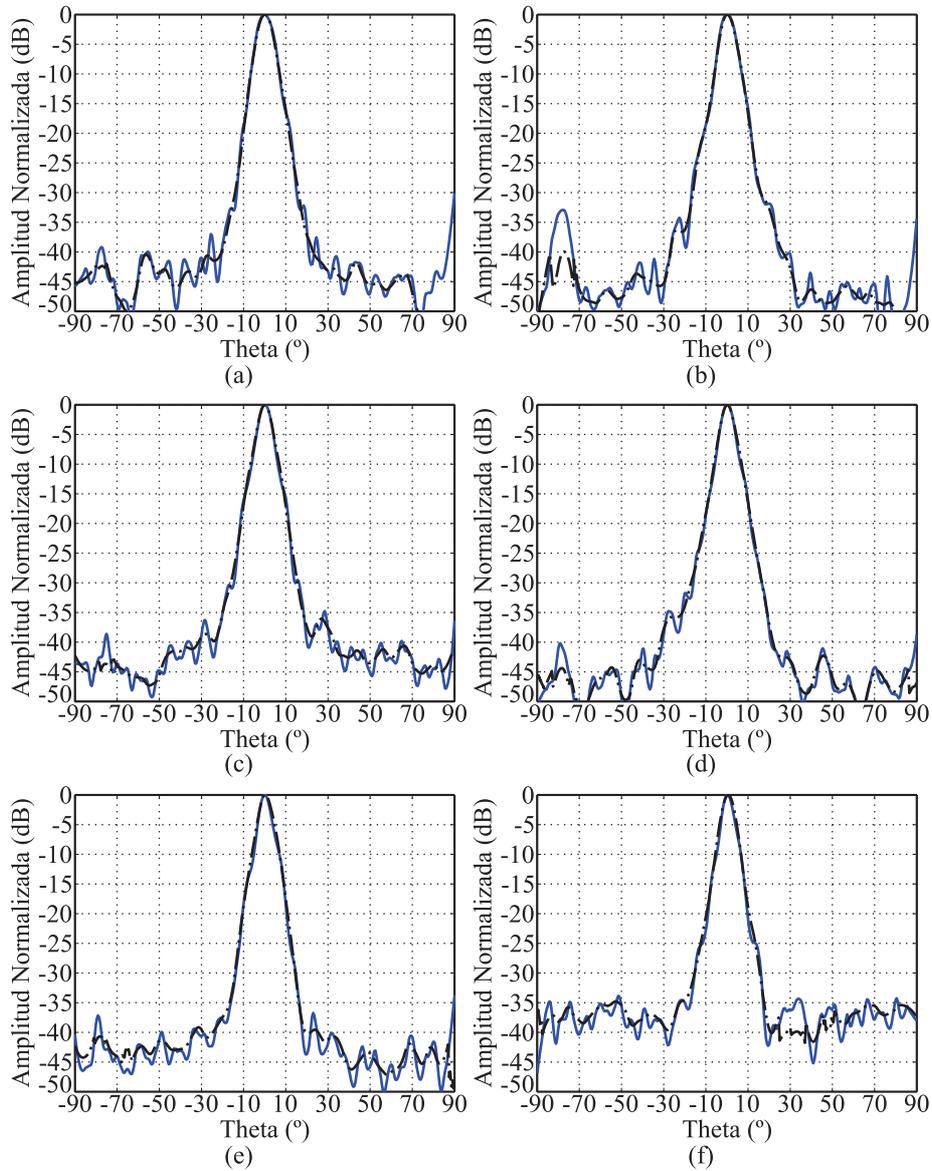


Figura 4.9: Cortes plano E y plano H del diagrama de radiación medido de la bocina diagonal de 70 mm de largo en la banda de 220 a 330 GHz: (a) 220 GHz, (b) 240 GHz, (c) 260 GHz, (d) 280 GHz, (e) 300 GHz, (f) 330 GHz.

### 4.2.3 Topología del sistema

A lo largo de esta Tesis se han presentado cinco agrupaciones de escaneo unidimensional mediante barrido en frecuencia. Se ha decidido utilizar para el sistema

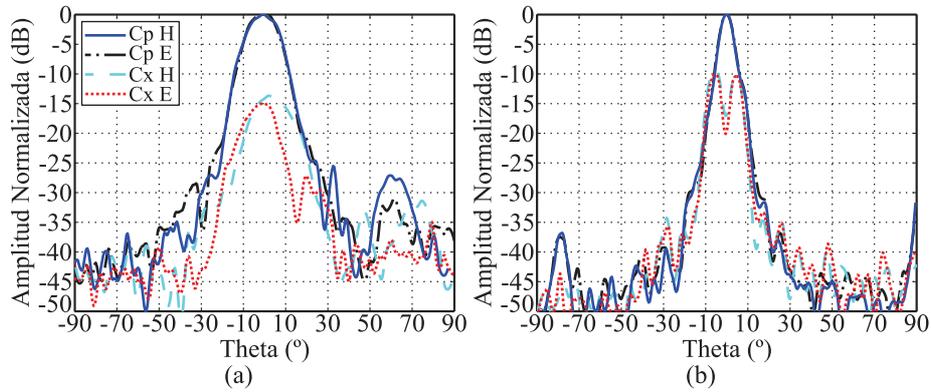


Figura 4.10: Niveles de radiación contrapolar a 275 GHz: (a) bocina de 18 mm de longitud, (b) bocina de 70 mm.

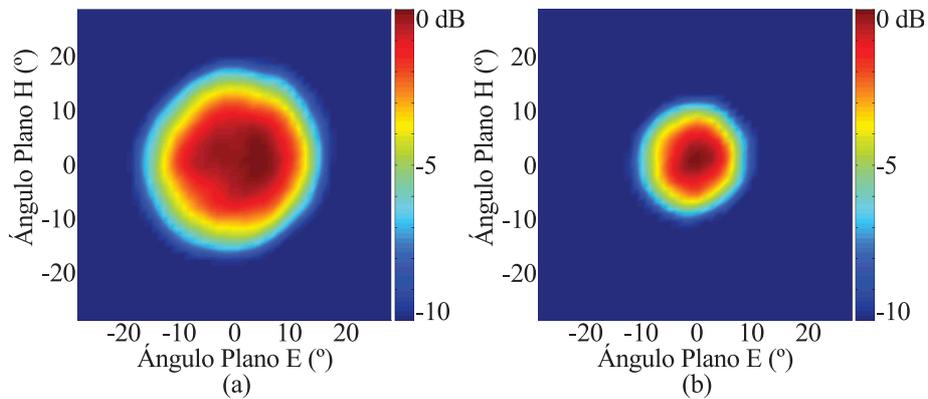


Figura 4.11: Medida del diagrama de radiación de la bocina de 18 mm de longitud: (a) 220 GHz, (b) 330 GHz.

de adquisición de imágenes la única agrupación plana, ya que su haz es de tipo pincel en todo el rango de frecuencias de interés. La descripción detallada de sus características se ha realizado en la sección 2.3 del capítulo 2. La agrupación de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia se utilizará como transmisor en el sistema de adquisición de imágenes. Además de la misma, este consta de dos lentes biconvexas, una bocina receptora y un sistema de movimiento lineal. La bocina receptora utilizada es la bocina diagonal de 18 mm longitud descrita en la sección 4.2.2.

La topología del sistema utilizado se muestra en la figura 4.12. Su funcionamiento se describe a continuación utilizando teoría de óptica gaussiana, también conocida como teoría de rayos. En función de la frecuencia de operación el haz principal de la antena transmisora modifica su ángulo de apuntamiento de forma

conocida. Si la agrupación está colocada en el foco de la lente biconvexa, los rayos transmitidos son paralelos al eje focal. Al incidir sobre un objeto en estudio los rayos se reflejan siguiendo la ley de Snell. Puesto que los rayos reflejados siguen siendo paralelos entre sí se pueden enfocar utilizando una segunda lente biconvexa. Precisamente en su foco se coloca una bocina diagonal para recibir la señal.

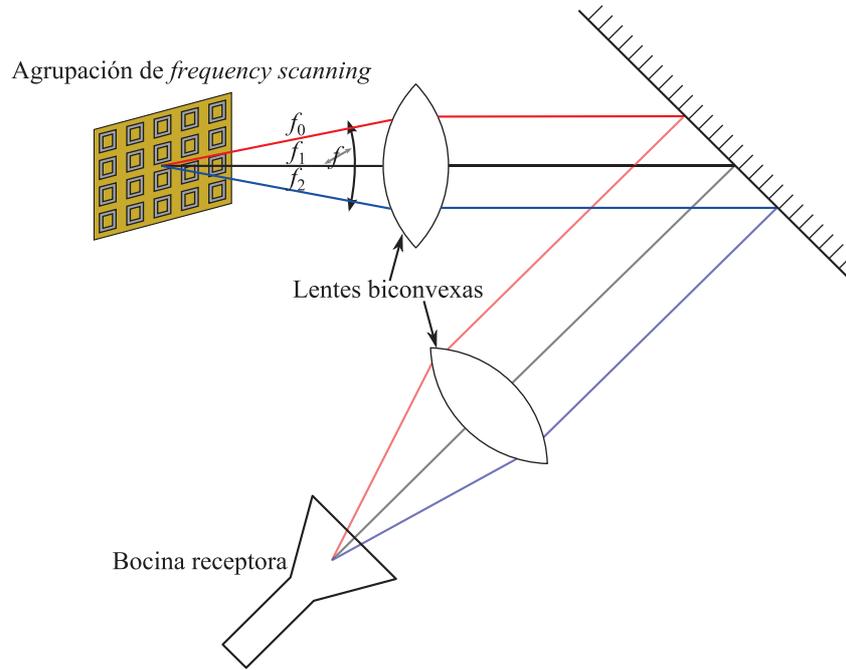


Figura 4.12: Topología del sistema del sistema de adquisición de imágenes basado en una agrupación de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia.

La teoría gaussiana permite una aproximación sencilla al funcionamiento de ciertos sistemas ópticos. Las expresiones trigonométricas se simplifican asumiendo que tanto los ángulos como la altura de los rayos tiende a cero. Aunque esto solo es cierto para la zona paraxial los sistemas ópticos bien corregidos se comportan de manera muy similar [15].

En la figura 4.13 se muestra el resultado obtenido cuando se coloca la agrupación de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia en el foco de la lente biconvexa. El objetivo es mostrar que tras atravesar la lente los rayos son paralelos al eje longitudinal del conjunto formado por la bocina y la lente. Los resultados de la figura han sido obtenidos utilizando el siguiente proceso. En primer lugar, se ha simulado el diagrama de radiación de la agrupación de barrido en frecuencia utilizando HFSS. Mediante un fichero este se importa en CST. Finalmente, empleando el simulador integral de CST se calcula el efecto de la lente

sobre el diagrama de radiación de la agrupación de antenas. Ha sido necesario utilizar esta técnica de simulación debido a que simular de forma conjunta la agrupación y la lente resulta inabarcable por las restricciones de memoria. En simulación se asume que la lente está colocada en el campo lejano de la bocina.

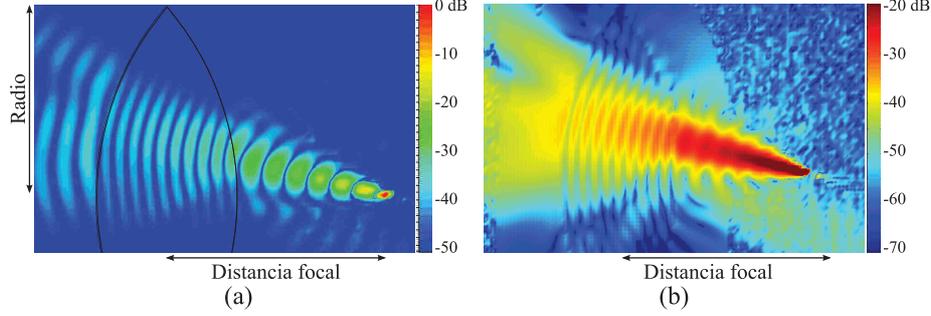


Figura 4.13: Simulación a 275 GHz del efecto de colocar la agrupación de escaneo en frecuencia en el foco de una lente biconvexa.

Para representar la lente se han utilizado los datos proporcionados por el fabricante: diámetro y distancia focal efectiva, respectivamente,  $D = 25,4$  mm y  $efl = 25$  mm. Particularizando la ecuación del fabricante de lentes para una lente biconvexa con las dos caras iguales se obtiene (4.2). De esta manera se calcula la curvatura de la superficie de la lente y su permitividad relativa.

$$\frac{1}{efl} = (n - 1) \frac{2}{R} \quad (4.2)$$

La frecuencia de simulación en la figura 4.13 es de 275 GHz, por lo tanto, inicialmente el haz de la agrupación no es paralelo al eje. Sin embargo, cuando atraviesa la lente sí lo es. Las figuras 4.13 (a) y (b) son idénticas, pero se ha modificado la distribución de colores en la escala para ensalzar de forma diferente el efecto de la lente. Concretamente, en la figura (b) el código de colores se ha desplazado -20 dB para mostrar los campos alrededor de la lente.

Un análisis similar se ha realizado para la parte de recepción formada por la segunda lente y la bocina diagonal. Como se describió en el capítulo 1, en el foco de la lente biconvexa se debe colocar el centro de fase de la bocina diagonal. Además, se presentaron tres métodos para el cálculo del centro de fase de la bocina diagonal. Debido a la distancia focal efectiva de la lente,  $efl = 25$  mm, la bocina trabajará en su zona de Fresnel. Esto es, la distancia focal efectiva está entre  $9,95$  mm y  $81$  mm, que se corresponden, respectivamente con  $0,62\sqrt{D^3/\lambda}$  y  $2D^2/\lambda$ . Al estar en campo cercano el método utilizado para calcular el centro de fase debe ser el presentado en [16].

El método se ha descrito en el capítulo 1 y utiliza el análisis basado en modos gaussianos. En este caso se elige el valor del radio en la apertura  $w(z = z')$  de tal

forma que se maximiza el acoplo al modo fundamental [10]. Por tanto, se tiene que  $w(z = z') = k_h a = 0,4316 \cdot 4,5 \text{ mm} = 1,9 \text{ mm}$ . Además, con  $R(z') = l$  se puede calcular la posición de la cintura del haz.

Bajo estas premisas el primer paso es calcular el radio en la cintura del haz gaussiano,  $w_0 = w(0)$  (4.3). El valor de  $k_h$  es el que determina el máximo acoplo al modo fundamental,  $l = 18 \text{ mm}$  es la longitud de la bocina y  $a = 4,5 \text{ mm}$  es el lado de la apertura.

$$w(0) = \frac{k_h a}{\sqrt{1 + (4k_h^2 2\pi s)^2}} \quad (4.3a)$$

$$s = \frac{a^2}{8\lambda l} \quad (4.3b)$$

La distancia entre la apertura de la bocina y la posición de la cintura del haz gaussiano,  $z'$  se determina mediante (4.4a). Finalmente, la distancia entre la apertura de la antena y el centro de fase,  $\Delta_d$ , en función de la distancia entre el plano de interés y la apertura de la bocina,  $z$ , se calcula utilizando (4.4b).

$$z' = \frac{l}{1 + \left(\frac{\lambda}{\pi w(0)^2}\right)^2} \quad (4.4a)$$

$$\Delta_d = \frac{z + l}{z + z'} z' \quad (4.4b)$$

En la figura 4.14 (a) se muestra la variación de la posición del centro de fase con la distancia al plano objetivo para la bocina diagonal utilizada en el sistema de adquisición de imágenes. Para el cálculo se ha tomado el valor central del rango de frecuencias de operación, es decir, 300 GHz. Los valores de distancia,  $z$ , varían a lo largo de la zona de Fresnel de la bocina diagonal. Los resultados muestran como a medida que se aleja el plano de interés el centro de fase cada vez está más cerca de la apertura de la bocina. Los resultados obtenidos son coincidentes con el nomograma de [17].

Para ilustrar la influencia de la frecuencia en el centro de fase se ha elaborado las figuras 4.14 (b) y 4.15. El sistema simulado se compone de una bocina diagonal, cuyo centro de fase calculado a 300 GHz se sitúa a la distancia focal efectiva de la lente utilizada. Al otro lado de la misma se coloca una sonda de campo a la distancia focal efectiva de la lente. El conjunto se simula a las frecuencias de 270 GHz, 300 GHz y 330 GHz. El resultado de la simulación a 300 GHz se muestra en la figura la figura 4.14 (b). En este caso la bocina está colocada en la posición correcta con respecto a la lente, ya que el centro de fase se calculó para 300 GHz. En cambio, en las figuras 4.15 (a) y (b) la antena está a la misma distancia, pero la variación de la frecuencia de simulación provoca cambios en el campo medido. Comparando las tres figuras se observa que el radio del haz es

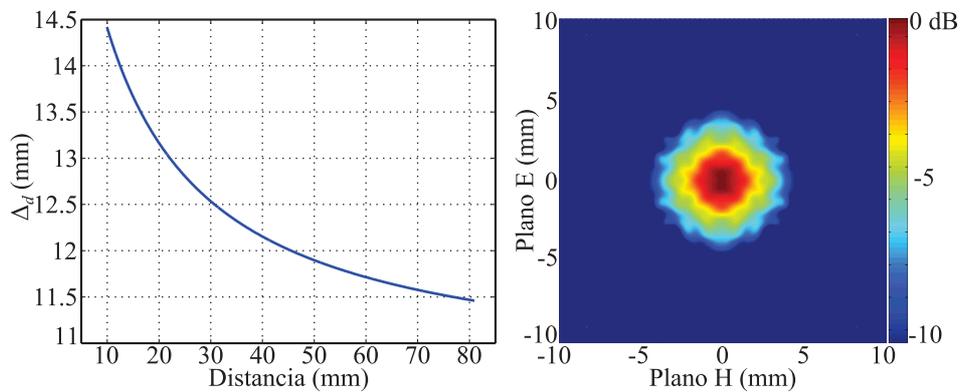


Figura 4.14: Variación del centro de fase con la distancia: (a) variación teórica, (b) campo eléctrico a la distancia focal efectiva a 300 GHz.

más pequeño y más circular a 300 GHz. El resultado es consistente, ya que el centro de fase se calculó para los tres casos para la frecuencia de 300 GHz.

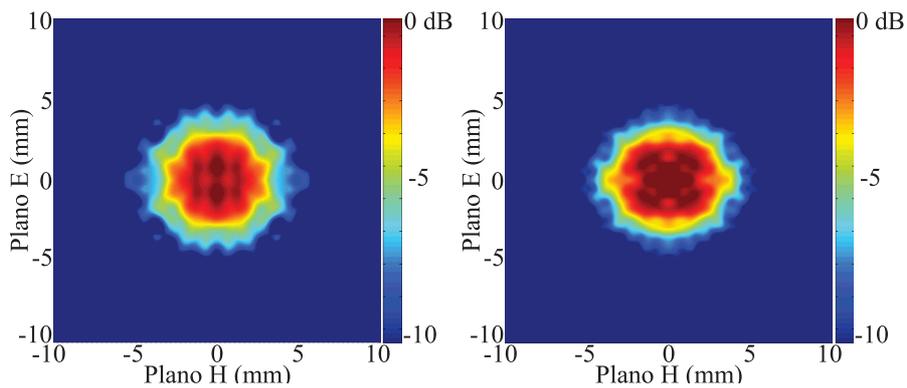


Figura 4.15: Variación del centro de fase con la frecuencia. Simulación del campo eléctrico a la distancia focal efectiva: (a) 270 GHz, (b) 330 GHz.

#### 4.2.4 Resultados experimentales

Para validar de forma experimental el sistema de adquisición de imágenes propuesto se han utilizado dos montajes diferentes. En el primero de ellos se utiliza un sistema con barrido mecánico bidimensional, cuyos resultados se consideran ideales. El segundo montaje realizado es el basado en la agrupación de antenas de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia.

#### 4.2.4.1 Configuración usada para medir

El equipamiento empleado para caracterizar de forma experimental el sistema de adquisición de imágenes propuesto es el siguiente. Un analizador vectorial de redes hasta 67 GHz y dos cabezas extensoras de frecuencia que operan en la banda de 220 GHz a 330 GHz. El analizador vectorial de redes elegido es un PNA-x de Agilent mientras que el fabricante de las cabezas es Virginia Diodes. Una de ellas es de transmisión-recepción y la segunda solo de recepción. Para realizar los desplazamientos mecánicos requeridos se utiliza un escáner XYZ con una precisión de movimientos de 0,002 mm. Se ha escogido como objeto bajo medida la cuchilla que se muestra en la fotografía de la figura 4.16.

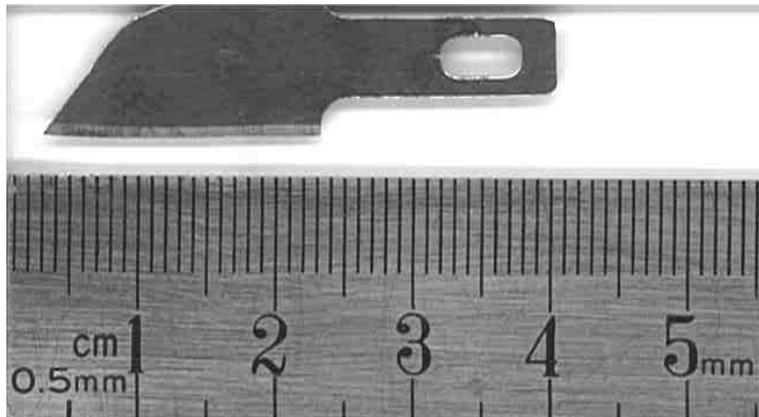


Figura 4.16: Fotografía del objeto bajo medida.

En el primer montaje se utilizan con elementos radiantes, tanto para emitir como para recibir, dos bocinas diagonales. Sus respectivos centros de fase están colocados al doble de la distancia focal de cada una de las lentes biconvexas. Además, esa misma distancia separa al objeto bajo medida, es decir, la cuchilla de cada una de las lentes. En consecuencia, se estará enfocando la radiación en la cuchilla. Por medio del escáner XYZ esta se desplaza a lo largo de un plano. En el caso del segundo sistema se utiliza la antena de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia como emisora y una bocina diagonal como receptora. Ambas en el foco de su lente correspondiente. En los dos sistemas utilizados se ha fijado un ángulo de  $50^\circ$  en el plano horizontal entre emisor y receptor. La diferencia entre colocar la antena a la distancia focal o al doble se ilustra en la figura 4.17. En un caso los rayos transmitidos serán paralelos al eje focal mientras que en el otro coincidirán en un punto sobre el eje al doble de la distancia focal.

La fotografía de la figura 4.18 muestra los elementos que intervienen en el sistema de adquisición de imágenes basado en la agrupación de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia. En la parte de la izquierda se sitúa la agrupación

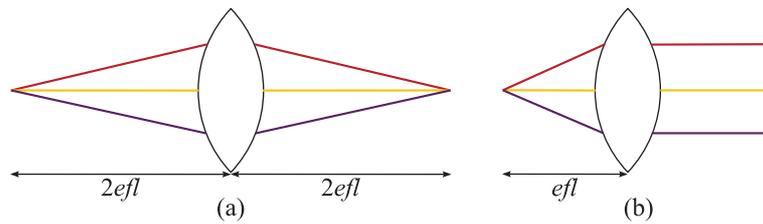


Figura 4.17: Análisis gaussiano de lentes biconvexas: (a) primer montaje, (b) segundo montaje.

de antenas. En la parte central se puede ver la bocina diagonal, que es el elemento receptor.

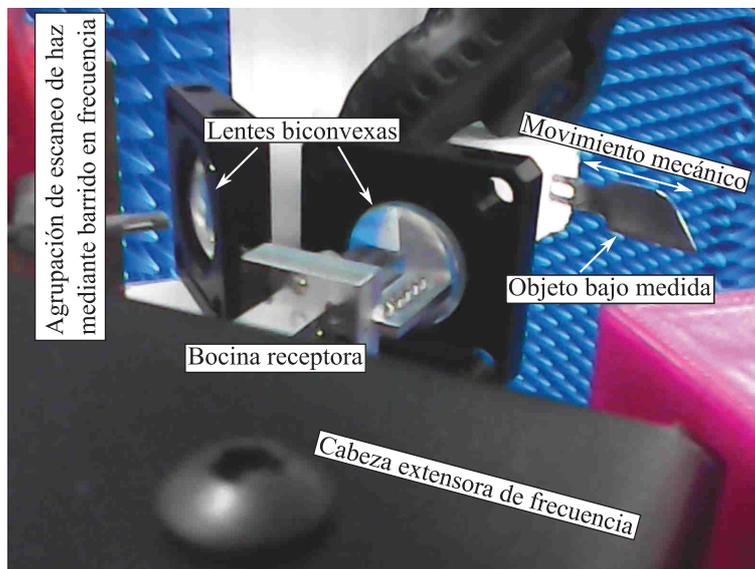


Figura 4.18: Fotografía del sistema de adquisición de imágenes basado en una antena de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia.

#### 4.2.4.2 Medidas realizadas

Para caracterizar la cuchilla utilizando el primer montaje se han medido 6161 puntos. Puesto que se asume que el sistema es invariante con la frecuencia se ha medido a una única frecuencia, 300 GHz. El valor se ha escogido porque es la frecuencia central de operación de la agrupación de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia utilizada en el segundo montaje. El tiempo transcurrido entre dos órdenes de medida es de 0,8 s. Este valor incluye lo que se tarda

en adquirir una traza y en desplazarse al punto adyacente. En consecuencia, el tiempo total de adquisición de la imagen es de 5000 s. El resultado obtenido se puede ver en la figura 4.19. En ella se distingue la forma de la cuchilla y la zona del mango. Sin embargo, no es posible ver distinguir la ranura de ensamble.

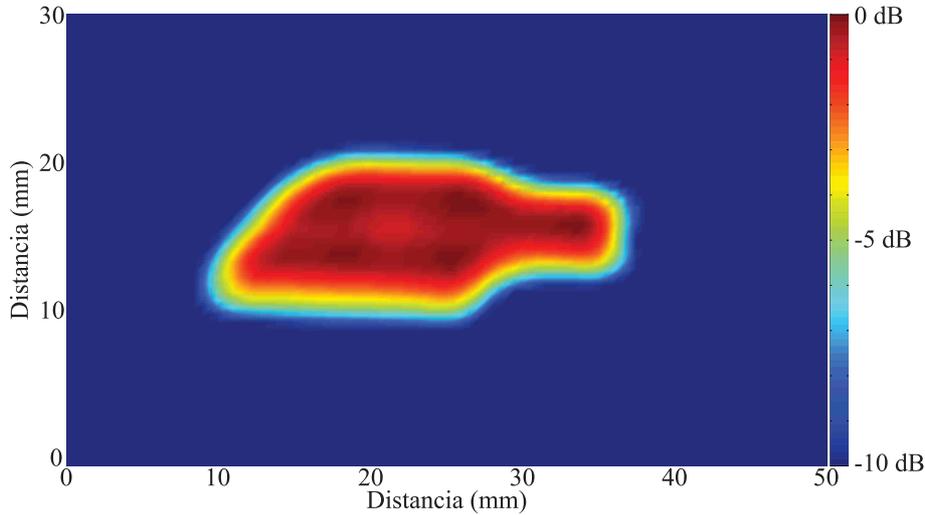


Figura 4.19: Imagen en banda submilimétrica adquirida con el sistema de barrido mecánico bidimensional.

En el segundo experimento se ha utilizado el sistema de adquisición de imágenes basado en la agrupación de escaneo de haz propuesto. En este caso, tan solo es necesario medir 101 puntos espaciales. La frecuencia de operación se barre entre 270 GHz y 330 GHz en pasos de 0,5 GHz, con lo que se obtiene un tiempo de barrido de 0,6 s. En consecuencia, el tiempo transcurrido entre dos órdenes de medida es de 0,86 s. De esta manera, el tiempo total requerido para medir la imagen es de 87 s. En la figura 4.20 se muestra la imagen obtenida con la topología propuesta. El resultado tiene menor resolución, se ve la cuchilla y el mango. Por el contrario, no se aprecia de forma adecuada la punta de la hoja de la cuchilla.

La utilización del sistema adquisición de imágenes propuesto permite reducir el tiempo de adquisición dos órdenes de magnitud con respecto a un sistema de adquisición con barrido mecánico bidimensional. La utilización de la agrupación de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia permite desplazar el objeto en un único eje, simplificando los elementos mecánicos necesarios. El diámetro de la lente utilizada determina el máximo tamaño del objeto que puede ser analizado sin desplazamiento mecánico vertical. Si se desea analizar un objeto más grande el desplazamiento vertical será imprescindible y se hará en pasos iguales al diámetro. No se ha conseguido reconstruir la punta de la cuchilla de forma apropiada. Las

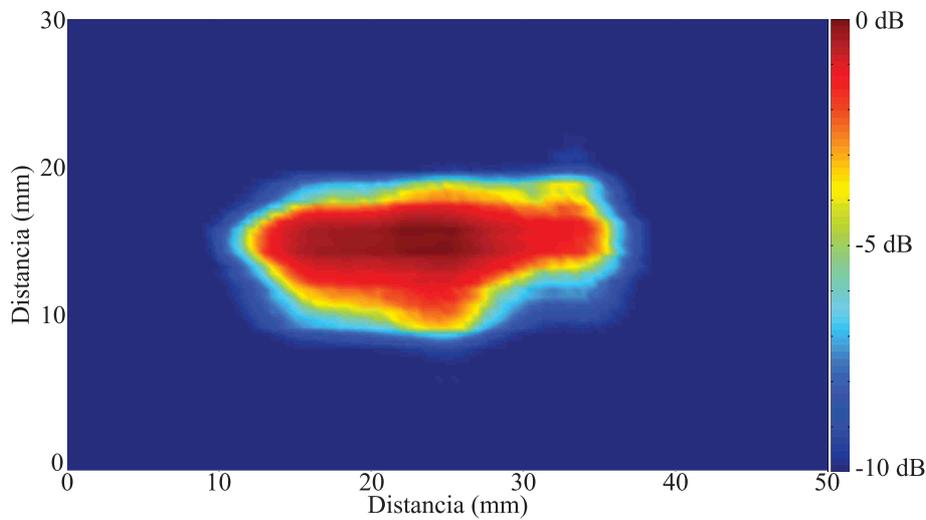


Figura 4.20: Imagen en banda submilimétrica adquirida con el sistema basado en la agrupación de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia.

causas más probables son errores de alineación entre elementos radiantes y ópticos y la tolerancia en el proceso de fabricación de la agrupación emisora.

### 4.3 Sistema de adquisición de imágenes basado en una antena de escaneo de haz bidimensional mediante barrido en frecuencia

#### 4.3.1 Introducción

En la sección anterior se presentó un sistema de adquisición de imágenes basado en una antena de escaneo lineal que requiere trasladar el objeto bajo medida a lo largo de una dimensión. En esta sección se presenta un sistema de adquisición de imágenes sin desplazamiento mecánico. Los datos de los píxeles que componen la imagen se obtienen mediante el escaneo bidimensional de haz que realiza la antena descrita en 3.2 al barrer su frecuencia de trabajo entre 220 GHz y 320 GHz.

#### 4.3.2 Topología del sistema

La necesidad de un elemento móvil en el sistema de *imaging* de la sección anterior hizo necesario optar por una topología en reflexión. De esta manera, la señal que se mide es la reflejada por el objeto bajo estudio. El sistema basado en la antena de escaneo bidimensional no necesita movimiento mecánico, lo que simplifica el

montaje. En este caso se ha elegido una topología en transmisión, en la que se mide la señal que atraviesa o no el objeto [3, 5].

El sistema está compuesto por la antena de escaneo bidimensional mediante barrido en frecuencia, que se usa como transmisora, dos lentes biconvexas y una bocina diagonal, que actúa como receptor. La topología del sistema se muestra en la figura 4.21.

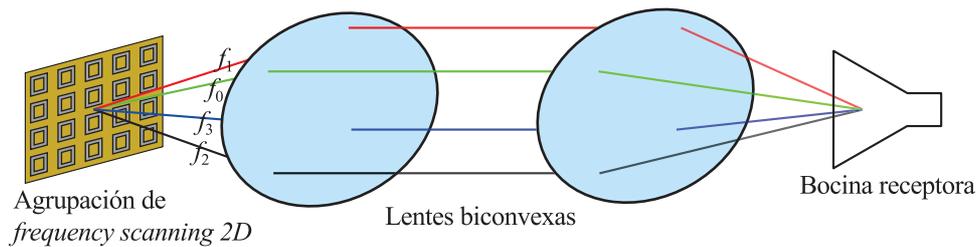


Figura 4.21: Representación esquemática del sistema de adquisición de imágenes basado en una agrupación de escaneo de haz en dos dimensiones mediante barrido en frecuencia.

El funcionamiento del sistema puede describirse utilizando una aproximación quasi-óptica. El haz de la agrupación de escaneo electrónico varía su ángulo de apuntamiento para cada frecuencia de trabajo. Como la agrupación está colocada en el foco de la lente biconvexa los rayos serán paralelos al eje focal. La segunda lente biconvexa se utiliza para enfocar los rayos en la bocina diagonal, que estará colocada en su foco. El objeto bajo medida se coloca entre las dos lentes y se analizan las diferencias entre la señal recibida con y sin objeto.

La antena de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia descrita en la sección 3.2 permite escanear un rango aproximado de  $35^\circ \times 60^\circ$  al barrer la frecuencia de operación entre 230 GHz y 320 GHz. Al combinarla con una lente biconvexa de distancia focal efectiva,  $efl = 25\text{mm}$ , y diámetro,  $D = 25,4\text{ mm}$  el rango se transforma en, aproximadamente,  $25\text{ mm} \times 18,4\text{ mm}$ . Además, debido a las características del barrido de la agrupación la imagen no puede tener más de siete filas. La causa es el barrido que realiza la red de escaneo plano E de la agrupación (sección 3.2).

### 4.3.3 Resultados experimentales

En este apartado se describe el equipamiento requerido por el sistema y los resultados obtenidos con el mismo.

#### 4.3.3.1 Configuración usada para medir

Para el funcionamiento del sistema se requiere un analizador vectorial de redes y dos cabezas extensoras de frecuencia en el rango de 220 GHz a 330 GHz. Como analizador vectorial de redes se emplea un PNA-x de Agilent hasta 67 GHz. Por su parte, las cabezas extensoras de frecuencia son de Virginia Diodes y una es de transmisión-recepción y la otra solo de recepción.

Como objeto bajo medida a colocar entre las dos lentes se ha elegido una pieza de latón (figura 4.22). Debido a las limitaciones de resolución y de rango de escaneo el objetivo es distinguir la parte metálica central de las laterales. En la fotografía se ha oscurecido la parte del objeto que queda fuera del rango de escaneo de la agrupación.

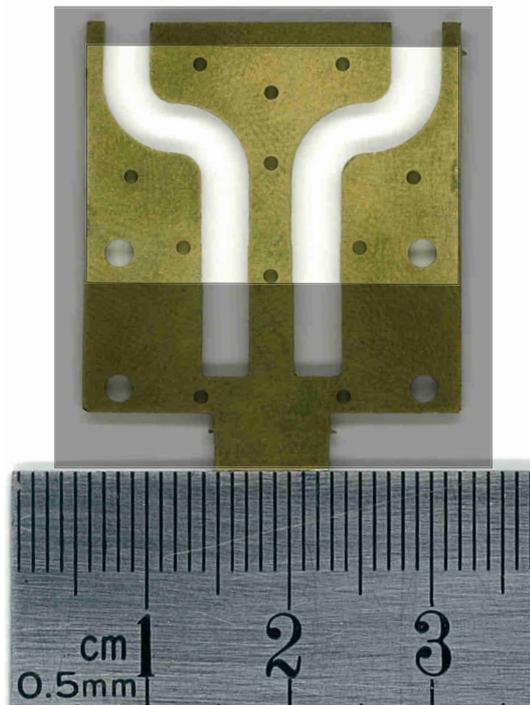


Figura 4.22: Fotografía del objeto bajo medida.

En la figura 4.23 se muestra una fotografía del sistema de medida utilizado. En ella se distinguen la cabeza extensora de frecuencia que alimenta la antena de barrido electrónico, las dos lentes biconvexas, la bocina diagonal utilizada como receptora y el objeto bajo medida.

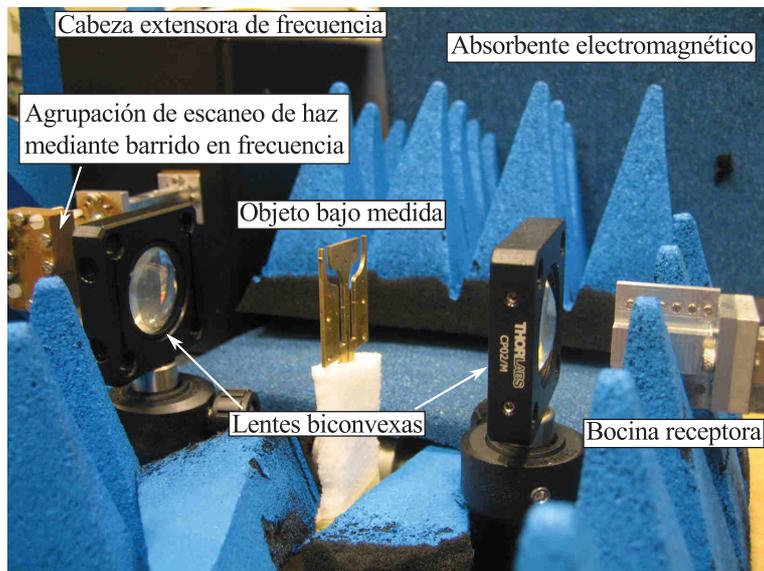


Figura 4.23: Fotografía del sistema de adquisición de imágenes basado en una agrupación de escaneo de haz bidimensional mediante barrido en frecuencia.

#### 4.3.3.2 Medidas realizadas

Las características de la agrupación limitan, con el montaje descrito, la resolución por filas de la imagen. Sin embargo, la resolución por columnas sí es configurable, porque depende del número de puntos por barrido. Realizando un barrido de 12801 puntos se han obtenido las trazas representadas en la figura 4.24. La traza en color rojo se corresponde con el caso del sistema directo, es decir, sin objeto. Por su parte, la traza en azul es la medida cuando se coloca el objeto de la figura 4.22 entre las dos lentes biconvexas.

El proceso seguido para obtener la imagen a partir de las trazas es el siguiente. En primer lugar se buscan los mínimos entre los ocho lóbulos de la traza directa, es decir, de la traza medida sin objeto. Seguidamente se resta la traza correspondiente a la pieza a la traza directa. El resultado se divide en ocho segmentos atendiendo a los mínimos entre lóbulos seleccionados, representados por un círculo de rayas en la figura 4.24. La longitud entre los ocho lóbulos se iguala a la del mayor interpolando el resto mediante un algoritmo basado en polinomios cúbicos definidos a trozos. Finalmente, se representan los datos obtenidos.

En la imagen de la figura 4.25 se ha obtenido midiendo 12801 puntos, con un promediado de cinco puntos, lo que equivale a un tiempo de barrido de 57,25 s. En ella se distinguen claramente las tres partes metálicas, en color rojo, y los dos cortes de la pieza, que se representan en azul. Además se observa que la

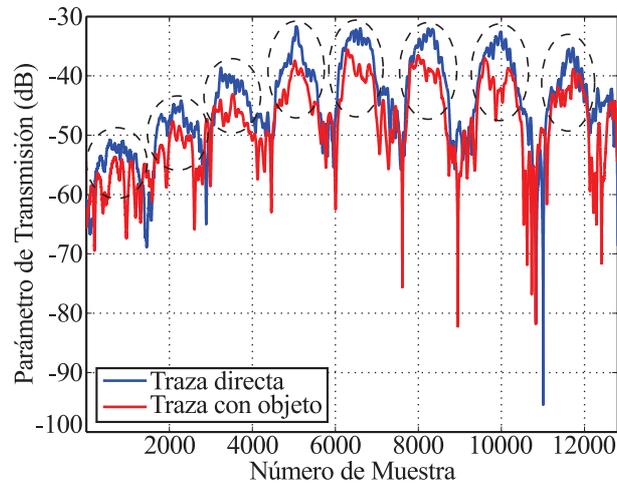


Figura 4.24: Trazas medidas con el sistema de *imaging* basado en la agrupación de escaneo bidimensional.

parte metálica central es más ancha en la zona superior de la imagen. Asimismo, también se puede ver como se estrechan las zonas metálicas laterales en la misma zona. Sin embargo, no es posible reconstruir de forma satisfactoria el perfil de la parte interior de la pieza.

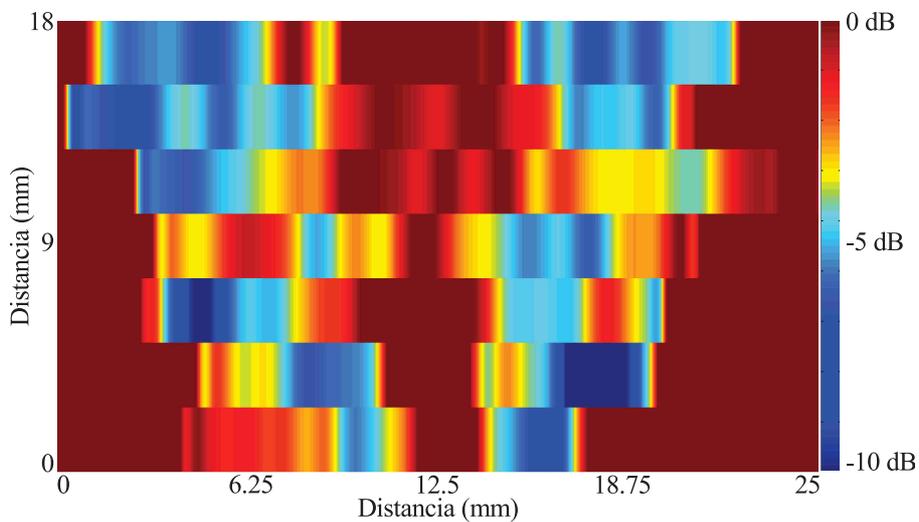


Figura 4.25: Imagen en banda submilimétrica obtenida midiendo 12801 puntos con el sistema de *imaging* basado en la agrupación de escaneo bidimensional.

Con el objetivo de reducir el tiempo de adquisición necesario se ha realizado

un segundo experimento. En él se ha obtenido la imagen de la figura 4.26, que ha sido elaborada a partir de una medida de 221 puntos, con un promediado de cinco puntos. El tiempo total requerido para adquirir la imagen es de 4,95 s. Como cabía esperar la imagen está mucho más pixelada que en el caso anterior. Sin embargo, sigue siendo posible percibir la forma del objeto.

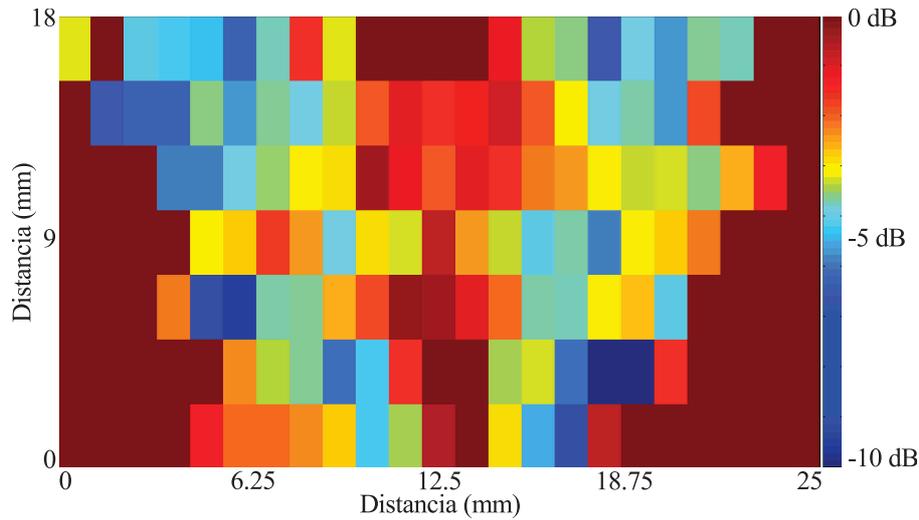


Figura 4.26: Imagen en banda submilimétrica obtenida midiendo 221 puntos con el sistema de *imaging* basado en la agrupación de escaneo bidimensional.

En los resultados presentados en las figuras 4.25 y 4.26 se ha obviado que el haz de la agrupación de escaneo en frecuencia no recorre el objeto con una trayectoria paralela al suelo, sino que lo hace de forma inclinada. Esto se debe a las características de la agrupación utilizada. En un área de escaneo de  $25\text{ mm} \times 18,4\text{ mm}$  la inclinación de la trayectoria de barrido se corresponde con, aproximadamente,  $5^\circ$ . El efecto de la inclinación sí ha sido tenido en cuenta en la imagen que se muestra en la figura 4.27. Al considerar el efecto de la inclinación sobre la imagen se observa que se ajusta mejor al objeto bajo medida. La parte central de las dos líneas inferiores de la imagen es más homogénea. Asimismo, las dimensiones de la parte metálica derecha del objeto son más próximas a las reales. La corrección de la inclinación también se ha probado sobre la imagen de 12801 puntos. Sin embargo, en este caso la diferencia entre aplicar o no la corrección es prácticamente inapreciable.

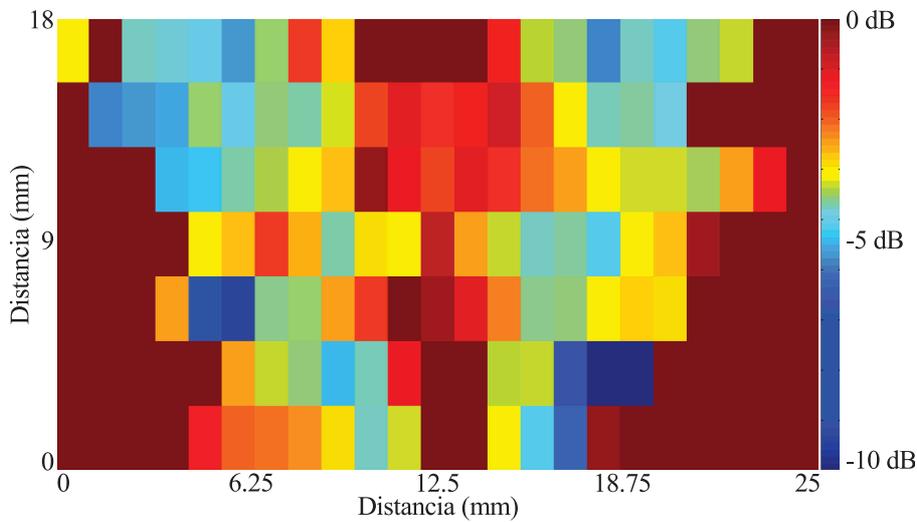


Figura 4.27: Imagen con corrección de inclinación en banda submilimétrica obtenida midiendo 221 puntos con el sistema de *imaging* basado en la agrupación de escaneo bidimensional.

#### 4.4 Conclusiones

En este capítulo se han presentado dos sistemas de adquisición de imágenes en banda submilimétrica que utilizan como elementos transmisores antenas de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia. En ambos sistemas se emplean dos elementos ópticos, concretamente, dos lentes biconvexas y, como elemento receptor, una bocina diagonal.

El primero de los sistemas presentados utiliza la agrupación de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia descrita en la sección 2.3 en una topología en reflexión. La agrupación escanea de forma electrónica a lo largo de una dimensión. La información en la otra dimensión se consigue desplazando el objeto a lo largo de un línea. Este sistema consigue reducir el tiempo de adquisición en dos órdenes magnitud con respecto al sistema equivalente de movimiento mecánico en dos ejes.

En el segundo sistema de adquisición de imágenes se utiliza una topología en transmisión. El elemento transmisor empleado en el sistema es la antena de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia presentada en la sección 3.2. Gracias al escaneo bidimensional de la antena este sistema no requiere ningún desplazamiento mecánico.

# Bibliografía

- [1] R. Camblor, S. V. Hoeye, G. Hotopan, C. Vázquez, M. Fernández, A. Hadarig, and F. L. Heras, “Sub-millimeter wave imaging system based on frequency scanning antenna,” in *Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), International Conference on*, IEEE, 2014. 134, 202
- [2] Y. Álvarez, R. Camblor, C. García, J. Laviada, C. Vázquez, S. V. Hoeye, G. Hotopan, M. Fernández, A. Hadarig, A. Arboleya, and F. L. Heras, “Submillimeter-wave frequency scanning system for imaging applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 5689–5696, 2013. 134, 202, 203
- [3] B. B. Hu and M. C. Nuss, “Imaging with terahertz waves,” *Optics Letters*, vol. 20, pp. 1716–1718, 1995. 203, 223
- [4] S. Yassin, K. Su, H. L. L. F. Gladden, and J. A. Zeitler, “Diffusion and swelling measurements in pharmaceutical powder compacts using terahertz pulsed imaging,” *Journal of Pharmaceutical Sciences*, vol. 104, pp. 1658–1667, 2015. 203
- [5] D. M. Mittleman, R. H. Jacobsen, and M. C. Nuss, “T-ray imaging,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 2, pp. 679–692, 1996. 203, 223
- [6] T. Löffler, T. May, C. am Weg, A. Alcin, B. Hils, and H. G. Roskos, “Continuous-wave terahertz imaging with a hybrid system,” *Applied Physics Letters*, vol. 90, 2007. 203
- [7] K. B. Cooper, R. J. Dengler, N. Llombart, B. Thomas, C. Chattopadhyay, and P. H. Siegel, “Thz imaging radar for standoff personnel screening,” *IEEE Transactions on THz Science and Technology*, vol. 1, pp. 169–182, 2011. 203
- [8] A. Švigelj and J. Trontelj, “Thz imaging system for hidden objects detections,” *Informacije Midem*, vol. 41, pp. 139–143, 2011. 203

- [9] C. Granet, G. L. James, and A. R. Forsyth, “Aperture antennas: Waveguides and horns,” in *Modern Antenna Handbook* (C. A. Balanis, ed.), John Wiley & Sons, inc., 1st ed., 2008. 203, 205
- [10] J. F. Johansson and N. D. Whyborn, “The diagonal horn as a sub-millimeter wave antenna,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, pp. 795–800, 1992. 21, 22, 23, 25, 203, 204, 205, 206, 211, 217
- [11] S. Withington and J. A. Murphy, “Analysis of diagonal horn through gaussian-hermite modes,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 40, pp. 198–206, 1992. 21, 23, 26, 203, 211
- [12] T. S. Bird and A. W. Love, “Horn antennas,” in *Antenna Engineering Handbook* (J. L. Volakis, ed.), Mc Graw Hill., 4th ed., 2007. 203
- [13] . Cardama, L. Jofre, J. M. Rius, J. Romeu, S. Blanch, and M. Ferrando, *Antenas*. Edicions UPC, 2<sup>a</sup> ed., 2002. 204
- [14] A. Hadarig, S. V. Hoeye, C. Vázquez, R. Camblor, M. Fernández, G. Hoptan, L. Alonso, and F. L. Heras, “3d printed millimeter wave receiver integrating a graphene subharmonic mixer and a diagonal horn antenna,” in *8th Global Symposium on Millimeter-Waves (GSMM)*, IEEE, 2015. 210
- [15] W. J. Smith, *Modern Optical Engineering*. Mc Graw Hill, 4th ed., 2008. 215
- [16] J. A. Murphy and R. Padman, “Phase centers of horn antennas using gaussian beam mode analysis,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, 1990. 21, 26, 216
- [17] E. I. Muehldorf, “The phase centre of horn antennas,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 18, pp. 753–760, 1970. 24, 217

# Conclusiones Generales

A lo largo de este trabajo se han estudiado y evaluado de forma experimental diferentes topologías de agrupaciones de antenas de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia.

El estudio ha comenzado por las agrupaciones de antenas cuyo haz varía a lo largo de una dimensión. En primer lugar se ha utilizado una topología basada en una red de distribución formada por guías de onda metálica rectangular WR-3 de distintas longitudes que alimentan una agrupación lineal de  $8 \times 1$  aperturas. La fabricación y posterior caracterización experimental del prototipo ha permitido obtener un rango de escaneo de  $50^\circ$  al barrer la frecuencia de operación entre 270 GHz y 330 GHz. Con el objetivo de reducir el ancho de haz en el plano ortogonal a la agrupación se han planteado dos mejoras sobre el diseño inicial. En la primera de ellas se han terminado las aperturas utilizando antenas de varilla dieléctrica. En la segunda, se apilan ocho agrupaciones de  $8 \times 1$  aperturas para obtener un total de  $8 \times 8$  elementos radiantes. También se ha conseguido variar el ángulo de apuntamiento del haz entre  $0^\circ$  y  $22^\circ$  utilizando una antena en guía de onda ranurada. En cambio, un diseño en línea microstrip basado en antenas antípodas que se demostró válido en el rango 8 – 11,5 GHz no se ha podido verificar de forma experimental en la banda de frecuencias submilimétricas.

Utilizando como punto de partida las agrupaciones de antenas de escaneo de unidimensional descritas se ha abordado el estudio de sistemas de escaneo de haz en dos dimensiones. Se han diseñado, analizado, implementado y caracterizado experimentalmente tres agrupaciones de estas características. La primera está basada en dos redes de distribución, una plano E y otra plano H. El elemento radiante de esta agrupación son  $8 \times 8$  aperturas y con ella se consigue un rango de escaneo de haz de  $45^\circ \times 60^\circ$  al barrer la frecuencia de operación entre 220 GHz y 320 GHz. Las antenas de la segunda agrupación son ocho guías ranuradas, que se alimentan en paralelo mediante una red de distribución. El rango de escaneo obtenido es de  $20^\circ \times 60^\circ$ . La tercera agrupación de antenas de escaneo bidimensional de haz diseñada utiliza como elementos radiantes diez guías ranuradas alimentadas en serie. En el proceso de diseño se estableció como objetivo obtener un rango angular de variación del haz de  $24^\circ \times 70^\circ$ . Sin embargo, no se ha podido

validar experimental el diseño realizado.

Finalmente, dos de las agrupaciones presentadas se han empleado como transmisores en sistemas de adquisición de imágenes en banda submilimétrica. Las antenas elegidas son las agrupaciones de  $8 \times 8$  aperturas tanto en su versión de escaneo unidimensional como en la versión de escaneo bidimensional. El uso de las agrupaciones de antenas de escaneo de haz mediante barrido en frecuencia permite reducir el tiempo de adquisición en dos órdenes de magnitud con respecto a un sistema con desplazamiento mecánico en dos ejes. Las dos topologías de sistemas de *imaging* presentadas han sido validas utilizando objetos bajo medida metálicos.

