



Universidad Miguel Hernández de Elche  
Departamento de Ingeniería de Sistemas Industriales

Diseño, modelado, fabricación y medida de antenas  
impresas para comunicaciones inalámbricas

**TESIS DOCTORAL**

Autor: Ernesto Ávila Navarro

Directores: Dr. José Antonio Carrasco Hernández

Dr. Cándid Reig Escrivà

Elx, Febrero 2008



Óscar Reinoso García, Director del Departamento de Ingeniería de Sistemas Industriales, declara que la Tesis Doctoral presentada por D. Ernesto Ávila Navarro y dirigida por D. Cándid Reig Escrivá y D. José Antonio Carrasco Hernández, se encuentra en condiciones de ser leída y defendida como Tesis Doctoral ante el correspondiente tribunal.

En Elche, a            de            de 2008

Fdo: Óscar Reinoso García

---

---

D. Cándid Reig Escrivá y D. José Antonio Carrasco Hernández, directores del presente trabajo, autorizan la defensa de la Tesis Doctoral.

En Elche, a            de            de 2008

Fdo: Cándid Reig Escrivá

Fdo: José Antonio Carrasco Hernández



---

## AGRADECIMIENTOS

---

Son muchas las personas que de una u otra forma han contribuido en la realización de mi Tesis Doctoral, y por ello les estoy sinceramente agradecido.

En primer lugar me gustaría agradecer a mis directores, Cándid Reig y José Antonio Carrasco, la ayuda prestada a lo largo de estos años, así como la dedicación y los certeros consejos que siempre he recibido.

A mis compañeros del Área de Tecnología Electrónica por el magnífico ambiente de trabajo y por las no pocas manos que me han echado. Por orden de despacho: Julia, Ausias, Paco, Javier y mi compañero de despacho y buen amigo Blanes.

A los técnicos de laboratorio, a Guillermo y en especial a Juan Pedro, el tiempo dedicado y la ayuda prestada en la fabricación de las antenas.

Por último, quisiera mostrar mi agradecimiento más sentido. A mi padre Ernesto, a mis hermanos David y M<sup>a</sup> Nieves y a mi tía Carmen por el apoyo que me han mostrado a lo largo de toda mi vida. Gracias por aguantarme y sobre todo por el ánimo que siempre he recibido de vosotros.



A mi madre







---



---

## ÍNDICE

---



---

	<u>Página</u>
<b>BLOQUE I: INTRODUCCIÓN</b>	1
<b>Capítulo 1. Introducción y objetivos</b>	3
1.1 – Introducción.....	3
1.2 – Acotación del estudio.....	6
1.3 – Objetivos.....	14
1.4 – Organización de la Tesis.....	17
<b>Capítulo 2. Algoritmo FDTD. Aplicación a la simulación de antenas           impresas</b>	21
2.1 – Introducción.....	21
2.2 – Fundamentos del algoritmo FDTD.....	22
2.3 – Consideraciones del algoritmo FDTD.....	30
2.3.1 – Tamaño de las celdas.....	30
2.3.2 – Paso temporal.....	31
2.3.3 – Excitación.....	32

	<u>Página</u>
2.3.4 – Condiciones absorbentes.....	33
2.3.5 – Construcción de objetos con FDTD.....	38
2.4 – Algoritmo FDTD para la simulación de antenas impresas.....	40
2.4.1 – Estructura del simulador implementado.....	41
2.4.2 – Tensión e intensidad en cualquier punto.....	47
2.4.3 – Pérdidas de retorno.....	49
2.4.4 – Impedancia de entrada.....	52
2.4.5 – Diagramas de radiación.....	55
2.4.6 – Ganancia.....	59
2.4.7 – Distribución frecuencial de los campos electromagnéticos.....	61
2.4.8 – Evolución temporal de los campos electromagnéticos.....	62
<b>Capítulo 3. Validación del código FDTD</b>	<b>63</b>
3.1 – Introducción.....	63
3.2 – Antenas rectangulares.....	64
3.2.1 – Antena rectangular en banda L.....	65
3.2.2 – Antena rectangular en banda C.....	67
3.3 – Antenas triangulares.....	70
3.3.1 – Antena triangular en banda L.....	71
3.3.2 – Antena triangular en banda C.....	73
3.4 – Antenas bow-tie o pajarita.....	75
3.4.1 – Antena bow-tie en banda L.....	76
3.4.2 – Antena bow-tie en banda C.....	79
3.5 – Conclusiones sobre la validación del algoritmo FDTD.....	81
Referencias bibliográficas del Bloque I.....	83

	<u>Página</u>
<b>BLOQUE II: RESULTADOS</b>	99
<b>Capítulo 4. Antena Un-YPA</b>	103
4.1 – Diseño del dipolo impreso.....	108
4.2 – Anchura del plano de masa.....	108
4.3 – Separación entre el dipolo y el plano de masa.....	110
4.4 – Longitud del elemento director.....	113
4.5 – Separación entre el dipolo y el director.....	116
4.6 – Número de elementos directores.....	118
4.7 – Prototipos y medidas.....	120
<b>Capítulo 5. Antena Bi-YPA</b>	129
5.1 – Diseño de la antena Bi-YPA en banda ISM.....	131
5.1.1 – Diseño del dipolo impreso.....	131
5.1.2 – Separación entre el dipolo y el reflector.....	134
5.1.3 – Longitud del elemento reflector.....	136
5.1.4 – Longitud del elemento director.....	138
5.1.5 – Separación entre el dipolo y el director.....	140
5.1.6 – Número de elementos directores.....	143
5.1.7 – Prototipos y medidas.....	146
5.2 – Diseño de la antena Bi-YPA en 868MHz.....	151
5.3 – Antena Bi-YPA frente a la antena Un-YPA.....	153
<b>Capítulo 6. Antena logoperiódica impresa</b>	155
6.1 – Proceso de diseño.....	157
6.2 – Antenas logoperiódicas impresas diseñadas.....	161
6.2.1 – Antena impresa con un dipolo.....	162
6.2.2 – Antena logoperiódica impresa de dos dipolos.....	163

	<u>Página</u>
6.2.3 – Antena logoperiódica impresa de cuatro dipolos.....	165
6.2.4 – Antena logoperiódica impresa de seis dipolos.....	168
6.2.5 – Antena logoperiódica impresa de ocho dipolos.....	171
6.3 – Prototipos y medidas.....	174
<b>Capítulo 7. Antena impresa multibanda</b>	<b>181</b>
7.1 – Antena impresa dual 2.45-5.5GHz.....	183
7.2 – Antena impresa tribanda 2.4-3.6-5.5GHz.....	189
Referencias bibliográficas del Bloque II.....	199
<b>Capítulo 8. Conclusiones y líneas futuras</b>	<b>205</b>
8.1 – Conclusiones.....	205
8.2 – Líneas futuras.....	213
8.2.1 – Mejoras en el simulador desarrollado.....	213
8.2.2 – Antenas activas.....	217
8.2.3 – Nuevas topologías de antenas impresas.....	218
Referencias bibliográficas del Capítulo 8.....	220
<b>Anexo I. Fabricación y medida de antenas impresas</b>	<b>223</b>
AI.1 – Fabricación de antenas impresas.....	224
AI.2 – Laboratorio de medidas.....	229
Referencias bibliográficas del Anexo I.....	243
<b>Anexo II. Publicaciones y principales contribuciones</b>	<b>245</b>

# BLOQUE I

## INTRODUCCIÓN





---

## CAPÍTULO 1:

# INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

---

### 1.1 – Introducción.

En los últimos tiempos estamos asistiendo a una revolución de las redes y servicios de telecomunicaciones de la mano de las llamadas tecnologías inalámbricas. Esta implantación de nuevos servicios intenta satisfacer la necesidad de comunicación desde cualquier emplazamiento, sin las limitaciones intrínsecas de los sistemas cableados. El propulsor de estas comunicaciones inalámbricas ha sido el espectacular éxito de la segunda generación del sistema de comunicación móvil GSM, que ha hecho que hoy en día seamos incapaces de imaginar nuestra vida sin un terminal móvil con el que podamos comunicarnos en cada momento y en cualquier lugar. Al mismo tiempo que los terminales GSM han ido sustituyendo a los terminales telefónicos tradicionales, han ido apareciendo toda una serie de estándares de comunicaciones inalámbricas que posibilitan el desarrollo de nuevos sistemas y aplicaciones, orientadas a suprimir las limitaciones de los sistemas cableados.

Algunas de las tecnologías y estándares inalámbricos más implantados son Bluetooth y Wi-Fi. Ambos sistemas utilizan las banda de frecuencias de uso libre ISM (banda de frecuencias para uso científico, medico e industrial), centradas en 2.45GHz y en 5.5GHz,

pero las aplicaciones que soportan son distintas. Bluetooth (basado en el estándar IEEE 802.15.1) está pensado para la interconexión de dispositivos próximos (terminales móviles, manos libres telefónicos, impresoras, etc.) con tasas de transmisión bajas [I.1], utilizando la banda de frecuencia centrada en 2.45GHz, mientras que Wi-Fi engloba toda una serie de estándares (IEEE 802.11b y 802.11g en la banda de 2.45GHz, 802.11a en la banda de 5.5GHz y 802.11n que utiliza las dos bandas de forma simultánea) para dar servicio a redes LAN (Local Area Network) inalámbricas, las llamadas WLAN (Wireless LAN), con velocidades de transmisión que van desde los 54Mbps hasta los teóricos 600Mbps esperados para el protocolo 802.11n [I.2]. La implantación de estos dos sistemas ha sido todo un éxito, lo que ha llevado a la definición de nuevos estándares de comunicaciones inalámbricas que soporten nuevas aplicaciones y que intentan superar las limitaciones de los anteriores. Algunos de estos sistemas son los siguientes:

- ZigBee (basado en el IEEE 802.15.4) es un sistema que utiliza la banda de frecuencias ISM (además de la banda de 868MHz en Europa y la banda de 915MHz en Estados Unidos) y que está destinado a la interconexión de un gran número de dispositivos utilizando una baja tasa binaria, un muy bajo consumo y a un reducido coste [I.3]. Las aplicaciones típicas de este sistema son la conexión de redes de sensores inalámbricos para uso industrial o para domótica y el soporte de comunicación de controles remotos.

- WiMAX (basado en la familia de protocolos IEEE 802.16) utiliza diversas bandas de frecuencias entre 2GHz y 11GHz (entre ellas la banda ISM y la banda de frecuencias comprendida entre 5.725GHz y 5.825GHz, ambas de uso libre) y permite la comunicación de equipos con tasas binarias que superan los 75Mbps [I.4]. La distancia máxima de comunicación está alrededor de 50 kilómetros, lo que permite establecer redes WMAN (Wireless Metropolitan Area Network), ofreciendo mayores tasas binarias y rangos de cobertura que su predecesor (Wi-Fi).

- Ultra Wide-Band (UWB) es una tecnología de comunicaciones de corto alcance (unos 10 metros), bajo precio y consumo que permite una gran velocidad de transmisión (actualmente soporta tasas binarias de unos 100-200Mbps, aunque se prevé que llegue hasta los 480Mbps) [I.5]. Este sistema utiliza una gran banda de frecuencias (de 3.1GHz a 10.6GHz), pero el tipo de modulación utilizada junto con la baja potencia de transmisión permite su coexistencia con el resto de los sistemas inalámbricos, sin generar interferencias en los mismos. Algunas aplicaciones típicas de este sistema pueden ser la



conectividad USB inalámbrica (W-USB) o la conectividad inalámbrica de sistemas multimedia (cámaras de fotos o de video) con un PC.

La implantación y desarrollo de estos sistemas de comunicación inalámbricos, ha permitido la aparición de multitud de nuevas aplicaciones que los utilizan como soporte. Cada una de estas aplicaciones tiene distintos requisitos en cuanto a ancho de banda, velocidad de transmisión, etc, pero todas ellas tienen un elemento común, las antenas. Muchas de estas aplicaciones se basan en la propiedad inherente de los sistemas inalámbricos, la movilidad, por lo que necesitan antenas omnidireccionales, ya que se desconoce la situación específica del receptor respecto del transmisor. Algunos ejemplos de aplicaciones con esta filosofía son la conexión de ordenadores con periféricos mediante tecnología Bluetooth, el acceso de equipos portátiles y PDA a Internet mediante Wi-Fi y las antenas utilizadas en los Puntos de Acceso de conexión Wi-Fi.

El éxito de estas aplicaciones ha provocado que el precio de la electrónica asociada disminuya de forma importante, convirtiendo a los sistemas inalámbricos en una opción muy interesante para la implantación de nuevas aplicaciones, que quizá en un principio no contaran con los sistemas inalámbricos comerciales como soporte ideal. Para algunas de estas aplicaciones, las características en cuanto a radiación que presentan los sistemas inalámbricos comerciales (movilidad, bajas potencias de emisión, cobertura reducida...) dejan de ser ventajosas o incluso se convierten en grandes inconvenientes, por ejemplo si el emisor y el receptor son fijos y se pretende situarlos a distancias superiores a las contempladas en los estándares que rigen los sistemas inalámbricos comentados anteriormente, o se necesitan sistemas que trabajen en varias de las bandas de frecuencia utilizadas por estos sistemas. En estos casos, las antenas utilizadas de forma genérica en las aplicaciones estándar no son la mejor opción, apareciendo la necesidad de nuevas topologías de antenas que se adapten mejor a los requisitos de cada aplicación en particular.

Las antenas impresas, debido a sus características (perfil plano, poco peso, posibilidad de miniaturización, fácil fabricación, bajo coste, especialmente si se utiliza sustrato estándar no específico de alta frecuencias, y la posibilidad de integración de la antena con el resto de la circuitería del sistema) son unas excelentes candidatas para ser utilizadas como elemento radiante de estas nuevas aplicaciones. Se abre por tanto, la necesidad de

investigación en nuevas antenas impresas de bajo coste que adapten sus características a los requerimientos de estas nuevas aplicaciones, ya sea ofreciendo una mayor directividad y ganancia para aumentar la distancia del enlace, posibilitando la utilización de grandes anchos de bandas o de varias bandas de frecuencias distintas.

## **1.2 – Acotación del estudio.**

Las antenas impresas fueron introducidas por primera vez por Deschamps [I.6] en el año 1953, pero no fue hasta veinte años después cuando las primeras antenas impresas fueron fabricadas [I.7]. Desde entonces se han realizado numerosos estudios e investigaciones sobre las antenas impresas, explotando sus importantes ventajas (las principales de ellas comentadas en el apartado anterior) y adaptando la geometría y características de las mismas a las nuevas aplicaciones emergentes en tecnologías inalámbricas.

Existen distintos tipos de tecnologías de antenas impresas que condicionan tanto la estructura de las mismas como, evidentemente, las características que ofrecen, resultando para cada aplicación en particular más interesantes unos tipos que otros. Las antenas impresas tradicionales son las antenas microstrip, caracterizadas por estar formadas por un parche radiante de forma definida (rectangular, triangular, circular...) en la parte superior del sustrato dieléctrico y por tener un plano de masa metálico en la parte inferior del mismo. La principal ventaja de este tipo de antenas, respecto al resto de las antenas impresas, es la facilidad de diseño, especialmente si el parche radiante tiene forma regular, existiendo incluso fórmulas analíticas de diseño [I.8, I.9]. Por otra parte, las antenas impresas microstrip tienen una serie de inconvenientes que limitan su utilización en los sistemas de comunicaciones inalámbricos actuales [I.10, I.11]. Las dos limitaciones más importantes que presentan son el reducido ancho de banda (alrededor del 1-5% de la frecuencia de funcionamiento), ya que la antena se comporta como un elemento resonante con un muy alto factor de calidad, y su radiación limitada a medio plano, debido a la existencia del plano de masa.

En los últimos años, se están realizando numerosos esfuerzos de investigación orientado a obtener nuevas topologías de antenas impresas que superen las limitaciones de las antenas microstrip tradicionales y que permitan su utilización como elemento radiante en las aplicaciones soportadas por los nuevos sistemas inalámbricos. En este sentido, se han

desarrollado y publicado multitud de nuevas geometrías de antenas impresas que ofrecen en cada caso características de banda ancha, alta ganancia y directividad, varias bandas de frecuenciales de utilización, reducido tamaño, etc., dependiendo de las especificaciones particulares del sistema para el cual han sido diseñadas.

Las investigaciones en nuevas antenas impresas que se adapten a los requerimientos de los sistemas de comunicaciones emergentes no sólo está orientada a la búsqueda de nuevas geometrías, sino que también se ha modificado la estructura general de la antena. Partiendo de la estructura microstrip (parche radiante y plano de masa, ambos metálicos), se han diseñado nuevas antenas impresas sin necesidad de plano de masa, tanto en una sola cara del sustrato [I.12, I.13, I.14] como en las dos caras [I.15, I.16], antenas de cavidad resonante tipo slot [I.17, I.18], antenas basadas en geometrías fractales [I.19, I.20, I.21, I.22] y autocomplementarias [I.23, I.24, I.25], antenas multicapa con varios sustratos dieléctricos apilados [I.26, I.27, I.28], antenas con estructuras periódicas basadas en efectos EBG (Electronic Band Gap), para la supresión de las ondas de superficie que habitualmente aparecen en las antenas microstrip [I.29, I.30, I.31, I.32], e incluso en los últimos años se está investigando en la utilización de nuevos materiales como sustrato en la fabricación de antenas impresas, especialmente los llamados metamateriales [I.33, I.34, I.35].

Como se ha comprobado en los dos párrafos anteriores, los campos de investigación abiertos para el diseño de nuevas antenas impresas para aplicaciones inalámbricas son muy variados y extensos, por lo que a la hora de emprender un nuevo diseño de antena es necesario definir el tipo topología a utilizar y acotar el campo de investigación. En nuestro caso, para los diseños realizados en el transcurso de la presente Tesis Doctoral, nos hemos centrado en antenas impresas basadas en dipolos, realizando el estudio sobre la optimización y mejora de las prestaciones de estas antenas orientadas a su utilización como elementos radiantes en las nuevas aplicaciones basadas en los estándares de comunicaciones inalámbricas emergentes. En los siguientes párrafos se realizará una revisión de las principales aportaciones en antenas impresas para aplicaciones inalámbricas personales utilizadas en el transcurso de la presente Tesis, centrándonos en las antenas basadas en monopolos y dipolos, evidentemente impresos, ya que por principio de funcionamiento y topología son las más similares a las antenas desarrolladas posteriormente.

Una de las antenas más estudiadas en los últimos años son los monopolos impresos, que consisten en un elemento radiante de geometría determinada, sin plano de masa y alimentado en uno de sus extremos. La principal ventaja de éstos consiste en que con un reducido tamaño permiten obtener un elemento radiante con patrones de radiación normalmente omnidireccionales y con un ancho de banda que depende fuertemente de la geometría utilizada. Modificando adecuadamente esta geometría, se pueden obtener elementos radiantes con diferentes características, válidos para las distintas aplicaciones basadas en tecnologías inalámbricas.

La estructura básica del monopolo impreso consiste en un trozo de línea impresa de longitud y anchura determinada. Siguiendo esta geometría se han desarrollado antenas omnidireccionales resonantes en una sola frecuencia, habitualmente con ganancias reducidas [I.36, I.37]. Para incrementar la ganancia de los monopolos, sin perder su radiación omnidireccional, se pueden insertar elementos parásitos [I.38] o, al igual que en sus homólogos de tecnología no impresa, aumentar la longitud eléctrica del monopolo [I.39, I.40].

Igualmente, se han desarrollado antenas impresas monopolo para su utilización en sistemas multibanda. En la bibliografía se pueden encontrar distintos artículos donde se presentan antenas duales variando la estructura básica de la antena, obteniendo distintas geometrías para el monopolo con formas variadas: en forma de F [I.41], de tridente [I.42], de T [I.43] o de Y [I.44]. También se puede obtener este efecto multibanda mediante la inserción de elementos parásitos en la antena [I.45]. Otras modificaciones más complejas de la geometría del monopolo impreso permiten la obtención de antenas con tres bandas frecuenciales [I.46] o incluso con cuatro bandas de funcionamiento [I.47].

Con la definición del estándar de comunicaciones de banda ancha Ultra Wide-Band, se han publicado varios artículos donde se presentan antenas monopolo impresas con anchos de banda de funcionamiento capaces de cubrir toda la banda definida por este estándar (aproximadamente de 3GHz a 11GHz). Para conseguir este gran rango de frecuencias, se han seguido dos estrategias, por una parte se han utilizado elementos parásitos, situados tanto en la cara del sustrato donde ese encuentra el elemento radiante [I.48] como en la cara opuesta, actuando en este caso como plano de masa para la zona de alimentación de la antena [I.49, I.50], y por otra parte se han utilizado estructuras complejas como monopolo, tanto en una sola cara del sustrato [I.51, I.52] como cortocircuitando el monopolo con el plano de masa utilizado en la alimentación de la antena [I.53, I.54]

Otra de las topologías de antena más estudiadas en los últimos tiempos son las basadas en dipolos impresos. La geometría final de este tipo de antenas depende especialmente de la forma de implementar los dos brazos del dipolo, ya sea en una sola cara del sustrato dieléctrico o en las dos caras del mismo, situando en este caso cada brazo del dipolo en una de las caras del sustrato. Dependiendo de esta implementación, se necesita o no una etapa desfasadora en la alimentación de la antena.

Las antenas que implementan el dipolo impreso en una sola cara del sustrato necesitan de este elemento desfasador, que introduce el desfase de 180 grados entre un brazo y otro del dipolo. Dentro de este tipo de antenas, la más ampliamente utilizada es la antena Quasi-Yagi. Esta antena fue introducida por primera vez por Y. Qian y otros para operar en banda X [I.55]. La antena consiste en una etapa de alimentación formada por un adaptador de impedancias y un desfasador, implementados en tecnología microstrip, por lo que actúan como elemento reflector de la antena, el dipolo impreso y un elemento director. La geometría de la antena recuerda a la de las antenas Yagi-Uda tradicionales (de ahí su nombre), ofreciendo un ancho de banda considerable (mayor del 10%) y un patrón de radiación directivo. Desde la presentación de la antena Quasi-Yagi, ésta ha sido ampliamente utilizada, tanto por los inventores de la misma como por otros autores, en distintas configuraciones: como elemento radiante [I.56, I.57], excitado por guía onda [I.58] o como elemento excitador de guía onda rectangulares [I.59] y cónicas [I.60]. Una de las principales líneas de investigación con las antenas Quasi-Yagi ha estado orientada al aumento de la directividad de la antena, aumento que se ha obtenido de varias formas: utilizando la antena como parte de arrays en distintas bandas de frecuencia, en banda X [I.61, I.62, I.63], en banda K [I.64] y recientemente en 1.6GHz [I.65]; modificando la geometría de la antena [I.66]; añadiendo más elementos directores [I.64] o incluyendo elementos activos [I.67, I.68, I.69]. Últimamente también se ha utilizado esta antena con sustratos formados con metamateriales [I.70].

Pese al elevado número de publicaciones relacionadas con la antena Quasi-Yagi, en ninguna de ellas se indica el método de diseño seguido, lo que dificulta el desarrollo de nuevas antenas para distintas aplicaciones. Quizá debido este inconveniente la mayoría de las publicaciones sobre este tipo de antena utilizan las mismas frecuencias que sus autores originales, es decir las bandas X y K. No obstante, cabe destacar que últimamente se han presentado dos diseños de la antena Quasi-Yagi para frecuencias ISM [I.66, I.71].

Además de la antena Quasi-Yagi, se han publicado distintas topologías de antenas basadas en dipolos impresos en una sola cara del sustrato. Algunas de estas nuevas antenas utilizan la misma disposición que las tradicionales Yagi-Uda, es decir, dipolo, reflector y director, alimentadas mediante un simetrizador o balun microstrip, tanto resonantes en una sola frecuencia [I.72, I.73] como multibanda [I.74, I.75]. Otras antenas basadas en dipolos impresos utilizan estructuras más complejas, con elementos parásitos [I.76, I.77], incluyendo filtros espolón para conseguir antenas duales [I.78, I.79] o incrementan la longitud eléctrica de los brazos del dipolo insertando trozos de línea microstrip en forma de meandros para incrementar la ganancia de la antena [I.80]

El segundo gran grupo de las antenas que implementan dipolos impresos son las que disponen cada uno de los dos brazos del dipolo en una cara distinta del sustrato dieléctrico. Estas antenas son más compactas, con un tamaño más reducido, que las antenas que implementan el dipolo en una sola cara del sustrato, ya que no necesitan de elementos desfasadores externos ni simetrizadores, obteniéndose el desfase adecuado entre los dos brazos del dipolo directamente con la alimentación de la antena (normalmente realizada mediante un par de líneas strip paralelas). En la bibliografía se pueden encontrar distintas publicaciones sobre dipolos impresos en las dos caras del sustrato, siendo una de las principales diferencias entre ellas la forma geométrica del dipolo implementado. La mayoría de estas publicaciones utilizan dos geometrías: dipolos rectangulares, tanto impresos [I.81, I.82] como en tecnología slot [I.83, I.84], y dipolos con brazos triangulares o bow-tie, ya sea mediante tecnología impresa [I.85, I.86] o tipo slot [I.87]. Una de las técnicas habituales para mejorar las características de las antenas dipolo impresas en las dos caras del sustrato, al igual que pasa en las antenas dipolo tradicionales (no impresas), es la inserción de elementos parásitos en la geometría de la antena, ya sea para obtener mayores anchos de banda [I.88], varias bandas de funcionamiento [I.89] o una mayor directividad y ganancia. Para este último caso, la solución más ampliamente utilizada es el uso de estructuras basadas en las tradicionales antenas Yagi-Uda (dipolo, reflector y uno o varios directores), utilizadas como antenas pasivas [I.90, I.91], antenas activas [I.92], formando parte de arrays [I.93] e incluso como antena reconfigurable mediante switches para trabajar en dos bandas de frecuencias distintas [I.94].

En los párrafos anteriores se ha indicado que una de las formas de incrementar el ancho de banda o forzar un comportamiento multibanda en antenas basadas en dipolos impresos es la inserción de elementos parásitos en la geometría de la antena. Otra forma muy utilizada es disponer en la antena varios dipolos alimentados, diseñados para ser resonantes a frecuencias distintas. En este caso se suelen utilizar dipolos impresos en las dos caras del sustrato, siguiendo la estructura publicada por F. Tefiku y C. A. Grimes [I.95], ya sea alimentando los brazos de los distintos dipolos con la misma fase [I.95, I.96] o alternando la fase de alimentación entre dipolos adyacentes [I.97, I.98]. Aunque son menos utilizadas, también se han publicado antenas formadas por series de dipolos impresos alimentados con los brazos del dipolo situados en una sola cara del sustrato [I.99].

Para conseguir grandes anchos de banda en antenas, tradicionalmente se han utilizado las antenas independientes de la frecuencia, es decir antenas con estructura logoperiódica. Los cada vez mayores requerimientos en cuanto a ancho de banda necesarios para los nuevos sistemas de comunicaciones inalámbricas, especialmente UWB, junto con las ventajas que conlleva utilizar en estos sistemas antenas planas, ha hecho que en los últimos años se busque utilizar este mismo principio de periodicidad con la frecuencia en las antenas impresas. En este sentido, en la bibliografía podemos encontrar varias publicaciones de antenas impresas logoperiódicas tipo slot, inicialmente diseñadas con parches rectangulares [I.100, I.101] y más recientemente con dipolos [I.102, I.103, I.104] o estructuras más complejas, por ejemplo trapezoidales [I.105]. En cuanto a las antenas logoperiódicas formadas por elementos impresos, se han utilizado elementos rectangulares [I.106, I.107], dipolos impresos semicirculares [I.108] y dipolos impresos rectangulares en distintas configuraciones [I.109, I.110, I.111, I.112].

Tal y como se ha mostrado en los párrafos anteriores, existen una gran variedad de antenas impresas, con muy distintas geometrías e incluso principios de funcionamiento. Las características de la antena dependen fuertemente de su geometría, sufriendo grandes variaciones tanto en reflexión como en radiación ante pequeñas modificaciones de la misma. Esta propiedad, junto con la no existencia de expresiones analíticas para el diseño de las antenas y el alto número de variables que intervienen en su funcionamiento hace imprescindible el uso de potentes simuladores electromagnéticos, que permitan la obtención de las características de la antena, sin la necesidad de fabricar costosos prototipos. Estos simuladores resuelven habitualmente las ecuaciones de Maxwell en la

estructura bajo estudio utilizando diversos métodos matemáticos. Los métodos más utilizados para la simulación de las antenas impresas son los siguientes:

- Método de los Momentos (MoM, Method of Moments). Este método resuelve la ecuación integral de potencia mixta realizando una discretización del problema a simular [I.8, I.113]. Existen dos variantes de este método, una en el dominio espacial y otra en el frecuencial. Esta segunda variante es la más utilizada, ya que requiere menor carga computacional y permite obtener las principales características del elemento a simular en un rango de frecuencias determinado. Algunos programas comerciales que utilizan el método de los momentos para simular antenas impresas son *IE3D* de Zeland Software Inc. [I.114], *Singula* de Integrated Engineering Software, que utiliza MoM junto con propiedades de física óptica [I.115] y *CST MWS* de Computer Simulation Technology [I.116].

- Método de los Elementos Finitos (FEM, Finite Element Method). Este método realiza una discretización espacial del problema en elementos poligonales en dos o tres dimensiones, en función de la naturaleza del elemento a simular, por lo que es el más flexible en cuanto a la modelización de contornos [I.117]. Una vez realizado el mallado del problema, el método aplica una formulación variacional para obtener una aproximación a la solución de las ecuaciones diferenciales con condiciones de contorno que definen los campos electromagnéticos, permitiendo obtener las características de las antenas en el dominio de la frecuencia. Entre los programas que utilizan el método de los elementos finitos se encuentran *HFSS* de Ansoft Corporation [I.118], uno de los simuladores más utilizados en la bibliografía, *COMSOL Multiphysics* de COMSOL AB. [I.119], *ANSYS Multiphysics* de ANSYS Inc. [I.120] y *FEKO Antenna Design Software* de EM Software & Systems S.A. [I.121], que utiliza un método híbrido FEM/MoM.

- Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD, Finite Difference Time Domain). Este método resuelve las ecuaciones de Maxwell en el dominio del tiempo realizando una discretización temporal de las mismas, de forma que se obtienen ecuaciones en diferencias finitas. Para ello, realiza previamente una discretización espacial del problema en celdas rectangulares, siendo ésta la principal limitación del método FDTD, ya que esta división



del problema debe respetar la forma original del dispositivo a simular, lo que conlleva que en elementos no rectangulares se necesite un número muy elevado de celdas para una correcta discretización del dispositivo [I.122, I.123]. El algoritmo FDTD presenta dos características que lo hacen muy interesantes respecto a los dos métodos anteriores: la carga computacional no es demasiado elevada, ya que no se necesitan procesados previos de los datos, al resolver directamente las ecuaciones de Maxwell y permite la obtención de los campos electromagnéticos en el dominio del tiempo, por lo que los resultados obtenidos son válidos en un muy amplio rango de frecuencias (este rango viene fijado por el tipo de excitación del algoritmo). En el mercado existen numerosos programas para la simulación de antenas impresas que implementan el algoritmo FDTD. Destacan los siguientes: *Empire<sup>TM</sup>* de IMST GmbH [I.124], *FIDELITY* de Zeland Software Inc. [I.125], *AMDS* (Antenna Modeling Design System) de Agilent Technologies [I.126], *CONCERTO* de Vector Fields [I.127] y *XFDTD* de Remcom Inc. [I.128], con diferencia el programa de simulación basado en el método FDTD más usado en la bibliografía.

Una de las decisiones más importantes a adoptar cuando se pretende abordar el diseño de antenas impresas es el simulador, y por ende el método matemático de resolución de los campos electromagnéticos, a utilizar. De todos los paquetes comerciales indicados anteriormente, los más ampliamente utilizados en la bibliografía son *HFSS* (basado en FEM) y *XFDTD* (basado, evidentemente, en FDTD). Ambos simuladores ofrecen al usuario características similares en cuanto al entorno de trabajo (una interfaz amigable bajo programación orientada a objetos) y resultados obtenidos en la simulación de las antenas (pérdidas de retorno, diagramas de radiación, distribución de campos...). Las principales diferencias entre ellos están relacionadas con el funcionamiento del método matemático que implementan: *HFSS* dispone de una discretización espacial que realiza de forma automática y muy precisa, y obtiene los resultados en un rango frecuencial determinado por el usuario [I.129], mientras que en *XFDTD* el mallado es más problemático, siendo el usuario quien realiza y supervisa en última instancia la discretización espacial. En cuanto a los resultados, *XFDTD* permite la obtención de las características de la antena en grandes rangos de frecuencia, además de la evolución temporal de los campos en la estructura simulada [I.130].

Otro factor muy importante a tener en cuenta es la carga computacional utilizada por el simulador. Ésta depende directamente de la precisión deseada en los resultados. En el caso

de *HFSS* esta precisión sería frecuencial, en función del rango de frecuencia y el número de puntos deseados. En *XFDTD*, la precisión sería espacial, y viene impuesta por el número de celdas de mallado. En todo caso, el coste computacional es cada vez menos restrictivo, debido a la gran potencia de cálculo de los procesadores actuales.

Los simuladores comerciales ofrecen características de uso general, es decir, son válidos para un amplio rango de dispositivos, entre ellos las antenas impresas. Normalmente, estos simuladores han sido testados para algunas de las antenas impresas conocidas y ampliamente utilizadas en la bibliografía, pero su comportamiento puede ser no del todo fiable ante nuevas topologías de antenas. Por ello, suele ser bastante habitual en la investigación sobre nuevas antenas impresas que los investigadores desarrollen su propio código de simulación. El desarrollo de un código propio es una solución más versátil y orientada a la investigación, ya que ofrece la posibilidad de la obtención de los campos electromagnéticos en cualquier punto de la estructura simulada, no sólo en los predeterminados por los paquetes comerciales, y a partir de estos campos se puede obtener cualquier parámetro necesario para la investigación.

### 1.3 – Objetivos.

El objetivo principal de la Tesis, tal y como se extrae directamente del título de la misma, es el desarrollo (diseño, simulación, fabricación y medida) de antenas impresas para aplicaciones soportadas por las nuevas tecnologías inalámbricas personales (Bluetooth, Wi-Fi, WiMAX, UWB). Para cumplir este objetivo, además del diseño de nuevas antenas, será necesaria la puesta en marcha de un laboratorio de simulación, fabricación y medida de antenas impresas.

Para la investigación en antenas impresas es imprescindible la utilización de un simulador electromagnético que permita obtener de forma fiable y precisa las características de las antenas. Existen en el mercado distintos paquetes comerciales para la simulación de antenas impresas que utilizan alguno de los tres métodos de cálculo mostrados en el apartado anterior. No obstante, para la simulación de las antenas impresas desarrolladas en esta Tesis se ha decidido la utilización de un simulador propio. El código a desarrollar estará basado en el método FDTD, probablemente el más utilizado en la bibliografía para

la simulación de antenas impresas. La utilización de un código propio, pese al gran esfuerzo que supone su programación y puesta a punto, ofrece importantes ventajas frente a los simuladores comerciales, especialmente cuando se pretende investigar en nuevas geometrías de antenas, ya que se dispone de un total control sobre la definición del problema a simular, las variables y las fórmulas utilizadas, permite la obtención de cualquier parámetro característico de las antenas y en cualquier punto, en definitiva, ofrece una mayor versatilidad y control sobre lo que se está simulando.

Por tanto, uno de los primeros objetivos de la Tesis será la programación y puesta a punto de un simulador basado en el algoritmo FDTD que permita obtener los parámetros más importantes de las antenas impresas. Este código estará específicamente diseñado para la simulación de antenas impresas, adaptando sus características y formulación empleada a las singularidades de éstas (geometría, tipo de alimentación, etc.). Como resultado de la simulación, el código a desarrollar debe obtener los principales parámetros de las antenas impresas (similares a los que se ofrecen en los paquetes comerciales de simulación), ofreciendo la posibilidad de calcularlos en cualquier punto de interés.

Otro de los pilares fundamentales en el desarrollo de nuevas antenas es la medida de sus parámetros. En nuestro caso, estas medidas nos servirán también para comprobar el correcto funcionamiento del simulador desarrollado. En el comienzo de la Tesis, el área de Tecnología Electrónica de la Universidad Miguel Hernández adquiere el equipamiento necesario para realizar estas medidas, empezando la labor de la puesta en marcha del laboratorio para la medida de antenas. Se pretende que en el laboratorio se puedan obtener de forma rápida e intuitiva los principales parámetros de las antenas impresas fabricadas, tanto parámetros de reflexión (pérdidas de retorno e impedancia) como parámetros de radiación (diagramas de radiación y ganancia) en el interior de una cámara semianecoica. Para ello, se desarrollará un software de medida y control de todo el equipamiento del laboratorio que permita la obtención de los parámetros de las antenas de forma semiautomática. Se pretende igualmente que el laboratorio esté adaptado a las especiales características y propiedades de las antenas impresas, tanto en aspectos de los elementos de soporte y conexión (que deben tener en consideración la geometría plana y tamaño de estas antenas) como en las medidas a realizar, permitiendo por ejemplo la medida de varios diagramas de radiación al mismo tiempo para caracterizar las antenas

multiresonantes o de banda ancha. También formará parte del laboratorio el equipamiento para la fabricación de las antenas impresas.

Una vez programado y testado el simulador electromagnético y puesto en marcha el laboratorio de medidas, se abordará el principal objetivo de la Tesis, que es el desarrollo de nuevas antenas impresas para aplicaciones inalámbricas. Estas antenas están basadas en el uso de dipolos impresos, tanto en una cara del sustrato dieléctrico como en las dos caras del mismo, y deben adaptar sus características a los requerimientos de las nuevas aplicaciones que utilizan como soporte los estándares inalámbricos personales.

Uno de los aspectos importantes que se persigue en el diseño de las antenas impresas de la Tesis es que el coste de las mismas sea el menor posible. Por ello, siempre que sea posible se utilizará sustrato de bajo coste. El sustrato de bajo coste que utilizaremos es el estándar para la fabricación de circuitos impresos, metalizado en las dos caras del sustrato y con una película fotosensible, válido para ataque químico mediante insoladora. Éste será el sustrato utilizado para las antenas con frecuencia de funcionamiento por debajo de 3GHz. Para antenas que trabajen a frecuencias superiores utilizaremos un sustrato específico de alta frecuencia, para lo cual tendremos que hacer uso de una fresadora de control numérico.

En la Tesis Doctoral se pretende desarrollar antenas que cumplan las siguientes características:

- Antenas impresas directivas con alta ganancia, que permitan aumentar la distancia del enlace radio. Estas antenas son necesarias para nuevas aplicaciones basadas en los estándares Wi-Fi o Bluetooth donde los nodos de comunicación son fijos y se necesita poder separar estos nodos más de lo permitido por las antenas estándar (omnidireccionales) utilizadas en estos sistemas (unos 100 metros en Bluetooth y unos 300 metros en Wi-Fi). Algunas aplicaciones que necesitan estas características en las antenas son redes de sensores inalámbricas, redes de vigilancia inalámbrica o redes de comunicación entre edificios.
- Antenas impresas multibanda, con buenas características de radiación en varias de las bandas frecuenciales utilizadas por los sistemas inalámbricos personales. Este tipo de antenas son válidas para aplicaciones que utilicen varias bandas de frecuencias simultáneas, como pueden ser Wi-Fi, utilizando al mismo tiempo los

estándares 802.11a y 802.11b/g o con el estándar 802.11n (bandas de frecuencia en 2.45GHz y 5.5GHz), y aplicaciones WiMAX (bandas de frecuencias en 2.45GHz, 3.6GHz y 5.5GHz).

- Antenas impresas de banda ancha, que permitan la utilización de una misma antena en distintos sistemas inalámbricos que utilicen frecuencias distintas o en aplicaciones que utilicen anchos de banda muy grandes, como pueden ser las basadas en el estándar UWB o aplicaciones radar.

Los **objetivos principales de la Tesis Doctoral** son los siguientes:

- Programación y validación de un código de simulación específico para antenas impresas basado en el algoritmo FDTD.
- Diseño, simulación, fabricación y medida de antenas impresas de alta ganancia y bajo coste para aplicaciones en 2.45GHz.
- Diseño, simulación, fabricación y medida de antenas impresas multibanda y bajo coste para aplicaciones Wi-Fi y WIMAX.
- Diseño, simulación, fabricación y medida de antenas impresas de banda ancha y bajo coste para aplicaciones UWB.

Para la consecución de los objetivos indicados en el párrafo anterior se ha montado y puesto en marcha un laboratorio de fabricación y medidas de antenas impresas. Se ha programado igualmente un software para la automatización de la medida de las antenas.

#### **1.4 – Organización de la Tesis.**

La memoria de la Tesis Doctoral se ha estructurado en dos bloques fundamentales, el bloque de introducción y el bloque de resultados. Tras estos bloques se presentarán las conclusiones y los anexos a la memoria. En los siguientes párrafos se detalla el contenido y estructura de la Tesis.

El **Bloque I** de la memoria contiene la introducción de la Tesis y la programación y puesta a punto del simulador que posteriormente utilizaremos en el diseño de las antenas. Se ha dividido en tres capítulos:

En el **Capítulo 1**, en el que estamos, se ha realizado una introducción a las nuevas tecnologías inalámbricas que tan en auge están en estos días, y que serán el soporte de las aplicaciones para las cuales se han diseñado las antenas impresas. Posteriormente se ha realizado una revisión bibliográfica de los principales avances publicados en los últimos años en antenas impresas, centrándonos en las antenas impresas basadas en monopolos y dipolos, que son las más similares a las que posteriormente desarrollaremos. Igualmente se han revisado los principales métodos de simulación electromagnética y algunos de los paquetes comerciales más utilizados. Por último se han establecido los objetivos que se pretenden conseguir durante el desarrollo de la Tesis.

En el **Capítulo 2** se presenta el método de cálculo para la obtención de los campos electromagnéticos FDTD, que será el utilizado para la programación de un simulador propio. En los primeros apartados se muestran las características generales de este método, la formulación y las consideraciones a tener en cuenta para una correcta simulación. Posteriormente se abordará la aplicación del método FDTD para el caso particular de la simulación de antenas impresas y la obtención de los distintos resultados que ofrece el código desarrollado.

En el **Capítulo 3** se ha realizado la validación del código FDTD desarrollado. Para ello se han evaluado tres tipos de antenas impresas con distintas geometrías (rectangulares, triangulares y dobles triangulares o bow-tie) y en dos bandas frecuenciales (banda L y banda C) notablemente separadas entre sí. Los resultados obtenidos para cada una de las antenas con el simulador FDTD desarrollado se comparan con los que ofrece un simulador comercial FDTD (*CONCERTO*) y los medidos en laboratorio, permitiendo de esta forma evaluar la bondad del algoritmo desarrollado ante distintas geometrías de antena y en un amplio rango de frecuencias.

En el **Bloque II** de la Tesis Doctoral se presentan los resultados obtenidos en el diseño y fabricación de nuevas antenas impresas para aplicaciones inalámbricas. Se presentan cuatro topologías de antena, por lo que el bloque de resultados se ha dividido en cuatro capítulos:

En el **Capítulo 4** se presenta una antena impresa con alta ganancia para aplicaciones en 2.45GHz. La antena está basada en la conocida antena Quasi-Yagi. Se realiza un proceso de optimización de las características de la antena y se utiliza una estructura similar a la de las tradicionales antenas Yagi-Uda, para el aumento de la directividad y ganancia de la misma, manteniendo al mismo tiempo sus buenas características en cuanto a reflexión.

En el **Capítulo 5** se presenta una antena impresa igualmente con alta ganancia para aplicaciones en 2.45GHz. Esta segunda antena sigue también el esquema de las antenas Yagi-Uda, pero en este caso la antena dispone el dipolo impreso en las dos caras del sustrato. Igualmente se sigue un proceso de optimización para el aumento de la ganancia de la antena.

En el **Capítulo 6** se presenta una antena logoperiódica para aplicaciones de banda ancha, formada por una serie de dipolos impresos en las dos caras del sustrato, situados de forma alterna. Se mostrará el proceso de diseño que permite obtener las dimensiones de la antena a partir de los requerimientos de ancho de banda de la aplicación en particular.

El último capítulo del bloque de resultados es el **Capítulo 7**, en el que se estudiará una antena para aplicaciones multibanda. La antena está formada por una serie de agrupaciones de dipolos impresos, donde cada una de estas agrupaciones tiene un comportamiento logoperiódico con la frecuencia. La principal característica de esta antena es que el número de bandas de frecuencias de operación y el ancho de banda de cada una de ellas es configurable, siguiendo el método de diseño y optimización que se presenta en este apartado.

En el **Capítulo 8** se resumen las principales tareas realizadas en la Tesis Doctoral y se presentan las conclusiones obtenidas. Igualmente, se detallan las líneas futuras de investigación que surgen a partir de los resultados conseguidos.

El **Anexo I** muestra los trabajos realizados para la puesta en marcha del laboratorio de fabricación y medidas de antenas impresas.

Finalmente, en el **Anexo II** se presentan las principales contribuciones que han surgido de la realización de la Tesis Doctoral.





---

## CAPÍTULO 2:

# ALGORITMO FDTD. APLICACIÓN A LA SIMULACIÓN DE ANTENAS IMPRESAS

---

### 2.1 – Introducción.

En los últimos años, el algoritmo FDTD (Finite Difference Time Domain, Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo) ha ganado gran popularidad como método de resolución de las ecuaciones de Maxwell, siendo ampliamente utilizado para el diseño de antenas en un amplio rango de aplicaciones, desde las antenas impresas hasta arrays de todo tipo de antenas [I.131, I.132].

El algoritmo FDTD se incluye dentro de las llamadas formulaciones de onda completa, ya que obtienen los campos electromagnéticos de forma rigurosa, sin realizar aproximaciones previas. Algunos de los algoritmos de onda completa más utilizados son el Método de los Momentos, el Método de las Diferencias Finitas y el Método de Elementos Finitos. Estos métodos permiten obtener los campos electromagnéticos en función del tiempo o de la frecuencia, en función del método utilizado, y a partir de éstos los principales parámetros del elemento simulado.

El rápido desarrollo de la informática ha permitido que podamos disponer de ordenadores más rápidos, con mayor capacidad de almacenamiento en memoria y a un precio cada vez

más asequible. De esta forma, la precisión que se puede obtener con algoritmos de simulación como FDTD es cada vez mayor, siendo el coste computacional necesario cada vez menos restrictivo. Este método resuelve las ecuaciones de Maxwell en el dominio del tiempo realizando una discretización temporal de las mismas, de forma que se obtienen unas ecuaciones en diferencias finitas. Estas ecuaciones se resuelven realizando una secuencia temporal donde se obtiene de forma alternativa las componentes del campo eléctrico y magnético sobre un mallado espacial del objeto a simular. Este método de cálculo de los campos electromagnéticos fue introducido por primera vez por Yee [I.133] en 1966 y desde entonces se ha utilizado ampliamente para la simulación de distintos tipos de estructuras electromagnéticas.

## 2.2 – Fundamentos del algoritmo FDTD

El algoritmo FDTD se basa en una representación discreta, tanto temporal como espacial, de las ecuaciones de Maxwell. Las ecuaciones de Maxwell en el dominio del tiempo son [I.122, I.134]:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.4)$$

donde

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (2.5)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.6)$$

En las ecuaciones anteriores,  $\vec{E}$  es vector de campo eléctrico, expresado en voltios por metro;  $\vec{D}$  es el vector de densidad de flujo eléctrico, expresado en culombios por metro

cuadrado;  $\vec{H}$  es el vector de campo magnético, expresado en amperios por metro;  $\vec{B}$  es el vector de densidad de flujo magnético, expresado en webers por metro cuadrado;  $\vec{J}$  es la densidad de corriente eléctrica, expresada en amperios por metro cuadrado;  $\epsilon$  es la permitividad eléctrica, expresada en faradios por metro y  $\mu$  es la permeabilidad magnética expresada en henrios por metro.

De las anteriores cuatro ecuaciones (2.1 a 2.4) se pueden obtener las ecuaciones de Maxwell del rotacional, que son en las que se basa el algoritmo FDTD y que vienen dadas por:

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} (\nabla \times \vec{H} - \sigma \vec{E}) \quad (2.7)$$

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} (\nabla \times \vec{E} + \rho \vec{H}) \quad (2.8)$$

siendo  $\sigma$  la conductividad eléctrica, en ohmios por metro, y  $\rho$  la resistividad magnética equivalente, expresada igualmente en ohmios por metro. Este último parámetro se introduce para simetrizar las ecuaciones y permitir la inclusión de elementos con pérdidas magnéticas [I.122].

Para medios lineales, isótropos y homogéneos, a partir de las anteriores ecuaciones, y teniendo en cuenta el operador rotacional, podemos obtener las componentes, en coordenadas cartesianas, de los campos eléctricos y magnéticos.

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (2.9)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (2.10)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (2.11)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \rho H_x \right) \quad (2.12)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \rho H_y \right) \quad (2.13)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \rho H_z \right) \quad (2.14)$$

El algoritmo FDTD a partir de las ecuaciones del rotacional anteriores (2.9 a 2.14) obtiene un conjunto de ecuaciones en diferencias finitas. Para obtener estas diferencias finitas realiza una aproximación de la derivada parcial a partir del desarrollo en serie de Taylor de segundo orden. Con esta aproximación la derivada de una función en el punto  $t_0$  se puede expresar de la siguiente forma:

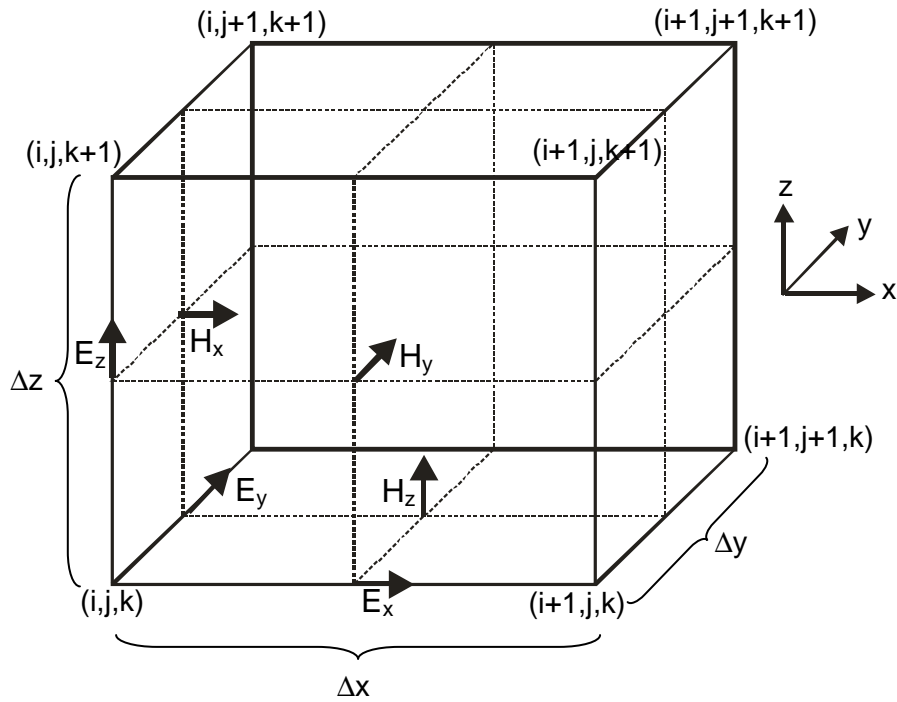
$$\frac{\partial f}{\partial t}(t_0) = \frac{f\left(t_0 + \frac{\Delta t}{2}\right) - f\left(t_0 - \frac{\Delta t}{2}\right)}{\Delta t} + O(\Delta^2) \quad (2.15)$$

Uno de los aspectos más importante del algoritmo introducido por Yee es la situación de los puntos donde se realiza el muestreo de los campos eléctricos y magnéticos, y que posteriormente se sustituyen en las ecuaciones. El mallado del espacio que se desea simular se realiza mediante lo que se llama celda unidad de Yee, que establece los puntos fijos donde se calculan las componentes de los campos. En la figura 2.1 se muestra la celda unidad de Yee, donde se puede observar la posición de cada una de las componentes del campo eléctrico y magnético usadas en el algoritmo.

Como se puede observar en la figura 2.1 el algoritmo FDTD centra las componentes del campo eléctrico y magnético de forma que cada componente de campo eléctrico está rodeada por cuatro componentes de campo magnético y viceversa. De esta forma, cada punto del espacio se puede representar:

$$(i, j, k) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \quad (2.16)$$

donde  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$  son las dimensiones del cubo unidad en las direcciones  $x$ ,  $y$ ,  $z$  e  $i$ ,  $j$ ,  $k$  son números enteros.



**Fig. 2.1** – Celda unidad de Yee

Por otra parte, cualquier función que se pretenda analizar con el algoritmo será una función del tiempo y del espacio, y se expresará de la siguiente forma:

$$F^n(i, j, k) = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \tag{2.17}$$

siendo  $\Delta t$  el paso temporal, es decir, el incremento de tiempo entre una iteración ( $n$ ) y la siguiente ( $n+1$ ).

Esta disposición espacial permite el uso de la aproximación de la derivada mostrada en la ecuación 2.15 en las ecuaciones de Maxwell del rotacional, de forma que la derivada temporal queda tal y como se muestra en la ecuación 2.18 y la derivada espacial, por ejemplo respecto a  $x$ , quedaría como se indica en la ecuación 2.19.

$$\frac{\partial F^n}{\partial t} = \frac{F^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) - F^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k)}{\Delta t} \tag{2.18}$$

$$\frac{\partial F^n}{\partial x} = \frac{F^n\left(i+\frac{1}{2}, j, k\right) - F^n\left(i-\frac{1}{2}, j, k\right)}{\Delta x} \tag{2.19}$$

Para conseguir precisión en la aproximación de la derivada espacial (2.19), Yee sitúa los campos eléctricos y magnéticos tal y como se muestra en la figura 2.1. Para obtener precisión en la aproximación de la derivada temporal se evalúan los campos eléctricos y magnéticos a intervalos de tiempo alternativos. Aplicando estas dos consideraciones y la aproximación de segundo orden de la derivada, las ecuaciones que proporcionan las componentes de los campos (2.9 a 2.14) quedan de la siguiente forma [I.135]:

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = E_x^n(i, j, k) \left[ \frac{\epsilon}{\epsilon + \sigma \Delta t} \right] + \frac{\Delta t}{\epsilon + \sigma \Delta t} \left( \frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j + \frac{1}{2}, k\right) - H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j - \frac{1}{2}, k\right)}{\Delta y} - \frac{\Delta t}{\epsilon + \sigma \Delta t} \left( \frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j, k + \frac{1}{2}\right) - H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j, k - \frac{1}{2}\right)}{\Delta z} \right) \right) \quad (2.20)$$

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = E_y^n(i, j, k) \left[ \frac{\epsilon}{\epsilon + \sigma \Delta t} \right] + \frac{\Delta t}{\epsilon + \sigma \Delta t} \left( \frac{H_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j, k + \frac{1}{2}\right) - H_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j, k - \frac{1}{2}\right)}{\Delta z} - \frac{\Delta t}{\epsilon + \sigma \Delta t} \left( \frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i + \frac{1}{2}, j, k\right) - H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i - \frac{1}{2}, j, k\right)}{\Delta x} \right) \right) \quad (2.21)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = E_z^n(i, j, k) \left[ \frac{\epsilon}{\epsilon + \sigma \Delta t} \right] + \frac{\Delta t}{\epsilon + \sigma \Delta t} \left( \frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i + \frac{1}{2}, j, k\right) - H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i - \frac{1}{2}, j, k\right)}{\Delta x} - \frac{\Delta t}{\epsilon + \sigma \Delta t} \left( \frac{H_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j + \frac{1}{2}, k\right) - H_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j - \frac{1}{2}, k\right)}{\Delta y} \right) \right) \quad (2.22)$$

$$H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) \left[ \frac{\mu}{\mu + \rho\Delta t} \right] + \frac{\Delta t}{\mu + \rho\Delta t} \left( \frac{E_y^n \left( i, j, k + \frac{1}{2} \right) - E_y^n \left( i, j, k - \frac{1}{2} \right)}{\Delta z} \right) - \frac{\Delta t}{\mu + \rho\Delta t} \left( \frac{E_z^n \left( i, j + \frac{1}{2}, k \right) - E_z^n \left( i, j - \frac{1}{2}, k \right)}{\Delta y} \right) \quad (2.23)$$

$$H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = H_y^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) \left[ \frac{\mu}{\mu + \rho\Delta t} \right] + \frac{\Delta t}{\mu + \rho\Delta t} \left( \frac{E_z^n \left( i + \frac{1}{2}, j, k \right) - E_z^n \left( i - \frac{1}{2}, j, k \right)}{\Delta x} \right) - \frac{\Delta t}{\mu + \rho\Delta t} \left( \frac{E_x^n \left( i, j, k + \frac{1}{2} \right) - E_x^n \left( i, j, k - \frac{1}{2} \right)}{\Delta z} \right) \quad (2.24)$$

$$H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = H_z^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) \left[ \frac{\mu}{\mu + \rho\Delta t} \right] + \frac{\Delta t}{\mu + \rho\Delta t} \left( \frac{E_x^n \left( i, j + \frac{1}{2}, k \right) - E_x^n \left( i, j - \frac{1}{2}, k \right)}{\Delta y} \right) - \frac{\Delta t}{\mu + \rho\Delta t} \left( \frac{E_y^n \left( i + \frac{1}{2}, j, k \right) - E_y^n \left( i - \frac{1}{2}, j, k \right)}{\Delta x} \right) \quad (2.25)$$

Si en medio es lineal, isótropo, homogéneo y sin pérdidas ( $\sigma = \rho = 0$ ) las componentes de los campos eléctricos y magnéticos se pueden expresar tal y como se indica en las ecuaciones 2.26 a 2.31:

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \left( \frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j + \frac{1}{2}, k\right) - H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j - \frac{1}{2}, k\right)}{\Delta y} - \frac{\Delta t}{\epsilon} \left( \frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j, k + \frac{1}{2}\right) - H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j, k - \frac{1}{2}\right)}{\Delta z} \right) \right) \quad (2.26)$$

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = E_y^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \left( \frac{H_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j, k + \frac{1}{2}\right) - H_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j, k - \frac{1}{2}\right)}{\Delta z} - \frac{\Delta t}{\epsilon} \left( \frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i + \frac{1}{2}, j, k\right) - H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i - \frac{1}{2}, j, k\right)}{\Delta x} \right) \right) \quad (2.27)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \left( \frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i + \frac{1}{2}, j, k\right) - H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i - \frac{1}{2}, j, k\right)}{\Delta x} - \frac{\Delta t}{\epsilon} \left( \frac{H_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j + \frac{1}{2}, k\right) - H_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j - \frac{1}{2}, k\right)}{\Delta y} \right) \right) \quad (2.28)$$

$$H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu} \left( \frac{E_y^n\left(i, j, k + \frac{1}{2}\right) - E_y^n\left(i, j, k - \frac{1}{2}\right)}{\Delta z} - \frac{\Delta t}{\mu} \left( \frac{E_z^n\left(i, j + \frac{1}{2}, k\right) - E_z^n\left(i, j - \frac{1}{2}, k\right)}{\Delta y} \right) \right) \quad (2.29)$$



$$H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = H_y^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu} \left( \frac{E_z^n \left( i + \frac{1}{2}, j, k \right) - E_z^n \left( i - \frac{1}{2}, j, k \right)}{\Delta x} \right) - \frac{\Delta t}{\mu} \left( \frac{E_x^n \left( i, j, k + \frac{1}{2} \right) - E_x^n \left( i, j, k - \frac{1}{2} \right)}{\Delta z} \right) \quad (2.30)$$

$$H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = H_z^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu} \left( \frac{E_x^n \left( i, j + \frac{1}{2}, k \right) - E_x^n \left( i, j - \frac{1}{2}, k \right)}{\Delta y} \right) - \frac{\Delta t}{\mu} \left( \frac{E_y^n \left( i + \frac{1}{2}, j, k \right) - E_y^n \left( i - \frac{1}{2}, j, k \right)}{\Delta x} \right) \quad (2.31)$$

Del sistema anterior de ecuaciones se observa que en cada iteración (paso temporal  $\Delta t$ ) el valor de cada componente de campo en un punto determinado sólo depende del valor de las componentes de campo en las posiciones adyacentes. La secuencia para el cálculo de los campos siguiendo las ecuaciones mostradas queda como sigue [I.134]:

- 1) En el instante inicial se supone que todos los campos son nulos, es decir, se parte de condición inicial nula.
- 2) En un instante determinado se introduce una excitación en el sistema. Esta excitación es una condición de contorno que simula una fuente de campo, normalmente eléctrico. El tipo de excitación depende del problema a resolver.
- 3) Se calculan las componentes del campo magnético siguiendo las expresiones 2.29, 2.30 y 2.31 (suponiendo un medio sin pérdidas). De esta forma se obtienen las componentes de campo magnético  $H_{x,y,z}^{n+\frac{1}{2}}$ .
- 4) Se calculan las componentes del campo eléctrico con las expresiones 2.26, 2.27 y 2.28. De esta forma se obtienen las componentes de campo eléctrico  $E_{x,y,z}^{n+1}$ .

- 5) Se aplican las condiciones de contorno sobre las componentes de los campos eléctricos y magnéticos. Inicialmente la condición de contorno se establece sobre la excitación del problema. En todas las iteraciones a realizar se aplica una condición de contorno de absorción de los campos en los límites de la región a simular.
- 6) Se incrementa el tiempo de simulación ( $t = t + \Delta t$ ) realizando una nueva iteración ( $n = n + 1$ ).
- 7) Se repiten los pasos 2 a 6 hasta que se extingue la excitación introducida y se obtiene la respuesta buscada.

## 2.3 – Consideraciones del algoritmo FDTD

### 2.3.1 – Tamaño de las celdas

La determinación del tamaño de las celdas necesarias para aplicar el algoritmo FDTD es crítica, por una parte debe ser lo suficientemente pequeña para permitir que los resultados sean precisos para la frecuencia más alta deseada, y por otra parte cuanto más pequeño sea este tamaño más recursos serán necesarios en la resolución del problema.

Normalmente, un tamaño de celda de alrededor de  $\lambda/10$  suele ser suficiente para conseguir resultados precisos, aunque en realidad el tamaño de celda óptimo depende de la aplicación en particular [I.122, I.136]. En todo caso, este tamaño de la celda debe ser suficientemente menor que el límite impuesto por el criterio de Nyquist ( $\lambda = 2\Delta x$ ) para que el muestreo sea preciso y no se produzcan efectos de aliasing (solapamiento).

Otro factor determinante a la hora de establecer el tamaño de las celdas es la geometría de la estructura que se desea analizar, ya que la reconstrucción a base de celdas del problema a simular debe ser lo más parecida posible a la estructura original. El tamaño final de cada una de las celdas que forman el problema a analizar viene dado por cual de los dos criterios, el frecuencial ( $\Delta x \cong \lambda/10$ ) o el espacial (geometría del problema) es más restrictivo.

### 2.3.2 – Paso temporal

Una vez que se ha determinado el tamaño de las celdas, el valor máximo para el paso temporal ( $\Delta t$ ) se determina para que se cumpla la llamada condición de Courant [I.122, I.134, I.136]. Esta condición impone que una onda que se propague a través de una celda FDTD en un instante de tiempo, determinado por el paso temporal, recorra una distancia que sea menor que el tamaño de esa celda, ya que en caso contrario la onda iría más rápido que la evolución computacional del algoritmo FDTD. Esta condición se puede expresar, para un caso tridimensional, de la siguiente forma:

$$v\Delta t \leq \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (2.32)$$

El valor de paso temporal obtenido con la expresión anterior proporciona, en la mayoría de los casos, resultados precisos, es más, normalmente una reducción en el valor de  $\Delta t$  no proporciona mayor precisión en los resultados obtenidos con FDTD. De hecho, cuando se cumple la igualdad se minimizan los errores de dispersión del algoritmo, ya que en este caso la distancia recorrida matemáticamente en el espacio computacional coincide con la distancia que recorre la onda [I.134, I.123].

Pese a lo dicho anteriormente, hay dos casos en los que el paso temporal se debe reducir respecto a lo indicado en (2.32) [I.122]. El primero de estos casos se produce cuando el problema a analizar contiene materiales cuya conductividad es mucho mayor que cero (materiales conductores). Este caso habitualmente no supone ningún inconveniente, ya que el cálculo de  $\Delta t$  se suele realizar tomando como velocidad de la onda la velocidad de la luz en el vacío, y en el caso de los materiales conductores la velocidad de desplazamiento de la onda es menor que en espacio libre, por lo que se compensa este efecto en el cálculo del paso temporal. El segundo de los casos en los que no se cumple la condición de Courant se produce cuando el problema a analizar contiene materiales no lineales. En este caso, el cálculo del paso temporal necesario para que la resolución del problema mediante FDTD sea precisa depende de cada caso particular, y se ve influenciada por la amplitud de la excitación del sistema y por el tamaño de las celdas [I.136].

### 2.3.3 – Excitación

Para poder obtener los campos electromagnéticos del problema a simular mediante el algoritmo FDTD es necesario incluir una excitación en el sistema. Esta excitación se introduce al principio de la simulación, habitualmente como una condición de campo eléctrico inicial en una determinada región del problema (zona de alimentación). Dependiendo de los resultados que se deseen obtener, se utiliza un tipo de distribución de campo u otro como excitación del sistema. Si los resultados se necesitan únicamente en una frecuencia, se introduce como excitación del sistema una distribución de campo de tipo senoidal, siendo la frecuencia de la función seno o coseno, evidentemente, la frecuencia de interés. El caso más habitual es que se necesiten los resultados de la simulación en un margen de frecuencias determinado, utilizando en este caso como excitación del sistema un pulso temporal, cuya anchura en el dominio del tiempo se determina para que la transformada frecuencial del pulso contenga información suficiente en la banda de frecuencias deseada.

Dentro de los pulsos temporales el más utilizado es un pulso gaussiano de la forma:

$$E(t) = Ae^{-\left(\frac{t-t_0}{\tau}\right)^2} \quad (2.33)$$

donde A es la amplitud del pulso gaussiano,  $t_0$  es el tiempo donde está centrado el pulso y  $\tau$  determina la anchura del pulso.

Este último parámetro,  $\tau$ , está relacionado con la frecuencia máxima a la que el pulso contiene información, es decir, con el ancho de banda del pulso. Esta relación depende del valor de amplitud mínimo en el que se considera que el pulso, realmente su transformada de Fourier, contiene información. Un valor habitual para este mínimo es una caída de 20dB respecto al valor máximo de amplitud del pulso, siendo en este caso la relación entre la frecuencia máxima a la que los resultados son fiables y el valor del parámetro  $\tau$  la que se indica en la siguiente expresión [I.135]:

$$f_{\max} = \frac{1}{2\tau} \quad (2.34)$$

Una de las consideraciones a tener en cuenta cuando se introduce como excitación del sistema un pulso gaussiano es que éste es infinito, por lo que a efectos del algoritmo se necesita truncar la excitación del sistema. En este caso se suele tomar que el pulso es simétrico y centrado en  $t_0$ , eligiendo como valor para el truncamiento temporal del pulso aquel que haga que los valores eliminados del pulso tengan un valor muy pequeño. Una solución práctica muy utilizada [I.122, I.135] consiste en tomar  $t_0$  como un múltiplo de  $\tau$  y forzar a que el pulso sea de duración  $2t_0$ . De esta forma, en el punto de truncamiento del pulso ( $2t_0$ ), el valor de éste viene dado por  $E(t)|_{t=2t_0} = Ae^{-\left(\frac{t_0}{\tau}\right)^2}$ . Si por ejemplo se toma  $t_0=4\tau$ , el valor del pulso en el punto de truncamiento, expresado en decibelios, es -140dB, de forma que el error cometido por el truncamiento es mínimo.

#### 2.3.4 – Condiciones absorbentes

En numerosas aplicaciones, especialmente en aquellas que involucran antenas, interesa modelar el problema situado en espacio libre, de forma que el espacio de simulación se extienda indefinidamente y no produzca reflexiones. Esto es un inconveniente cuando se utiliza el algoritmo FDTD, ya que el espacio computacional del algoritmo debe ser necesariamente finito, por lo que cuando los campos simulados dentro de la estructura se acercan al borde del espacio de simulación se producirán reflexiones que falsearán los resultados del algoritmo [I.122, I.136]. Además, si recordamos las ecuaciones para el cálculo de los campos electromagnéticos (ecuaciones 2.26 a 2.31), en los bordes del espacio de simulación se produce otro problema, ya que para el cálculo de los campos en el borde se necesitarían los valores de los campos en el instante anterior en la zona exterior del espacio de simulación, campos que evidentemente no están disponibles, lo que provocaría el fallo del algoritmo.

Para evitar estos problemas se pueden utilizar dos estrategias:

- Detener la simulación del problema antes de que ésta llegue al borde del espacio de simulación y se produzcan las reflexiones que corrompen los resultados. Esta alternativa no siempre es viable, ya que nos fuerza a conocer el momento en el que se van a producir estas reflexiones y además serían necesarios más recursos, al aumentar el número de celdas para simular el espacio libre.

- Utilizar condiciones de absorción en los bordes del espacio de simulación, que eviten las reflexiones y simulen de forma más o menos aproximada las condiciones necesarias de espacio libre. Esta es la solución usualmente adoptada.

El uso de condiciones absorbentes en los bordes del espacio de simulación se basa en la estimación de las componentes de los campos electromagnéticos en la zona exterior de los bordes y evitar de esta forma la reflexión numérica que se produciría. Esta estimación se realiza normalmente asumiendo que una onda plana se propaga hacia el borde del espacio de simulación y se extiende hacia la zona exterior del mismo. Como en la mayoría de los casos las ondas no serán exactamente ondas planas, las condiciones de absorción en los bordes no podrán absorber del todo las ondas, y se producirán pequeñas reflexiones, que serán más pequeñas cuanto más se parezca la onda incidente a una onda plana.

Existen diferentes métodos para simular las condiciones absorbentes en los bordes del espacio de simulación del algoritmo FDTD [I.122, I.134, I.135, I.136], pero las más extensamente utilizadas, debido a su sencillez, pocos recursos necesarios y buenos resultados son las llamadas Condiciones Absorbentes de Mur de primer y segundo orden [I.137]. La condición de primer orden recibe el nombre porque realiza la aproximación de onda plana en un paso temporal y una celda espacial. Por su parte, la condición de segundo orden realiza la aproximación en dos pasos temporales y dos celdas espaciales.

La Condición Absorbente de Mur de primer orden asume que las ondas son normales a las paredes que forman el espacio de simulación. Esta condición implica que los campos tangenciales a las paredes del espacio de simulación cumplen la ecuación unidimensional de onda en la dirección normal a la pared. Para una onda normal a la pared situada en la dirección  $x$  se cumple:

$$\left( \frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} \right) E_{\text{tan}} = 0 \quad (2.35)$$

Si la onda es normal a la pared situada en la dirección  $y$ :

$$\left( \frac{\partial}{\partial y} - \frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} \right) E_{\text{tan}} = 0 \quad (2.36)$$

Por último, si la onda es normal a la pared situada en la dirección  $z$  se cumple:

$$\left( \frac{\partial}{\partial z} - \frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} \right) E_{\text{tan}} = 0 \quad (2.37)$$

Considerando la ecuación 2.35, las componentes del campo eléctrico en las direcciones  $z$  e  $y$  ( $E_z$  y  $E_y$ ) en la pared del espacio de simulación situada en la posición  $x = 0$  se expresan:

$$E_y|_{0,j,k}^{n+1} = E_y|_{1,j,k}^n + \frac{c\Delta t - \Delta x}{c\Delta t + \Delta x} \left( E_y|_{1,j,k}^{n+1} - E_y|_{0,j,k}^n \right) \quad (2.38)$$

$$E_z|_{0,j,k}^{n+1} = E_z|_{1,j,k}^n + \frac{c\Delta t - \Delta x}{c\Delta t + \Delta x} \left( E_z|_{1,j,k}^{n+1} - E_z|_{0,j,k}^n \right)$$

En la pared situada al final del espacio de simulación en la dirección de  $x$  creciente ( $i = nx$ ) las componentes del campo eléctrico son:

$$E_y|_{nx,j,k}^{n+1} = E_y|_{nx-1,j,k}^n + \frac{c\Delta t - \Delta x}{c\Delta t + \Delta x} \left( E_y|_{nx-1,j,k}^{n+1} - E_y|_{nx,j,k}^n \right) \quad (2.39)$$

$$E_z|_{nx,j,k}^{n+1} = E_z|_{nx-1,j,k}^n + \frac{c\Delta t - \Delta x}{c\Delta t + \Delta x} \left( E_z|_{nx-1,j,k}^{n+1} - E_z|_{nx,j,k}^n \right)$$

En la pared situada en la posición  $y = 0$ , se calculan las componentes transversales aplicando la ecuación 2.36:

$$E_x|_{i,0,k}^{n+1} = E_x|_{i,1,k}^n + \frac{c\Delta t - \Delta y}{c\Delta t + \Delta y} \left( E_x|_{i,1,k}^{n+1} - E_x|_{i,0,k}^n \right) \quad (2.40)$$

$$E_z|_{i,0,k}^{n+1} = E_z|_{i,1,k}^n + \frac{c\Delta t - \Delta y}{c\Delta t + \Delta y} \left( E_z|_{i,1,k}^{n+1} - E_z|_{i,0,k}^n \right)$$

Para la pared situada al final del espacio de simulación en la dirección  $y$  creciente ( $j = ny$ ) tenemos:

$$E_x|_{i,ny,k}^{n+1} = E_x|_{i,ny-1,k}^n + \frac{c\Delta t - \Delta y}{c\Delta t + \Delta y} \left( E_x|_{i,ny-1,k}^{n+1} - E_x|_{i,ny,k}^n \right) \quad (2.41)$$

$$E_z|_{i,ny,k}^{n+1} = E_z|_{i,ny-1,k}^n + \frac{c\Delta t - \Delta y}{c\Delta t + \Delta y} \left( E_z|_{i,ny-1,k}^{n+1} - E_z|_{i,ny,k}^n \right)$$

Considerando la ecuación 2.37, las componentes del campo eléctrico en las direcciones  $x$  e  $y$  ( $E_x$  y  $E_y$ ) en la pared del espacio de simulación situada en la posición  $z = 0$  se expresan:

$$E_x|_{i,j,0}^{n+1} = E_x|_{i,j,1}^n + \frac{c\Delta t - \Delta z}{c\Delta t + \Delta z} \left( E_x|_{i,j,1}^{n+1} - E_x|_{i,j,0}^n \right) \quad (2.42)$$

$$E_y|_{i,j,0}^{n+1} = E_y|_{i,j,1}^n + \frac{c\Delta t - \Delta z}{c\Delta t + \Delta z} \left( E_y|_{i,j,1}^{n+1} - E_y|_{i,j,0}^n \right)$$

Y por último, en la pared situada al final del espacio de simulación en la dirección de  $z$  creciente ( $k = nz$ ) las componentes del campo eléctrico son:

$$E_x|_{i,j,nz}^{n+1} = E_x|_{i,j,nz-1}^n + \frac{c\Delta t - \Delta z}{c\Delta t + \Delta z} \left( E_x|_{i,j,nz-1}^{n+1} - E_x|_{i,j,nz}^n \right) \quad (2.43)$$

$$E_y|_{i,j,nz}^{n+1} = E_y|_{i,j,nz-1}^n + \frac{c\Delta t - \Delta z}{c\Delta t + \Delta z} \left( E_y|_{i,j,nz-1}^{n+1} - E_y|_{i,j,nz}^n \right)$$

Tal y como se muestra en las ecuaciones anteriores, el campo tangencial en las paredes absorbentes de primer orden de Mur se obtiene a partir del valor del campo en la celda de la pared y en la celda adyacente, tanto en el instante actual como en el anterior.



La Condición Absorbente de Mur de segundo orden impone la siguiente condición sobre la componente tangencial para, por ejemplo, un plano donde  $x$  es constante:

$$\left[ \frac{1}{c} \frac{\partial^2}{\partial x \partial t} + \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} - \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} - \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) \right] E_{\text{tan}} = 0 \quad (2.44)$$

Si aplicamos la condición anterior sobre la componente tangencial en la dirección  $z$  ( $E_z$ ) en la pared absorbente situada en el plano  $x = 0$  tenemos [I.122]:

$$\begin{aligned} E_z|_{0,j,k}^{n+1} = & E_z|_{1,j,k}^n + \frac{c\Delta t - \Delta x}{c\Delta t + \Delta x} \left( E_z|_{1,j,k}^{n+1} - E_z|_{0,j,k}^n \right) + \frac{2\Delta x}{c\Delta t + \Delta x} \left( E_z|_{0,j,k}^{n+1} + E_z|_{1,j,k}^n \right) + \\ & + \frac{\Delta x (c\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2 (c\Delta t + \Delta x)} (C_a + C_b) + \frac{\Delta x (c\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2 (c\Delta t + \Delta x)} (C_c + C_d) \end{aligned} \quad (2.45)$$

Siendo

$$\begin{aligned} C_a &= E_z|_{0,j+1,k}^n - 2E_z|_{0,j,k}^n + E_z|_{0,j-1,k}^n \\ C_b &= E_z|_{1,j+1,k}^n - 2E_z|_{1,j,k}^n + E_z|_{1,j-1,k}^n \\ C_c &= E_z|_{0,j,k+1}^n - 2E_z|_{0,j,k}^n + E_z|_{0,j,k-1}^n \\ C_d &= E_z|_{1,j,k+1}^n - 2E_z|_{1,j,k}^n + E_z|_{1,j,k-1}^n \end{aligned} \quad (2.45b)$$

La componente  $E_y$  se obtendría modificando adecuadamente las ecuaciones anteriores, e igualmente se podrían obtener las componentes tangenciales para el resto de las paredes absorbentes.

Como se puede observar la Condición Absorbente de Mur de segundo orden es notablemente más compleja que la de primer orden. Además, como se muestra en la ecuación 2.45, para aplicar la condición de segundo orden es necesario aplicar también la condición de primer orden (primeros dos sumandos de la ecuación). Esto hace que desde

el punto de vista computacional sea mucho más costosa la implementación de la condición de Mur de segundo orden que la de primer orden. Otro problema de la condición de segundo orden es que no se puede aplicar en la intersección de dos paredes absorbentes, ya que necesita los valores del campo eléctrico en las celdas adyacentes [I.136, I.137].

Estos problemas hacen que, pese a que la segunda condición de Mur sea mucho más precisa que la primera, sea esta última la que se suele usar habitualmente, ya que su implementación y coste es inferior y, normalmente, la precisión que proporciona es suficiente.

Otra de las consideraciones a tener en cuenta a la hora de implementar las condiciones absorbentes es la separación necesaria entre el final de problema a simular y las paredes absorbentes. Evidentemente, cuanto mayor sea esta distancia mejor funcionará la aproximación de onda plana, pero por otra parte el coste computacional será mayor. Un criterio común utilizado en la bibliografía [I.138, I.139] es dejar al menos diez celdas entre el objeto a simular y las paredes absorbentes. En aquellos casos en los que se requiera gran precisión en los resultados es aconsejable aumentar este número de celdas.

### 2.3.5 – Construcción de objetos con FDTD

Uno de los aspectos más importantes del algoritmo FDTD es el correcto modelado del problema a simular. Esto implica la correcta discretización del problema mediante un mallado del mismo, con un número adecuado de celdas para que el modelo del problema, en términos de celdas, sea suficientemente parecido al problema original. Este es un punto crítico, ya que si el mallado del problema no es adecuado la solución que se obtenga mediante el algoritmo no será válida.

Para la adecuada discretización del problema a simular hay que tener presente el esquema de cálculo de los campos electromagnéticos en la celda unidad de Yee, mostrado en la figura 2.1, las ecuaciones para el cálculo de los campos (ecuaciones 2.26 a 2.31, para medios homogéneos y sin pérdidas) y la aplicación de las condiciones de absorción para las paredes del espacio de simulación del sistema (ecuaciones 2.38 a 2.43).

El primer paso para la simulación mediante el algoritmo FDTD es la división del problema en una serie de celdas o mallas que permitan discretizar el mismo. Como se comentó anteriormente al tratar el tamaño de las celdas, para obtener el número total de celdas del problema se debe llegar a una solución de compromiso. Por una parte, cuanto

mayor sea el número de celdas la discretización del problema será más exacta, por otra parte, al aumentar el número de celdas el coste computacional del problema aumentará notablemente. En todo caso, el mallado depende del problema en particular, ya que el número de celdas depende de la geometría de los objetos que se pretende simular. Especial cuidado se debe tener a la hora de realizar el mallado con no variar de forma muy abrupta la densidad de mallado, ya que en este caso se pueden producir problemas de dispersión numérica que invaliden los resultados [I.122, I.134].

Una vez realizado el mallado, y a la vista de las ecuaciones, es necesario definir el tipo de material del que está formado el objeto a simular en cada uno de los puntos en los que se calculan los campos electromagnéticos, siguiendo el esquema de la celda unidad de Yee. Para ello, se definen tres matrices que contienen las condiciones eléctricas del material (constante dieléctrica) en los puntos indicados para el cálculo de las componentes del campo eléctrico. Igualmente, se procede con las condiciones magnéticas del material en los puntos indicados para el cálculo de las componentes del campo magnético. De esta forma se obtiene el valor de  $\epsilon$  y  $\mu$  para poder aplicar las ecuaciones correspondientes. Un tratamiento especial tienen las interfaces entre materiales de distintas características eléctricas. En este caso la constante dieléctrica y magnética utilizada suele ser la media aritmética de las constantes de los materiales que forman la interface:

$$\epsilon = \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{2} \quad (2.46)$$

$$\mu = \frac{\mu_1 + \mu_2}{2} \quad (2.47)$$

También será necesario almacenar en tres vectores el tamaño de cada una de las celdas que forman el problema a analizar en cada una de las direcciones coordenadas, obteniendo de esta forma  $\Delta x$ ,  $\Delta y$  e  $\Delta z$  para cada una de las celdas.

## 2.4 – Algoritmo FDTD para la simulación de antenas impresas.

En los apartados anteriores se ha introducido el algoritmo FDTD desde un punto de vista general para cualquier tipo de problema electromagnético. En esta Tesis, la utilización del algoritmo está orientada al análisis de antenas impresas. Las especiales características de este tipo de antenas (geometría plana, utilización de un sustrato dieléctrico, tipo de excitación, etc.) nos ha llevado a tomar una serie de particularidades a la hora de implementar el algoritmo FDTD. Las más importantes son:

- Se ha supuesto que los materiales que forman las antenas impresas no tienen pérdidas. Esta suposición nos lleva utilizar las ecuaciones para el cálculo de los campos electromagnéticos 2.26 a 2.31.
- Se ha supuesto igualmente que los materiales metálicos que forman la antena son perfectos. Esto se traduce en que la constante dieléctrica de los elementos metálicos es nula ( $\epsilon = 0$ ).
- El material metálico que forma el parche radiante de las antenas impresas tiene grosor nulo, es decir, se trata de un plano metálico. Durante el desarrollo del código basado en el algoritmo FDTD se ha comprobado que los resultados obtenidos tanto de esta forma como con grosor no nulo en el parche radiante son equivalentes.
- Los materiales utilizados para la simulación de las antenas impresas tienen la permeabilidad magnética del vacío ( $\mu_0$ ). Esta propiedad es bastante habitual en los materiales que se utilizan como sustrato dieléctrico en la fabricación de antenas impresas. Esta aproximación evita tener que definir una serie de vectores con el valor de la permeabilidad en los puntos del mallado donde se calculan los campos magnéticos, ya que en todos los puntos se utiliza el mismo valor.
- La excitación del sistema se ha realizado forzando una condición de contorno de campo eléctrico en la zona de alimentación de la antena siguiendo una función de pulso gaussiano. La duración, desfase temporal y valor temporal del truncamiento de la función pulso se han calculado para tener suficiente precisión en las frecuencias de interés de las distintas antenas simuladas.
- La condición de contorno absorbente utilizada es la Condición de Contorno de Mur de primer orden, ya que como se indicó en el apartado correspondiente

(apartado 2.3.4) es más sencilla de implementar que la condición de Mur de segundo orden, consume menos recursos y los resultados que ofrece son suficientemente buenos en la mayoría de los casos.

La principal ventaja de implementar un código propio, basado en el algoritmo FDTD, para la simulación de antenas impresas es el total control que se dispone sobre las condiciones de la simulación y la disponibilidad de los campos electromagnéticos en toda la estructura simulada. A partir de los campos electromagnéticos obtenidos con el simulador se puede obtener cualquier parámetro que caracterice la antena bajo estudio. De esta forma, se puede evaluar la antena en cualquier punto singular de la misma y ante cualquier condición. Con esta filosofía, el simulador FDTD desarrollado permite obtener los siguientes parámetros de las antenas:

- Tensión e intensidad en cualquier punto (puerto) de la estructura.
- Pérdidas de retorno (parámetro  $S_{11}$ )
- Impedancia de entrada.
- Diagramas de radiación.
- Ganancia.
- Distribución frecuencial de los campos electromagnéticos.
- Evolución temporal de los campos electromagnéticos.

En los apartados siguientes se explica con detalle la estructura seguida en la programación del algoritmo FDTD y la metodología de cálculo seguida para la obtención de los parámetros de las antenas simuladas a partir de los campos electromagnéticos obtenidos con el método FDTD.

#### 2.4.1 – Estructura del simulador implementado

El algoritmo FDTD implementado se ha programado en FORTRAN, que es un lenguaje de programación muy potente, especialmente interesante cuando se necesitan realizar cálculos que involucran matrices de grandes dimensiones. El programa se ha dividido en tres módulos funcionales, el módulo de mallado, el de simulación y el módulo de cálculo y almacenamiento de resultados. En cada uno de estos módulos se utilizan una serie de

variables para el traspaso de datos entre módulos y se almacenan los datos más importantes en archivos de texto, que serán tratados posteriormente para comprobar la corrección de la simulación realizada y el cálculo de los parámetros de la antena. Detallamos a continuación cada uno de estos módulos.

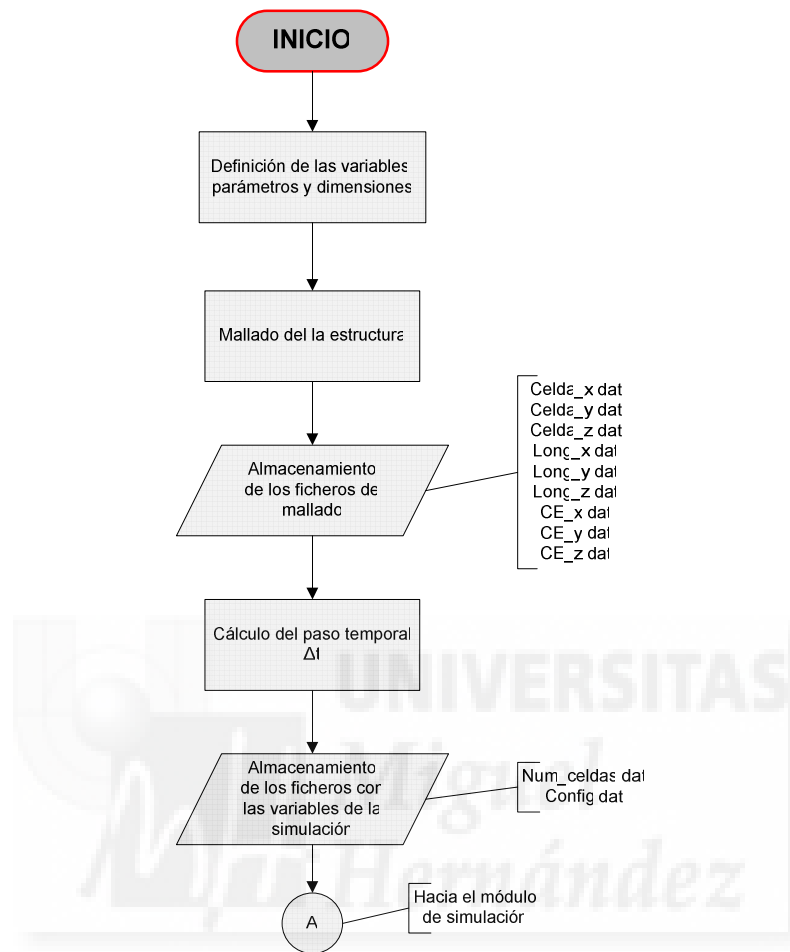
- El módulo de mallado es el primero que se ejecuta y es donde se realiza la definición y mallado de la estructura a simular. El diagrama de flujo de este módulo se muestra en la figura 2.2. Primeramente, se definen las variables que utilizaremos en la simulación (frecuencias de interés para el cálculo de los diagramas y distribuciones de campo, características del sustrato, variables auxiliares, etc.) y las dimensiones de las distintas partes del problema a analizar. En segundo lugar, a partir de las dimensiones ya definidas se realiza el mallado del problema. El mallado se realiza directamente en términos de celdas mediante varios bucles for en los que se definen las características de cada una de las celdas en que se divide la estructura. Las propiedades de cada una de las celdas (dimensiones y características eléctricas) se almacenan en una serie de matrices que serán utilizadas en los módulos siguientes del programa.

Para poder comprobar que el mallado realizado es correcto y que se adapta a la estructura que se pretende simular se almacenan en disco duro una serie de ficheros de texto que contienen la información de cada una de estas matrices. Estos ficheros son: **celda\_x.dat**, **celda\_y.dat** y **celda\_z.dat**, que contiene el tamaño de cada una de las celdas en la dirección de los ejes coordenados; **long\_x.dat**, **long\_y.dat** y **long\_z.dat**, que contienen la posición de cada una de las celdas de mallado respecto al origen de coordenadas; **CEx.dat**, **CEy.dat** y **CEz.dat**, donde se almacenan las características eléctricas (constante dieléctrica) asignada a cada una de las celdas en las direcciones coordenadas.

La representación del mallado se realiza mediante tres programas que se han desarrollado en Matlab (**mallaxy.m**, **mallaxz.m**, **mallayz.m**), que a partir de los archivos de texto anteriores permiten la representación de las celdas de mallado en dos dimensiones para cualquier plano perpendicular a uno de los ejes coordenados. Para la correcta visualización del mallado se representa cada uno de los materiales utilizados en un color distinto.

Además de los ficheros referentes al mallado se guardan dos archivos de texto que contienen la información sobre el número de celdas (**Num\_celdas.dat**) y datos de

configuración de la simulación, como pueden ser frecuencias de interés, dimensiones de la estructura y variables auxiliares (**Config.dat**).



**Fig. 2.2** – Diagrama de flujo del módulo de mallado del simulador FDTD

- El módulo de simulación parte de las matrices con la información sobre el mallado y las dimensiones de la estructura a simular y aplica el algoritmo FDTD para la obtención de los campos electromagnéticos en cada uno de los puntos de cálculo de las celdas. En la figura 2.3 se muestra el diagrama de flujo que sigue este módulo. Como se puede observar en el diagrama, en todas las iteraciones se obtienen los campos electromagnéticos y se aplican las condiciones absorbentes (Mur de primer orden). En las primeras iteraciones, y mientras que el tiempo de ejecución sea menor que el utilizado para el truncamiento, se fuerza como excitación del problema un pulso gaussiano.

Para optimizar el funcionamiento del simulador y posibilitar simulaciones más rápidas se permite deshabilitar el cálculo de los diagramas de radiación y de la distribución

frecuencial de los campos, de forma que se reduce considerablemente el número de operaciones que realiza el módulo de simulación en cada iteración. Si se deshabilitan estas dos opciones, el simulador calculará únicamente los campos electromagnéticos en el dominio del tiempo, por lo que los resultados que ofrecerá el simulador serán los relacionados con éstos (tensión, intensidad y evolución temporal de los campos). Tanto el cálculo de los diagramas de radiación como la distribución de campos se puede habilitar de forma independiente y se puede realizar a una o varias frecuencias. Si se habilita el cálculo del diagrama, en este módulo se realiza para cada iteración la transformada de Fourier de los campos electromagnéticos en las paredes de la caja de transformación de campos cercanos a lejanos (NTF), para cada una de las frecuencias seleccionadas. Si se ha habilitado el cálculo de la distribución de campo, se realiza la transformada de Fourier en el plano o planos seleccionados y para las frecuencias deseadas.

El almacenamiento de los resultados, se realiza en el tercer módulo. Éste sólo se ejecuta cada 500 iteraciones, valor de compromiso elegido para no ralentizar el algoritmo con lentos accesos al disco duro.

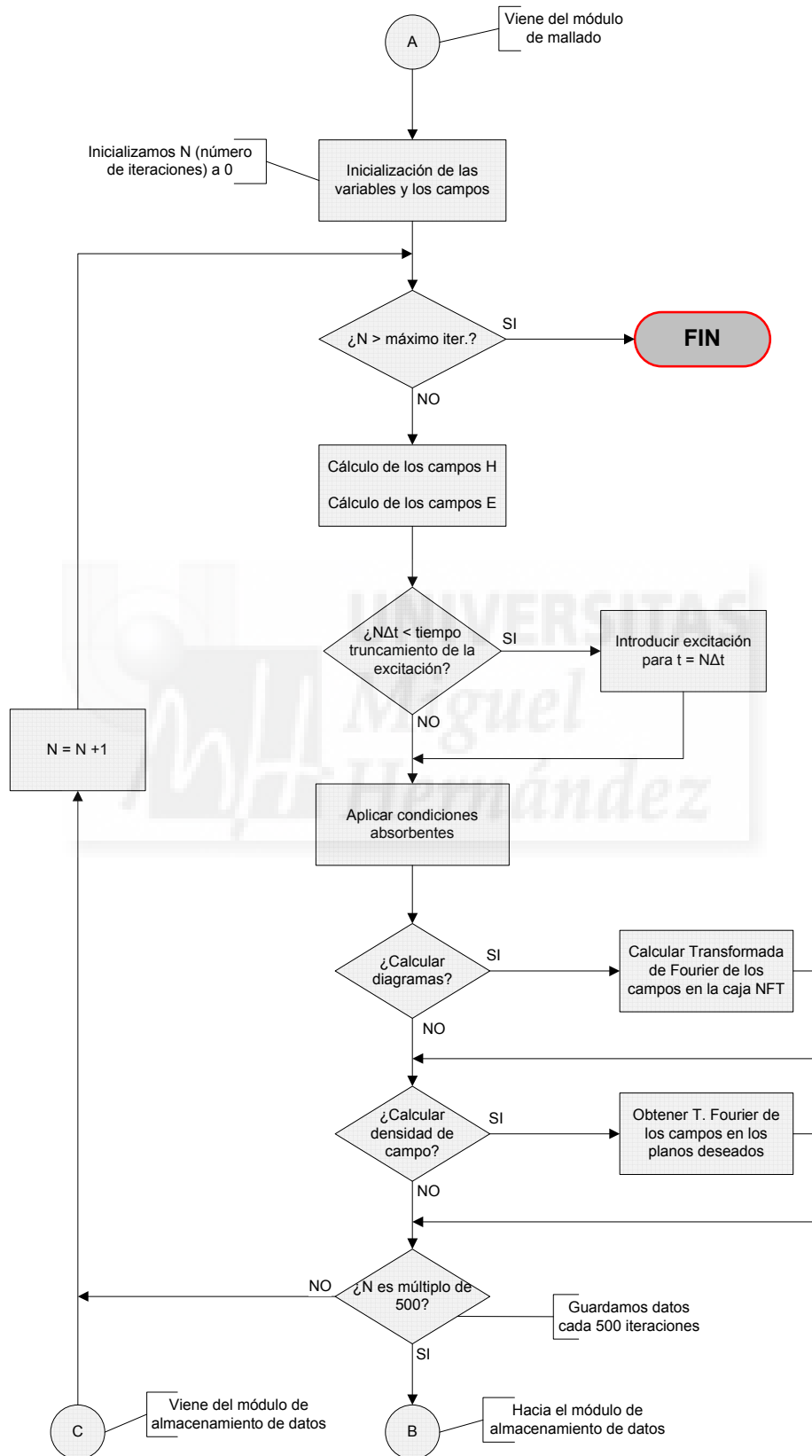
- El último módulo en el que está dividido el simulador es el de cálculo y almacenamiento de resultados. En la figura 2.4 se muestra el diagrama de flujo de la ejecución de este módulo. Como se ha comentado anteriormente, este módulo se ejecuta cada 500 iteraciones y los resultados que se guardan son elegidos por el usuario.

En todos los casos se almacenan los ficheros con la evolución temporal de la tensión e intensidad en los puntos que se deseen (archivos **Volt\_i.dat** e **Int\_i.dat**, donde el índice *i* varía de 1 a *n*, dependiendo del número de puntos en los que se calcule tensión o intensidad).

Si se ha elegido calcular los diagramas de radiación, en el módulo de simulación se habrá calculado la transformada de Fourier de los campos en las paredes de la caja NTF en una o varias frecuencias. En este módulo de cálculo y almacenamiento de resultados se obtiene, a partir de la transformada de los campos, las corrientes superficiales en la caja de transformación (ver apartado 2.4.5). Estos resultados se guardan en dos ficheros de texto por cada una de las frecuencias en las que se desea calcular el diagrama (**Mfrec\_i.dat** y **Jfrec\_i.dat**, donde el índice *i* varía de 1 a *n*, dependiendo de las frecuencias deseadas).

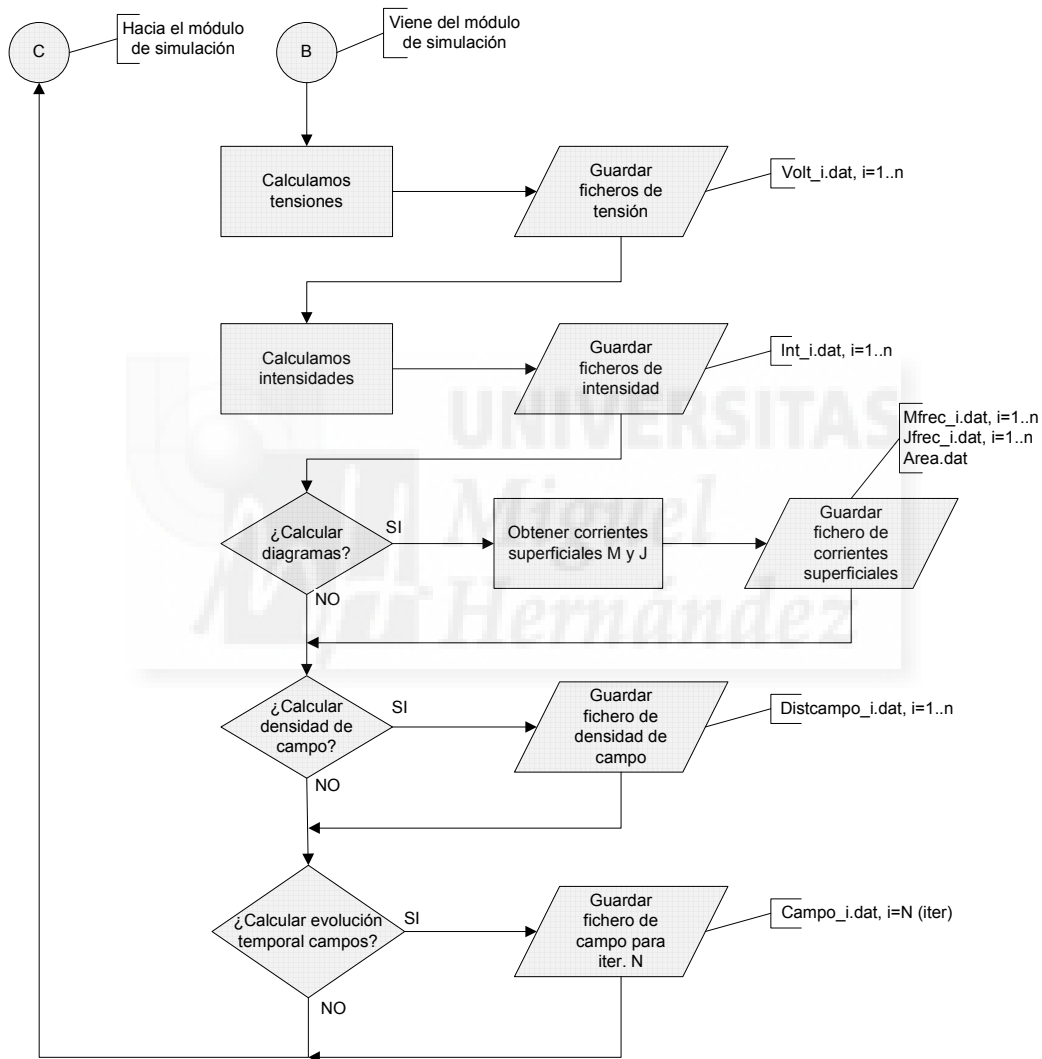


También es necesario guardar la información de la dimensión (área) de cada una de las celdas definidas en la caja NFT (archivo **Area.dat**).



**Fig. 2.3** – Diagrama de flujo del módulo de simulación del simulador FDTD

Si se desea guardar la densidad de campo en uno de los planos de la estructura, en este módulo se almacena el módulo de la transformada de Fourier de la componente de campo elegida, calculada previamente en el módulo de simulación. La densidad de campo se puede calcular en una o varias frecuencias y en planos distintos al mismo tiempo. El fichero almacenado con esta información es **Distcampo\_i.dat**, donde i varía de 1 a n, dependiendo de las frecuencias o planos deseados.



**Fig. 2.4** – Diagrama de flujo del módulo de cálculo y almacenamiento de resultados del simulador FDTD.

Por último, se puede guardar la evolución temporal de cualquier componente de los campos electromagnéticos, tanto en todo el espacio como en uno de los planos. Esta opción consume muchos recursos, tanto en tiempo de ejecución del programa (acceso a

disco duro) como en memoria de almacenamiento, debido al gran tamaño de las matrices que se almacenan. Debido a estos inconvenientes, la evolución temporal de campos es poco utilizada. Los archivos que se guardan son **Campo\_i.dat**, donde la variable *i* indica el número de iteraciones (múltiplo de 500).

Como se ha mostrado en los puntos anteriores, el código FDTD desarrollado no sólo calcula los campos electromagnéticos, sino que obtiene una serie de resultados que almacena en disco duro. A partir de éstos se pueden obtener los distintos parámetros que caracterizan a las antenas simuladas. Para ellos se han desarrollado distintos programas, tanto en Matlab como en FORTRAN. En los siguientes apartados se detallará como se obtienen estos resultados a partir de los campos calculados con el algoritmo FDTD.

#### 2.4.2 – Tensión e intensidad en cualquier punto.

Para el cálculo de tensión y de la intensidad en la zona de alimentación de las antenas se han utilizado las conocidas fórmulas que relacionan el voltaje con el campo eléctrico y la intensidad con el campo magnético [I.8, I.140]:

$$V = -\int \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (2.48)$$

$$I = -\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (2.49)$$

Las dos expresiones anteriores involucran una integral lineal en el caso de la tensión (ecuación 2.48) y una integral a través de un camino cerrado en el caso de la intensidad (ecuación 2.49). En ambos casos, la implementación de este cálculo en el código depende del tipo de alimentación que se haya utilizado en la antena. En nuestro caso, se han utilizado dos tipos de alimentación, mediante un cable coaxial cuadrado de  $50\Omega$  con dieléctrico aire y mediante una línea microcinta de alimentación. En las figuras siguientes se muestra la aplicación de las integrales anteriores a cada tipo de alimentación utilizado.



**Fig. 2.5** – Esquema de cálculo de la tensión y la intensidad cuando la alimentación de la antena se realiza mediante una línea microstrip.

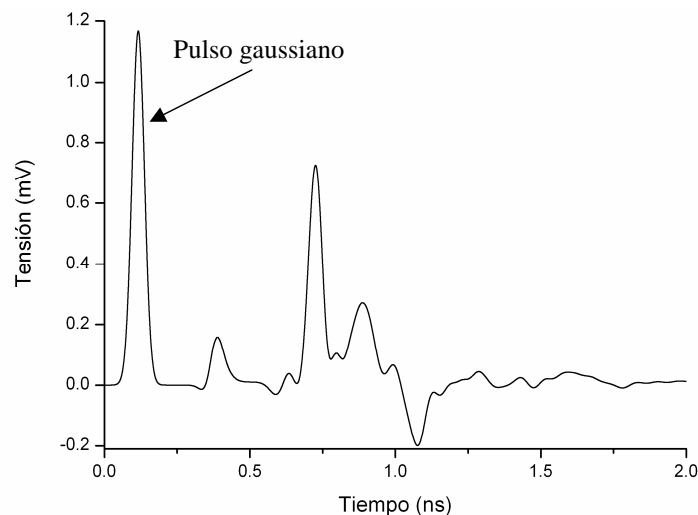


**Fig. 2.6** – Esquema de cálculo de la tensión y la intensidad cuando la alimentación de la antena se realiza mediante un cable coaxial cuadrado.

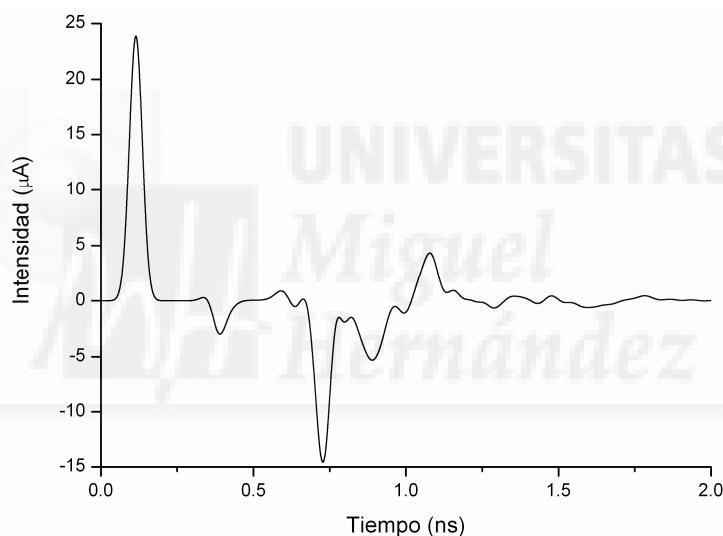
Para obtener mejores resultados en la aplicación de las ecuaciones anteriores, el punto exacto donde se calculan tanto la tensión como la intensidad de las antenas no coincide exactamente con el punto en el que se introduce la excitación del problema. En nuestro caso, existe un desfase de cuatro celdas de mallado entre un punto y otro.

El código desarrollado permite el cálculo de la evolución temporal de la tensión e intensidad en cualquier punto de la estructura simulada. Estos resultados son almacenados en disco duro en los ficheros **Volt\_i.dat** e **Int\_i.dat**, donde el índice *i* indica el número de puntos en los que se obtiene la tensión o intensidad.

En las dos figuras siguientes se muestran, a modo de ejemplo, los resultados obtenidos en el cálculo de la tensión y la intensidad en función del tiempo para un dipolo impreso de 37mm de longitud. En estas figuras se puede distinguir el pulso gaussiano introducido como excitación inicial de la antena y todas las reflexiones producidas posteriormente en la estructura simulada.



**Fig. 2.7** – Tensión en función del tiempo.



**Fig. 2.8** – Intensidad en función del tiempo.

#### 2.4.3 – Pérdidas de retorno

Uno de los parámetros típicos que caracterizan a las antenas son las pérdidas de retorno o parámetro  $S_{11}$ . Este parámetro relaciona la potencia incidente y la reflejada en función de la frecuencia en el punto de alimentación de la antena. Para las pérdidas de retorno la relación de las dos potencias se realiza en la misma línea de transmisión (misma impedancia característica de la línea tanto para la potencia incidente como para la reflejada), por lo que se obtienen los mismos resultados si en lugar de relacionar potencias

se relacionan los cuadrados de las tensiones o intensidades incidentes y reflejadas. La expresión para el cálculo del parámetro  $S_{11}$  es la siguiente:

$$S_{11} = \frac{P_r(f)}{P_i(f)} = \frac{V_r(f) \cdot I_r(f)}{V_i(f) \cdot I_i(f)} = \frac{[V_r(f)]^2}{[V_i(f)]^2} = \frac{[I_r(f)]^2}{[I_i(f)]^2} \quad (2.50)$$

Para obtener las potencias, intensidades o tensiones en función de la frecuencia se realiza una Transformada Rápida de Fourier (FFT) de los resultados obtenidos con el algoritmo FDTD (resultados obtenidos en función del tiempo) y almacenados en disco.

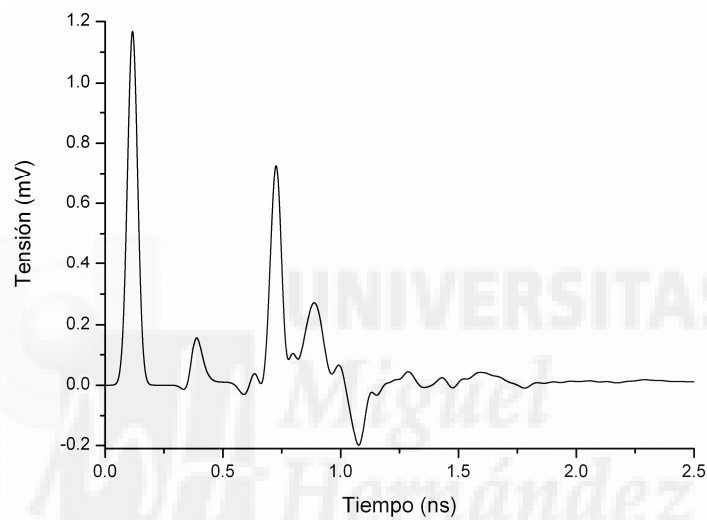
Las pérdidas de reflexión es un parámetro complejo (módulo y fase), y habitualmente se representa su módulo en decibelios en función de la frecuencia. De esta forma, se determina a qué frecuencias está adaptada la antena y se produce radiación. Normalmente se asume que la antena radia adecuadamente cuando el parámetro  $S_{11}$  es menor a 9.64dB ( $VSWR < 2$ ).

En nuestro caso, para el cálculo de las pérdidas de retorno nos hemos basado en la relación entre las tensiones incidentes y reflejadas en el punto de alimentación de la antena siguiendo la expresión 2.51:

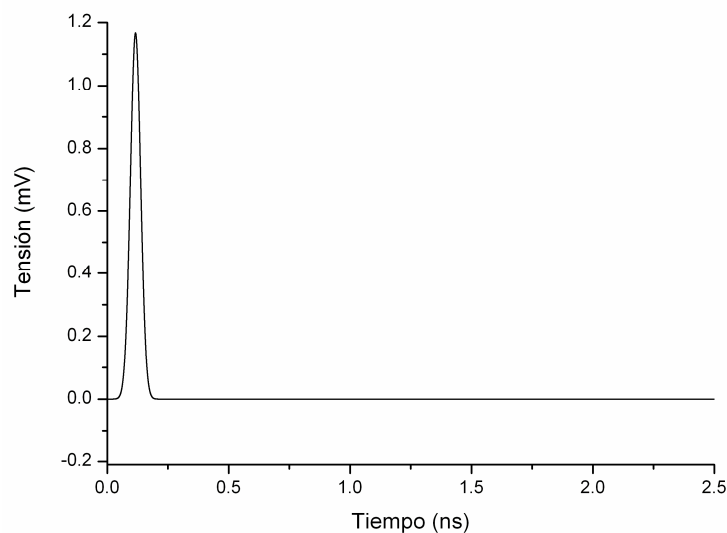
$$S_{11}|_{dB} = 20 \log \left( \left| \frac{V_r(f)}{V_i(f)} \right| \right) \quad (2.51)$$

Uno de los principales problemas a la hora de calcular el parámetro  $S_{11}$  es separar adecuadamente la tensión incidente y la reflejada, ya que para obtener la tensión en el punto de alimentación de la antena se parte de la ecuación 2.48. Al aplicar esta expresión se obtiene la tensión en el punto de alimentación, tanto incidente como reflejada. Para realizar la separación se asume que la tensión que se obtiene hasta el instante de truncamiento del pulso gaussiano, introducido como excitación del problema, es la tensión incidente. La tensión reflejada se fuerza a que sea nula hasta el instante de truncamiento del pulso y se calcula con la expresión 2.48 a partir de éste. Esta forma de separar los cálculos entre tensión incidente y reflejada nos obliga a que no exista ninguna reflexión en el punto de alimentación de la antena (punto en el que se mide la tensión) hasta que se haya llegado al instante de truncamiento de la excitación. Esto se consigue aumentando adecuadamente la longitud de la línea de alimentación de la antena.

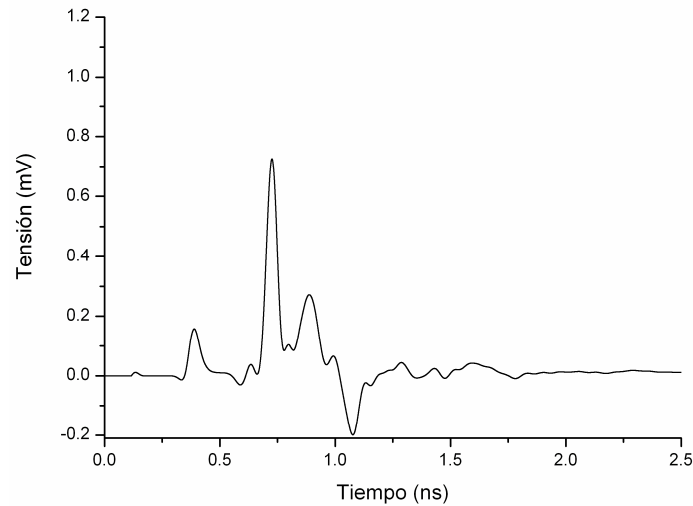
Para el cálculo de las pérdidas de retorno se ha realizado un programa en Matlab (**p\_retorno.m**), que a partir de la tensión total en el punto de alimentación de la antena (almacenado en disco duro como **Volt\_i.dat**), realiza la separación entre tensión incidente y reflejada, calcula la transformada de Fourier de estas dos variables, y por último, siguiendo la expresión 2.51, obtiene el parámetro  $S_{11}$ . En la figura 2.9 se muestra la tensión total, obtenida a partir de la expresión 2.48, para un dipolo impreso de 37mm de longitud. Esta tensión se divide en tensión incidente, figura 2.10 y tensión reflejada, figura 2.11. En la figura 2.12 se muestran las pérdidas de retorno asociadas a la tensión de la figura 2.9.



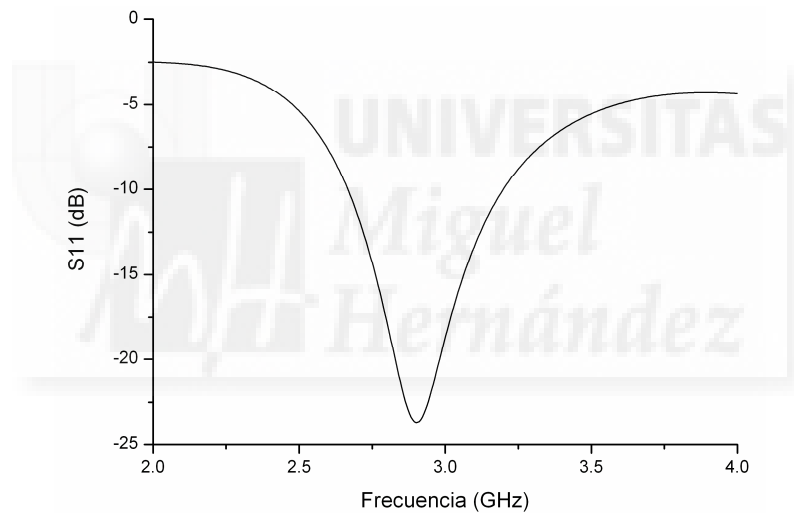
**Fig. 2.9** – Tensión total, obtenida en el punto de medida, en función del tiempo.



**Fig. 2.10** – Tensión incidente en función del tiempo.



**Fig. 2.11** – Tensión reflejada en función del tiempo.



**Fig. 2.12** – Pérdidas de retorno en función de la frecuencia.

#### 2.4.4 – Impedancia de entrada

La impedancia de entrada que presenta la antena es uno de los parámetros más importantes, ya que nos indica el grado de adaptación de la antena con la línea de alimentación y con el resto del sistema. Cuando la impedancia de entrada de la antena coincide con la del sistema de transmisión (o recepción), se produce máxima transferencia de potencia y la antena radia de forma efectiva.



Para el cálculo de la impedancia de entrada de la antena se puede proceder de dos formas:

- Calcular la impedancia a partir de la tensión y de la intensidad en el punto en el que se pretende calcular la misma. La expresión para el cálculo de la impedancia en función de la frecuencia es la mostrada en la ecuación 2.52:

$$Z_{in}(f) = \frac{V(f)}{I(f)} \quad (2.52)$$

- Calcular la impedancia a partir de las pérdidas de transmisión de la antena en función de la frecuencia. La expresión en este caso es la 2.53, donde  $Z_0$  es la impedancia característica de la línea en la que se calcula la impedancia de entrada de la antena.

$$Z_{in}(f) = Z_0 \frac{S_{11}(f)+1}{1-S_{11}(f)} \quad (2.53)$$

Esta segunda forma de calcular la impedancia de entrada de la antena implica conocer la impedancia característica de la línea de transmisión que alimenta la antena, lo que en ocasiones puede suponer un problema, ya que este parámetro puede ser desconocido. Por esta razón, y ya que en nuestro caso disponemos de la tensión y la intensidad en el punto de alimentación (en realidad en cualquier punto de la antena), hemos realizado el cálculo de la impedancia de entrada a partir de la ecuación 2.52.

El uso de la expresión 2.52 también tiene sus inconvenientes. La tensión se calcula a partir del campo eléctrico siguiendo 2.48 y la intensidad se obtiene a partir del campo magnético a partir de 2.49. Si recordamos las posiciones de los campos electromagnéticos dentro de la celda unidad de Yee (figura 2.1) vemos como existe un desfase entre el campo eléctrico y el magnético, ya que uno de ellos (eléctrico) se obtiene en los vértices del cubo y el otro (magnético) se obtiene en el punto medio de los lados del cubo. Este desfase, que normalmente es pequeño (depende del tamaño de las celdas de mallado), puede producir errores en el cálculo de la impedancia de entrada de la antena, ya que tensión e intensidad no se relacionan exactamente en el mismo punto. Para evitar este inconveniente [1.8] se puede utilizar la expresión 2.54, donde para el cálculo de la intensidad se ha tomado la media geométrica calculada en los dos puntos adyacentes al punto donde se calcula la tensión:

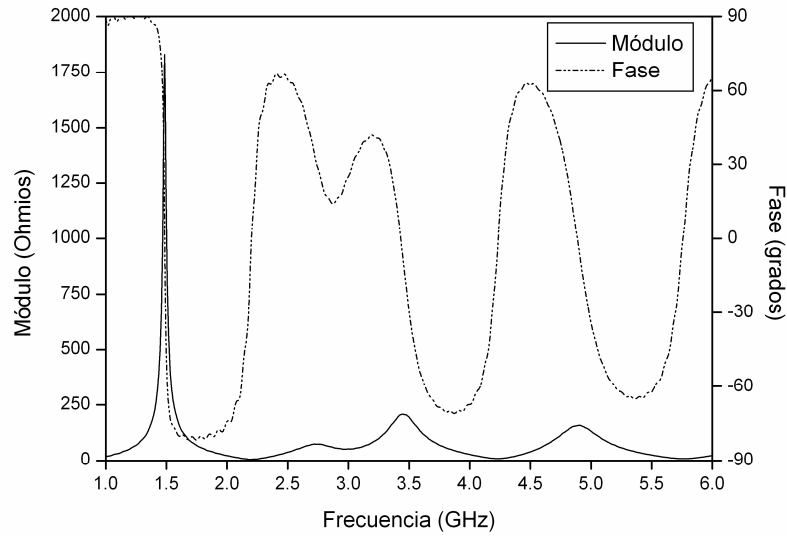
$$Z_{in}(f) = \frac{V_k(f)}{\sqrt{I_{k-\frac{1}{2}}(f) \cdot I_{k+\frac{1}{2}}(f)}} \quad (2.54)$$

Desde un punto de vista más estricto, deberíamos compensar igualmente el desfase temporal que se produciría entre el cálculo de la tensión en el punto  $k$  y el de las intensidades en los puntos  $(k - \frac{1}{2})$  y  $(k + \frac{1}{2})$ . Este desfase es de  $\frac{\Delta t}{2}$ , siendo  $\Delta t$  el paso temporal del algoritmo FDTD. La modificación de la ecuación 2.54 para tener en cuenta el desfase temporal se muestra en la ecuación 2.55 [I.135, I.8]:

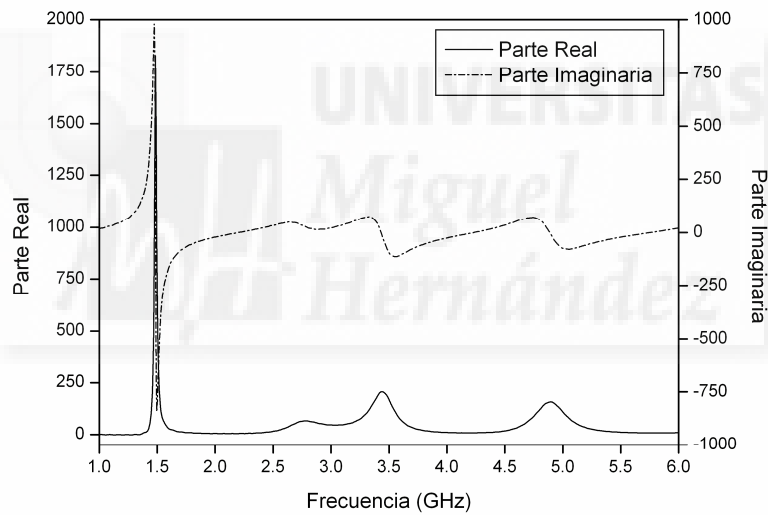
$$Z_{in}(f) = \frac{V_k(f) \cdot e^{-j\pi f \Delta t}}{\sqrt{I_{k-\frac{1}{2}}(f) \cdot I_{k+\frac{1}{2}}(f)}} \quad (2.55)$$

En el desarrollo de la presente Tesis se han realizado diversas pruebas con las tres expresiones para el cálculo de la impedancia de entrada de las antenas (expresiones 2.52, 2.54 y 2.55). Cuando el tamaño de las celdas en el punto en el que se desea conocer la impedancia de entrada es pequeño, cosa que ocurre en la mayoría de los casos en antenas impresas, la expresión 2.52 es suficientemente precisa y notablemente más sencilla de implementar. En nuestro caso hemos utilizado esta expresión para el cálculo de la impedancia de entrada de las antenas.

Para la obtención de este parámetro, se ha realizado un programa en Matlab (**impedancia.m**), que a partir de la tensión e intensidad, calculadas con el simulador FDTD y almacenadas en disco duro (archivos **Volt\_i.dat** e **Int\_i.dat**) obtiene la impedancia de entrada de la antena, expresada tanto en módulo/fase como en parte real/parte imaginaria. En las figuras 2.13 y 2.14 se muestra, a modo de ejemplo, el resultado de la impedancia de entrada tanto en módulo y fase como en parte real y parte imaginaria, asociada a la tensión e intensidad mostradas en las figuras 2.7 y 2.8 (dipolo impreso de 37mm de longitud).



**Fig. 2.13** – Impedancia de entrada expresada en módulo y fase.



**Fig. 2.14** – Impedancia de entrada expresada en parte real y parte imaginaria.

### 2.4.5 – Diagramas de radiación

Los campos electromagnéticos calculados mediante el algoritmo FDTD se encuentran dentro del espacio de simulación del problema, por lo que sólo nos ofrece información de la zona próxima a la antena. Para calcular los diagramas de radiación necesitamos los campos radiados por la antena a una distancia considerable de la misma (región de radiación de Fraunhofer). Estos campos radiados los obtenemos a partir de los campos

cercanos, calculados con el algoritmo FDTD, aplicando una transformación de campo cercano a campo lejano.

Para realizar esta transformación de campos necesitamos calcular previamente las corrientes superficiales eléctricas y magnéticas sobre la superficie de un volumen que contenga la antena a simular. En nuestro caso, el volumen utilizado es un paralelepípedo que engloba a la antena, por lo que las superficies en las que se calculan las corrientes son las caras del mismo, que son planas (caso ideal, ya que el mallado del algoritmo FDTD es rectangular). Para obtener las corrientes superficiales se aplica la siguiente expresión a los campos electromagnéticos en cada uno de los lados del paralelepípedo [I.135, I.140, I.141]:

$$\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H} \quad (2.56)$$

$$\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E} \quad (2.57)$$

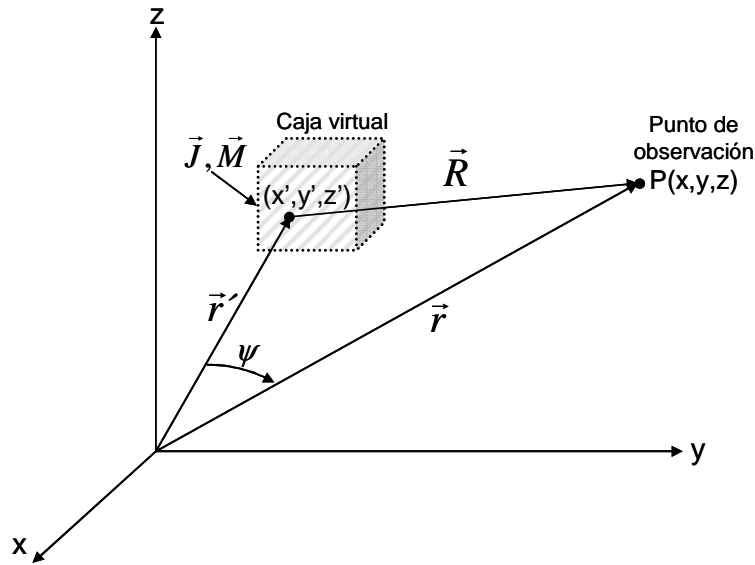
donde  $\vec{J}$  es la densidad de corriente superficial eléctrica y  $\vec{M}$  es la densidad de corriente superficial magnética.

Una vez conocida la densidad de corriente tanto eléctrica como magnética calculamos los potenciales vectores que generan estas fuentes en un punto de observación suficientemente alejado de las mismas para que se encuentre en campo lejano (ver figura 2.15). Las ecuaciones son las siguientes:

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi R} e^{-jkR} \cdot \iint_S \vec{J} e^{jkr \cos \psi} ds \quad (2.58)$$

$$\vec{F} = \frac{\epsilon_0}{4\pi R} e^{-jkR} \cdot \iint_S \vec{M} e^{jkr \cos \psi} ds \quad (2.59)$$

donde R es la distancia entre el punto de observación donde calculamos los potenciales vectores y las fuentes de corriente, r es la distancia de las fuentes de corrientes al origen de coordenadas y  $\psi$  es el ángulo formado por la posición del punto de observación y las fuentes de corriente, tal y como se indica en la figura 2.15.



**Fig. 2.15** – Sistema de coordenadas para el cálculo de los campos radiados.

Los campos radiados por la antena se obtienen a partir de los potenciales vectores. Para la obtención de estos campos radiados se puede proceder de dos formas:

- Trabajar con los potenciales vectores en el dominio del tiempo. De esta forma, realizando la transformada de Fourier sobre los potenciales vectores, se obtendrían los diagramas de radiación para todas las frecuencias. El inconveniente de este método es la memoria que se necesita, ya que se tendría que almacenar los campos electromagnéticos (o los potenciales vectores) en cada paso temporal del algoritmo FDTD para posteriormente realizar la transformada de Fourier.
- Obtener los diagramas para una sola frecuencia. Este es el caso que hemos utilizado, ya que consume menos recursos y en la mayoría de los casos sólo queremos conocer los diagramas de radiación en una frecuencia, o en un número reducido de frecuencias. En este caso se realiza la transformada de Fourier a una o varias frecuencias durante el tiempo de ejecución del algoritmo.

Finalmente, a partir de las expresiones de los potenciales vectores se obtienen los campos radiados. Las expresiones para el cálculo de los campos radiados, en coordenadas esféricas, son las siguientes [I.139, I.140, I.141]:

$$E_r = 0$$

$$E_\theta = -j\omega A_\theta - j\omega\eta F_\phi \quad (2.60)$$

$$E_\phi = -j\omega A_\phi + j\omega\eta F_\theta$$

$$H_r = 0$$

$$H_\theta = -j\frac{\omega}{\eta} A_\phi - j\omega F_\theta = -\frac{E_\phi}{\eta} \quad (2.61)$$

$$H_\phi = -j\frac{\omega}{\eta} A_\theta - j\omega F_\phi = \frac{E_\theta}{\eta}$$

donde  $\omega$  es la pulsación a la frecuencia en la que se obtiene el diagrama,  $\eta$  es la impedancia característica del medio y  $A_\theta$ ,  $A_\phi$ ,  $F_\theta$  y  $F_\phi$  son las componentes en coordenadas esféricas de los potenciales vectores. Estas componentes, expresadas en función de la transformada de Fourier de las componentes cartesianas de los potenciales vectores, vienen dadas por las siguientes expresiones:

$$A_\theta = A_x \cos(\theta) \cos(\phi) + A_y \cos(\theta) \sin(\phi) - A_z \sin(\theta) \quad (2.62)$$

$$A_\phi = -A_x \sin(\phi) + A_y \cos(\phi)$$

$$F_\theta = F_x \cos(\theta) \cos(\phi) + F_y \cos(\theta) \sin(\phi) - F_z \sin(\theta) \quad (2.63)$$

$$F_\phi = -F_x \sin(\phi) + F_y \cos(\phi)$$

Ajustando el valor de los ángulos  $\theta$  y  $\phi$  podemos calcular los campos de radiación, y los diagramas de radiación de la antena, en cualquier plano.

En el simulador de antenas impresas desarrollado, la obtención de los campos radiados se ha realizado en dos pasos. En el primero de ellos, se obtienen las corrientes superficiales ( $\vec{J}$  y  $\vec{M}$ ) en la caja de transformación para la frecuencia o frecuencias de interés. Este cálculo se realiza en el simulador FDTD en los módulos de simulación y de cálculo y almacenamiento de resultados. Como salida, el simulador ofrece los ficheros **Mfrec\_i.dat**,

**Jfrec\_i.dat** y **area.dat**, que contienen la información de las corrientes superficiales y de las dimensiones de la caja utilizada para la transformación de campos.

Para la obtención de los campos radiados se ha realizado un programa en FORTRAN (**diagramas.exe**) que se ejecuta de forma independiente una vez que el simulador FDTD ha terminado. Este programa obtiene a partir de los tres ficheros almacenados los potenciales vectores, y a partir de éstos los campos radiados. Estos campos, o diagramas de radiación, se pueden calcular en cualquier plano 2D, siendo particularmente interesantes los planos principales de la antena (plano E y plano H). En nuestro caso, el programa desarrollado en FORTRAN se ha particularizado en tres planos perpendiculares entre sí (plano xy, plano xz y plano yz), ofreciendo como salida del mismo una serie de ficheros que contienen los diagramas de radiación, módulo de los campos radiados expresados en decibelios, para las dos polarizaciones (**diagxy\_polar.dat**, **diagxy\_cross.dat**, **diagxz\_polar.dat**, **diagxz\_cross.dat**, **diagyz\_polar.dat**, **diagyz\_cross.dat**).

En la figura 2.16 se muestra a modo de ejemplo el diagrama de radiación de una de las antenas diseñada en la presente Tesis, obtenido siguiendo la metodología indicada anteriormente. En particular, se trata de una antena impresa tipo Yagi y se representa el diagrama de radiación, tanto en el plano E como en el plano H, para la componente polar y contrapolar de campo eléctrico. Los diagramas de radiación, tanto en esta figura como en el resto de diagramas que se mostrarán en la memoria de la Tesis Doctoral, están normalizados y expresados en dB.

#### 2.4.6 – Ganancia

Una vez obtenidos los campos radiados de la antena la ganancia se puede calcular de forma sencilla. La expresión para el cálculo de la ganancia de la antena, suponiendo que toda la potencia incidente en la misma es radiada, es [I.142, I.143]:

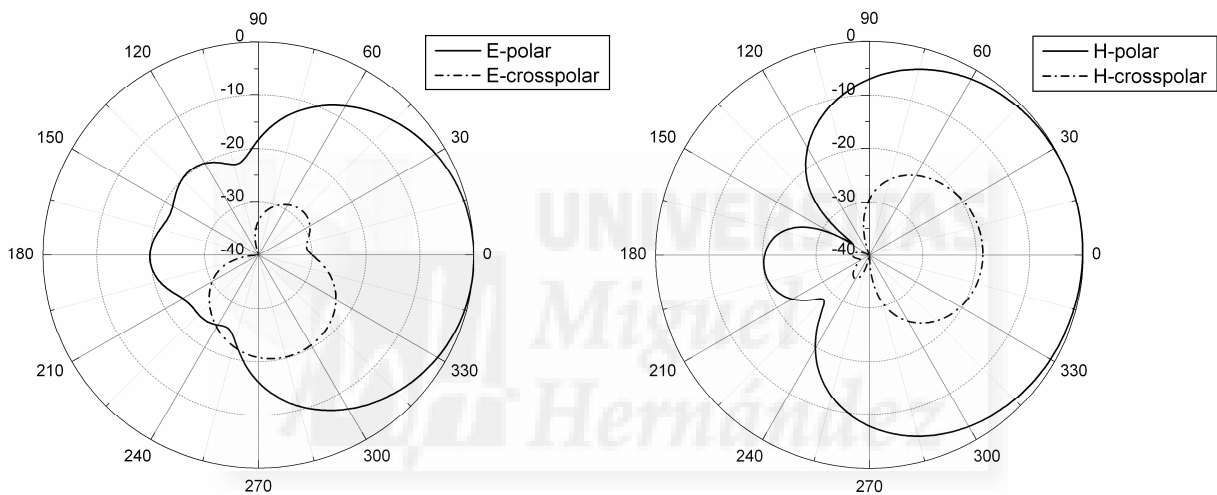
$$G = \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}/4\pi} \quad (2.64)$$

donde  $U(\theta, \phi)$  es la densidad de potencia radiada y se expresa en función de los campos radiados como [I.140]:

$$U(\theta, \phi) = \frac{1}{2\eta} \left[ |E_\theta|^2 + |E_\phi|^2 \right] \quad (2.65)$$

$P_{in}$  es la potencia incidente en la antena, que se calcula a partir de las transformadas de Fourier de la tensión y de la intensidad en el punto de alimentación de la antena:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \Re \{ V(\omega) \cdot I(\omega)^* \} \quad (2.65)$$



**Fig. 2.16** – Diagramas de radiación en plano E y plano H para las dos componentes de campo, polar y contrapolar.

La ganancia obtenida de esta forma está referida respecto a la radiación de una antena isotrópica (dBi).

Para la obtención de este parámetro, se ha realizado un programa en Matlab (**ganancia.m**) que a partir de los archivos que contienen los diagramas de radiación, de la tensión e intensidad en el punto de alimentación de la antena y de la frecuencia de cálculo de los diagramas, obtiene la ganancia de la antena.



### 2.4.7 – Distribución frecuencial de los campos electromagnéticos

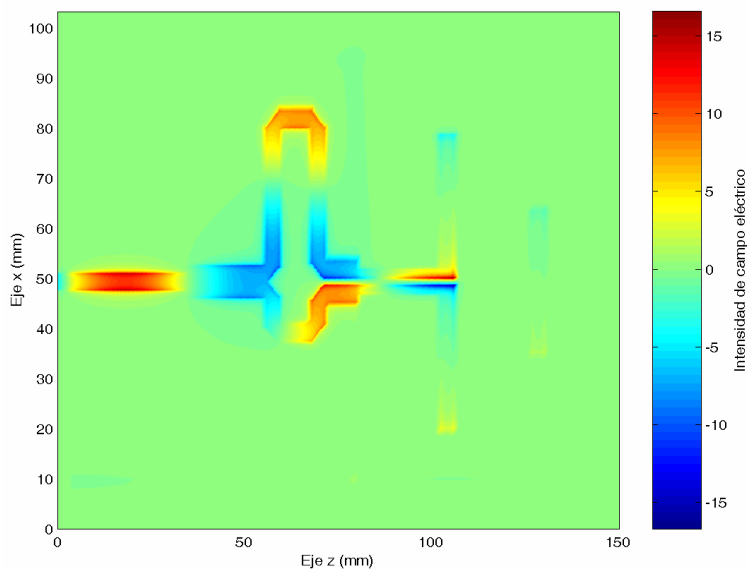
En este caso se obtiene una representación, a una frecuencia determinada, de los valores de los campos electromagnéticos en uno de los planos del problema a simular. Para realizar esta representación se parte de los campos electromagnéticos en todo el espacio de simulación y se realiza la transformada de Fourier a la frecuencia o frecuencias deseadas y para las componentes de campo eléctrico en el plano en cuestión.

A la hora de realizar estos cálculos, se puede proceder de dos formas (caso análogo al comentado en el apartado del diagrama de radiación):

- Almacenar los campos electromagnéticos en todo el espacio de simulación en cada una de las iteraciones del algoritmo FDTD, y posteriormente realizar la transformada de Fourier para obtener la distribución de los campos. Este método nos permitiría representar la distribución de campo en cualquier plano y a cualquier frecuencia, pero los recursos necesarios para almacenar los campos en cada iteración del algoritmo son muy elevados, por lo que este método es prácticamente inviable.
- Decidir previamente el plano y la frecuencia a la que se desea representar la distribución de campos y realizar la transformada de Fourier en el hilo de ejecución del algoritmo en cada una de las iteraciones del mismo. Este método es el que hemos utilizado, ya que apenas consume recursos y habitualmente se desea representar la distribución a una sola frecuencia o en un número limitado de éstas.

El cálculo de la transformada de Fourier del campo en el plano deseado se realiza en el módulo de simulación del programa desarrollado. En el módulo de almacenamiento de resultados se generan los archivos **distcampo\_i.dat**, que contienen el módulo de la transformada de Fourier del campo a la frecuencia deseada. La representación de la distribución de campo se realiza en Matlab, para lo cual se ha creado el programa **distcampos.m**.

En la siguiente figura se muestra, a modo de ejemplo, la distribución de campos de una de las antenas diseñadas. En particular, se trata de la antena tipo Yagi uniplanar diseñada para aplicaciones en banda ISM y se representa la intensidad de campo eléctrico justo debajo del parche radiante a 2.45GHz.



**Fig. 2.17** – Distribución frecuencial de campos.

#### 2.4.8 – Evolución temporal de los campos electromagnéticos

En este caso se presenta la evolución de los campos electromagnéticos a lo largo del tiempo de simulación. Para ello se debe almacenar el valor de los campos para cada una de las iteraciones del algoritmo. Este procedimiento consume demasiados recursos de almacenamiento, por lo que se han previsto dos opciones:

- Guardar los campos, no cada iteración, sino a intervalos regulares de iteraciones (cada 500 o 1000 iteraciones).
- Guardar los ficheros con los valores de los campos no en todo el espacio de simulación, sino hacerlo sólo en un plano de interés (o en un conjunto de planos).

La metodología para la obtención de la evolución temporal de los campos es la siguiente. En el módulo de cálculo y almacenamientos de resultados del simulador se decide cual de las dos posibles opciones se desea y se generan los ficheros **Campo\_i.dat**, que contienen el campo deseado para cada intervalo de iteraciones. Para la representación de esta evolución temporal se ha realizado un programa en Matlab (**ev\_campos.m**) que superpone las gráficas de cada uno de los ficheros almacenados.

---

## CAPÍTULO 3:

# VALIDACIÓN DEL CÓDIGO FDTD

---

### 3.1 – Introducción.

En este capítulo se realizará la validación del código desarrollado, basado en el algoritmo FDTD, para la simulación de antenas impresas. Para ello, evaluaremos tres tipos de antenas conocidas de distinta geometría (rectangular, triangular y bow-tie o doble triangular) en dos bandas de frecuencias notablemente separadas entre sí (banda L y banda C). De esta forma, podemos evaluar la exactitud de nuestro simulador ante distintas geometrías de antena y en un amplio rango de frecuencias.

Los resultados obtenidos con el simulador desarrollado se compararán con los obtenidos con el paquete comercial de simulación electromagnética *CONCERTO* y con los resultados medidos en laboratorio sobre los prototipos fabricados.

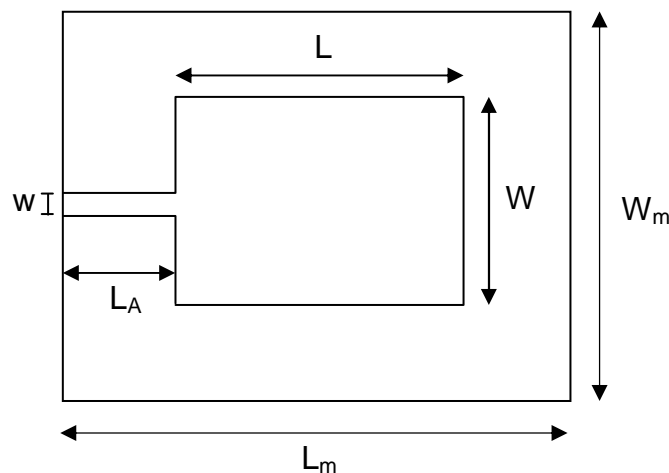
*CONCERTO* de Vector Fields es un simulador de uso general basado en el método FDTD para la simulación electromagnética de todo tipo de dispositivos. Está formado por dos programas funcionales: *CONCERTO-Editor*, donde se define la estructura a analizar, el mallado del problema y la excitación del mismo y *CONCERTO-Simulador*, donde se realiza la simulación electromagnética del problema. Más información sobre este simulador se puede encontrar en [I.127, I.144].

Previamente al comienzo de la Tesis Doctoral se dispuso de licencia de utilización del simulador *CONCERTO*, con el que se analizaron antenas de distintas geometrías para sensado remoto de humedad en banda L, y C [I.145]. Estos resultados se utilizarán para la validación del simulador implementado.

En los siguientes apartados se presentarán las antenas evaluadas, revisando su geometría y dimensiones, y comparando los resultados obtenidos con el código FDTD propio y los obtenidos tanto con el simulador comercial *CONCERTO* como con las medidas realizadas. Estas antenas tienen geometrías muy distintas, y serán analizadas a dos frecuencias ampliamente separadas entre si, por lo que suponen un importante test para el simulador FDTD desarrollado.

### 3.2 – Antenas rectangulares

Las antenas rectangulares son una de las antenas impresas más ampliamente utilizadas, de las que se dispone incluso de fórmulas analíticas que permiten abordar su diseño [I.8, I.140, I.146, I.147]. En la figura 3.1 se muestra el esquema de la antena rectangular, donde la alimentación de la misma se realiza mediante una línea microcinta de anchura  $w$ .  $L$  y  $W$  son la longitud y anchura de la antenna,  $L_m$  y  $W_m$  son las dimensiones del plano de masa utilizado (longitud y anchura) y  $L_A$  es la longitud de la línea de alimentación.



**Fig. 3.1** – Esquema de la antena rectangular

En los siguientes puntos veremos las dimensiones de la antena para cada una de las frecuencias de funcionamiento a las que ha sido diseñada, así como los resultados

obtenidos para éstas con los dos simuladores electromagnéticos (*CONCERTO* y FDTD propio) y los medidos en laboratorio.

El sustrato utilizado para todos los diseños de antenas rectangulares es Clad, cortesía de Gil Technologies. Este sustrato tiene una constante dieléctrica de 3.2 y un grosor de dieléctrico de 1.52mm [I.148].

### 3.2.1 – Antena rectangular en banda L

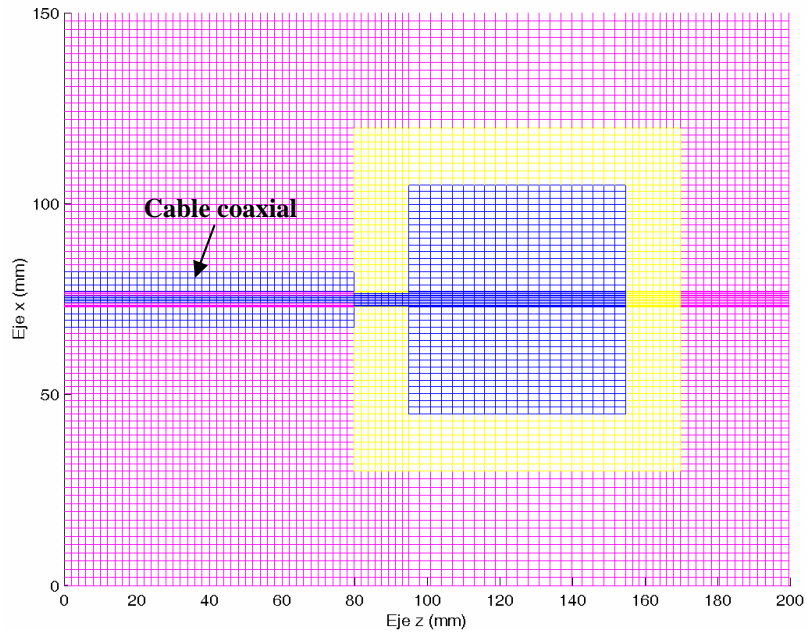
En este caso la frecuencia de resonancia que se espera para la antena es de aproximadamente 1.4GHz. Las dimensiones de diseño de la misma para el sustrato utilizado son las mostradas en la tabla 3.1<sup>1</sup>, donde la anchura de la línea de alimentación de la antena se obtiene para que la impedancia característica de la misma sea de 50Ω.

Antena		Alimentación		Plano de masa	
L	W	w	L <sub>A</sub>	L <sub>m</sub>	W <sub>m</sub>
59.74 mm	59.9 mm	3.66 mm	15 mm	90 mm	90 mm

**Tabla 3.1** – Dimensiones de la antena rectangular en banda L.

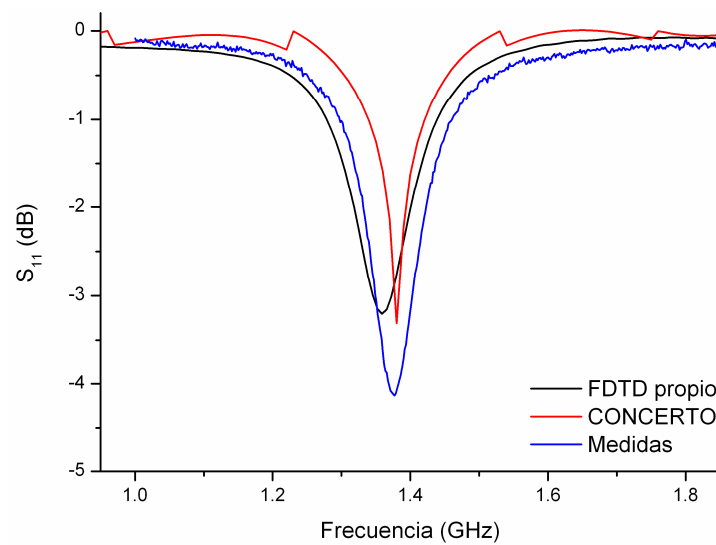
A modo de ejemplo, en la figura 3.2 se muestra el mallado realizado para este tipo de antena con nuestro simulador FDTD. Como se comentó en el capítulo anterior, el mallado se realiza de forma “manual” indicando mediante bucles “for” las propiedades eléctricas de cada punto de cálculo para cada una de las celdas en las que se divide el problema. Una vez realizado este mallado, y generados los ficheros que contienen la información sobre el mismo, se representa mediante Matlab para comprobar que es correcto. En la figura, el color azul representa el metal, el amarillo la cara superior del sustrato dieléctrico y el magenta representa el aire. La alimentación de la antena se ha realizado mediante un cable coaxial cuadrado de 50Ω de impedancia, utilizado igualmente en el resto de las antenas analizadas [I.149]. El problema se ha simulado con 91x52x91 mallas (dirección x, dirección y, dirección z).

<sup>1</sup> El diseño detallado de todas las antenas que analizaremos en este capítulo se puede encontrar en [I.145]



**Fig. 3.2** – Mallado de la antena rectangular en banda L

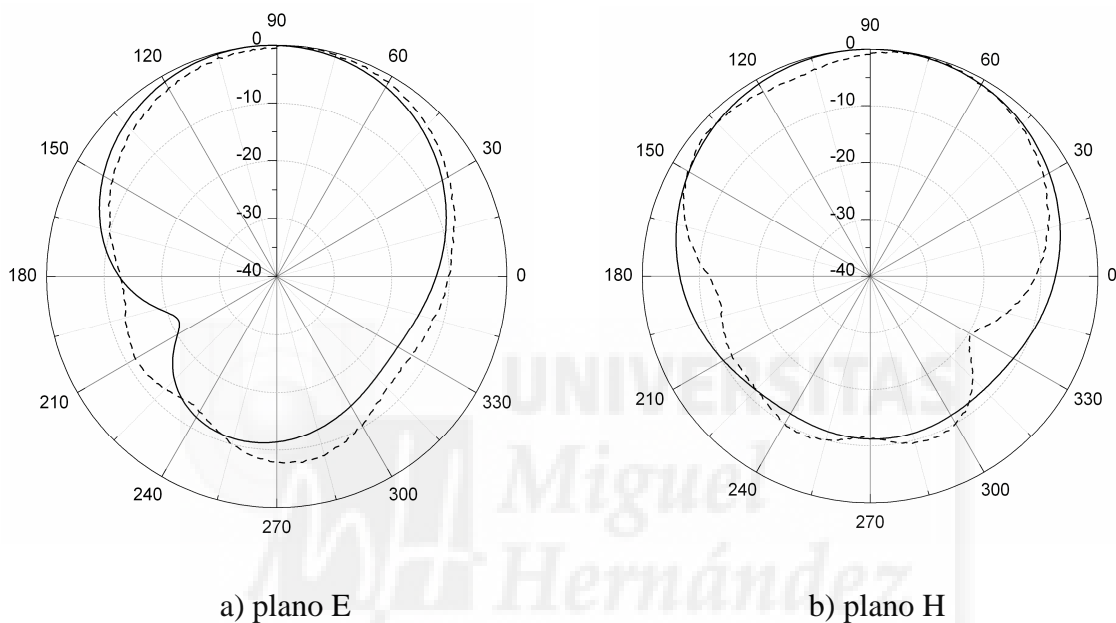
En la figura 3.3 se muestran las pérdidas de retorno de la antena, comparando los resultados obtenidos con nuestro simulador FDTD, los obtenidos con el simulador comercial *CONCERTO* y las medidas realizadas sobre el prototipo fabricado (medidas realizadas con el analizador de redes *E8363B* de Agilent Technologies). Como se puede comprobar, la concordancia entre los tres resultados es muy alta.



**Fig. 3.3** – Pérdidas de retorno de la antena rectangular en banda L

En la figura 3.4 se muestran los diagramas de radiación de la antena rectangular a 1.4GHz. En este caso sólo representamos los obtenidos con nuestro simulador y los medidos, ya que no disponemos de los diagramas simulados con el paquete comercial *CONCERTO*.

Vemos como también existe una buena concordancia entre los resultados obtenidos con nuestro simulador FDTD y los medidos en cámara anecoica con el analizador de redes *E8363B*.



**Fig. 3.4** – Diagramas de radiación de la antena rectangular en banda L  
 — FDTD propio      - - - - - Medidas

### 3.2.2 – Antena rectangular en banda C

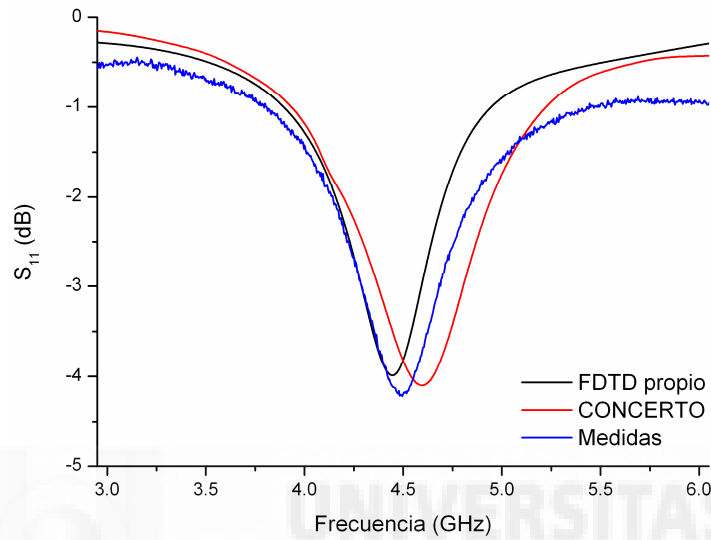
Para este diseño, la frecuencia de resonancia de la antena es de 4.7GHz. Las dimensiones de diseño obtenidas para el sustrato utilizado (Clad) se muestran en la siguiente tabla.

Antena		Alimentación		Plano de masa	
L	W	w	L <sub>A</sub>	L <sub>m</sub>	W <sub>m</sub>
17.37 mm	17.84 mm	2.5 mm	11.5 mm	41 mm	41 mm

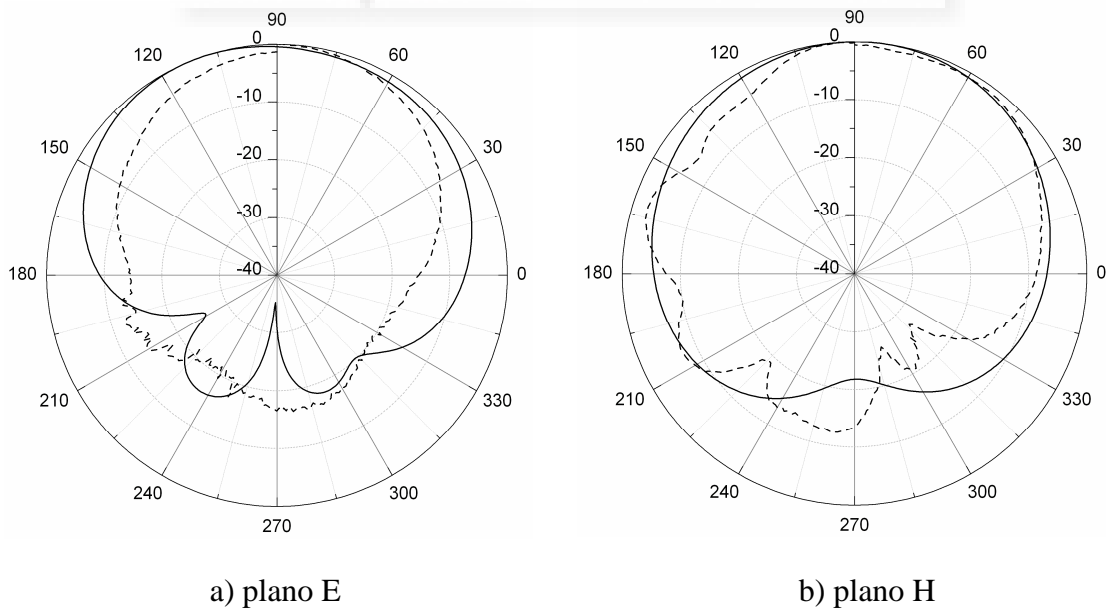
**Tabla 3.2** – Dimensiones de la antena rectangular en banda C.

Las pérdidas de retorno para la antena, obtenidas con el simulador FDTD propio, con *CONCERTO* y medidas se muestran en la figura 3.5.

En la figura 3.6 se presentan los diagramas de radiación en plano E y plano H para la antena, tanto simulados con el algoritmo FDTD propio como medidos.



**Fig. 3.5** – Pérdidas de retorno de la antena rectangular en banda C.

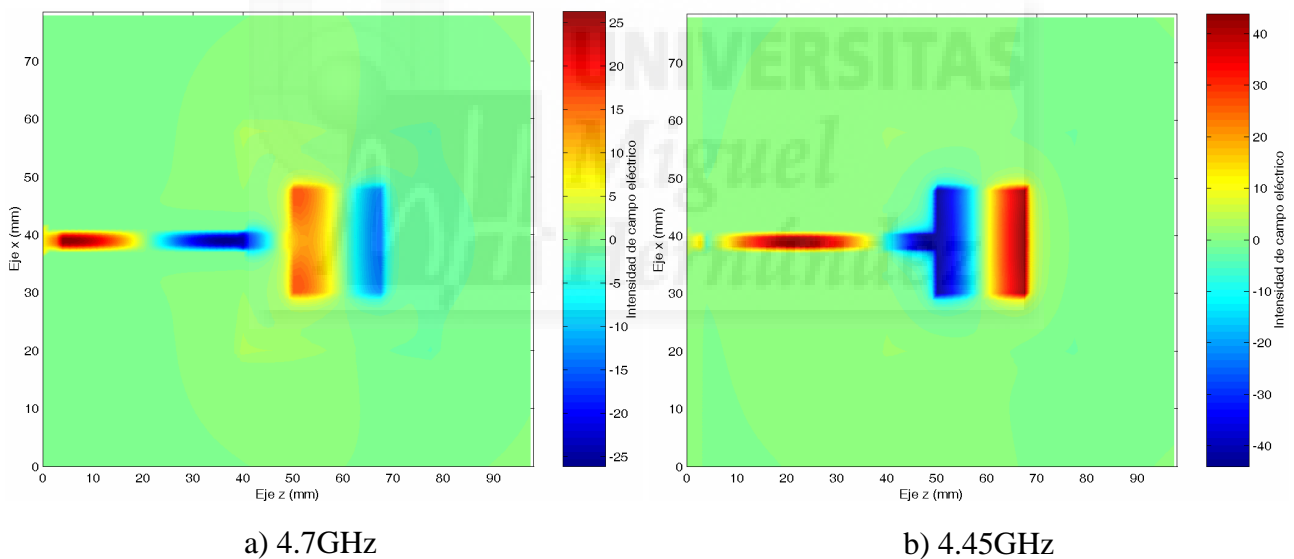


**Fig. 3.6** – Diagramas de radiación de la antena rectangular en banda C  
 — FDTD propio      - - - - - Medidas



A la vista de las figuras anteriores se observa la excelente concordancia entre los resultados obtenidos para las pérdidas de retorno con el código FDTD propio, con *CONCERTO* y con las medidas. La misma conclusión se puede obtener a partir de los diagramas de radiación mostrados en la figura 3.6.

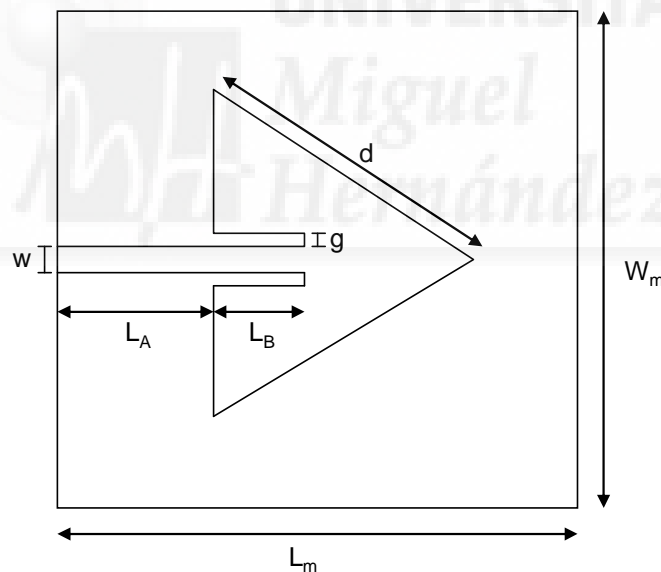
En la siguiente figura (fig. 3.7), y a modo de ejemplo, se muestra la distribución de campo de la antena, obtenida con el simulador FDTD desarrollado, en un corte longitudinal de la misma. El plano en el que se ha obtenido el campo eléctrico está situado justo debajo del parche radiante y el campo representado es el perpendicular a este plano ( $E_y$ ). Se ha representado la distribución a la frecuencia de diseño (4.7GHz) y a la frecuencia central de funcionamiento en la que se obtiene la radiación de la antena en la simulación (4.45GHz). Como era de esperar los campos obtenidos son más intensos cuando se evalúan a la frecuencia real de resonancia, ligeramente desplazada respecto a la de diseño.



**Fig. 3.7** – Distribución de campo en la antena rectangular en banda C

### 3.3 – Antenas triangulares

En este caso las antenas evaluadas son antenas triangulares equiláteras. Para el diseño de éstas también se dispone de fórmulas analíticas en la bibliografía [I.8, I.150, I.151]. En la figura 3.8 se muestra el esquema de esta antena, donde la alimentación se realiza mediante una línea microcinta, pero en este caso no se alimenta la antena en uno de sus extremos, sino que mediante una hendidura realizada en la antena (llamada gap) la alimentación se realiza de forma embebida en su interior. Las dimensiones que caracterizan a la antena se muestran igualmente en la figura 3.8:  $d$  es la longitud de cada una de las caras del triángulo equilátero que forma la antena; la anchura de la microcinta de alimentación es  $w$ ;  $L_A$  es la longitud de la cinta de alimentación situada antes del parche radiante y  $L_B$  es la longitud de la alimentación dentro del parche;  $g$  es la anchura del gap utilizado para alimentar la antena en un punto situado en el interior del parche;  $L_m$  y  $W_m$  son la longitud y la anchura, respectivamente, del plano de masa utilizado.



**Fig. 3.8** – Esquema de la antena triangular equilátera

En los siguientes apartados estudiamos este tipo de antena para cada una de las bandas de frecuencias de interés. El sustrato utilizado en el diseño y fabricación de todas las antenas triangulares es Clad.

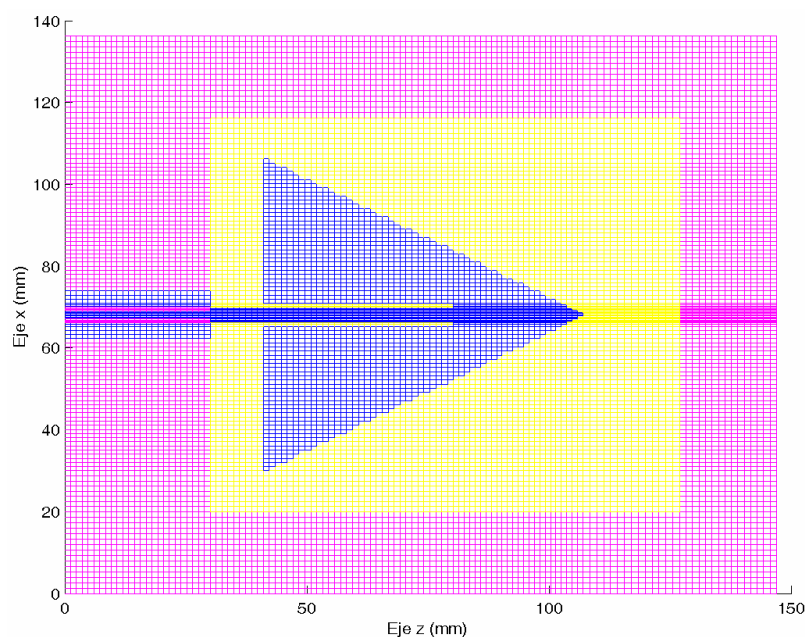
### 3.3.1 – Antena triangular en banda L.

Las dimensiones de la antena para la frecuencia de 1.4GHz son las mostradas en la siguiente tabla.

Antena			Alimentación		Plano de masa	
d	$L_B$	g	w	$L_A$	$L_m$	$W_m$
78.5 mm	39 mm	1 mm	3.66 mm	11 mm	100 mm	100 mm

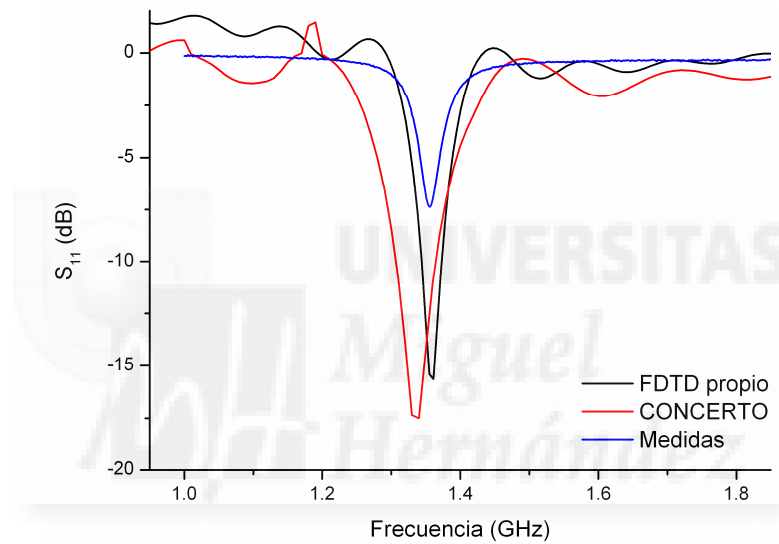
**Tabla 3.3** – Dimensiones de la antena triangular en banda L.

El mallado realizado con el código propio FDTD y representado en Matlab se muestra, a modo de ejemplo, en la figura 3.9. Igual que en las antenas rectangulares, el color azul representa metal, el amarillo la cara superior de dieléctrico del sustrato (interface sustrato-aire) y el magenta el recubrimiento de aire del espacio de simulación. En este caso, y debido al mallado rectangular del algoritmo FDTD utilizado, se aprecia el efecto “escalón” al intentar mallar los lados no rectangulares de la antena triangular. Para intentar minimizar este efecto, y que la antena mallada se parezca lo más posible al problema real a simular, se aumenta de forma notable el número de celdas necesarias en la simulación. En este caso, para la antena en banda L se ha utilizado 139x52x120 celdas (x, y, z). Igualmente, se puede apreciar en la figura la pequeña dimensión del “gap” realizado para la alimentación de la antena.



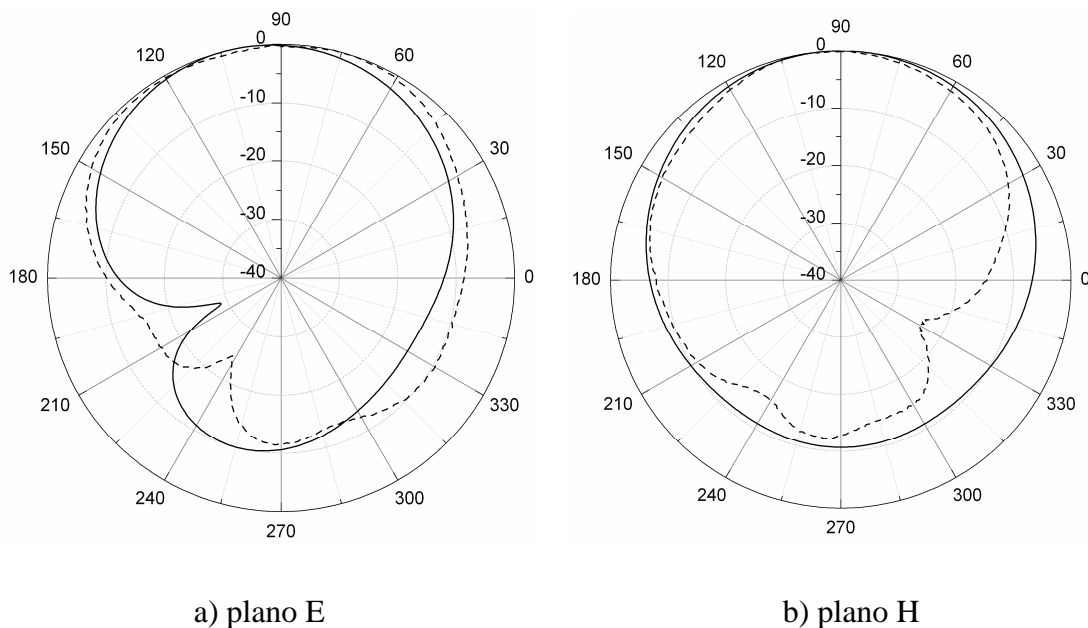
**Fig. 3.9** – Mallado de la antena triangular en banda L

En la figura 3.10 se muestran las pérdidas de retorno de la antena comparando los resultados obtenidos con el código FDTD desarrollado, el software *CONCERTO* y las medidas realizadas. Como se puede apreciar, se produce una buena concordancia entre los dos resultados simulados, tanto con el código FDTD desarrollado como con *CONCERTO*. Entre la simulación FDTD y la medida la concordancia también es buena, aunque los resultados simulados se ven afectados por el efecto “escalón” comentado anteriormente, reduciendo la similitud entre ambas gráficas. El módulo de mallado del paquete *CONCERTO* está basado igualmente en un mallado rectangular, por lo que este efecto “escalón” se produce también en los resultados obtenidos con este simulador.



**Fig. 3.10** – Pérdidas de retorno de la antena triangular en banda L.

Los diagramas de radiación tanto simulados con el código FDTD desarrollado, como medidos en cámara anecoica se muestran en la figura 3.11. Se obtiene una muy buena concordancia entre ellos.



**Fig. 3.11** – Diagramas de radiación de la antena triangular en banda L  
 — FDTD propio      - - - - - Medidas

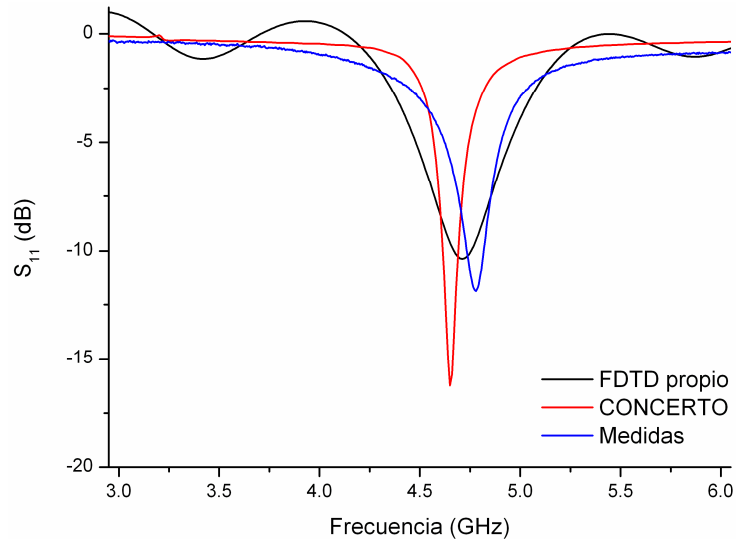
### 3.3.2 – Antena triangular en banda C.

En este caso, el diseño de la antena se realiza para una frecuencia de resonancia de 4.7GHz, obteniendo las siguientes dimensiones:

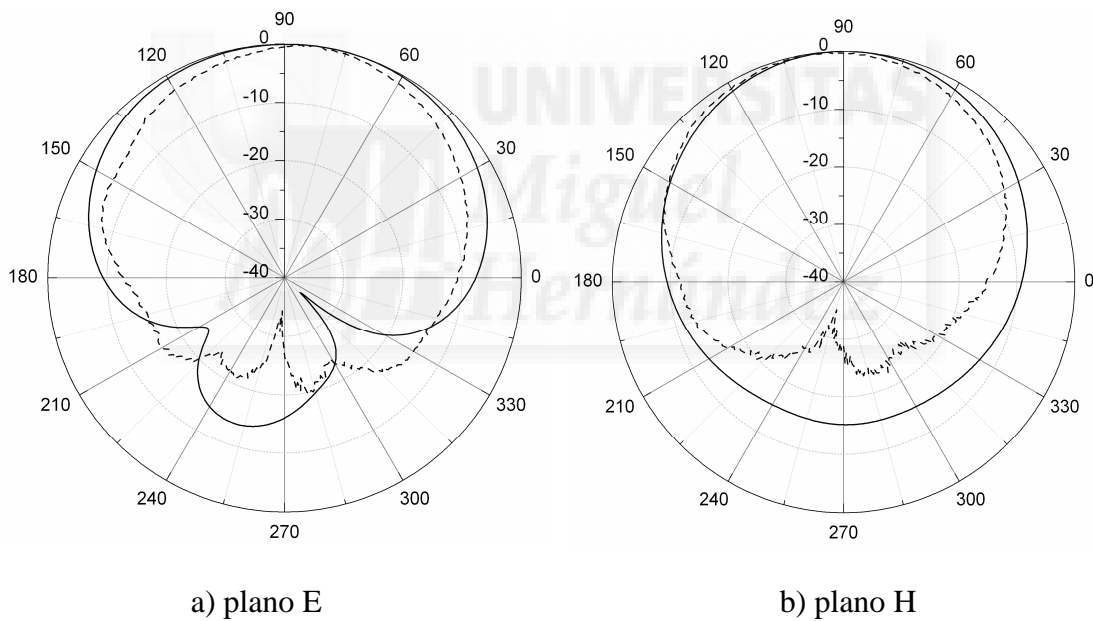
Antena			Alimentación		Plano de masa	
d	$L_B$	g	w	$L_A$	$L_m$	$W_m$
21.2 mm	10.5 mm	0.6 mm	1.8 mm	11.2 mm	44 mm	44 mm

**Tabla 3.4** – Dimensiones de la antena triangular en banda C.

Las pérdidas de retorno se muestran en la figura 3.12. Los diagramas de radiación en los planos E y H, tanto medidos como simulados con el código FDTD propio se presentan en la figura 3.13.

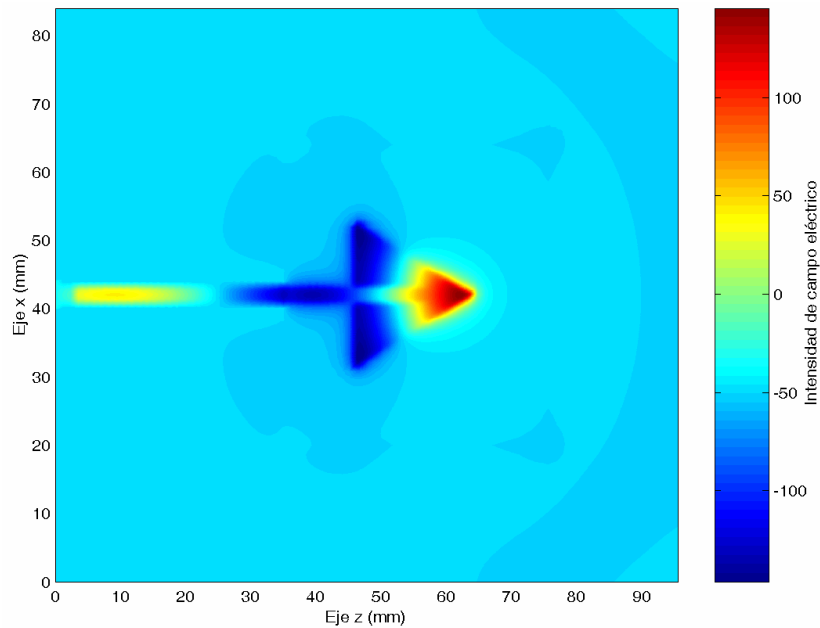


**Fig. 3.12** – Pérdidas de retorno de la antena triangular en banda C.



**Fig. 3.13** – Diagramas de radiación de la antena triangular en banda C  
 — FDTD propio      - - - - - Medidas

La distribución del campo eléctrico en el sentido del eje y (perpendicular al plano de la antena) se ha calculado justo debajo del parche radiante. En la figura 3.14 se representa esta distribución de la intensidad de campo. Como se puede observar, se produce un máximo muy significativo de campo justo en el vértice de la antena opuesto a la alimentación de la misma.



**Fig. 3.14** – Distribución de campo eléctrico en la antena triangular en banda C

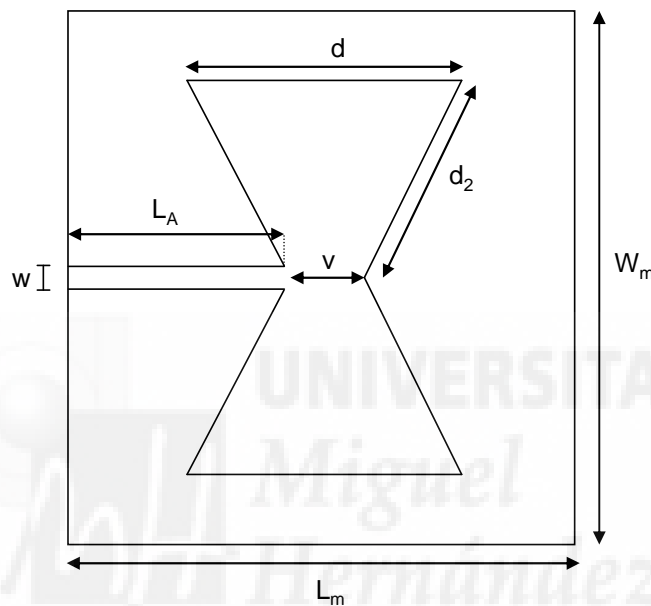
### 3.4 – Antenas bow-tie o pajarita

La antena bow-tie se puede considerar como dos antenas triangulares equiláteras, como las estudiadas en los apartados anteriores, unidas por el vértice [I.152, I.153, I.154]. En la figura 3.15 se muestra la geometría de esta antena. Como se puede observar el vértice de las antenas triangulares donde se realiza la unión entre ambas se separa una distancia  $v$ , que será uno de los parámetros de diseño. El resto de estos parámetros son:  $d$ , que es la longitud de diseño de cada una de las caras de los dos triángulos equiláteros que forman la antena;  $d_2$ , que es la longitud de los lados diagonales de la antena, teniendo en cuenta que el punto de unión de ambos triángulos está separado una distancia  $v$ ;  $w$  es la anchura de la línea microcinta de alimentación y  $L_A$  es la longitud de esta línea;  $L_m$  y  $W_m$  son, respectivamente, la longitud y la anchura del plano de masa de la antena.

A la hora de abordar el diseño de la antena bow-tie, se utilizan las mismas expresiones que para las antenas triangulares, pero teniendo en cuenta un par de consideraciones:

- Se han realizado numerosos estudios para determinar el valor de la separación del punto de unión de las dos antenas triangulares. Los resultados óptimos se encuentran cuando se cumple la relación  $\frac{d}{v} \cong 5$  [I.155].

- Los resultados experimentales obtenidos para este tipo de antena indican que el mejor comportamiento de la misma se corresponde con el modo  $TM_{11}$  (el modo fundamental de las antenas triangulares es el  $TM_{10}$ ). Esto implica que las antenas bow-tie tendrán un tamaño sensiblemente mayor al de las triangulares. La longitud de cada una de las caras de los dos triángulos que forman la antena bow-tie será aproximadamente  $\sqrt{3}$  veces la longitud de los lados de las antenas triangulares vistas en los apartados anteriores.



**Fig. 3.15** – Esquema de la antena bow-tie.

En los siguientes apartados veremos los resultados obtenidos para las antenas bow-tie a las tres frecuencias analizadas. El diseño de las antenas, así como un estudio en detalle de las mismas, se puede consultar en [I.154]

#### 3.4.1 – Antena bow-tie en banda L.

En la siguiente tabla se pueden consultar las dimensiones de la antena para una frecuencia de funcionamiento de alrededor de 1.4GHz. Debido al tamaño de la antena, se ha optado por utilizar un sustrato de bajo coste. En particular se trata de sustrato convencional para

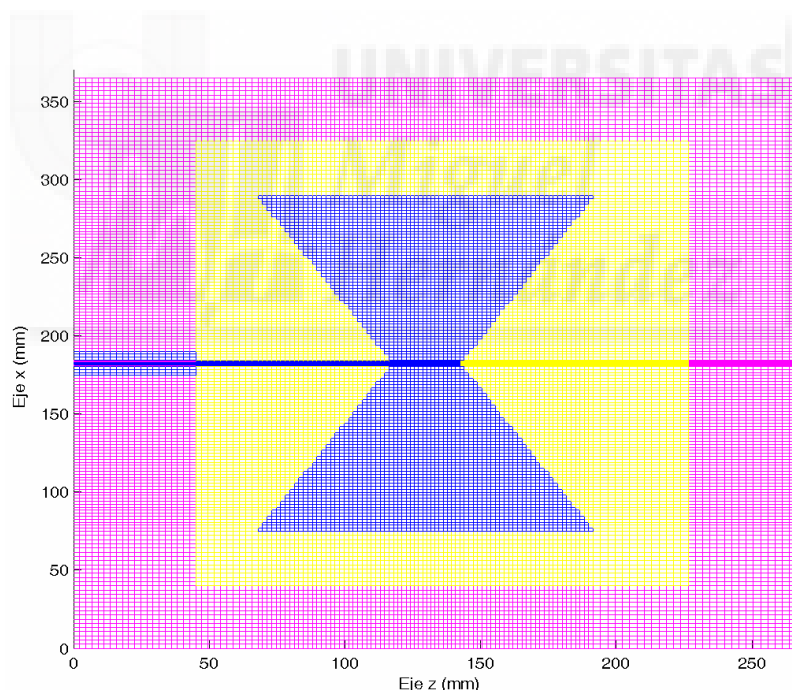


la fabricación de circuitos impresos, realizado con fibra de vidrio. La anchura del sustrato es de 1.52mm y la constante dieléctrica a esta frecuencia es de  $3.9^2$ .

Antena			Alimentación		Plano de masa	
d	d <sub>2</sub>	v	w	L <sub>A</sub>	L <sub>m</sub>	W <sub>m</sub>
124 mm	118 mm	25 mm	3.25 mm	72.5 mm	176 mm	284 mm

**Tabla 3.5** – Dimensiones de la antena bow-tie en banda L.

En la figura 3.16 se muestra el mallado realizado con el código propio FDTD y representado en Matlab. El código de colores utilizado es el mismo que se utilizó con las antenas rectangulares y las triangulares. Al igual que en estas últimas, al tener la antena caras no rectangulares se produce el efecto “escalón” en el mallado. Para minimizar, en la medida de lo posible, este efecto aumentamos considerablemente el número de celdas de mallado, que en este caso (banda L) es de 181x52x135 celdas (x, y, z).

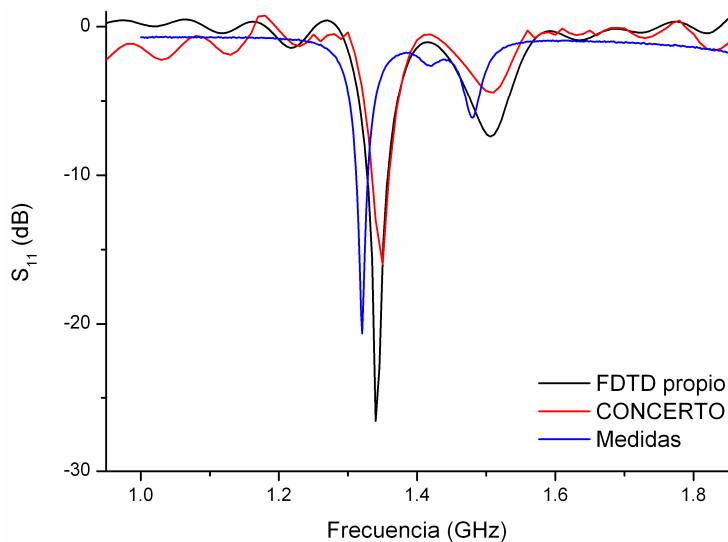


**Fig. 3.16** – Mallado de la antena bow-tie en banda L

En la figura 3.17 se presentan los resultados simulados con *CONCERTO*, con el código propio desarrollado y los medidos para la antena diseñada. Como se puede observar, la concordancia entre los resultados obtenidos con ambos simuladores es muy alta, mientras

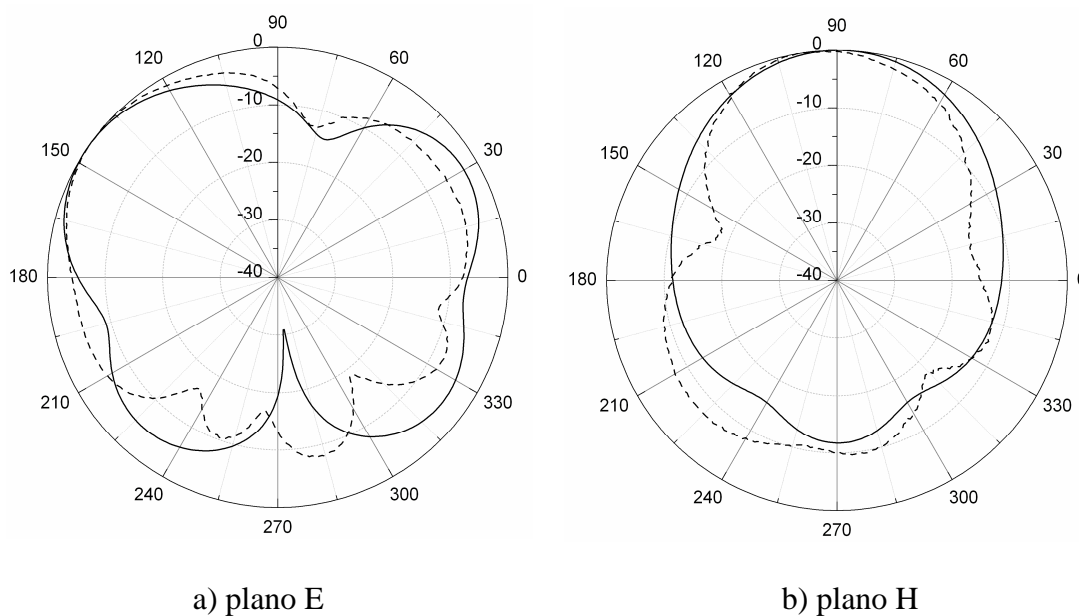
<sup>2</sup> La constante dieléctrica del sustrato se ha obtenido experimentalmente diseñando y fabricando con este sustrato, y a esta frecuencia, un filtro paso banda de respuesta conocida [I.156].

que entre los resultados medidos y simulados hay un pequeño desfase, debido principalmente al efecto escalón comentado anteriormente.



**Fig. 3.17** – Pérdidas de retorno de la antena bow-tie en banda L.

Los diagramas de radiación en los planos principales de la antena, medidos y simulados con el código desarrollado se muestran en la figura 3.18. La concordancia entre ambos resultados es buena.



**Fig. 3.18** – Diagramas de radiación de la antena bow-tie en banda L  
 — FDTD propio      - - - - Medidas

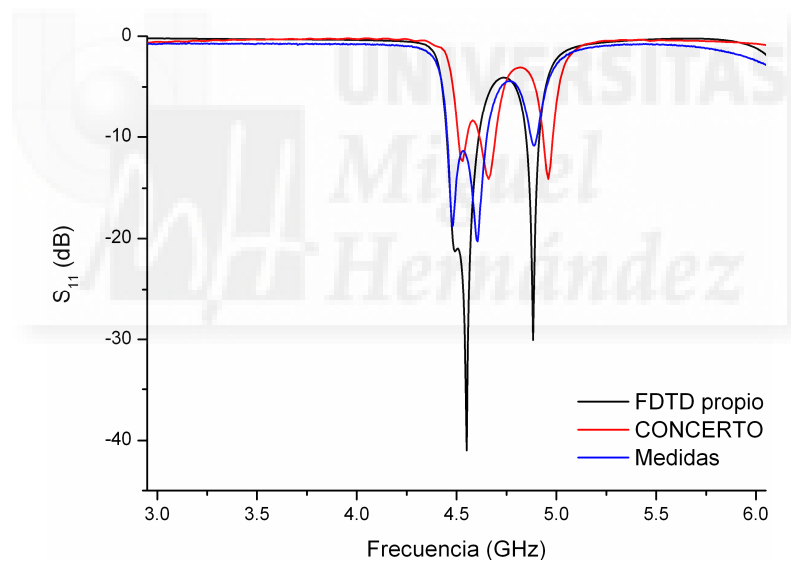
3.4.2 – Antena bow-tie en banda C.

Las dimensiones de diseño de la antena para una frecuencia de resonancia de 4.7GHz son las mostradas en la tabla 3.6. El sustrato utilizado en este caso es Clad ( $\epsilon_r=3.2$ ).

Antena			Alimentación		Plano de masa	
d	d <sub>2</sub>	v	w	L <sub>A</sub>	L <sub>m</sub>	W <sub>m</sub>
41.5 mm	39 mm	10 mm	3 mm	27 mm	71 mm	103 mm

**Tabla 3.6** – Dimensiones de la antena bow-tie en banda C.

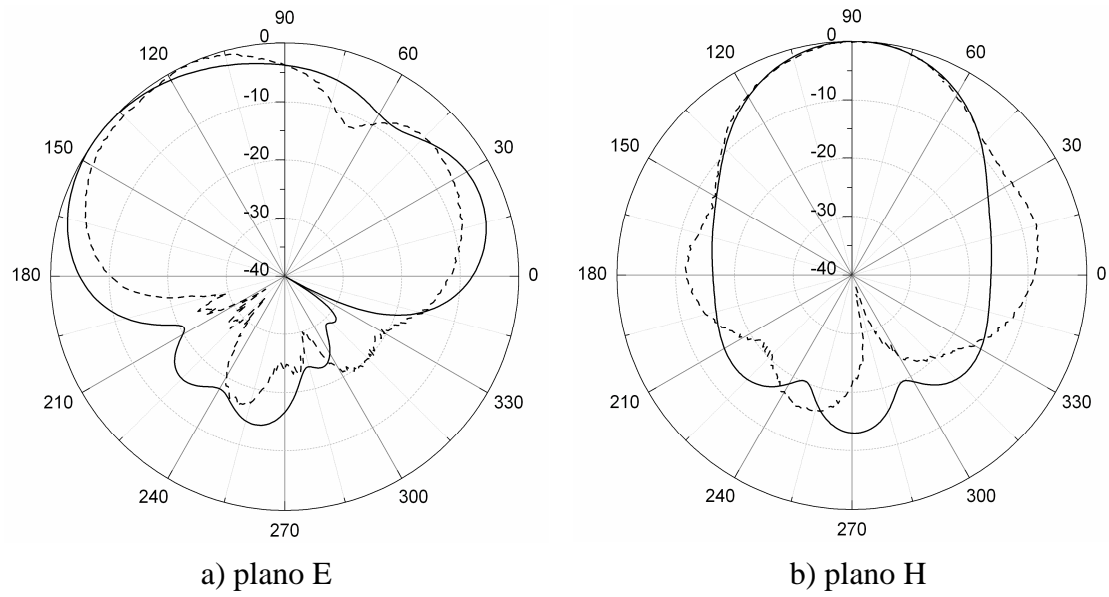
Las pérdidas de retorno para la antena bow-tie en banda C se muestran en la siguiente figura, donde destaca el gran parecido entre los resultados obtenidos con el simulador propio y los medidos.



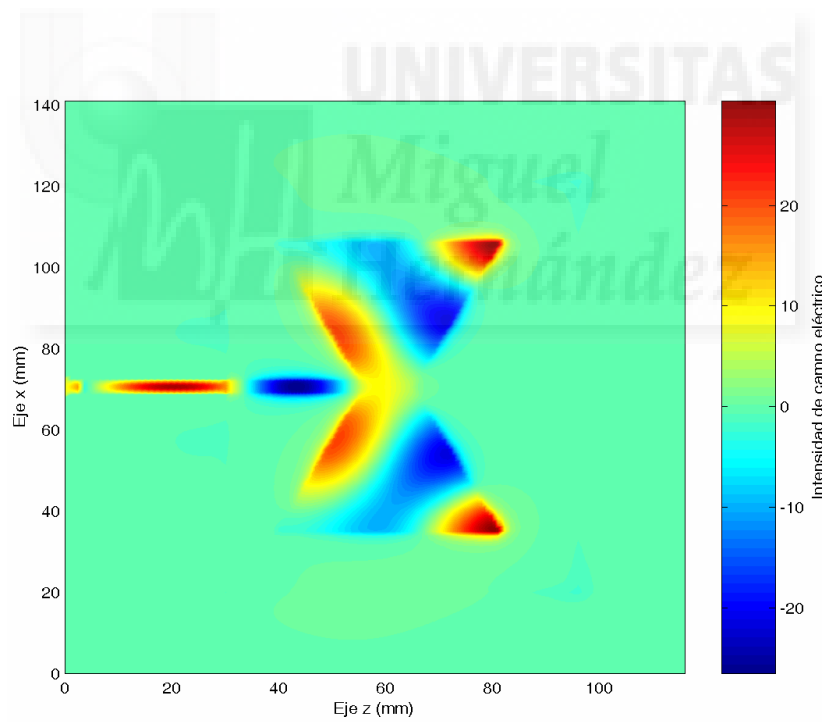
**Fig. 3.19** – Pérdidas de retorno de la antena bow-tie en banda C.

Los diagramas de radiación en plano E y plano H se muestran en la figura 3.20.

Durante la simulación con el código FDTD propio se ha calculado la distribución de campo eléctrico a la frecuencia de 4.7GHz en la zona de sustrato inmediatamente inferior al parche radiante. En la figura 3.21 se representa esta distribución para la componente E<sub>y</sub> del campo eléctrico. Como se puede observar, los máximos de radiación se producen en los vértices de la antena más alejados de la zona de alimentación de la misma.



**Fig. 3.20** – Diagramas de radiación de la antena bow-tie en banda C  
 — FDTD propio      - - - - - Medidas



**Fig. 3.21** – Distribución de campo eléctrico en la antena bow-tie en banda C

### 3.5 – Conclusiones sobre la validación del algoritmo FDTD

A la vista de los resultados mostrados en los apartados anteriores podemos extraer una serie de conclusiones sobre la puesta a punto y las características del código desarrollado para la simulación de antenas impresas.

La primera de estas conclusiones, y la más importante, es la excelente concordancia de los resultados obtenidos con nuestro código FDTD y los obtenidos tanto con el paquete comercial *CONCERTO* como con las medidas realizadas con el analizador de redes. Esta concordancia se ha obtenido tanto para las pérdidas de retorno como para los diagramas de radiación de las antenas, medidos en el interior de una cámara anecoica. Los buenos resultados se han obtenido para las tres antenas evaluadas, de muy distinta geometría y por tanto características de mallado muy diferentes, y para las dos frecuencias analizadas (1.42GHz y 4.7GHz), lo que ha permitido comprobar la precisión del simulador en un amplio rango de frecuencias.

Uno de los aspectos más importantes para un buen funcionamiento del simulador es el correcto mallado de la antena a caracterizar, ya que de la similitud que haya entre el problema en términos de celdas de mallado y el problema real depende directamente la concordancia entre los resultados medidos y simulados. En el simulador implementado, el mallado del problema se realiza de forma manual con un total control sobre las dimensiones de cada una de las celdas, por lo que este mallado es más preciso que en los simuladores comerciales (como *CONCERTO*), en los que el mallado se realiza a partir de la representación gráfica del problema a simular. Debido al mallado rectangular intrínseco del algoritmo FDTD se produce un efecto escalón al intentar mallar una superficie no rectangular (por ejemplo en las antenas triangulares y en las bow-tie). Este efecto hace que la geometría de la antena simulada no coincida con el problema real, por lo que los resultados medidos y los simulados difieren ligeramente. Para minimizar este efecto se debe aumentar considerablemente el número de celdas en el mallado de la antena, con el consabido aumento de tiempo de simulación y de recursos computacionales.

Como conclusión, y a la vista de los resultados obtenidos en los apartados anteriores, se ha demostrado la validez y precisión del código FDTD desarrollado ante distintas geometrías de antena y en un amplio rango frecuencial.

En el siguiente capítulo abordaremos el diseño de nuevas topologías de antenas impresas, utilizando el simulador implementado como herramienta básica.



**Referencias bibliográficas del Bloque I**

- [I.1] Página web del SIG (*Special Interest Group*) de Bluetooth:  
<http://www.bluetooth.com>, consultada en fecha 1/2/2008.
- [I.2] Página web del IEEE sobre el estándar 802.11: <http://www.ieee802.org/11/>, consultada en fecha 1/2/2008.
- [I.3] Página web del IEEE sobre el estándar 802.15.4:  
<http://www.ieee802.org/15/pub/TG4.html>, consultada en fecha 1/2/2008.
- [I.4] Página web del IEEE sobre el estándar 802.16:  
<http://grouper.ieee.org/groups/802/16/index.html>, consultada en fecha 1/2/2008.
- [I.5] Página web de la organización Wimedia Alliance, organismo que promueve la adopción del estándar UWB: <http://www.wimedia.org>, consultada en fecha 1/2/2008.
- [I.6] Deschamps, G.A., Microstrip microwave antennas, 3rd USAF Symposium on Antennas, 1953.
- [I.7] Munson, R.E., Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays, IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. AP-22, pp. 74-78, 1974.
- [I.8] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl, Apisak Ittipiboon, Microstrip antenna design handbook, Artech House, Massachusetts, 2001.
- [I.9] Kay Fong Lee, Wei Chen, Advances in microstrip and printed antennas, John Wiley and Sons, New York, 1997.
- [I.10] Girish Kumar, K.P. Ray, Broadband microstrip antennas, Artech House, Massachusetts, 2003.
- [I.11] Kin-Lu Wong, Planar antennas for wireless communications, John Wiley and Sons, New Jersey, 2003.
- [I.12] Hau-Wah Lai, Kwai-Man Luk, Wideband patch antenna fed by printed meandering strip, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 50, No 1, pp. 188-192, 2008.
- [I.13] Chih-Hsien Wu, Kin-Lu Wong, printed compact S-shaped monopole antenna with a perpendicular feed for pentaband mobile phone application, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 49, No 12, pp. 3172-3177, 2007.

- [I.14] Yun-Wen, Kin-Lu Wong, Internal compact dual-band printed loop antenna for mobile phone application, *IEEE Trans. on Antenna and Propagation*, vol. 55, No 5, pp. 1457-1462, 2007.
- [I.15] Y.-F. Ruan, Y.-X. Guo, K.-W. Khoo, X.-Q. Shi, Compact wideband antenna for wireless communications, *IET Microwave Antennas Propagation*, vol. 1, No 3, pp. 556-560, 2007.
- [I.16] P. Nepa, G. Manara, S. Mugnaini, G. Tribellini, S. Cioci, G. Albasini, E. Sacchi, Comparison of dual-band printed dipoles for WLAN mobile communication devices, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, No 1, pp. 81-87, 2008.
- [I.17] M.-H. Ho, G.-L. Chen, Reconfigured slot-ring antenna for 2.4/5.2 GHz dual-band WLAN operations, *IET Microwave Antennas Propagation*, vol. 1, No 3, pp. 712-717, 2007.
- [I.18] Jiechen Ding, Zhili Lin, Zhinong Ying, Sailing He, A compact ultra-wideband slot antenna with multiple notch frequency bands, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, No 12, pp. 3056-3060, 2007.
- [I.19] Ezzeldin A. Soliman, Walter de Raedt, Guy A. Vandenbosch, CPW-fed fractal bow-tie antenna, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, No 7, pp. 1587-1589, 2007.
- [I.20] Sachendra N. Sinha, Manish Jain, A self-affine fractal multiband antenna, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 110-112, 2007.
- [I.21] Jaume Anguera, Enrique Martínez-Ortigosa, Carles Puente, Jordi Soler, Broadband triple-frequency microstrip patch radiator combining a dual-band modified Sierpinski fractal and monoband antenna, *IEEE Trans. on Antenna and Propagation*, vol. 55, No 5, pp. 1457-1462, 2007.
- [I.22] R. Azaro, G. Boato, M. Donelli, G. Franceschini, A. Martini, A. Massa, Design of miniaturised ISM-band fractal antenna, *Electronics Letters*, vol. 41, No 14, pp. 785-786, 2005.
- [I.23] Reza Azadegan, Kamal Sarabandi, Bandwidth enhancement of miniaturized antennas using folded, complementary, and self-complementary realizations, *IEEE Trans. on Antenna and Propagation*, vol. 55, No 9, pp. 2435-2444, 2007.



- [I.24] Michitaka Ameya, Manabu Yamamoto, Toshio Nojima, Kiyohito Ito, Broadband printed dipole antenna employing self-complementary radiating element and microstrip line feed, *Electronics and Communications in Japan, Part 1*, vol. 89, No 12, pp. 62-74, 2006.
- [I.25] Kin-Lu Wong, Tzuenn-Yih Wu, Saou-Wen Su, Jeng-Wen Lai, Broadband printed quasi-self-complementary antenna for 2.2/5.8 GHz WLAN operation, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 39, No 6, pp. 495-496, 2000.
- [I.26] Eva Rajo-Iglesias, Luis Inclán-Sánchez, Luis-Enrique García-Muñoz, Analysis of patch antennas on a multilayer substrate with a embedded periodic structure, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, No 7, pp. 1717-1722, 2007.
- [I.27] Xiu-Ying Zhang, Quan Xue, Ben-Jie Hu, Sheng-Li Xie, A wideband antenna with dual printed L-probes for cross-polarization suppression, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, pp. 388-390, 2006.
- [I.28] Kaxue Ma, Shaoqiu Xiao, Jianguo Ma, K.T. Chan, K.S. Yeo, M.A. Do, Wide bandwidth stacked antenna on fourteen layers microwave board, *Microwave Symposium Digest, 2006, IEEE MTT-S International*, pp. 2031-2034, 2006.
- [I.29] X.L. Bao, G. Ruvio, M.J. Ammann, Low-profile dual-frequency GPS patch antenna enhanced with dual-band EBG structure, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, No 11, pp. 2630-2634, 2007.
- [I.30] R. Alkhatib, M. Drissi, Improvement of bandwidth and efficiency for directive superstrate EBG antenna, *Electronics Letters*, vol. 43, No 13, pp. 702-703, 2007.
- [I.31] A.R. Weily, K.P. Esselle, T.S. Bird, B.C. Sanders, Dual resonator 1-D EBG antenna with slot array feed for improved radiation bandwidth, *IET Microwave Antennas Propagation*, vol. 1, No 1, pp. 198-203, 2007.
- [I.32] Xiaojing Wang, Yang Hao, Dual-band operation of an electromagnetic band-gap patch antenna, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, No 10, pp. 2454-2458, 2007.
- [I.33] G. Lovat, P. Burghignoli, F. Capolino, D.R. Jackson, Combinations of low/high permittivity and/or permeability substrates for highly directive planar metamaterial antennas, *IET Microwave Antennas Propagation*, vol. 1, No 1, pp. 177-183, 2007.

- [I.34] Zi-bin Weng, Nai-biao Wang, Yong-chang Jiao, Fu-Shun Zhang, A directive patch antenna with metamaterial structure, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, No 2, pp. 456-459, 2007.
- [I.35] Dong H. Lee, Young J. Lee, Junho Yeo, Raj Mittra, Wee S. Park, Design of metamaterial superstrates and substrates for directivity and port isolation enhancement of a dual-frequency dual-polarization microstrip antenna, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, No 9, pp. 1873-1876, 2006.
- [I.36] Chih-Ming Su, Kin-Lu Wong, Wen-Shyang Chen, Yuan-Tung Cheng, A microstrip-coupled printed inverted-F monopole antenna, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 43, No 6, pp. 470-472, 2004.
- [I.37] J. Jung, H. Lee, Y. Lim, Modified meander line monopole antenna for broadband operation, *Electronics Letters*, vol. 43, No 22, pp., 2007.
- [I.38] W.-C. Liu, H.-J. Liu, Compact CPW-fed monopole antenna for 5 GHz wireless application, *Electronics Letters*, vol. 42, No 15, pp. 837-839, 2006.
- [I.39] K.M. Luk, Sai Hoi Wong, A printed high-gain monopole antenna for indoor wireless LANs, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 41, No 3, pp. 177-180, 2004.
- [I.40] Kin-Lu Wong, Ting-Chih Tseng, Fu-Ren Hsiao, Tsung-Wen Chiu, High-gain omnidirectional printed collinear antenna, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 44, No 4, pp. 348-351, 2005.
- [I.41] Shih-Huang Yeh, Kin-Lu Wong, Dual-band F-shaped monopole antenna for 2.4/5.2 GHz WLAN application, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 72-75, 2002.
- [I.42] M.J. Ammann, R. Farrell, Dual-band monopole antenna with stagger-tuned arms for broadbanding, *IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, IWAT 2005*, pp. 278-281, 2005.
- [I.43] Jeun-Wen Wu, Hai-Ming Hsiao, Jui-Han Lu, Yau-Der Wang, Dual broadband T-shaped monopole antenna for wireless communication, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 470-473, 2005.

- [I.44] Hai-Ming Hsiao, Jui-Han Lu, Jeun-Wen Wu, Y-shaped monopole antenna with dual-broadband operation for WLAN, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, No 8, pp. 1476-1480, 2006.
- [I.45] Chien-Yuan Pan, Tzyy-Sheng Horng, Wen-Shan Chen, Chie-Hsiang Huang, Dual wideband printed monopole antenna for WLAN/WiMAX applications, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 149-151, 2007.
- [I.46] M.N Suma, Rohit K. Raj, Manoj Joseph, P.C. Bybi, P. Mohanan, A compact dual band planar branched monopole antenna for DCS/2.4-GHz WLAN applications, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, No 5, pp. 275-277, 2006.
- [I.47] Yuehe Ge, Karu P. Esselle, Trevor S. Bird, Small quad-band WLAN antenna, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 56-59, 2005.
- [I.48] J. Jung, K. Seol, W. Choi, J. Choi, Wideband monopole antenna for various mobile communication applications, *Electronics Letters*, vol. 41, No 24, pp. 1313-1314, 2005.
- [I.49] X.L. Bao, M.J. Ammann, Investigation on UWB printed monopole antenna with rectangular slitted groundplane, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, No 7, pp. 1585-1587, 2007.
- [I.50] Xian-Ling Liang, Shun-Shi Zhong, Wei Wang, UWB printed circular monopole antenna, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, No 8, pp. 1532-1534, 2006.
- [I.51] K. Rambabu, H.A. Thiart, J. Bornemann, S.Y. Yu, Ultrawideband printed-circuit antenna, *IEEE Trans. on Antenna and Propagation*, vol. 54, No 12, pp. 3908-3911, 2006.
- [I.52] K. Francis Jacob, M.N. Suma, Rohith K. Raj, Manoj Joseph, P. Mohanan, Planar branched monopole antenna for UWB applications, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, No 1, pp. 45-47, 2007.
- [I.53] G. Ruvio, M.J. Ammann, From L-shaped planar monopoles to a novel folded antenna with wide bandwidth, *IEE Proc. Microwave Antenna Propagation*, vol. 153, No 5, pp. 456-460, 2006.

- [I.54] Saou-Wen (Stephen) Su, Jui-Hung Chou, Kin-Lu Wong, Internal ultrawideband monopole antenna for wireless USB dongle applications, *IEEE Trans. on Antenna and Propagation*, vol. 55, No 4, pp. 1180-1183, 2007.
- [I.55] Y. Qian, W.R. Deal, N. Kaneda, T. Itoh, Microstrip-fed quasi-Yagi antenna with broadband characteristics, *Electronics Letters*, vol. 34, No 23, pp. 2194-2196, 1998.
- [I.56] Noriaki Kaneda, W.R. Deal, Yongxi Qian, Rod Waterhouse, Tatsuo Itoh, A broadband planar Quasi-Yagi antenna, *IEEE Trans. on Antenna and Propagation*, vol. 50, No 8, pp. 1158-1160, 2002.
- [I.57] Saou-Wen (Stephen) Su, Jui-Hung Chou, Kin-Lu Wong, A novel Yagi-Uda dipole array fed by a microstrip-to-CPS transition, *Asia Pacific Microwave Conf. Dig.*, Yokohama, Japan, pp. 1413-1416, 1998.
- [I.58] J. Sor, Yongxi Qian, T Itoh, Coplanar waveguide fed quasi-Yagi antenna, *Electronics Letters*, vol. 36, No 1, pp. 1-2, 2000.
- [I.59] Noriaki Kaneda, Yongxi Qian, Tatsuo Itoh, A broad-band microstrip-to-waveguide transition using quasi-Yagi antenna, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, No 12, pp. 2562-2567, 1999.
- [I.60] Mikko Sironen, Yongxi Qian, Tatsuo Itoh, A 60 GHz conical horn antenna excited with quasi-Yagi antenna, *IEEE Microwave Theory and Techniques Society Digest*, pp. 547-550, 2001.
- [I.61] James Sor, W.R. Deal, Y. Qian, T. Itoh, A broadband quasi-Yagi antenna array, 29<sup>th</sup> European Microwave Conference, pp. 255-258, Munich, 1999.
- [I.62] Yongxi Qian, W.R. Deal, Noriaki Kaneda, Tatsuo Itoh, A uniplanar quasi-Yagi antenna with wide bandwidth and low mutual coupling characteristics, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 924-927, Orlando, 1999.
- [I.63] William R. Deal, Noriaki Kaneda, James Sor, Yongxi Qian, Tatsuo Itoh, A new quasi-Yagi antenna for planar active antenna arrays, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, No 6, pp. 910-918, 2000.
- [I.64] Phillip R. Grajek, Bernhard Schoenlinner, Gabriel M. Rebeiz, A 24-GHz high-gain Yagi-Uda antenna array, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 52, No 5, pp. 1257-1261, 2004.

- [I.65] Karim Mohammad Pour Aghdam, Mahmoud Kamarei, The design of an dual polarized quasi-Yagi antenna array, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, No 6, pp. 1164-1169, 2006.
- [I.66] Santos Herrero Arias, J. Enrique Fernández del Río, Optimización de la directividad de antenas quasi-Yagi sobre FR-4 para aplicaciones WiFi, XX Symposium Nacional de la URSI, Gandia, 2005.
- [I.67] Tatsuo Itoh, Integrated antenna and packaging technology for future mm-wave wireless systems, artículo de investigación publicado en:  
[http://www.ucop.edu/research/micro/98\\_99/98\\_064.pdf](http://www.ucop.edu/research/micro/98_99/98_064.pdf), consultada en fecha 1/2/2008)
- [I.68] Takahide Nishio, Yuanxun Wang, Tatsuo Itoh, A frequency-controlled beam-steering array with mixing frequency compensation for multichannel applications, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 52, No 4, pp. 1039-1048, 2004.
- [I.69] Feng-Chi E. Tsai, Marek E. Bialkowski, Design of a X-band tray-type spatial power combiner using uniplanar quasi-Yagi antennas, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 42, No 4, pp. 307-311, 2004.
- [I.70] C.-J. Lee, K.M.K.H. Leong, T. Itoh, Broadband microstrip-to-CPS and microstrip-to-CPW transitions using composite right/left-handed metamaterial transmission lines, *IEE Proc. Microwave Antenna Propagation*, vol. 153, No 3, pp. 241-246, 2006.
- [I.71] M. Abdalla, S. Salous, Uniplanar wideband quasi-Yagi antenna for multiple antenna channel measurements, London Communications Symposium, 2002.
- [I.72] Kevin M.K.H. Leong, Yongxi Qian, Tatsuo Itoh, Surface wave enhanced broadband planar antenna for wireless applications, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, No 2, pp. 62-64, 2001.
- [I.73] Xiao-Peng Lu, Yan Li, Novel broadband printed dipole, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, No 10, pp. 1996-1998, 2006.
- [I.74] Dau-Chyrh Chang, Cheng-Bing Chang, Ji-Chyun Liu, Modified planar quasi-Yagi antenna for WLAN dual-band operation, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, No 5, pp. 443-446, 2005.

- [I.75] Kihun Chang, Hyungrak Kim, Young Joong Yoon, A triple-band printed dipole antenna using parasitic elements, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 47, No 3, pp. 221-223, 2005.
- [I.76] Kin-Lu Wong, Fu-Ren Hsiao, Tzung-Wern Chiou, Omnidirectional planar dipole array antenna, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 52, No 2, pp. 624-628, 2004.
- [I.77] Fu-Ren Hsiao, Kin-Lu Wong, Omnidirectional planar folded dipole antenna, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 52, No 7, pp. 1898-1902, 2004.
- [I.78] Chih-Ming Su, Hong-Twu Chen, Kin-Lu Wong, Printed dual-band dipole antenna with U-slotted arms for 2.4/5.2 GHz WLAN operation, *Electronics Letters*, vol. 38, No 22, pp. 1308-1309, 2002.
- [I.79] Chia-Ching Lin, Chih-Ming Su, Fu-Ren Hsiao, Kin-Lu Wong, Printed folded dipole array antenna with directional radiation for 2.4/5 GHz WLAN operation, *Electronics Letters*, vol. 39, No 24, pp. 1698-1699, 2003.
- [I.80] Yung-Tao Liu, Ting-Chih Tseng, Kin-Lu Wong, High-gain printed dipole antenna, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, No 3, pp. 214-218, 2005.
- [I.81] Yin Yingzeng, Zhao Na, Zheng Huili, Guo Yumei, High performance planar antenna array for broadband WLAN applications, *Proceedings of IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, pp. 220-223, 2005.
- [I.82] Jhin-Fang Huang, Mao-Hsiu Hsu, Jia-Wei Liang, Wideband printed and double-sided dipole pair antennas with a parallel reflector, *Proceedings of IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, pp. 1635-1638, 2005.
- [I.83] Abdelnasser A. Eldek, Atef Z. Elsherbeni, Charles E. Smith, Kai-Fong Lee, Wideband slot antennas for radar applications, *Proceedings of IEEE Radar Conference*, pp. 79-84, 2003.
- [I.84] Xian-Ling Liang, Shun-Shi Zhong, Chun-Hui Li, T-shaped slot antenna for 2.4/5.2GHz WLAN operation, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, No 11, pp. 2156-2158, 2006.

- [I.85] Guiping Zheng, Ahmed A. Kishk, Allen W. Glisson, Alexander B. Yakovlev, A broadband printed bowtie antenna with a simplified balanced feed, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 47, No 6, pp. 534-536, 2005.
- [I.86] Abdelnasser A. Eldek, Atef Z. Elsherbeni, Charles E. Smith, Wide-band modified printed bow-tie antenna with single and dual polarization for C- and X-band applications, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 53, No 9, pp. 3067-3072, 2005.
- [I.87] Abdelnasser A. Eldek, Atef Z. Elsherbeni, Charles E. Smith, Wideband 2D array of microstrip fed rectangular-slot antennas for radar applications, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, No 1, pp. 36-40, 2005.
- [I.88] Theodore G. Vasiliadis, George D. Sergiadis, Wideband printed dipole antenna parasitically enhanced with over-an-octave bandwidth. Dual-band variant for WLAN applications, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, No 3, pp. 444-449, 2006.
- [I.89] Jena-Marie Floch, Hatem Rmili, Design of multibanda printed dipole antennas using parasitic elements, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, No 8, pp. 1639-1645, 2006.
- [I.90] G. Zheng, A.A. Kishk, A.W. Glisson, A. B. Yakovlev, Simplified feed for modified printed Yagi antenna, *Electronics Letters*, vol. 40, No 8, pp. 464-465, 2004.
- [I.91] E. Huang, T. Chiu, Printed Yagi antenna with multiple reflectors, *Electronics Letters*, vol. 40, No 19, pp. 1165-1166, 2004.
- [I.92] M. Murata, K. Li, T. Matsui, Planar active Yagi-like antenna, *Electronics Letters*, vol. 36, No 23, pp. 1912-1913, 2000.
- [I.93] Sergei P. Skobelev, Performance of Yagi-Uda elements in planar array antennas for limited-scan applications, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 34, No 2, pp. 141-145, 2002.
- [I.94] P.F. Wahid, M.A. Ali, B.C. DeLoach Jr., A reconfigurable Yagi antenna for wireless communications, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 38, No 2, pp. 140-141, 2003.
- [I.95] F. Tefiku, C.A. Grimes, Low-cost antenna of series-fed printed strip dipoles, *Electronics Letters*, vol. 35, No 12, pp. 946-947, 1999.

- [I.96] A.A. Eldek, Design of double dipole antenna with enhanced usable bandwidth for wideband phased array applications, *Progress in Electromagnetics Research, PIER* 59, pp. 1-15, 2006.
- [I.97] Faton Tefiku, Craig A. Grimes, Design of broad-band and dual-band antennas comprised of series-fed printed-strip dipole pairs, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 48, No 6, pp. 895-900, 2000.
- [I.98] Young-Ho Suh, Kai Chang, Low cost microstrip-fed dual frequency printed dipole antenna for wireless communications, *Electronics Letters*, vol. 36, No 14, pp. 1177-1179, 2000.
- [I.99] Shau-Gang Mao, Shiou-Li Chen, Jen-Chun Yeh, Broadband series-fed printed dipole arrays with mutual coupling, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, No 5, pp. 1044-1047, 2007.
- [I.100] Hugh K. Smith, Paul E. Mayes, Log-periodic array of dual-feed microstrip patch antennas, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 39, No 12, pp. 1659-1664, 1991.
- [I.101] B.L. Ooi, K. Chew, M.S. Leong, Log-periodic slot antenna array, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 25, No 1, pp. 24-27, 2000.
- [I.102] Gijo Augustin, S.V. Shynu, C.K. Aanandan, P. Mohanan, K. Vasudevan, A novel electronically scannable log-periodic leaky-wave antenna, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 45, No 2, pp. 163-165, 2005.
- [I.103] S.H. Kim, J.H. Choi, J.W. Baik, Y.S. Kim, CPW-fed log-periodic dumb-bell slot antenna array, *Electronics Letters*, vol. 42, No 8, pp. 436-438, 2006.
- [I.104] Shih-Yuan Chen, Po-Hsiang Wang, Powen Hsu, Uniplanar log-periodic slot antenna fed by a CPW for UWB applications, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, pp. 256-259, 2007.
- [I.105] Arti Vaish, Manoj Singh, Design and analysis of four cells log periodic trapezoid microstrip antenna, *International Conference on Signal Processing, Communications and Networking, ICSCN '07*, pp. 299-301, 2007.
- [I.106] M.K.A. Rahim, P. Gardner, The design of nine elements quasi microstrip log periodic antenna, *Proceedings of RF and Microwave Conference, RFM 2004*, pp. 132-135, 2004.



- [I.107] Mohamad Kamal A. Rahim, Mohamad Nazri Abdul Karim, Thaleha Masri, Azhari Asrokin, Comparison between straight and U shape of ultra wide band microstrip antenna using log periodic technique, IEEE International Conference on Ultra-Wideband, ICUWB 2007, pp. 696-699, 2007.
- [I.108] K.M.P. Aghdam, R. Faraji-Dana, J. Rashed-Mohassel, Compact dual-polarisation planar log-periodic antennas with integrated feed circuit, IEE Proc. Microwave, Antennas and Propagation, vol. 152, No. 5, pp. 359-366, 2005
- [I.109] Ram Pal, H. Sudhir, M. Bharath Jyothi, A novel ultra-wideband polarization-agile antenna, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 36, No 1, pp. 42-46, 2003.
- [I.110] Özgür Ergül, Levent Gürel, Design of circular log-periodic arrays using electromagnetic simulations, International Symposium IEEE Antennas and Propagation Society, pp. 4023-4026, 2006.
- [I.111] Mohammad M. Tajdini, Madmoud Shahabadi, Wideband planar log-periodic antenna, International Workshop on Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications, IWAT '07, pp. 331-334, 2007.
- [I.112] Qiu Jinghui, Lin Shu, Yang Caitian, You Qidi, A novel printed fractal log-periodic dipole antenna, 5th International Conference on Microwave Electronics: Measurements, Identification, Applications, MEMIA '05, pp. 50-53, 2005.
- [I.113] L. C. Godara, Handbook of antennas in wireless communications, CRC Press, New York, 2002.
- [I.114] Página web del software *IE3D*, de Zeland Software Inc.:  
<http://www.zeland.com/ie3d.htm>, consultada en fecha 1/2/2008.
- [I.115] Página web del software *Singula*, de Integrated Engineering Software:  
<http://www.integratedsoft.com/products/singula/>, consultada en fecha 1/2/2008.
- [I.116] Página web del software *MWS*, de Computer Simulation Technology:  
<http://www.cst.com/Content/Products/MWS/Overview.aspx>, consultada en fecha 1/2/2008.
- [I.117] Jianming Jin, The Finite Element Method in Electromagnetics, 2nd Edition, Wiley-IEEE Press, 2002

- [I.118] Página web del software *HFSS*, de Ansoft Corporation:  
<http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>, consultada en fecha 1/2/2008.
- [I.119] Página web del software *COMSOL Multiphysics* de COMSOL A.B.:  
<http://www.comsil.com>, consultada en fecha 1/2/2008.
- [I.120] Página web del software *ANSYS Multiphysics* de ANSYS Inc.:  
<http://www.ansys.com>, consultada en fecha 1/2/2008.
- [I.121] Página web del software *FEKO*, de EM Software & Systems S.A.:  
<http://www.feko.info>, consultada en fecha 1/2/2008.
- [I.122] K. S. Kunz, R. J. Luebbers, Finite difference time domain method for electromagnetics, CRC Press, Boca Raton, 1993.
- [I.123] T. A. Milligan, Modern antenna design, Jonh Wiley & Son, New Jersey, 2005
- [I.124] Página web del software *Empire*, de IMST GmbH:  
<http://www.empire.de/main/Empire/en/home.php>, consultada en fecha 1/2/2008.
- [I.125] Página web del software *Fidelity*, de Zeland Software Inc.:  
<http://www.zeland.com/fidelity.htm>, consultada en fecha 1/2/2008.
- [I.126] Página web del software *AMDS*, de Agilent Technologies:  
[http://eesof.tm.agilent.com/products/amds\\_main.html](http://eesof.tm.agilent.com/products/amds_main.html), consultada en fecha 1/2/2008.
- [I.127] Página web del software *CONCERTO*, de Vector Fields:  
<http://www.vectorfields.com/>, consultada en fecha 1/2/2008.
- [I.128] Página web del software *XFDTD*, de Remcom Inc.:  
<http://www.remcom.com/xfDTD/overview/xfDTD-overview.html>, consultada en fecha 1/2/2008.
- [I.129] Manual de *HFSS*, consultado en la página web [http://www.emtalk.com/tut\\_1.htm](http://www.emtalk.com/tut_1.htm) en fecha 1/2/2008.
- [I.130] Manual de *XFDTD*, consultado en la página web <http://www.neng.usu.edu/ece/faculty/furse/TUTORIAL/xfDTD/xfDTD.html> en fecha 1/2/2008.
- [I.131] C. Reig, E.A. Navarro, V. Such, FDTD analysis of E-sectoral horn antennas for broad-band applications, IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. 45, No. 10, pp. 1484-1487, 1997.

- [I.132] C. Reig, E.A. Navarro, V. Such, Full-wave FDTD design and analysis of wideband microstrip-to-waveguide transitions, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 38, No. 4, pp. 317-320, 2003.
- [I.133] Yee, K. S., Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media, *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 14, pp. 302-307, 1966.
- [I.134] E. A. Navarro, Diferencias finitas en el dominio del tiempo (DFDT) para el análisis de dispositivos pasivos de microondas, Tesis doctoral, Universidad de Valencia, España, 1992.
- [I.135] L. C. Godara, *Handbook of antennas in wireless communications*, CRC Press, New York, 2002.
- [I.136] A. Taflove, S. C. Hagness, *Computational Electrodynamics: the Finite Difference Time Domain Method*, Artech House, Norwood, MA (USA), 2000.
- [I.137] Mur, G., Absorbing boundary conditions for finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic-field equations, *IEEE Trans. Electromagnetic Compat.* Vol. 23, pp. 1073-1077, 1981.
- [I.138] S. A. Saario, FDTD modelling for wireless communications: antennas and materials, Tesis doctoral, Griffith University, Brisbane, Australia, 2003. Disponible en:  
<http://www4.gu.edu.au:8080/adt-root/public/adt-QGU20030602.101319/index.html>, consultada en fecha 1/2/2008.
- [I.139] R. Proença Picando, Desenvolvimento de uma interface integrada para o projecto e análise de antenas utilizando o método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD), Tesis doctoral, Universidad de Brasília, Brasil, 2006.
- [I.140] C. A. Balanis, *Antenna theory analysis and design*, John Wiley and Sons, New York, 1997.
- [I.141] A. Cardama, L. Jofre, J. M. Rius, J. Romeu, S. Blanch, *Antenas*, Ediciones UPC, 1993.

- [I.142] Raymond J. Luebbers and Jonh Beggs, FDTD calculation of wide-band antenna gain and efficiency, *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 40, No. 11, pp. 1403-1407, 1992.
- [I.143] Raymond J. Luebbers, Li Chen, Toru Uno and Saburo Adachi, FDTD calculation of radiation patterns, impedance and gain for a monopole antenna on a conducting box, *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 40, No. 12, pp. 1577-1583, 1992.
- [I.144] Manual de usuario de *CONCERTO-Editor* y *CONCERTO-Simulator*
- [I.145] E. Ávila Navarro, Sensado de humedad en teledetección: estudio de elementos radiantes. Trabajo de investigación adscrito al programa de Tecnologías Industriales de la Universidad Miguel Hernández de Elche, 2002.
- [I.146] M. Kara, The resonant frequency of rectangular microstrip antenna elements with various substrate Thicknesses, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 11, pp. 55-59, 1996.
- [I.147] M. Kara, Formulas for the computation of the physical properties of rectangular microstrip antenna elements with various substrate thicknesses, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 12, pp. 234-239, 1996.
- [I.148] Características del sustrato GML 1032. Actualmente no está disponible ningún enlace directo para consultar este sustrato ya que la empresa Gil Technologies ha cesado en su actividad. Podemos consultar las características de este sustrato, por ejemplo, en [http://www.commreps.com/PDF\\_image/microdata.pdf](http://www.commreps.com/PDF_image/microdata.pdf), consultada en fecha 1/2/2008.
- [I.149] K. H. Lau, Technical memorandum: Loss calculations for rectangular coaxial lines, *IEE Proceedings H Microwave, Antennas and Propagation*, vol. 135, No. 3, pp. 207-209, 1988.
- [I.150] Kai-Fong Lee, Kwai-Man Luk, Jashwant S. Dahele, Characteristics of the equilateral triangular patch antenna, *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 36, No. 11, pp. 1510-1518, 1988.
- [I.151] Kin-Lu Wong, Wen-Hsiu Hsu, Broadband triangular microstrip antenna with U-shaped slot, *Electronics Letters*, vol. 33, No. 25, pp. 2085-2087, 1997.

- [I.152] Jacob George, C. K. Anandan, P. Mohanan, K. G. Nair, Analysis of a new compact microstrip antenna, *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 46, No. 11, pp. 1712-1713, 1988.
- [I.153] R. Jennifer Hwu, R. W. Alm, Xudong Wang, Study of bow-tie antennas and bow-tie antenna arrays on electrically thin substrates, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 17, No. 6, pp. 359-368, 1998.
- [I.154] E. Ávila Navarro, C. Reig, Bow-tie antenna: optimal point for coaxial feeding, *Proceedings of the International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, 2003, Torino (Italy).
- [I.155] K. W. Loi, S. Uysal, M. S. Leong, Design of a wideband microstrip bow-tie patch antenna, *IEE Proc. Microwave Antennas Propagation*, vol. 142, No. 2, pp. 137-140, 1998.
- [I.156] Antonio Pérez Luna, Análisis y diseño de filtros de alta frecuencia para aplicaciones MMDS, Proyecto Fin de Carrera, Ingeniería Técnica de Telecomunicación, Especialidad en Sistemas de Telecomunicaciones, Universidad Miguel Hernández, 2002.



# BLOQUE II

## RESULTADOS







En este bloque se presentan los resultados obtenidos en el diseño de antenas impresas en el transcurso de la Tesis Doctoral. Se han diseñado, simulado, fabricado y medido cuatro nuevas topologías de antenas impresas para aplicaciones inalámbricas personales. Las cuatro antenas tienen en común que están basadas en dipolos impresos, ya sea en una cara del sustrato dieléctrico o en las dos caras del mismo.

Las características de cada una de las antenas están adaptadas a las necesidades de las aplicaciones para las que han sido diseñadas:

- Alta ganancia para aplicaciones inalámbricas en la banda de 2.45GHz donde se necesite aumentar la distancia del enlace de comunicación.
- Gran ancho de banda para aplicaciones que utilicen el estándar UWB (Ultra Wide-Band).
- Capacidad de operación multibanda, necesaria en las antenas de las nuevas aplicaciones que utilizan varias bandas de frecuencias con los estándares WiMAX y Wi-Fi.

El diseño y optimización de las dimensiones de las antenas se ha realizado con el simulador FDTD propio, presentado en el Bloque I. Para ello, se ha seguido un método de diseño sistemático consistente en la evaluación por medio de simulaciones del efecto que tiene cada una de las dimensiones de la antena en los resultados de la misma. De esta forma, las dimensiones finales de la antena bajo estudio son aquellas que maximizan la característica deseada, ya sea ganancia, ancho de banda o capacidad de funcionamiento multibanda.

En los primeros dos capítulos de este bloque se aborda el diseño de dos antenas impresas que tienen un comportamiento similar al de las antenas Yagi-Uda tradicionales, es decir están formadas por un dipolo, en este caso impreso, un elemento reflector y uno o varios elementos directores. En ambos casos, se optimizará el diseño de las antenas para obtener alta ganancia, manteniendo las buenas características que presentan en cuanto a ancho de banda de funcionamiento. En el Capítulo 4 se presenta una antena uniplanar, impresa en una sola de las caras del sustrato, y que hemos llamado Un-YPA (*Uniplanar Yagi Printed Antenna*). En el Capítulo 5 se detallará el diseño de una antena con el dipolo impreso situado en las dos caras del sustrato y que hemos llamado Bi-YPA (*Biplanar Yagi Printed Antenna*).

En el Capítulo 6 se diseñará una antena impresa logoperiódica en la que se pretende aumentar el ancho de banda de funcionamiento, manteniendo al mismo tiempo un buen comportamiento en cuanto a directividad.

Por último, en el Capítulo 7 se presentará una antena impresa en la que se pueden obtener distintas bandas frecuenciales de funcionamiento. Siguiendo el método de diseño que se propone en este apartado se puede diseñar el número de bandas frecuenciales, la frecuencia central y el ancho de banda de cada una de ellas.

---

## CAPÍTULO 4:

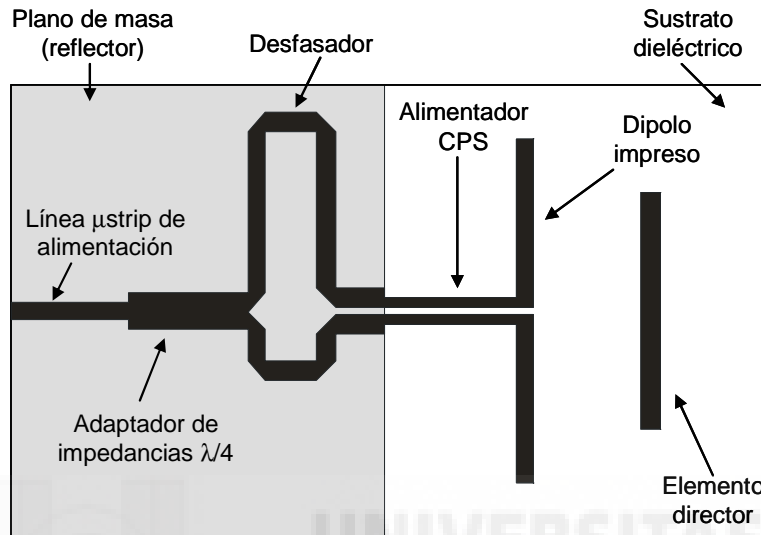
### ANTENA Un-YPA

---

En este capítulo se ha seleccionado como antena a evaluar una antena impresa cuyo funcionamiento es similar al de las conocidas antenas Yagi-Uda, intentando optimizar durante el proceso de diseño la directividad y ganancia de la antena, mientras que se mantiene el ancho de banda de funcionamiento. Como punto de partida se ha tomado la antena impresa coplanar introducida por primera vez por Y. Qian y otros para aplicaciones en banda X [II.1]. Esta antena ha sido ampliamente utilizada por los autores para diferentes aplicaciones en banda X, ya sea como antena estándar [II.1, II.2, II.3], como alimentador de guía-onda [II.4] o formando parte de un array de antenas [II.5, II.6]. También ha sido utilizada por otros autores para aplicaciones en distintas bandas de frecuencias [II.7, II.8]. Pese a la difusión dada a la antena, poco se ha escrito sobre el diseño de la misma.

En la figura 4.1 se muestra el esquema funcional de la antena Un-YPA. Como se puede observar, esta antena es uniplanar, siendo ésta una de las principales características de la misma. La antena está formada por un dipolo impreso, alimentado mediante un par de líneas coplanares (CPS), y un elemento director, utilizado para aumentar la directividad de la antena. Para realizar la correcta alimentación del dipolo impreso (cada uno de los brazos del dipolo alimentado con una diferencia de fase de 180 grados) se utiliza un desfasador,

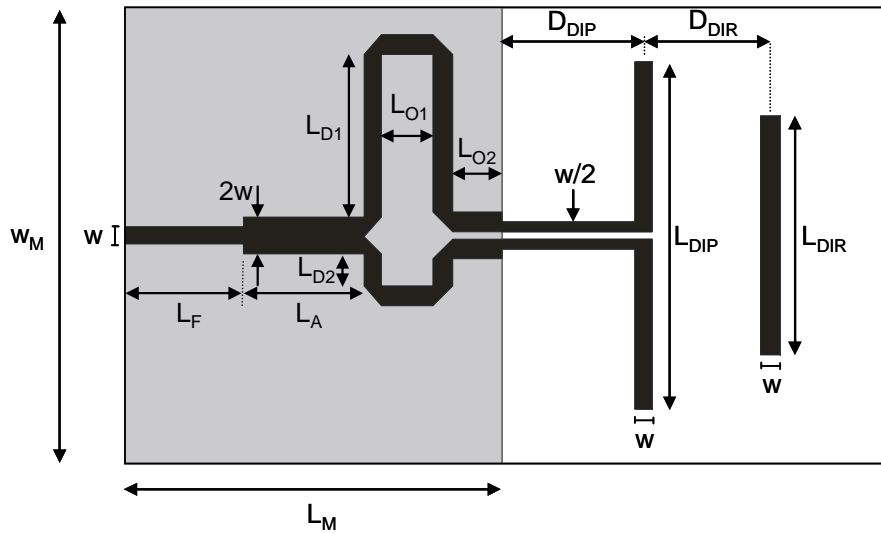
implementado mediante tecnología microstrip. Además de estos elementos se utiliza un tramo de línea microstrip de longitud  $\lambda/4$  como adaptador de impedancias. En la cara inferior del sustrato se sitúa el plano de masa de los elementos microstrip, que actuará también como elemento reflector de la antenna.



**Fig. 4.1** – Esquema funcional de la antena Un-YPA.

El estudio realizado de la antena Un-YPA se ha centrado en la banda de frecuencias ISM (alrededor de 2.45GHz), siendo las aplicaciones más interesantes en estas frecuencias las comunicaciones personales inalámbricas, soportadas tanto por la tecnología Bluetooth como por Wi-Fi (comunicaciones bajo el protocolo 802.11x). Para el diseño de la antena a la frecuencia de interés se parte, como se ha comentado anteriormente, de la antena diseñada en banda X (alrededor de 10GHz). El diseño se ha realizado mediante un escalado de las dimensiones de la antena para pasar de la frecuencia de operación de 10GHz y un sustrato con constante dieléctrica relativa,  $\epsilon_r$ , de 10.2 y un grosor de 0.635mm. [II.1] a una frecuencia centrada en 2.45GHz y un sustrato con  $\epsilon_r = 3.9$  y grosor  $h = 1.52$ mm. El sustrato utilizado para el diseño de la antena en la banda ISM es un sustrato estándar de bajo coste metalizado en ambas caras, típico para la fabricación de circuitos impresos.

En la figura 4.2 se muestra de nuevo el esquema de la antena, pero en este caso incluyendo las distintas dimensiones que la definen.



**Fig. 4.2** – Esquema con las dimensiones de la antena Un-YPA.

Las dimensiones finales de la antena tras el proceso de escalado se han ajustado mediante simulaciones, utilizando nuestro código FDTD. En la tabla 4.1 se muestran las dimensiones definitivas de la antena, donde todas las dimensiones se han escalado excepto la anchura de la línea de alimentación microstrip, que se ha tomado para que la impedancia de la misma sea de  $50\Omega^1$ . Tras el proceso de optimización, para el sustrato elegido la longitud del dipolo impreso para la frecuencia de funcionamiento deseada es de  $0.48\lambda$  (58.7mm.).

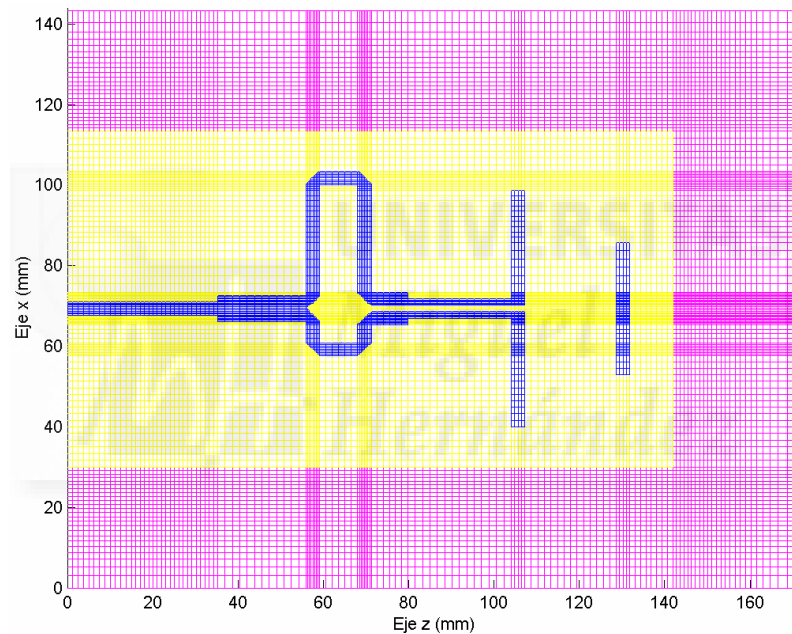
Dimensiones de la antena (zona alimentación)			
$w = 3.2\text{mm}$	$L_F = 20.3\text{mm}$	$L_A = 20.7\text{mm}$	$L_{D1} = 26.2\text{mm}$
$L_{D2} = 5.33\text{mm}$	$L_{O1} = 8.9\text{mm}$	$L_{O2} = 8.5\text{mm}$	$L_M = 65\text{mm}$
$w_M = 81.9\text{mm}$	$h = 1.52\text{mm}$	$L_{DIP} = 58.7\text{mm}$	$L_{DIR} = 33\text{mm}$
$D_{DIP} = 26\text{mm}$	$D_{DIR} = 24\text{mm}$		

**Tabla. 4.1** – Dimensiones de la antena Un-YPA tras el proceso de escalado.

En la figura 4.3 se muestra el mallado realizado para la simulación de la antena, en este caso para la parte superior del sustrato dieléctrico. Como en casos anteriores, en color azul tenemos las partes metálicas de la antena, en amarillo la interfaz sustrato-aire y en magenta la capa de aire que recubre la antena y que es necesaria para su simulación. El

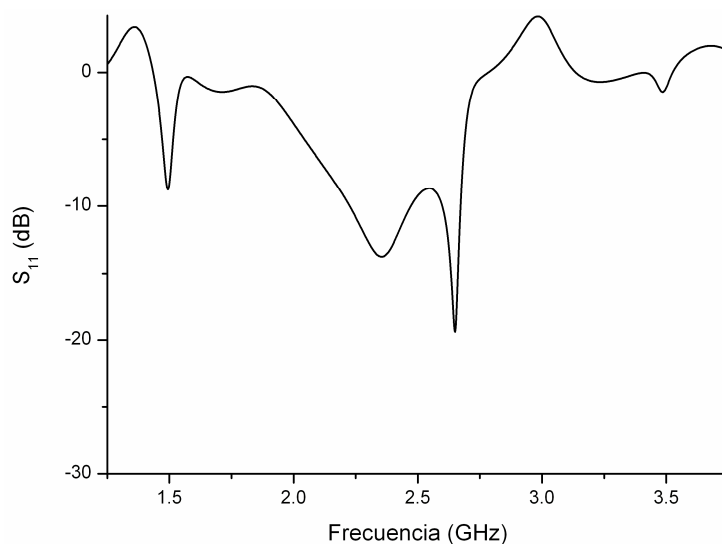
<sup>1</sup> Los detalles del proceso de escalado se pueden consultar en [II.9 y II.10]

mallado de esta zona de aire se ha realizado con un perfil logarítmico, de forma que las celdas están más separadas conforme nos acercamos a los extremos del espacio de simulación. Como se puede observar, el número de celdas de mallado necesarias es bastante alto (en este caso 139x65x141, x, y, z) ya que la antena tiene elementos no rectangulares en la zona de alimentación. Por esta razón no se ha incluido en la simulación el cable coaxial de alimentación, realizándose la alimentación y el cálculo de las tensiones e intensidades directamente en la cinta microstrip. Para poder separar correctamente en la simulación las ondas incidentes y reflejadas en la línea de alimentación microstrip de la antena, se ha aumentado ligeramente el tamaño de la misma.

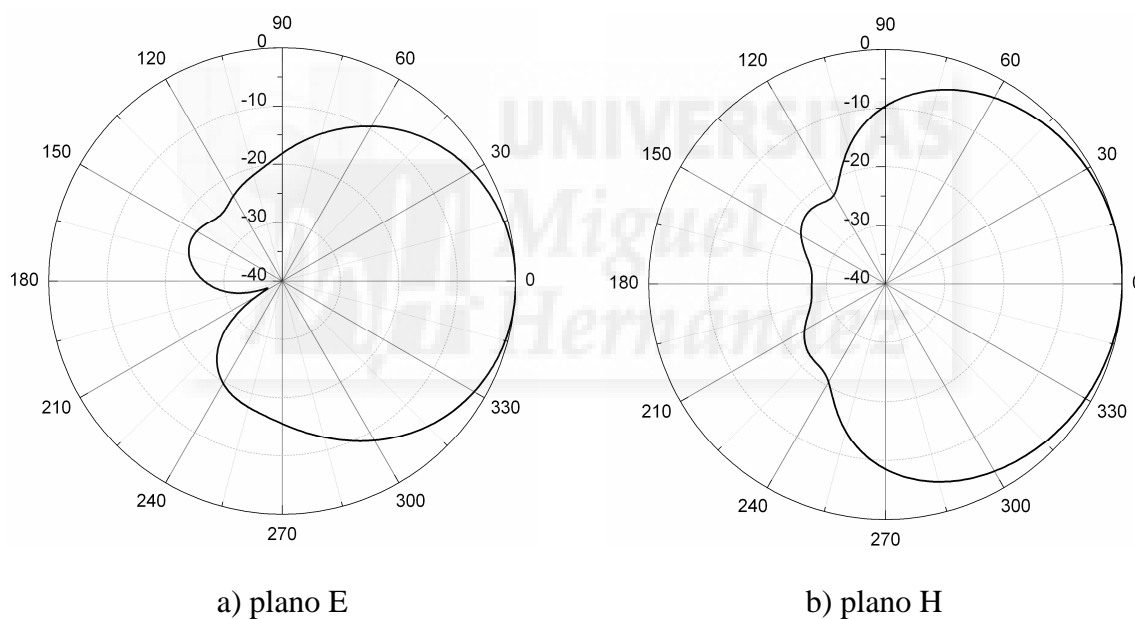


**Fig. 4.3** – Mallado para el algoritmo FDTD de la antena Un-YPA.

En las figuras 4.4 y 4.5 se muestran los resultados obtenidos tras la simulación. En la figura 4.4 se representan las pérdidas de retorno simuladas y en la figura 4.5 se muestran diagramas de radiación simulados en los planos principales (E y H). El ancho de banda obtenido es de 280MHz, lo que supone alrededor de un 12% respecto de la frecuencia central de funcionamiento. La ganancia estimada con la simulación es de 6.5dBi.



**Fig. 4.4** – Pérdidas de retorno para las antenna Un-YPA escalada



**Fig. 4.5** – Diagramas de radiación para la antenna Un-YPA escalada.

En los siguientes apartados realizaremos la optimización del diseño de la antena para incrementar su directividad y ganancia. Para ello, seguiremos un método sistemático de diseño, de forma que realizaremos varias series de simulaciones modificando en cada una de ellas una de las principales dimensiones de la antena y evaluando en cada caso los resultados obtenidos. La dimensión óptima será aquella que maximice la directividad de la antena y proporcione buenas características de reflexión. La zona de alimentación de la antena, zona microstrip de la estructura, se ha mantenido fija en todo el proceso.

Finalmente, incrementaremos el número de elementos directores de la antena con el objetivo de incrementar la directividad y ganancia de la misma.

#### 4.1 – Diseño del dipolo impreso

La longitud del dipolo impreso se ha obtenido directamente con el proceso de escalado seguido en el diseño de la antena. Para que la frecuencia central de funcionamiento de la antena se sitúe en 2.45GHz para el sustrato utilizado, la longitud del dipolo impreso es  $L_{DIP} = 58.7\text{mm}$ ,  $(0.48\lambda)$ .

#### 4.2 – Anchura del plano de masa

En este apartado evaluaremos la influencia de la anchura del plano de masa en las características de la antena, la dimensión etiquetada como  $W_M$  en el esquema de la antena Un-YPA (ver figura 4.2). La importancia de este análisis radica en que para esta antena el plano de masa también actúa como elemento reflector.

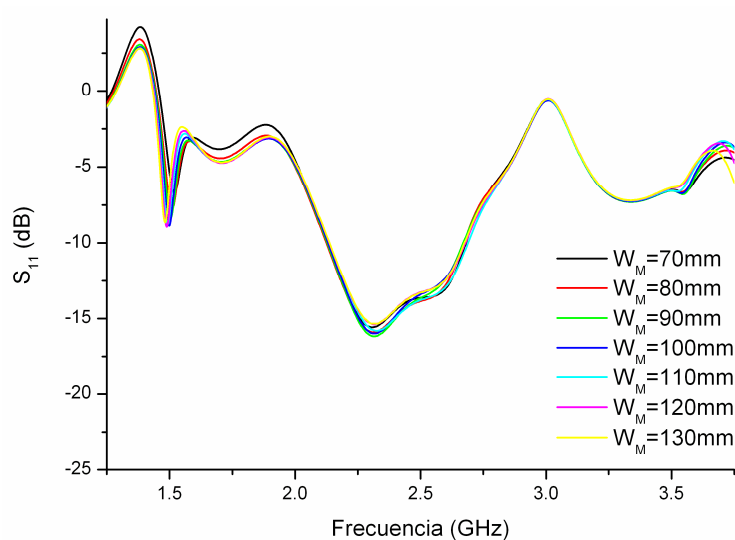
Para analizar esta influencia se ha tomado la antena sin elemento director y se ha realizado una serie de simulaciones variando la anchura del elemento reflector (plano de masa truncado). La anchura mínima viene impuesta por el comportamiento microstrip de la zona de alimentación de la antena, no pudiendo ser el plano de masa menor que la longitud del desfaseador, por ello, la anchura mínima de la que se ha partido es 70mm, ligeramente superior a  $\lambda/2$  a la frecuencia de diseño (2.45GHz). Como anchura máxima se ha tomado 130mm, un poco mayor que la longitud de onda. Además, se ha impuesto que el elemento reflector sea simétrico respecto al dipolo alimentado. Para las distintas simulaciones se ha incrementado esta distancia en pasos de 10mm.

En la figura 4.6 se muestran los resultados obtenidos para las pérdidas de retorno. Como era de esperar, la anchura del elemento reflector no tiene apenas influencia sobre las características de reflexión de la antena.

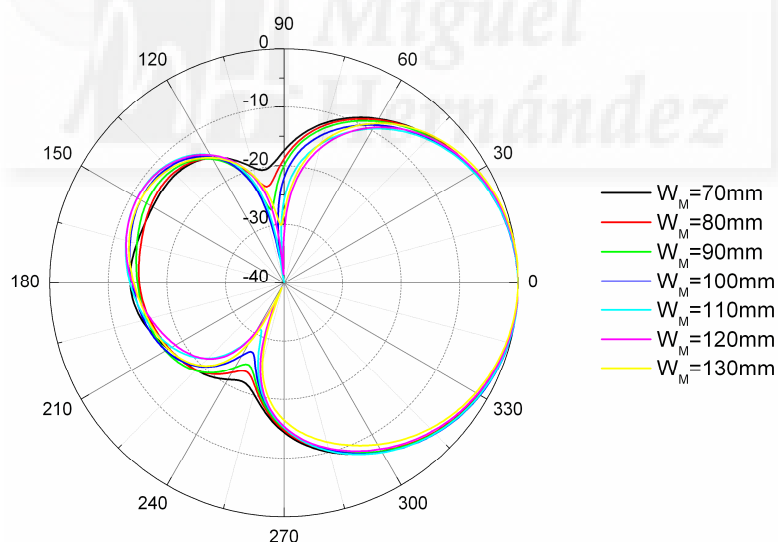
En cuanto a las características de radiación, se muestran en las figuras 4.7 y 4.8. En la figura 4.7 se representan los diagramas de radiación en plano E y en la figura 4.8 los diagramas de radiación en el plano H. Como se puede observar, la anchura del plano de masa influye especialmente en la forma del diagrama de radiación en la zona opuesta a la de máxima radiación (zona en la que se encuentra el elemento reflector). En cuanto a la



zona de máxima radiación, esta variación apenas influye. A modo de ejemplo, en el plano E (plano directivo), la variación que se obtiene en cuanto al ancho de haz es menor al 2%.



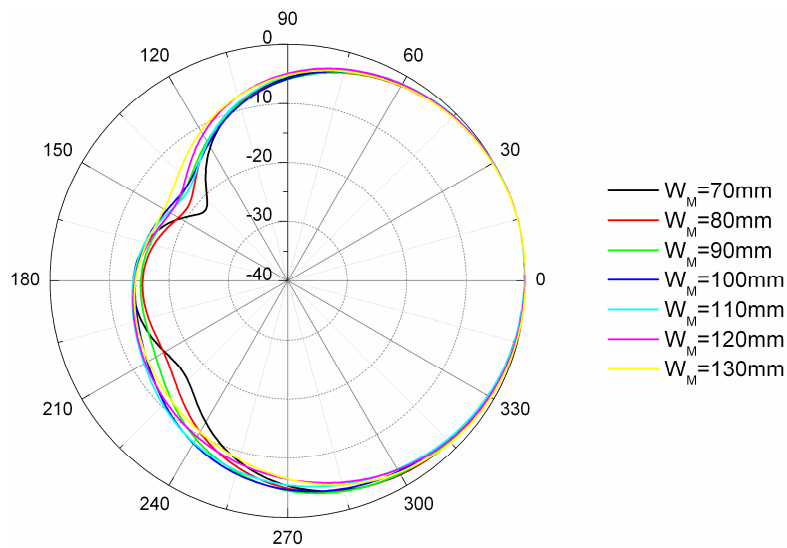
**Fig. 4.6** – Pérdidas de retorno de la antena Un-YPA sin director variando la anchura del elemento reflector.



**Fig. 4.7** – Diagrama de radiación en plano E de la antena Un-YPA sin director variando la anchura del elemento reflector.

Finalmente, y una vez constatada la casi nula influencia de la anchura del elemento reflector en las características de la antena, se ha tomado como valor de diseño un elemento reflector de  $W_M = 90$  mm, valor de compromiso entre la reducción del tamaño

de la antena y que el elemento reflector sea un plano de masa efectivo para la zona de alimentación microstrip.

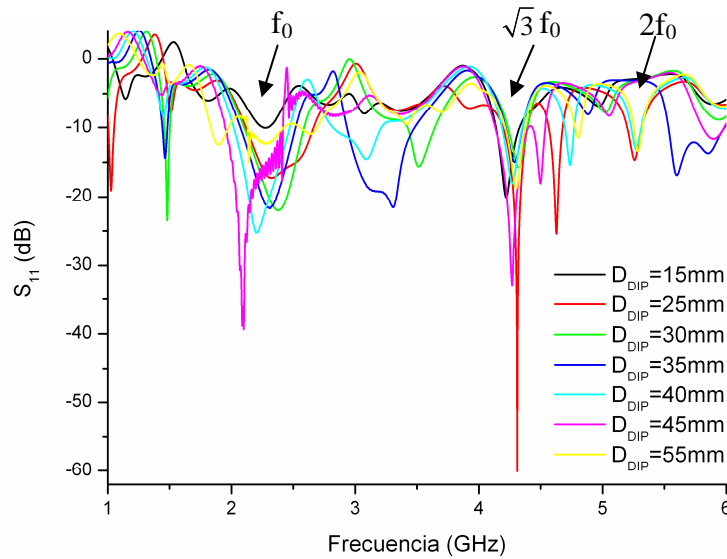


**Fig. 4.8** – Diagrama de radiación en plano H de la antena Un-YPA sin director variando la anchura del elemento reflector.

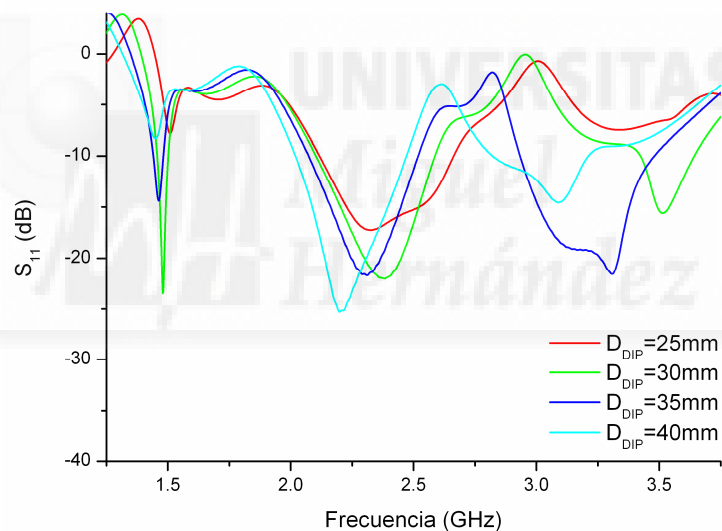
### 4.3 – Separación entre el dipolo y el plano de masa

En este apartado se aborda el diseño de la distancia de separación entre el dipolo y el elemento reflector, etiquetada como  $D_{DIP}$  en el esquema de la antena mostrado en la figura 4.2. Para ello se considera, nuevamente, la antena sin el elemento director y se hacen una serie de simulaciones variando la separación entre el dipolo y el reflector. En particular se ha elegido un rango de variación que va desde 15mm ( $0.1\lambda$  aproximadamente) hasta 55mm (cerca de  $0.5\lambda$ ). El paso elegido entre los distintos valores estudiados es de 5mm en la zona donde los resultados son más interesantes.

En la figura 4.9 se muestran los resultados obtenidos en las simulaciones para las pérdidas de retorno en un amplio rango de frecuencias. Como se puede observar el parámetro  $D_{DIP}$  influye de forma muy notable en las características de reflexión de la antena, ya que controla el posible acoplamiento que se produce entre el plano de masa y el dipolo. En la figura 4.10 se representan estos mismos resultados para los valores de  $D_{DIP}$  que producen mejor respuesta. En este caso, el rango de frecuencias representado se ha acortado, centrándolo en la banda ISM.

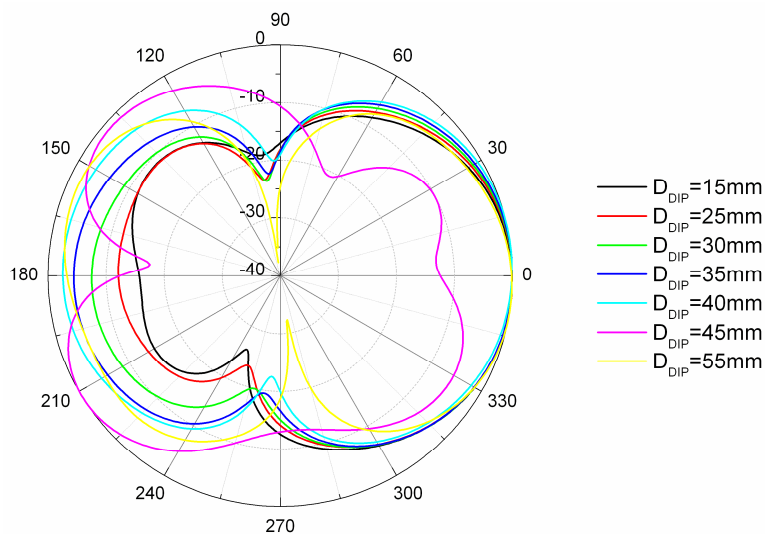


**Fig. 4.9** – Pérdidas de retorno de la antena Un-YPA sin director variando la separación entre dipolo y reflector.

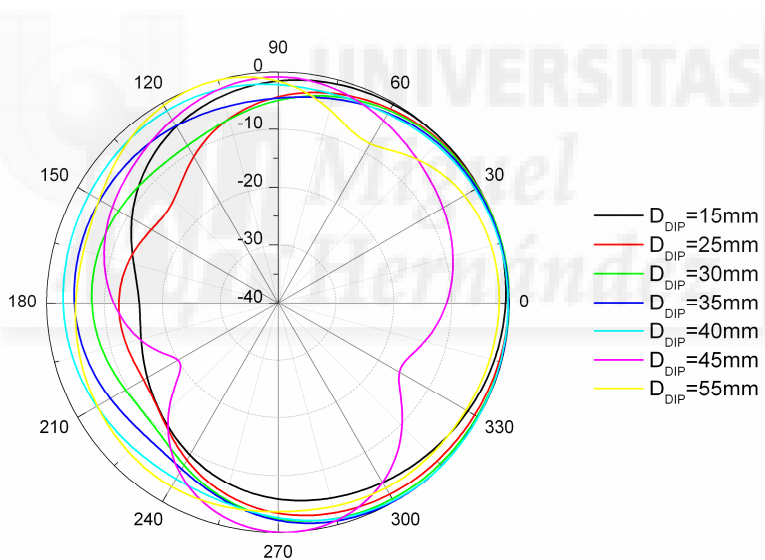


**Fig. 4.10** – Mejores resultados para el  $S_{11}$  de la antena uniplanar sin director variando  $D_{DIP}$ .

En la figura 4.11 se muestra el diagrama de radiación en plano E para las simulaciones realizadas. Como se puede observar, cuanto más cerca está el dipolo del plano de masa, el diagrama es más directivo y la relación delante-detrás mayor. Cuando alejamos el dipolo del elemento reflector, el diagrama empeora en su funcionamiento, ya que el elemento reflector deja de actuar como tal y el diagrama se asemeja cada vez más al de un dipolo aislado. Este mismo comportamiento se puede observar en los diagramas de radiación en plano H, representados en la figura 4.12.



**Fig. 4.11** – Diagrama de radiación plano E de la antena Un-YPA sin director variando la separación entre dipolo y reflector.



**Fig. 4.12** – Diagrama de radiación plano H de la antena Un-YPA sin director variando la separación entre dipolo y reflector.

Una vez analizados los resultados obtenidos se ha tomado como valor para la distancia que separa el dipolo del elemento reflector  $D_{DIP} = 25\text{mm}$ , que es el valor más pequeño que produce buenos resultados tanto en reflexión como en radiación. Este valor coincide aproximadamente con  $0.2\lambda$ , valor similar al indicado en la bibliografía para las antenas Yagi-Uda estándar [II.11].

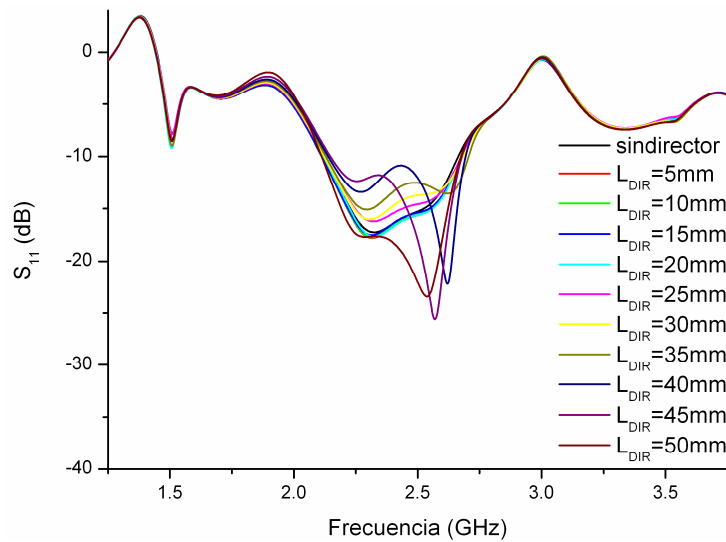
#### 4.4 – Longitud del elemento director

Una vez obtenidas las dimensiones que involucran solamente al dipolo impreso (anchura del elemento reflector y separación entre el dipolo y el reflector) procedemos a insertar en la geometría de la antena el elemento director. Para que la antena quede completamente definida falta por obtener tanto la longitud de este elemento director (la obtendremos en este apartado) como la distancia que separa éste del dipolo alimentado (se verá en el apartado siguiente).

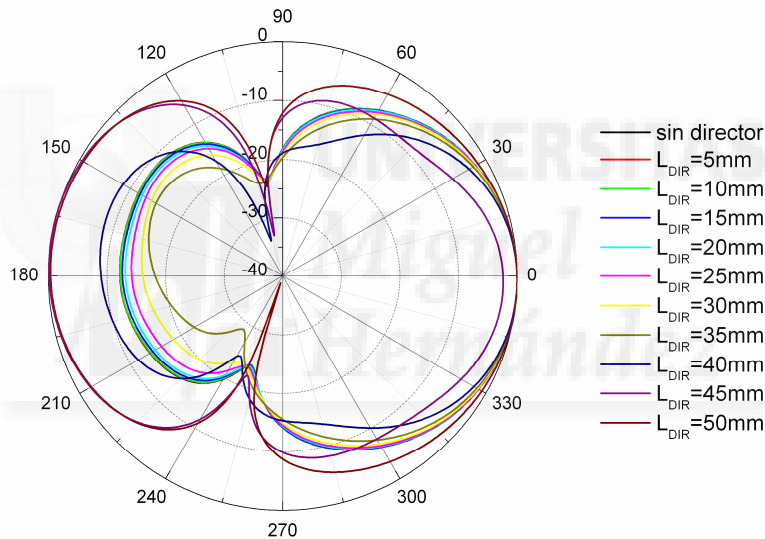
Para obtener la longitud óptima del director, mostrada en el esquema de la antena (figura 4.2) como  $L_{DIR}$ , que maximice al mismo tiempo tanto las pérdidas de retorno como la directividad de la antena se han realizado varias simulaciones modificando la longitud de este elemento. Como margen de variación se ha tomado desde 5mm hasta 50mm (entre  $0.05\lambda$  y  $0.45\lambda$  aproximadamente), en incrementos de 5mm. Este margen de variación de la longitud del dipolo incluye el rango de valores utilizado en la bibliografía sobre este tipo de antena, donde diseñan directores con longitud  $0.11\lambda$  [II.2, II.3, II.4, II.5, II.12],  $0.14\lambda$  [II.1] y  $0.45\lambda$  [II.13]. El elemento director se ha situado de forma arbitraria a  $0.2\lambda$  de distancia del dipolo (unos 25mm a la frecuencia de diseño), que coincide con la separación entre dipolo y reflector.

En la figura 4.13 se muestran las pérdidas de retorno de la antena para los distintos valores de longitud del elemento director. Como se puede observar, este parámetro no afecta significativamente a las características de reflexión de la antena, ya que aunque la representación gráfica del parámetro  $S_{11}$  varía de un valor de  $L_{DIR}$  a otro, el ancho de banda y la frecuencia central de resonancia se mantiene prácticamente constante, tal y como se muestra en la tabla 4.2.

Los diagramas de radiación simulados para los distintos valores de longitud del director de la antena se muestran en las figuras 4.14 (plano E) y 4.15 (plano H). En este caso si que hay variaciones importantes en las características de radiación de la antena, ya que como se puede observar en las dos figuras anteriores al aumentar la longitud del director los diagramas son más directivos. Este comportamiento se mantiene hasta que  $L_{DIR}$  toma valores superiores a 40mm, donde la antena deja de tener el comportamiento esperado como antena directiva y el director comienza a comportarse como si fuera un reflector (su tamaño es comparable al del dipolo).

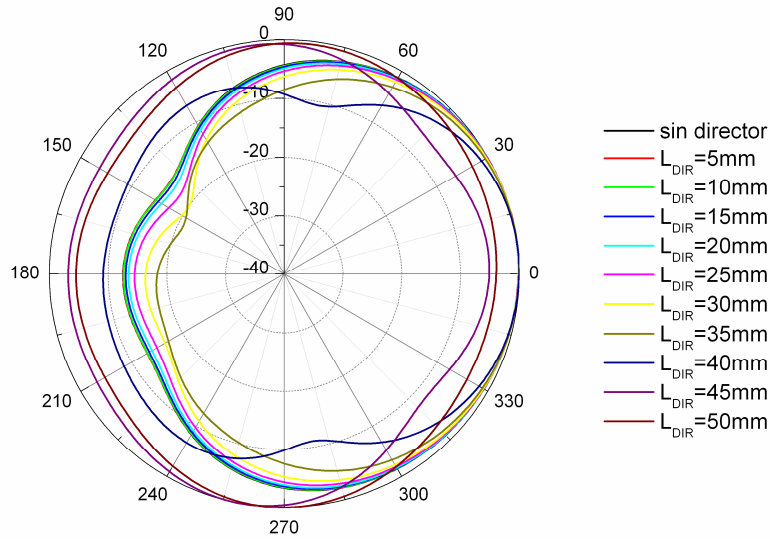


**Fig. 4.13** – Pérdidas de retorno de la antena uniplanar variando la longitud del director.



**Fig. 4.14** – Diagrama de radiación plano E de la antena Un-YPA variando la longitud del director.

En la tabla 4.2 se resumen los resultados obtenidos al variar la longitud del elemento director, tanto para las pérdidas de retorno como para los diagramas de radiación. Como se puede observar no se puede optimizar al mismo tiempo el comportamiento de la antena en reflexión y en radiación, por lo que tenemos que adoptar un valor de compromiso. En este caso se ha tomado como valor de diseño  $L_{DIR} = 30\text{mm}$ , ya que mantiene unas buenas características para las pérdidas de retorno y proporciona unos diagramas de radiación suficientemente directivos. Este valor coincide con  $0.25\lambda$  a la frecuencia de diseño (2.45GHz), y nos da una relación respecto a la longitud del dipolo de  $L_{DIR}=0.51L_{DIP}$ .



**Fig. 4.15** – Diagrama de radiación plano H de la antena Un-YPA variando la longitud del director.

$L_{DIR}$	Ancho Haz plano E (°)	Ancho Haz plano H (°)	Relación Delante-Detrás	Frecuencia Central	Ancho de Banda
Sin director	79	166	13.2dB	2.39GHz	560MHz
5mm	79	165	13.2dB	2.4GHz	570MHz
10mm	79	164	13.3dB	2.4GHz	570MHz
15mm	79	162	13.7dB	2.4GHz	570MHz
20mm	78	157	14.2dB	2.4GHz	570MHz
25mm	77	150	15.4dB	2.4GHz	570MHz
30mm	75	137	16.7dB	2.41GHz	570MHz
35mm	71	116	21.1dB	2.42GHz	590MHz
40mm	63	82	10.4dB	2.42GHz	570MHz
45mm	DATOS NO REPRESENTATIVOS			2.43GHz	510MHz
50mm				2.4GHz	570MHz

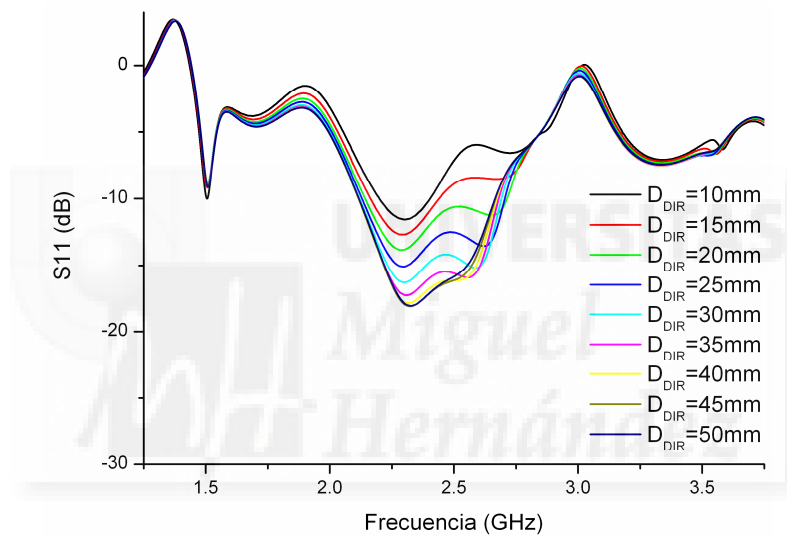
**Tabla 4.2** – Tabla resumen de los resultados para la antena uniplanar variando la longitud del director.

A la vista de los resultados obtenidos, y como consideración para futuros diseños cabe indicar que para aumentar la ganancia interesa que la longitud del elemento director sea grande (por debajo de 40mm), pero se empeora de forma notable la respuesta en reflexión de la antena. Por otra parte si se desea un mejor comportamiento en cuanto a las pérdidas de retorno, el director debe ser lo más pequeño posible.

#### 4.5 – Separación entre el dipolo y el director

Por último, nos falta obtener la separación óptima entre el elemento director y el dipolo,  $D_{DIR}$  en el esquema de la figura 4.2. De nuevo, realizamos una serie de simulaciones de la antena variando en este caso el parámetro  $D_{DIR}$  desde 10mm (aprox.  $0.1\lambda$ ) hasta 50mm (aprox.  $0.4\lambda$ ) en pasos de 5mm. La longitud del director se fija al valor encontrado en el apartado anterior, 30mm.

Las pérdidas de retorno se muestran en la figura 4.16. Como se puede observar los mejores resultados se obtienen cuanto más alejado se encuentra el director del dipolo, ya que como es obvio, al alejar el director el acoplamiento se reduce.



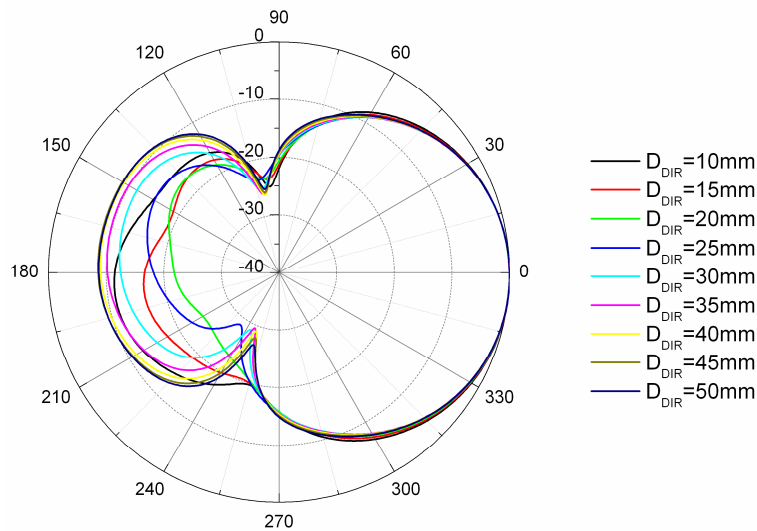
**Fig. 4.16** – Pérdidas de retorno de la antena Un-YPA variando la separación entre dipolo y director.

En cuanto a los diagramas de radiación, en la figura 4.17 se muestra el plano E y en la figura 4.18 el plano H para cada una de las antenas simuladas. Se constata que la separación entre dipolo y director influye especialmente en la relación delante-detrás de los diagramas de radiación, teniendo una influencia prácticamente nula en el ancho de haz de los mismos.

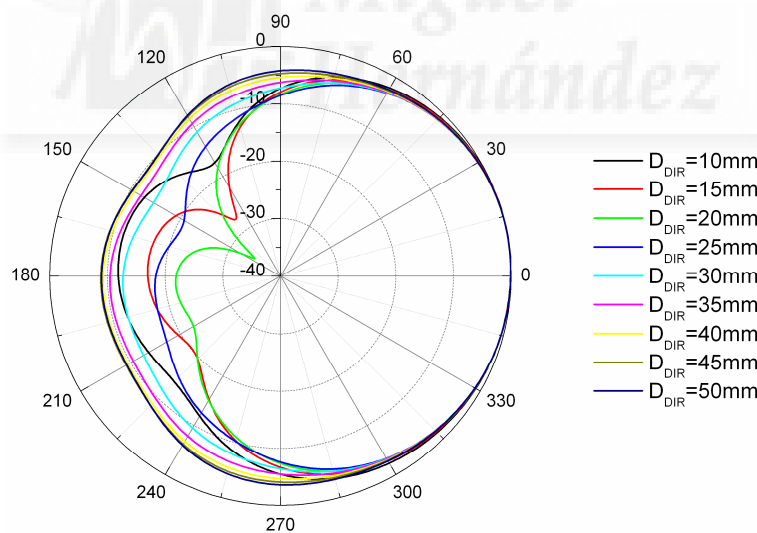
En la tabla 4.3 se muestra un resumen de las características de la antena en función del valor de  $D_{DIR}$ . Como se puede observar, la frecuencia de funcionamiento de la antena y el ancho de banda se mantienen prácticamente constantes a partir de 20mm. Para valores más pequeños el acoplamiento entre el dipolo y el director es muy alto, por lo que las



características de radiación empeoran notablemente. Las mejores características de radiación se encuentran cuando la distancia es 25mm, que coincide con la separación entre el dipolo y el director. Por lo tanto tomamos  $D_{DIR} = 25\text{mm}$ .



**Fig. 4.17** – Diagrama de radiación plano E de la antena uniplanar variando la separación entre dipolo y director.



**Fig. 4.18** – Diagrama de radiación plano H de la antena Un-YPA variando la separación entre dipolo y director.

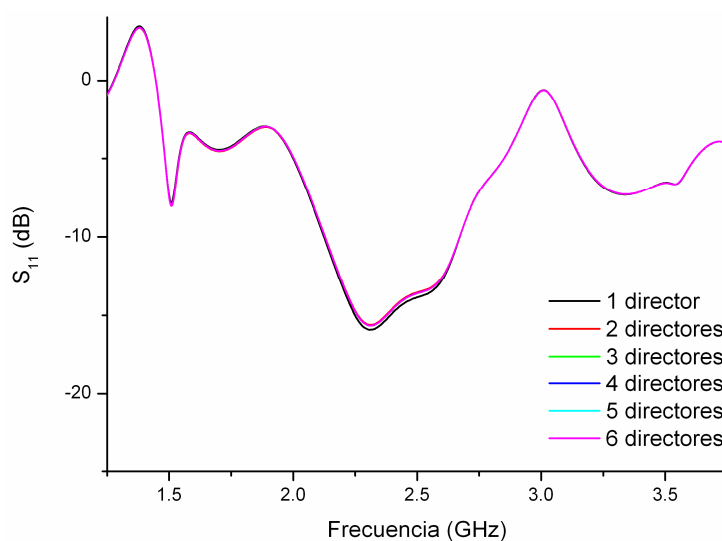
$D_{DIR}$	Ancho Haz plano E (°)	Ancho Haz plano H (°)	Relación Delante-Detrás	Frecuencia Central	Ancho de Banda
10mm	78	153	11dB	2.36GHz	400MHz
15mm	77	146	13.4dB	2.4GHz	510MHz
20mm	76	142	15dB	2.41GHz	570MHz
25mm	75	137	16.5dB	2.41GHz	580MHz
30mm	75	139	13.1dB	2.41GHz	580MHz
35mm	75	140	11.6dB	2.4GHz	580MHz
40mm	75	144	10.6dB	2.4GHz	580MHz
45mm	75	146	10.2dB	2.4GHz	580MHz
50mm	74	151	10.1dB	2.4GHz	580MHz

**Tabla 4.3** – Tabla resumen de los resultados para la antena Un-YPA variando la separación entre el dipolo y el director.

#### 4.6 – Número de elementos directores

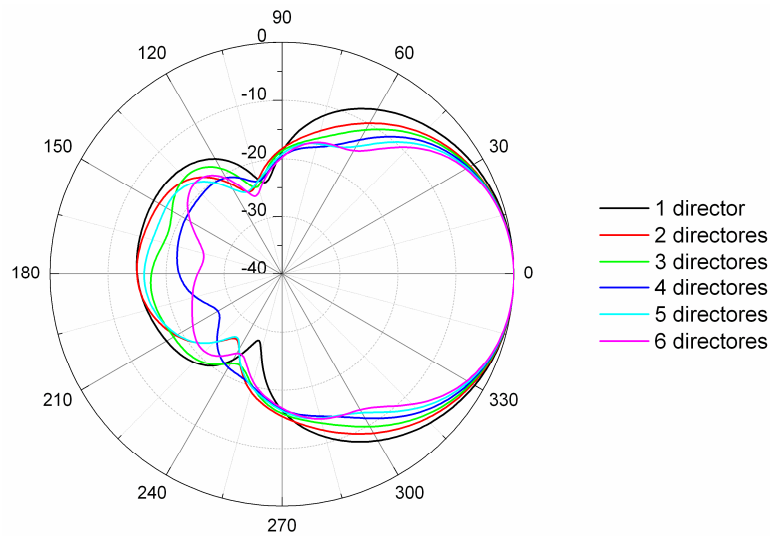
Una vez diseñadas las dimensiones de la antena, nos proponemos aumentar la directividad y ganancia de la misma aumentando el número de elementos directores. Para ello se han realizado simulaciones de la antena Un-YPA con las dimensiones óptimas encontradas en los apartados anteriores con uno, dos, tres, cuatro, cinco y seis directores. Todos los elementos directores son iguales y equiespaciados ( $L_{DIR} = 30\text{mm}$  y  $D_{DIR} = 25\text{mm}$ ).

En la figura 4.19 se muestran las pérdidas de retorno para cada una de las antenas. Como se puede observar, el número de directores no afecta a las características de radiación de la antena, manteniéndose el ancho de banda y la frecuencia de resonancia constante.

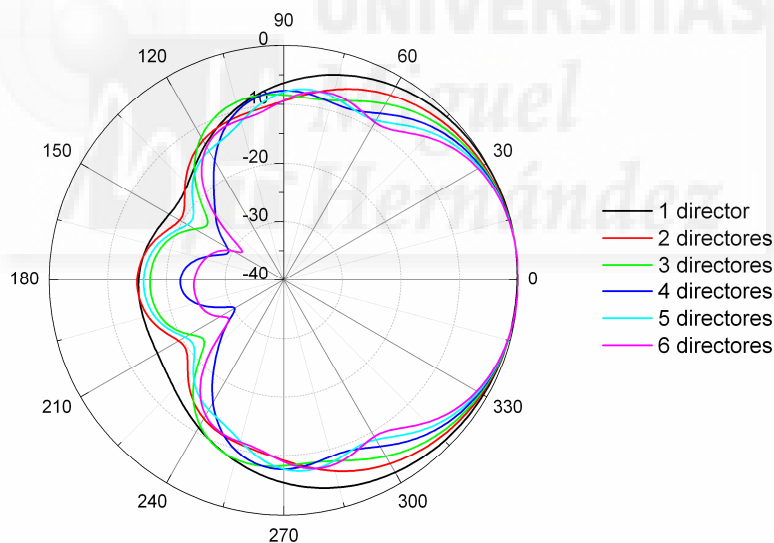


**Fig. 4.19** – Pérdidas de retorno de la antena Un-YPA con distinto número de directores.

Los diagramas de radiación simulados de las antenas se muestran en la figura 4.20 (diagrama plano E) y en la figura 4.21 (plano H).



**Fig. 4.20** – Diagrama de radiación plano E de la antena uniplanar con distinto número de directores.



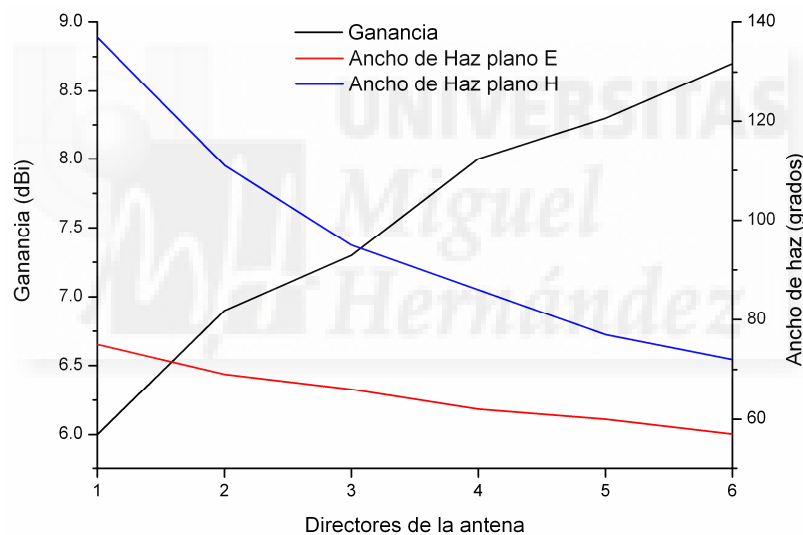
**Fig. 4.21** – Diagrama de radiación plano H de la antena uniplanar con distinto número de directores.

En la tabla 4.4 se resumen las principales características de las antenas simuladas con distinto número de dipolos. Los parámetros de reflexión de las antenas permanecen invariantes con el incremento del número de elementos directores, mientras que la antena se hace cada vez más directiva al aumentar los directores, reduciendo el ancho de haz en los planos calculados e incrementándose, en consecuencia, la ganancia de la antena. Esta

evolución de la directividad y ganancia en función del número de directores de la antena se observa claramente en la figura 4.22.

Directores	Ancho Haz plano E (°)	Ancho Haz plano H (°)	Relación Delante-Detrás	Ganancia	Frecuencia Central	Ancho de Banda
1	75	137	16.5dB	6dBi	2.4GHz	570MHz
2	69	111	15dB	6.9dBi	2.4GHz	570MHz
3	66	95	17.2dB	7.3dBi	2.4GHz	570MHz
4	62	86	22dB	8Bi	2.4GHz	570MHz
5	60	77	16dB	8.3dBi	2.4GHz	570MHz
6	57	72	25dB	8.7dBi	2.4GHz	570MHz

**Tabla 4.4** – Tabla resumen de los resultados para la antena Un-YPA para distinto número de elementos directores.



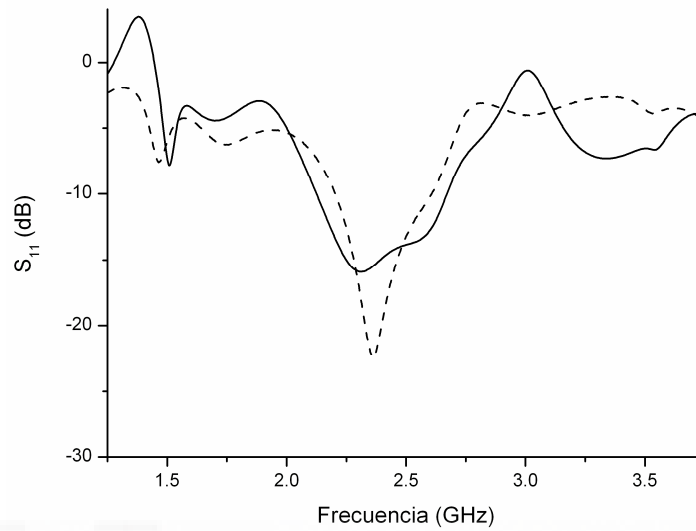
**Fig. 4.22** – Evolución de las características de radiación de la antena Un-YPA en función del número de elementos directores.

#### 4.7 – Prototipos y medidas

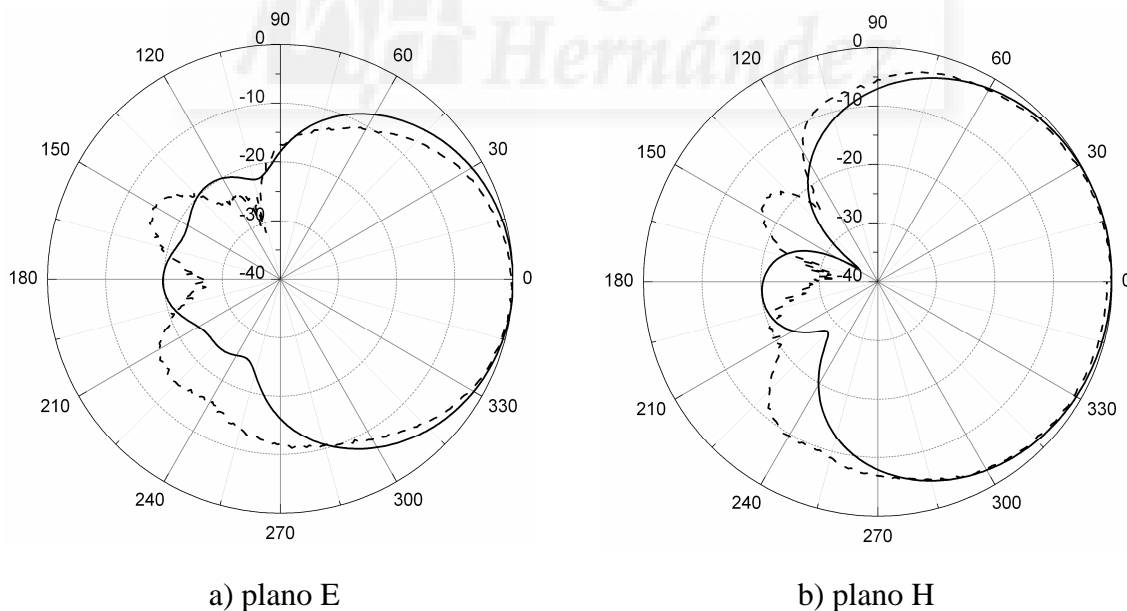
Para comprobar los resultados obtenidos mediante las simulaciones, se han fabricado y medido tres prototipos de la antena uniplanar con uno, cuatro y seis elementos directores. En los siguientes apartados se muestran los resultados simulados y medidos para cada prototipo tanto para las pérdidas de retorno como para los diagramas de radiación, medidos en el interior de la cámara anecoica.

• Antena Un-YPA con un director

El parámetro  $S_{11}$  se muestra en la figura 4.23, mientras que los diagramas de radiación en los dos planos principales están representados en la figura 4.24.



**Fig. 4.23** – Pérdidas de retorno para la antena Un-YPA con un director  
 — simulación      - - - - medidas

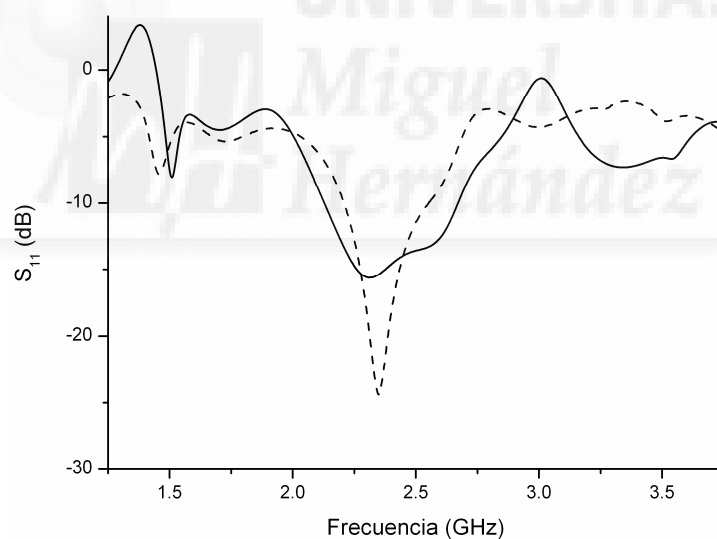


**Fig. 4.24** – Diagramas de radiación para la antena Un-YPA con un director  
 — simulación      - - - - medidas

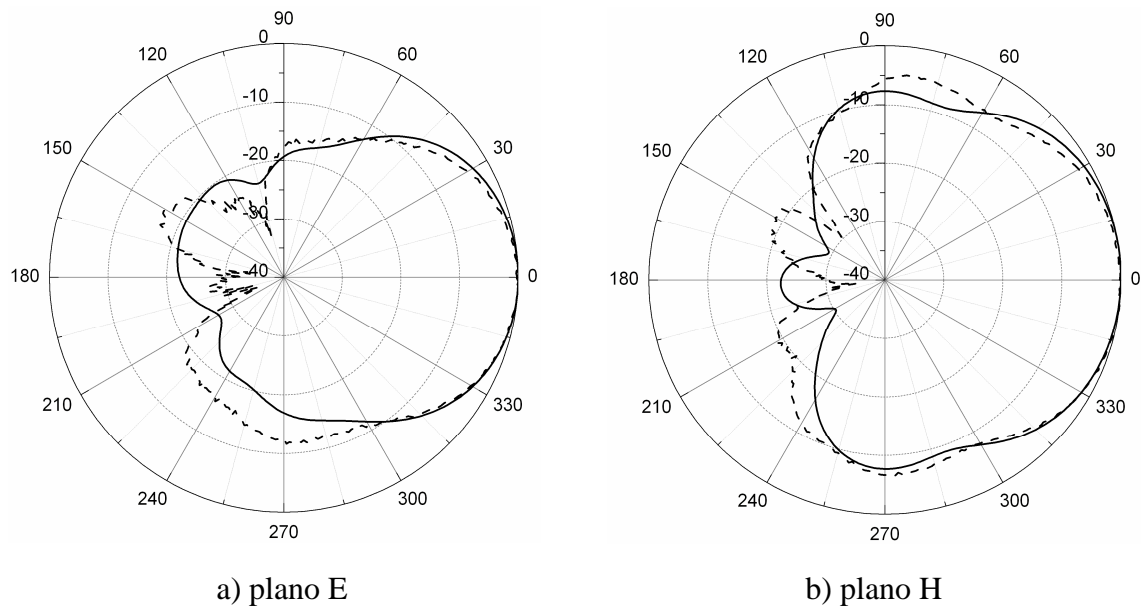
Como se puede observar en las figuras anteriores, hay una gran concordancia entre los resultados medidos y los simulados, aunque el ancho de banda medido de la antena (figura 4.23) es sensiblemente inferior al obtenido mediante las simulaciones. Esta diferencia es debida principalmente a que en las simulaciones no se ha tenido en cuenta el conector coaxial (simulado habitualmente mediante un cable coaxial cuadrado de  $50\Omega$ ), que evidentemente es necesario en el prototipo medido. En los diagramas de radiación, la similitud entre los resultados simulados y medidos es muy alta.

- Antena Un-YPA con cuatro directores

Los resultados comparados para el prototipo con cuatro directores se muestran en la figura 4.25 (pérdidas de retorno) y en la figura 4.26 (diagramas de radiación). Se comprueba que de nuevo el ancho de banda medido es inferior al simulado, debido al conector coaxial, y que los diagramas de radiación simulados siguen perfectamente a los medidos.



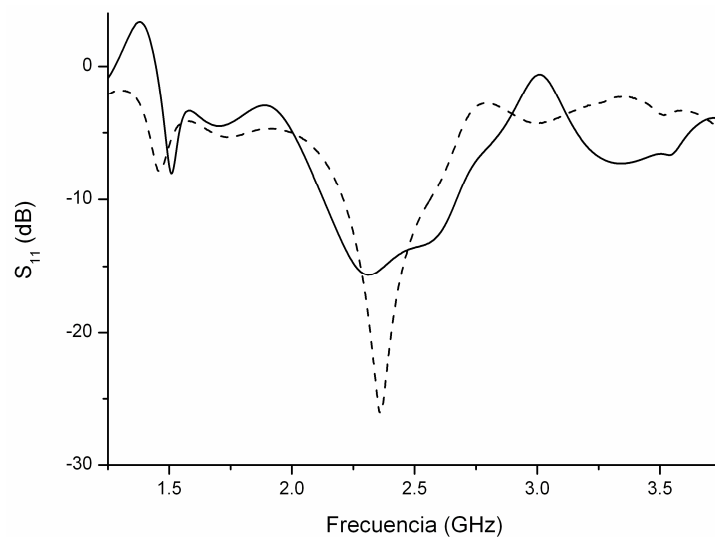
**Fig. 4.25** – Pérdidas de retorno para la antena uniplanar con cuatro directores  
— simulación      - - - - medidas



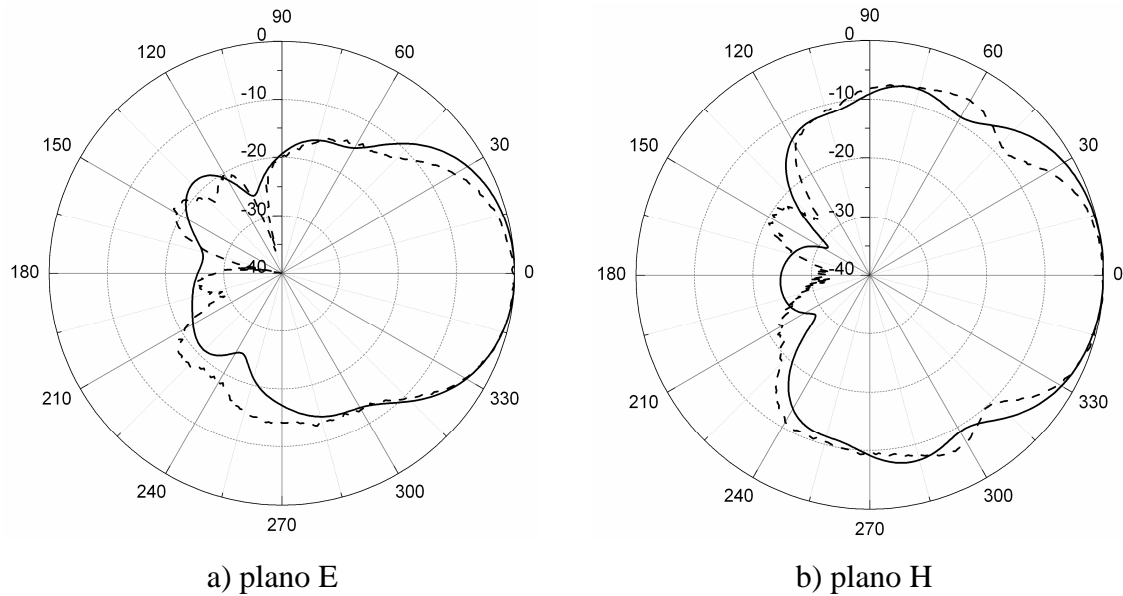
**Fig. 4.26** – Diagramas de radiación para la antena uniplanar con cuatro directores  
 ——— simulación      - - - - - medidas

• Antena Un-YPA con seis directores

Los resultados para esta antena se muestran en las figuras 4.27 y 4.28. Las conclusiones que se pueden extraer son las mismas que para los dos prototipos anteriores.



**Fig. 4.27** – Pérdidas de retorno para la antena Un-YPA con seis directores  
 ——— simulación      - - - - - medidas



**Fig. 4.28** – Diagramas de radiación para la antena Un-YPA con seis directores  
 ——— simulación      - - - - - medidas

En la tabla 4.5 se muestran, a modo de resumen y para una mayor claridad, las características principales, tanto medidas como simuladas, de las antenas fabricadas. Tal y como se ha comentado anteriormente, se observa que el ancho de banda medido de las antenas es sensiblemente inferior al simulado, pero al mismo tiempo tal y como predicían las simulaciones se constata que el ancho de banda y la frecuencia central no dependen del número de elementos directores de la antena, manteniéndose en todos los caso menos de un 2% de variación. En cuanto a los diagramas, las medidas proporcionan diagramas ligeramente más estrechos, pero igualmente se mantiene la tendencia de que al aumentar el número de directores la antena es más directiva. La evolución de las características de radiación de los prototipos fabricados, tanto simuladas como medidas, se muestra en la figura 4.29

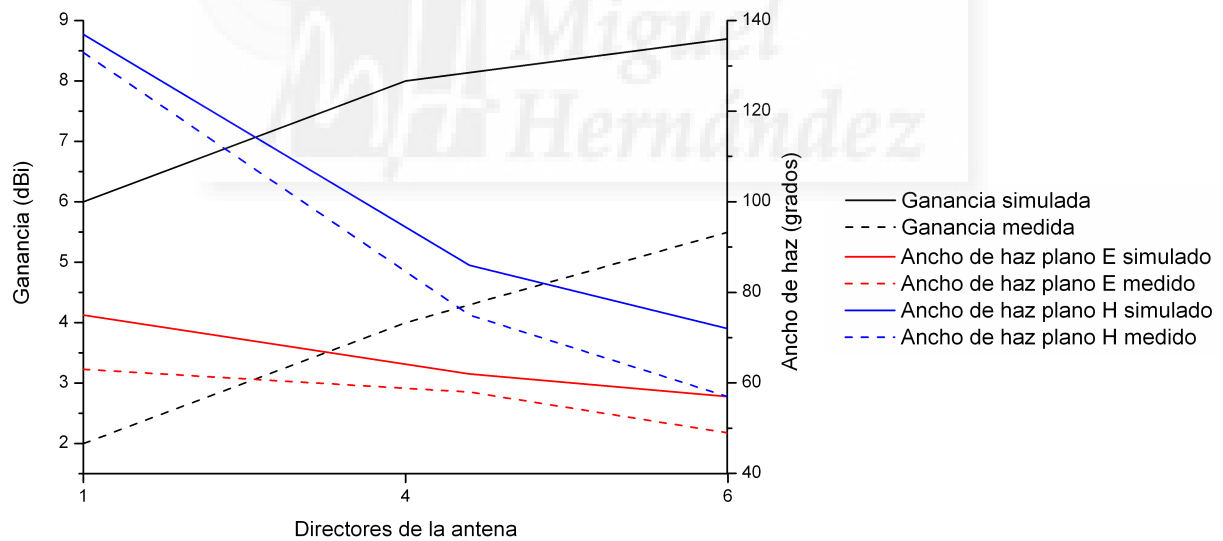
La principal diferencia entre las simulaciones y las medidas se encuentra en la ganancia de las antenas, ya que la predicción obtenida mediante simulaciones es notablemente mayor que la medida en la cámara anecoica. Esta diferencia es debida principalmente al sustrato utilizado en la fabricación de las antenas, que como se comento al comienzo del capítulo no es un sustrato específico de alta frecuencia, mientras que en las simulaciones se ha tomado un sustrato ideal sin pérdidas. En particular, y para abaratar en la medida de lo posible los prototipos, el sustrato utilizado es el estándar para la fabricación de circuitos



impresos, metalizado y positivado en sus dos caras, a fin de poder fabricar las antenas mediante insolación y ataque químico.

	Un director		Cuatro directores		Seis directores	
	Medida	Simulación	Medida	Simulación	Medida	Simulación
Ancho.Haz plano E (°)	63°	75°	58°	62°	49°	57°
Ancho.Haz plano H (°)	133°	137°	75°	86°	57°	72°
Relación Delante-Detrás	26dB	16.5dB	30dB	22dB	30	25dB
Ganancia	2dBi	6dBi	4dBi	8dBi	5.5dBi	8.7dBi
Frecuencia central	2.41GHz	2.4GHz	2.39GHz	2.4GHz	2.39GHz	2.4GHz
Ancho de Banda	430MHz	570MHz	370MHz </td <td>570MHz</td> <td>380MHz</td> <td>570MHz</td>	570MHz	380MHz	570MHz

**Tabla 4.5** – Tabla resumen de los resultados medidos y simulados para los distintos prototipos de antena Un-YPA fabricados.



**Fig. 4.29** – Evolución de las características de radiación de los prototipos fabricados de antena Un-YPA.

Para comprobar el efecto del sustrato se ha diseñado y realizado un prototipo de la antena Un-YPA con un solo elemento director con sustrato de Clad ( $\epsilon_r=3.2$  y  $h=1.52\text{mm}$ ), indicado por el fabricante para aplicaciones de hasta 10GHz. En este caso, la ganancia medida para la antena es de 4dBi, lo que está en consonancia con los datos indicados en la

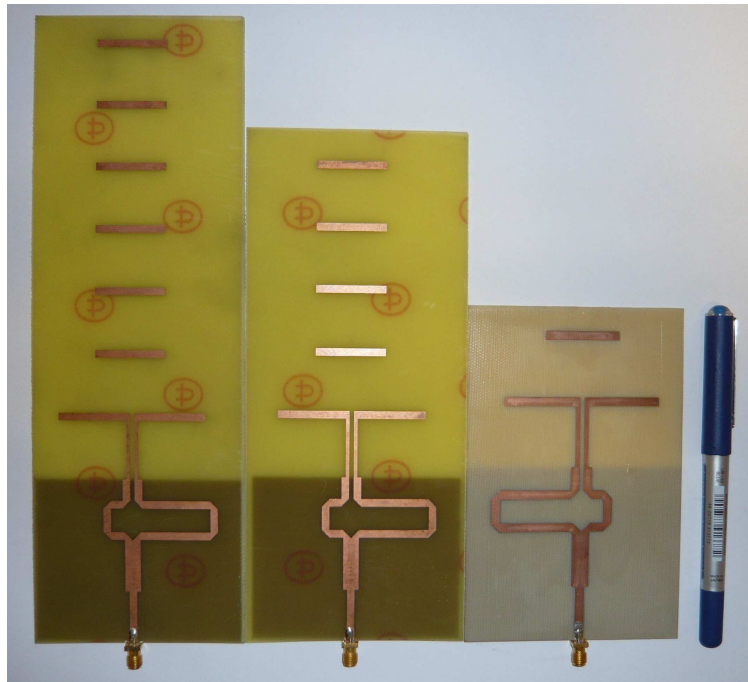
bibliografía para la antena de un solo director [II.2], aunque sigue siendo inferior a la ganancia obtenida mediante simulaciones. Las pérdidas estimadas del sustrato son, por tanto, 2dB, por lo que la predicción de ganancia para los prototipos de cuatro y seis directores sería de 6dBi y 7.5dBi, respectivamente (asumiendo que las pérdidas del sustrato se producen principalmente en la zona de alimentación microstrip de la antena).

Por otra parte, los resultados obtenidos en la ganancia de la antena son del mismo orden que los obtenidos por otros autores que han diseñado variantes de la antena uniplanar presentada en [II.1] para aumentar la ganancia de la misma:

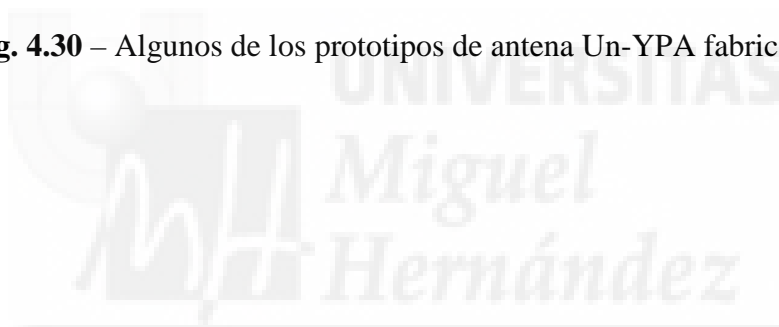
- En [II.13] se diseña una antena para aplicaciones en la banda de 24GHz con un nuevo elemento reflector situado entre el plano de masa y el dipolo y con dos directores. Obtienen una ganancia simulada de 9dBi con el simulador *Momentum*, pero en este caso los autores utilizan para la simulación de la antena un sustrato ideal de aire y miden la ganancia sin computar la zona microstrip de alimentación de la misma. No presentan datos sobre la ganancia medida. El ancho de banda en este caso es del orden del 2.5% de la frecuencia central, muy inferior al obtenido en nuestro caso.
- En [II.8] se presenta el diseño de una modificación de la antena uniplanar, a base de introducir diversos elementos parásitos junto al dipolo y los elementos directores. La frecuencia de diseño es 2.45GHz. La ganancia simulada que obtienen es de 9dBi, mientras que el ancho de banda obtenido mediante medidas es de 130MHz. No presentan datos sobre la ganancia medida.

En la figura 4.30 se muestran algunos de los prototipos fabricados. En particular, se presentan las antenas Un-YPA de cuatro y seis elementos directores con sustrato de bajo coste y la antena con un elemento director fabricada sobre sustrato de Clad.

Por último, con el objetivo de establecer el límite del aumento de la ganancia en función del número de directores para la antena propuesta, se ha diseñado una antena con catorce elementos directores. Debido al tamaño de la antena (más de 35cm) sólo se han realizado simulaciones, obteniéndose una ganancia de 9.9dBi (para sustrato sin pérdidas).



**Fig. 4.30** – Algunos de los prototipos de antena Un-YPA fabricados.





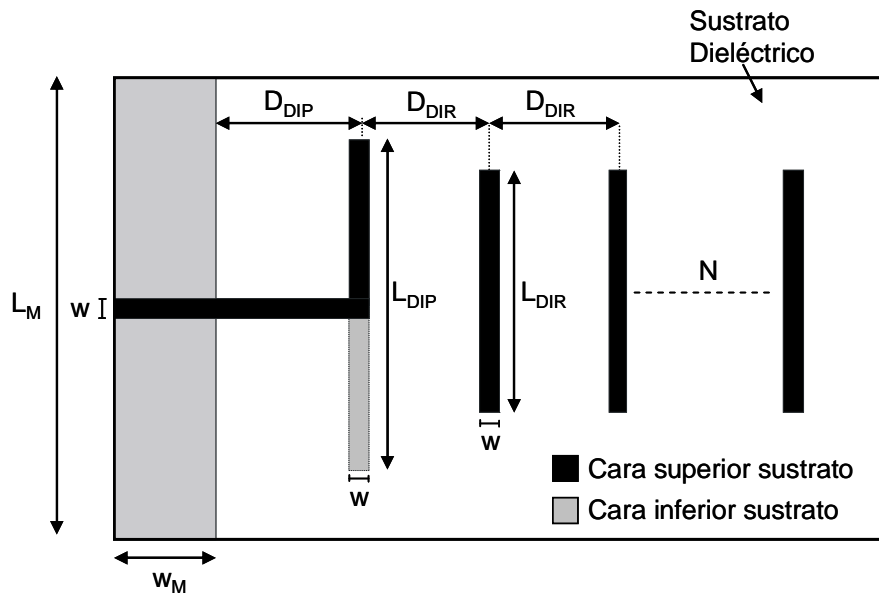
---

## CAPÍTULO 5:

### ANTENA Bi-YPA

---

En este capítulo se presenta una nueva antena impresa tipo Yagi, pero en este caso con el dipolo impreso situado en las dos caras del sustrato dieléctrico. El esquema de la antena se muestra en la figura 5.1. La alimentación de la misma se realiza mediante una línea de transmisión paralela tipo strip, situada en ambas caras del sustrato y con impedancia característica de  $50\Omega$ . Al final de la línea de alimentación se encuentra el dipolo, con uno de los brazos impreso en la parte superior del sustrato mientras que el otro brazo se sitúa en la cara inferior. Esta configuración ha sido recientemente propuesta por Zheng y otros [II.14] y modificada ligeramente por Huang y otros [II.15]. También ha sido ampliamente utilizada con otro tipo de geometrías como puede ser antenas bow-tie [II.16 y II.17] o agrupaciones de dipolos impresos [II.18]. Con esta alimentación de la antena se consigue la correcta excitación en fase del dipolo (cada uno de los brazos desfasados  $180^\circ$ ) sin necesidad de incluir elementos externos, lo que reduce considerablemente el tamaño final de la antena. Además del dipolo impreso, y siguiendo la estructura de las antenas Yagi tradicionales, en la estructura de la antena se incluye un plano de masa truncado, situado en la cara inferior del sustrato y que actúa como elemento reflector de la antena, y una serie de elementos directores de iguales dimensiones y equiespaciados entre sí.



**Fig. 5.1** – Esquema funcional de la antena tipo Yagi biplanar.

Debido a la disposición del dipolo en las dos caras del sustrato dieléctrico hemos llamado a esta antena “Biplanar Yagi Printed Antenna”, Bi-YPA.

En este capítulo abordaremos el diseño de la antena para dos bandas de frecuencias, la banda de 2.45GHz y la banda de 868MHz. En ambos casos utilizaremos sustrato de bajo coste ( $\epsilon_r = 3.9$  y  $h = 1.52\text{mm}$ ) y pretendemos conseguir una antena impresa de alta ganancia y con buenas características en cuanto al ancho de banda de funcionamiento.

El diseño básico de la antena lo realizaremos en la banda de frecuencias ISM. Para ello, aplicaremos un análisis sistemático de cada una de las dimensiones de la antena y su influencia en las características de la misma, tanto en reflexión como en radiación, eligiendo en cada caso la dimensión que maximice la ganancia de la antena, sin empeorar su comportamiento frecuencial. En primera instancia se optimizará la antena con un solo elemento director y posteriormente se añadirán más elementos para aumentar la ganancia

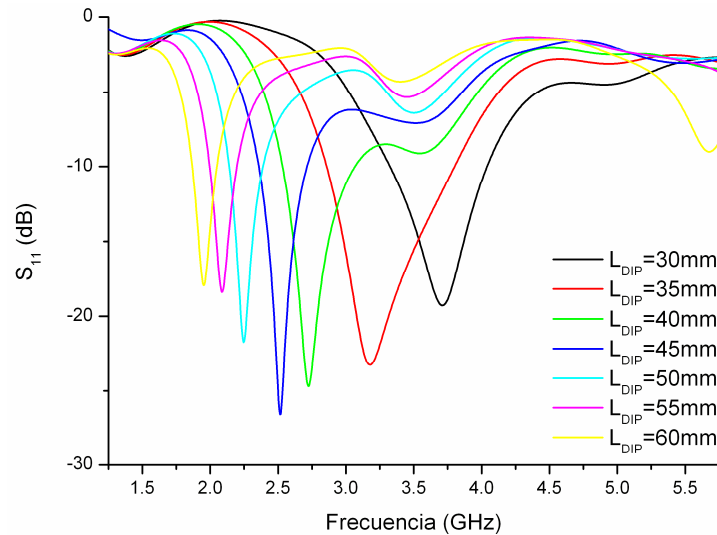
Una vez optimizada la antena en 2.45GHz, abordaremos el diseño de una antena de similares características en la banda de 868MHz. Para ello, utilizaremos los resultados previos obtenidos para la antena en banda ISM y realizaremos un escalado de la antena.

## 5.1 – Diseño de la antena Bi-YPA en banda ISM

En este apartado realizaremos el estudio y optimización de las características de la antena en la banda de frecuencias ISM, centrada en 2.45GHz. Como consideraciones previas de diseño, la anchura de la línea strip de alimentación se ha ajustado a 3.2mm para que la impedancia de la misma sea de  $50\Omega$ . Este mismo valor se ha tomado para las anchuras del resto de los elementos (dipolo y directores), es decir, se ha ajustado  $w = 3.2\text{mm}$  (ver figura 5.1).

### 5.1.1 – Diseño del dipolo impreso

Como primer paso nos planteamos el diseño del elemento activo de la antena. Como consideración de diseño tomamos la anchura del mismo igual a la de la línea de alimentación (3.2mm). Para obtener la longitud del dipolo impreso se han realizado una serie de simulaciones de la antena sólo con el elemento activo (eliminamos el reflector y el elemento director) variando la longitud del mismo desde 30mm (aprox.  $\lambda/4$ ) hasta 60mm (aprox.  $\lambda/2$ ) en pasos de 5mm. La longitud total de la línea de alimentación del dipolo es de media longitud de onda en el interior de la línea strip de alimentación ( $\lambda_g/2 = 39.5\text{mm}$ ), que es la distancia mínima necesaria para conformar totalmente la onda y que el dipolo impreso se comporte como tal [II.15]. En la figura 5.2 se muestran las pérdidas de retorno obtenidas para las distintas simulaciones. A la vista de los resultados, seleccionamos la longitud del dipolo  $L_{\text{DIP}} = 45\text{mm}$ , que proporciona una frecuencia de resonancia de 2.5GHz y un ancho de banda (con el dipolo solo) de 400MHz. Si expresamos el valor obtenido en función de la longitud de onda obtenemos  $L_{\text{DIP}}=0.37\lambda_0$ , valor sensiblemente inferior al necesario en las antenas Yagi tradicionales o en la antena Un-YPA vista en el capítulo anterior, que en ambos caso toma un valor cercano a  $0.5\lambda_0$ , reduciendo de esta forma el tamaño de la antena. La relación encontrada entre el tamaño del dipolo y la longitud de onda ( $L_{\text{DIP}}=0.37\lambda_0$ ) se mantiene en todos los casos simulados con un error menor al 3%, por lo que esta relación se puede tomar como dato de diseño del dipolo de la antena Bi-YPA para el sustrato dieléctrico utilizado ( $\epsilon_r=3.9$ ,  $h=1.52\text{mm}$ .) y en este rango de frecuencias.

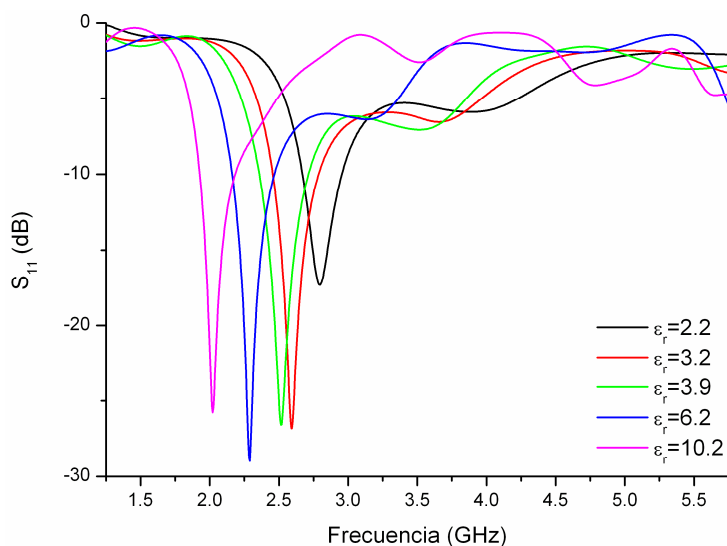


**Fig. 5.2** – Pérdidas de retorno del dipolo impreso en función de su longitud.

Para comprobar la influencia del sustrato en el tamaño del dipolo y así poder explorar la posibilidad de miniaturización de este tipo de antenas se han realizado distintas simulaciones de la antena con un dipolo impreso de 45mm de longitud (sin reflector ni director), modificando la constante dieléctrica y el grosor del sustrato. En la figura 5.3 se presentan las pérdidas de retorno del dipolo impreso biplanar para un sustrato de 1.52mm de grosor y distintas constantes dieléctricas utilizadas en sustratos de antenas impresas. Como se puede observar, al aumentar la constante dieléctrica del sustrato la frecuencia de resonancia del dipolo se reduce, reduciéndose de igual forma la relación entre la longitud del dipolo y la longitud de onda. En la tabla 5.1 se resumen los resultados obtenidos.

Para evaluar el efecto que sobre la longitud del dipolo impreso tiene el grosor del sustrato dieléctrico se han realizado una serie de simulaciones con un dipolo de 45mm de longitud sobre un sustrato de constante dieléctrica 3.9 y distintos grosores. Para las simulaciones realizadas, y para mayor simplicidad en las mismas, se ha eliminado el conector coaxial de la antena y se han calculado las pérdidas de retorno directamente en la línea strip de alimentación. Los resultados obtenidos respecto al parámetro  $S_{11}$  se muestran en la figura 5.4. Como se puede observar el grosor del sustrato no tiene prácticamente influencia sobre la frecuencia de resonancia del dipolo, por lo que no es una variable a tener en cuenta en la posible miniaturización de la antena.

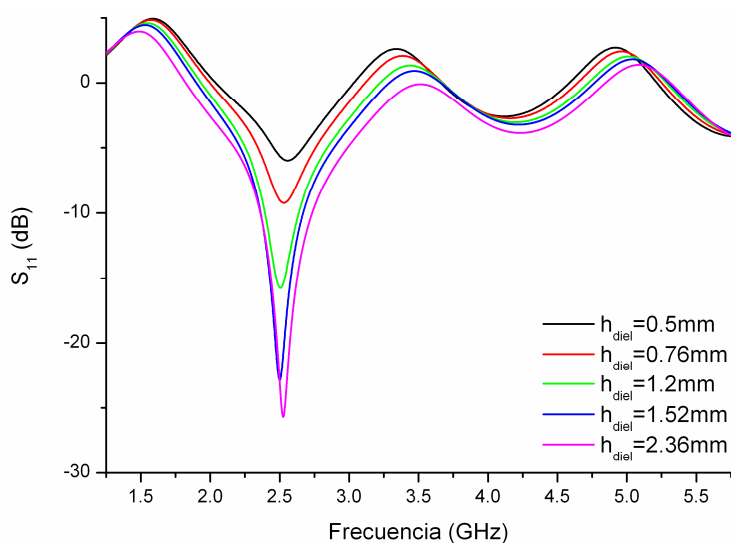




**Fig. 5.3** – Pérdidas de retorno del dipolo impreso en función de la constante dieléctrica del sustrato utilizado.

Constante Dieléctrica	Frecuencia de Resonancia	Ancho de Banda	Relación $L_{DIR}/\lambda_0$
2.2	2.8GHz	300MHz	0.41
3.2	2.6GHz	350MHz	0.38
3.9	2.5GHz	400MHz	0.37
6.2	2.3GHz	330MHz	0.34
10.2	2GHz	280MHz	0.3

**Tabla. 5.1** –Resumen de resultados sobre la influencia de la constante dieléctrica en el tamaño del dipolo impreso.

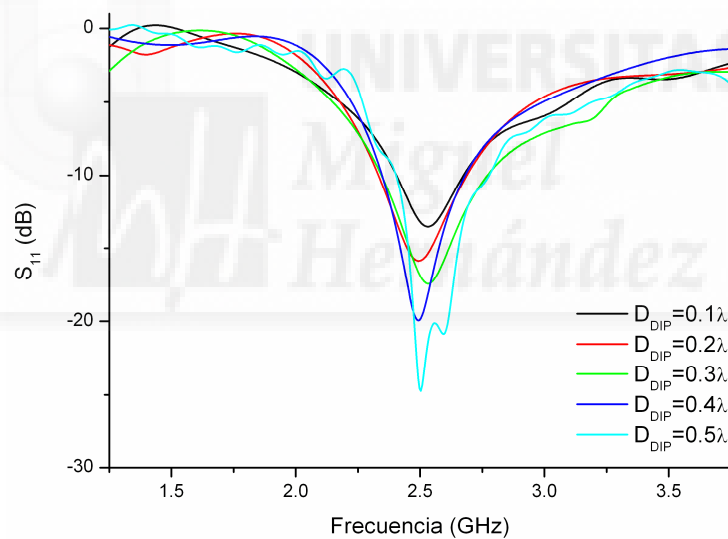


**Fig. 5.4** – Pérdidas de retorno del dipolo impreso en función del grosor del sustrato utilizado.

### 5.1.2 – Separación entre el dipolo y el reflector

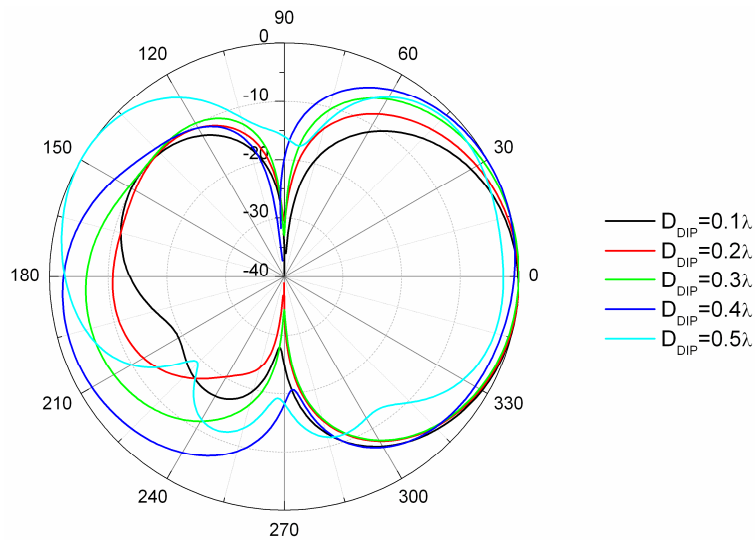
Una vez determinada la longitud del dipolo, estudiamos la influencia de la separación entre éste y el reflector (plano de masa truncado). Por conveniencia se ha tomado una anchura de elemento reflector  $W_M = 15\text{mm}$ , que se mantendrá fija en el proceso de diseño, y una longitud del reflector de  $L_M = 50\text{mm}$ , a la cual se le aplicará método de diseño en el siguiente apartado. Se han realizado distintas simulaciones de la antena con el dipolo y el reflector (sin elemento director) modificando  $D_{DIP}$  (ver figura 5.1) entre  $0.1\lambda$  y  $0.5\lambda$ .

Los resultados en cuanto a las pérdidas de retorno calculadas se muestran en la figura 5.5. Como se puede observar las características de reflexión de la antena empeoran cuanto más cerca está el dipolo del elemento reflector, debido al acoplo que se produce entre ambos elementos.

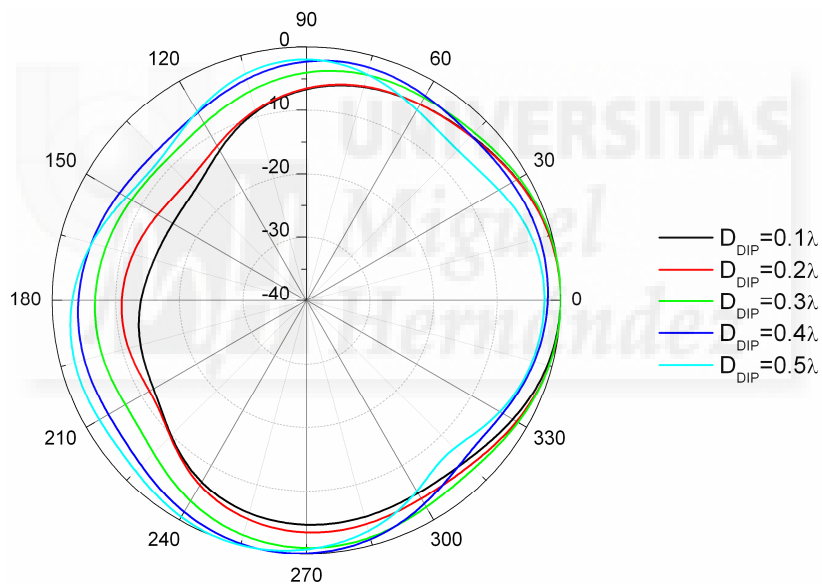


**Fig. 5.5** – Pérdidas de retorno de la antena en función de la separación entre dipolo y elemento reflector.

En las figuras 5.6 y 5.7 se muestran los diagramas de radiación de la antena en los dos planos principales en función del valor adoptado para  $D_{DIP}$ . Para separaciones entre el dipolo y el reflector superiores a  $0.4\lambda$ , este último no se comporta como tal, y los diagramas de la antena se asemejan a los de un dipolo aislado. Cuanto más cerca se encuentra el dipolo del reflector la antena presenta un comportamiento más directivo.



**Fig. 5.6** – Diagrama de radiación plano E de la antena en función de la separación dipolo – elemento reflector.



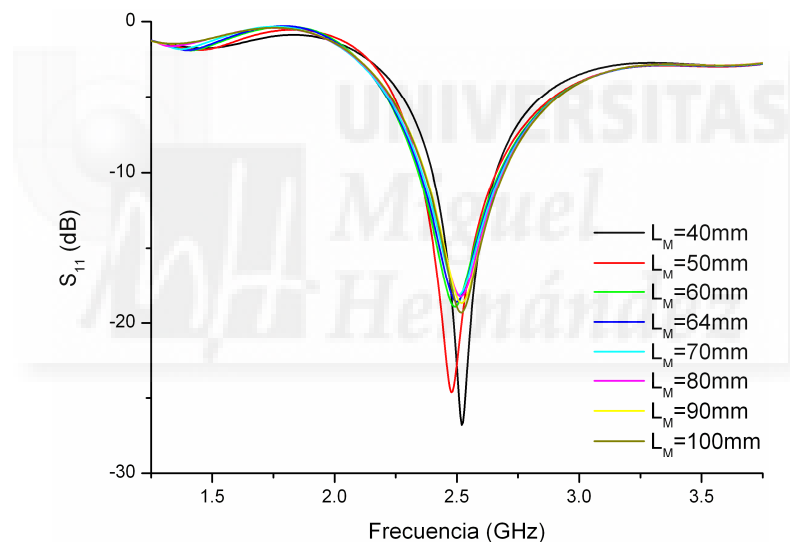
**Fig. 5.7** – Diagrama de radiación plano H de la antena en función de la separación dipolo – elemento reflector.

Como es habitual, no se puede obtener un valor de  $D_{DIP}$  que maximice al mismo tiempo las características de reflexión y radiación de la antena. Finalmente se ha tomado como valor de diseño  $0.2\lambda$  ( $D_{DIP} = 24.5\text{mm}$ ), que presenta buenos resultados tanto en las pérdidas de retorno como en los diagramas. Este valor coincide con el obtenido para la antena Un-YPA estudiada en el Capítulo 4 y con el valor típico de las antenas Yagi tradicionales.

### 5.1.3 – Longitud del elemento reflector

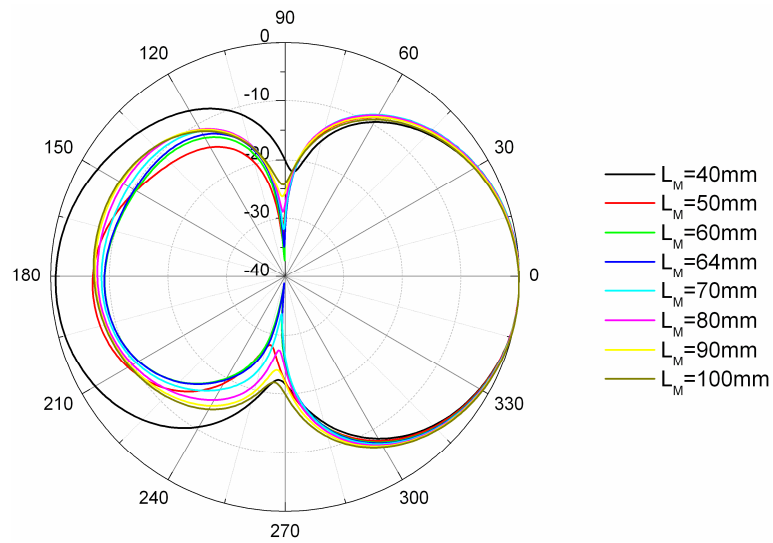
En este apartado evaluamos la influencia que sobre las características de la antena tiene la longitud del plano de masa truncado utilizado como elemento reflector. Se han realizado distintas simulaciones variando este parámetro,  $L_M$  en el esquema de la antena de la figura 5.1, desde 40mm (ligeramente inferior a la longitud del dipolo) hasta 100mm (aproximadamente  $3\lambda/4$ ) en pasos de 10mm. No se considera el elemento director de la antena, y el resto de las dimensiones de la misma son las obtenidas en los apartados anteriores.

En la figura 5.8 se muestran las pérdidas de retorno. Como se puede observar, la longitud del elemento reflector no influye significativamente en las características de reflexión de la antena.

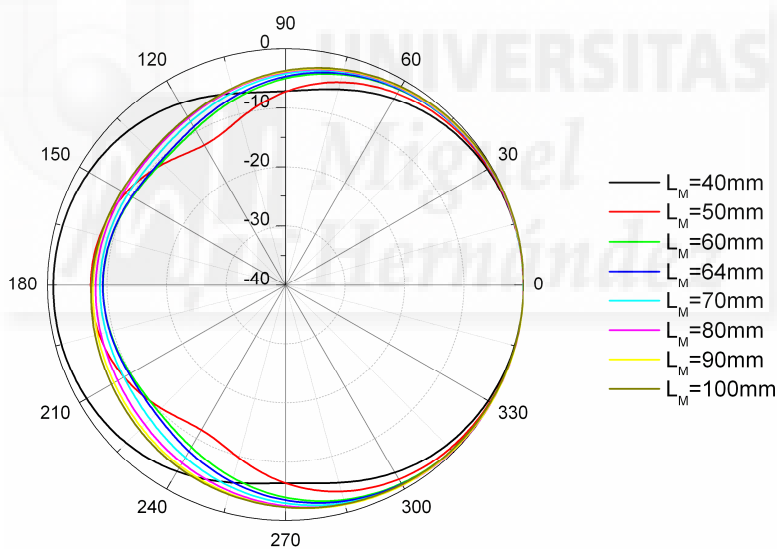


**Fig. 5.8** – Pérdidas de retorno de la antena en función de la longitud del elemento reflector.

El diagrama de radiación de la antena en plano E se muestra en la figura 5.9, mientras que el corte en el plano H se presenta en la figura 5.10. Si la longitud del reflector es menor que la del dipolo (para 40mm), el diagrama de la antena es similar al de un dipolo aislado, por lo que el plano de masa truncado no actúa como reflector. Para longitudes del elemento reflector mayores que la del dipolo, el diagrama de la antena es directivo siendo la variación de éste en función de la longitud del reflector poco importante. Este comportamiento del plano de masa truncado es similar al obtenido con la antena Un-YPA.



**Fig. 5.9** – Diagrama de radiación en plano E de la antena en función de la longitud del elemento reflector.



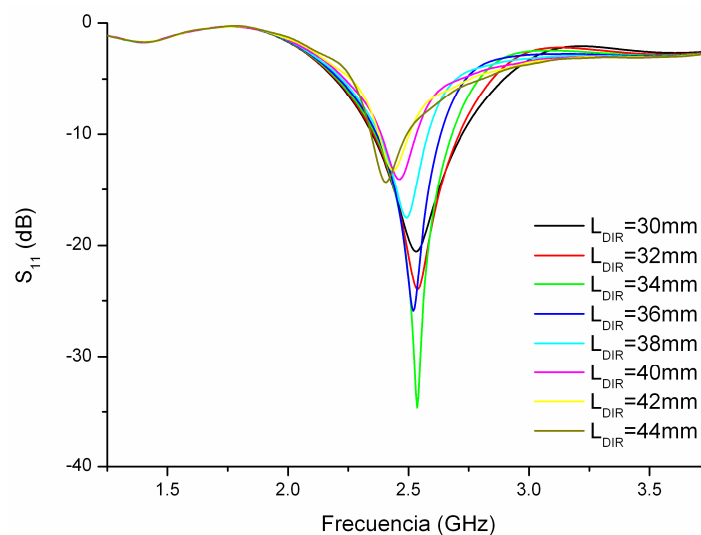
**Fig. 5.10** – Diagrama de radiación en plano H de la antena en función de la longitud del elemento reflector.

A la vista de los resultados, y por comodidad se ha tomado como valor de diseño del elemento reflector  $L_M = 64\text{mm}$ , que coincide con  $\lambda/2$  a la frecuencia de diseño.

#### 5.1.4 – Longitud del elemento director.

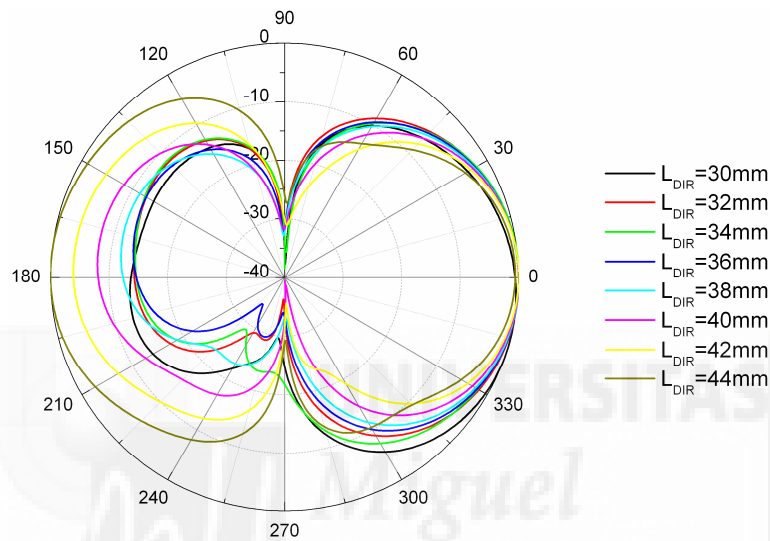
Una vez determinadas las dimensiones del dipolo y del elemento reflector insertamos un elemento director en la geometría de la antena. Primeramente obtenemos la longitud de este elemento, etiquetada en el esquema de la antena como  $L_{DIR}$ . Para ello haremos una serie de simulaciones variando la longitud del elemento director desde 30mm hasta una longitud prácticamente igual a la del dipolo alimentado (44mm) en pasos de 2mm. El director lo situamos a una distancia del elemento activo de  $0.2\lambda$  ( $D_{DIR} = 24.5\text{mm}$ ). En el apartado siguiente evaluaremos este parámetro, pero a priori este valor parece un buen candidato, ya que coincide con la separación ente el elemento reflector y el dipolo, siendo además la distancia óptima obtenida para las antenas Un-YPA.

En la figura 5.11 se muestran las pérdidas de retorno obtenidas para cada una de las simulaciones realizadas. Como se puede observar, cuanto más pequeño es el elemento director, las características de reflexión de la antena son mejores, proporcionando un mayor ancho de banda. Para longitudes grandes del director (mayores que 38mm) el parámetro  $S_{11}$  empeora notablemente, reduciéndose de forma drástica la zona de funcionamiento de la antena. Estas conclusiones se pueden extraer fácilmente a partir del resumen de las características de las antenas simuladas de la tabla 5.2.

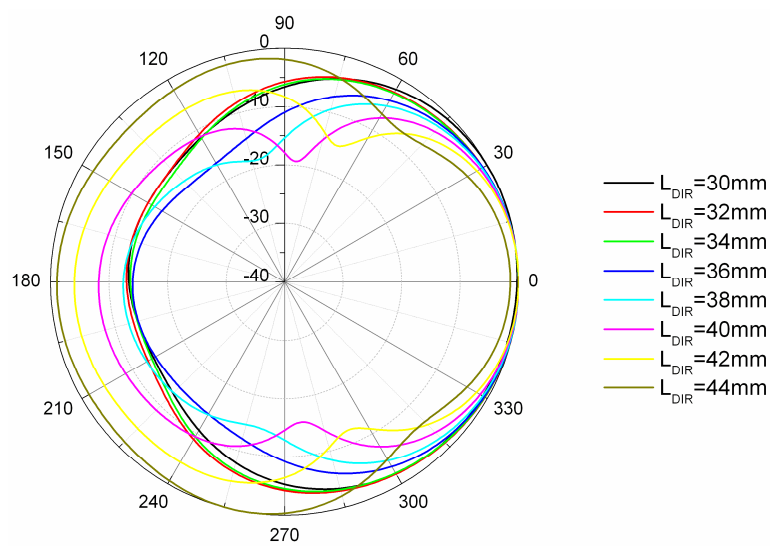


**Fig. 5.11** – Pérdidas de retorno de la antena Bi-YPA en función de la longitud del elemento director.

En la figura 5.12 se muestra el diagrama de radiación en plano E de la antena para las distintas longitudes del elemento director. En la figura 5.13 se presenta el diagrama en plano H. Como se puede observar, al aumentar el tamaño del director de la antena el diagrama de radiación se hace cada vez más directivo. Este comportamiento se mantiene hasta que el director es de tamaño similar al dipolo (a partir de 40mm), donde el elemento director pasa a comportarse como reflector. En la tabla 5.2 se resumen las principales características de la antena en función de la longitud del director.



**Fig. 5.12** – Diagrama de radiación plano E de la antena Bi-YPA en función de la longitud del elemento director.



**Fig. 5.13** – Diagrama de radiación plano H de la antena Bi-YPA en función de la longitud del elemento director.

A la vista de los resultados obtenidos se ha elegido un valor  $L_{DIR} = 36\text{mm}$ , lo que equivale a una relación con el dipolo de  $L_{DIR} = 0.8L_{DIP}$ , notablemente superior a la obtenida en el caso de la antena Un-YPA ( $L_{DIR} = 0.51L_{DIP} = 30\text{mm}$ ).

$L_{DIR}$	Ancho Haz plano E (°)	Ancho Haz plano H (°)	Relación Delante-Detrás	Frecuencia Central	Ancho de Banda
30mm	74	141	13.5dB	2.54GHz	390MHz
32mm	74	140	13.8dB	2.54GHz	370MHz
34mm	75	138	14.1dB	2.52GHz	340MHz
36mm	71	110	14.3dB	2.5GHz	280MHz
38mm	67	99	12.4dB	2.48GHz	210MHz
40mm	61	83	8.2dB	2.46GHz	160MHz
42mm	DATOS NO SIGNIFICATIVOS			2.44GHz	140MHz
44mm				2.42GHz	150MHz

**Tabla. 5.2** –Resumen de resultados de la antena Bi-YPA en función de la longitud del elemento director.

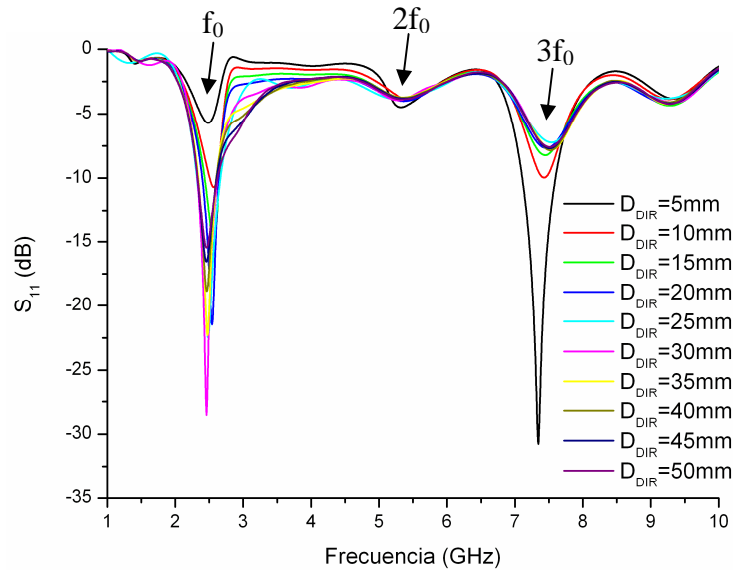
### 5.1.5 – Separación entre el dipolo y el director.

Por último, para tener totalmente caracterizada la antena Bi-YPA, nos falta por determinar la separación entre el elemento director y el dipolo alimentado,  $D_{DIR}$  en el esquema de la figura 5.1. Realizamos distintas simulaciones de la antena con un solo elemento director de 36mm, variando la separación dipolo-director. El rango elegido en este caso es de 5mm hasta 50mm en pasos de 5mm.

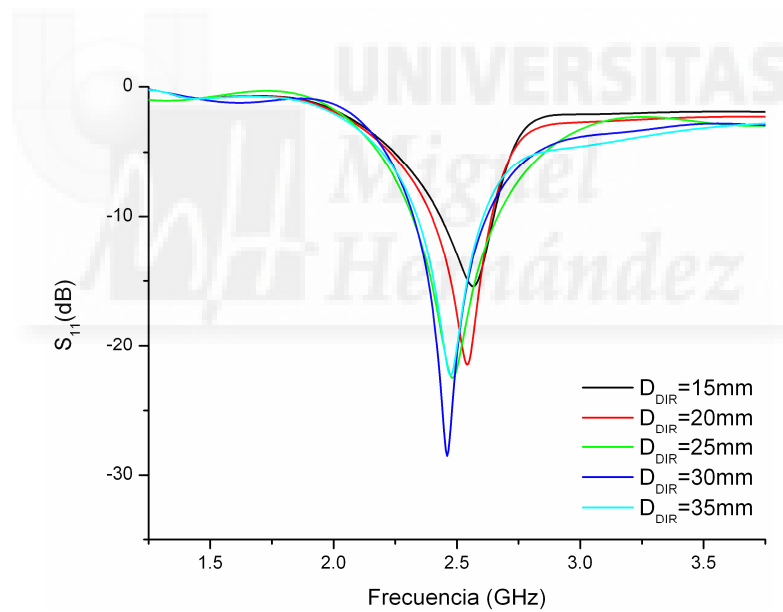
En la figura 5.14 se muestran las pérdidas de retorno de la antena en función de  $D_{DIR}$ . En este caso se ha elegido un amplio margen de frecuencias para representar este parámetro. Como se puede observar en la figura, aparecen varias frecuencias de resonancia, coincidiendo con la frecuencia fundamental  $f_0$ , con el doble de ésta  $2f_0$  y con  $3f_0$ . Este efecto ha sido utilizado por otros autores para diseñar antenas multiresonantes [II.19]. Cuando la separación del director y el dipolo aumenta, las resonancias de orden superior decrecen, acoplándose la mayoría de la energía en la frecuencia fundamental de trabajo, aumentando de esta forma la eficiencia de la antena.

En la figura 5.15 se ha representado el parámetro  $S_{11}$  de la antena en un margen de frecuencias alrededor de la de diseño para los valores más significativos de separación entre dipolo y director.



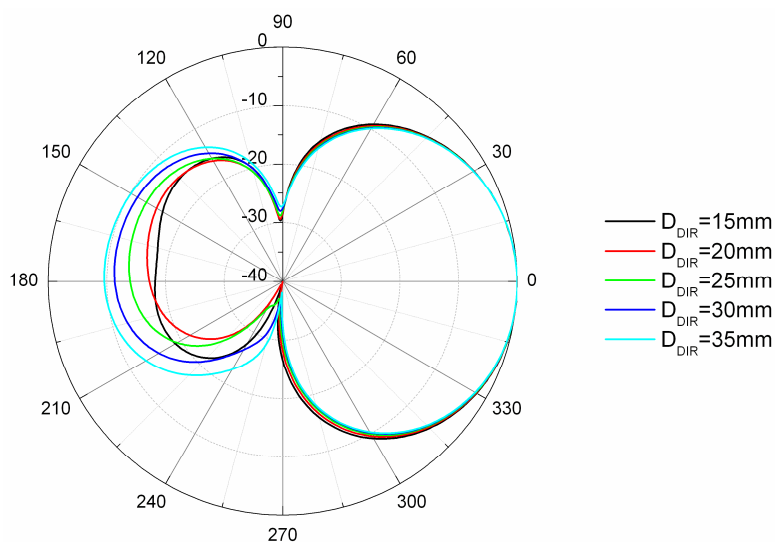


**Fig. 5.14** – Pérdidas de retorno de la antena Bi-YPA en función de la separación entre el dipolo y el elemento director.

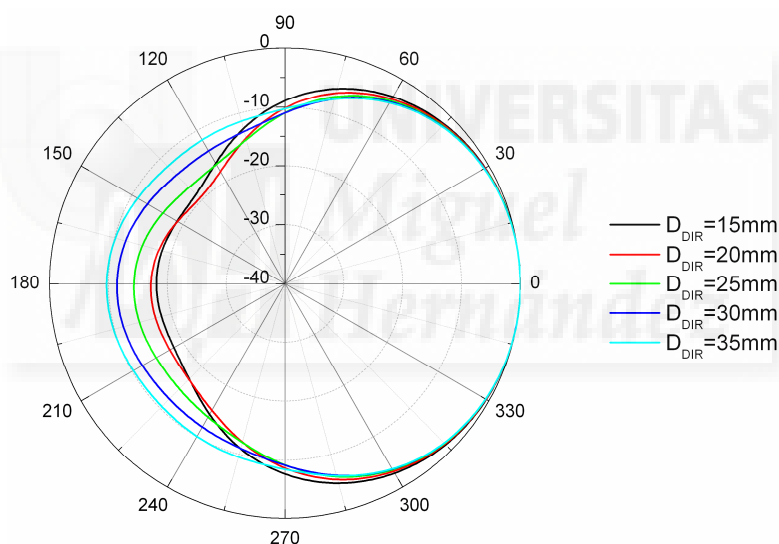


**Fig. 5.15** – Pérdidas de retorno de la antena Bi-YPA para los valores más significativos de  $D_{DIR}$ .

El diagrama de radiación en plano E para los valores más significativos del parámetro  $D_{DIR}$  se muestra en la figura 5.16, mientras que en la figura 5.17 se presentan los diagramas en plano H. Como se puede observar, la antena es más directiva cuanto más cerca se encuentre el elemento director del dipolo impreso, mejorando especialmente la relación delante-detrás.



**Fig. 5.16** – Diagrama de radiación en plano E de la antena Bi-YPA en función de la separación entre el dipolo y el elemento director.



**Fig. 5.17** – Diagrama de radiación en plano H de la antena Bi-YPA en función de la separación entre el dipolo y el elemento director.

Finalmente, se ha seleccionado  $D_{DIR} = 24.5\text{mm}$  ( $0.2\lambda$ ) que mantiene buenas características tanto en diagrama de radiación como en  $S_{11}$ . El valor adoptado coincide con el del parámetro  $D_{DIP}$ , separación entre el dipolo y el elemento reflector, obtenido anteriormente y con el valor óptimo que se obtuvo para el caso de la antena coplanar Un-YPA del Capítulo 4.

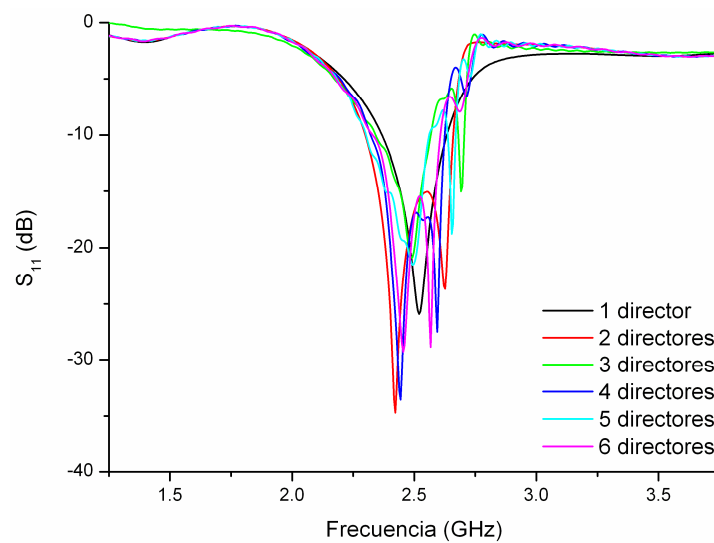
5.1.6 – Número de elementos directores.

Una vez obtenidas las dimensiones óptimas de la antena Bi-YPA se pretende aumentar la directividad y la ganancia de la misma. Para ello se han simulado antenas con dos, tres, cuatro, cinco y seis elementos directores. Todos los directores son del mismo tamaño y se sitúan equiespaciados entre si. Las dimensiones finales de la antena, tras el proceso de diseño, se muestran en la tabla 5.3.

Dimensiones de la antena			
$w = 3.2\text{mm}$	$L_M = 64\text{mm}$	$W_M = 15\text{mm}$	$L_{DIP} = 45\text{mm}$
$D_{DIP} = 24.5\text{mm}$	$L_{DIR} = 36\text{mm}$	$D_{DIR} = 24.5\text{mm}$	

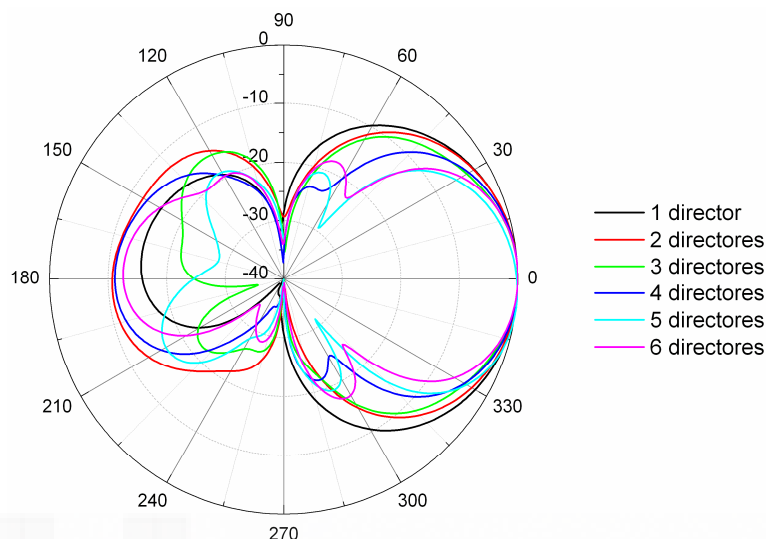
**Tabla. 5.3** –Dimensiones finales de la antena Bi-YPA en banda ISM.

En la figura 5.18 se muestran las pérdidas de retorno obtenidas para cada una de las antenas simuladas. Como se puede observar, al modificar el número de directores de la antena se modifica notablemente las características de reflexión de la misma. En todo caso, tal y como se puede extraer del resumen de los resultados de la tabla 5.4, para todos los casos se mantiene la frecuencia central de funcionamiento de la antena y se obtiene un ancho de banda suficiente para cubrir toda la banda ISM.

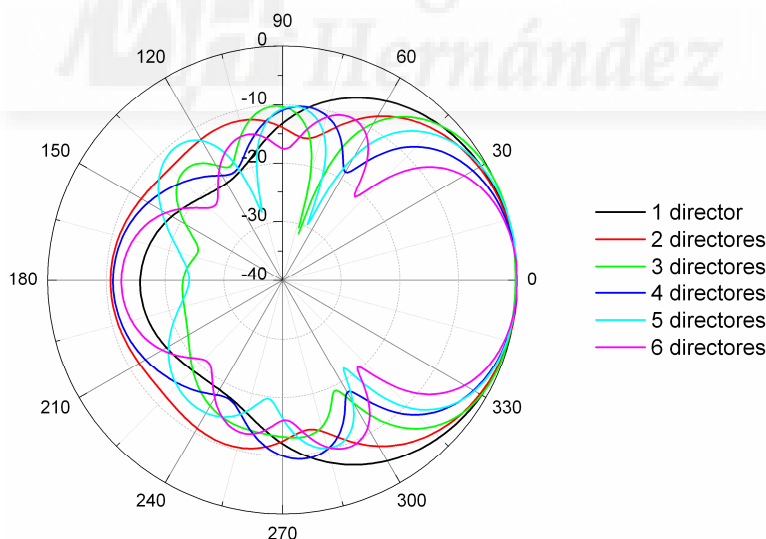


**Fig. 5.18** – Pérdidas de retorno de la antena Bi-YPA en función del número de elementos directores.

En cuanto a los diagramas de radiación, en la figura 5.19 se muestra el corte en plano E y en la figura 5.20 el plano H. Como era de esperar, al aumentar el número de elementos directores los diagramas de radiación de la antena son cada vez más directivos, aumentando en consecuencia la ganancia.



**Fig. 5.19** – Diagrama de radiación plano E de la antena Bi-YPA para distinto número de elementos directores.



**Fig. 5.20** – Diagrama de radiación plano H de la antena Bi-YPA para distinto número de elementos directores.

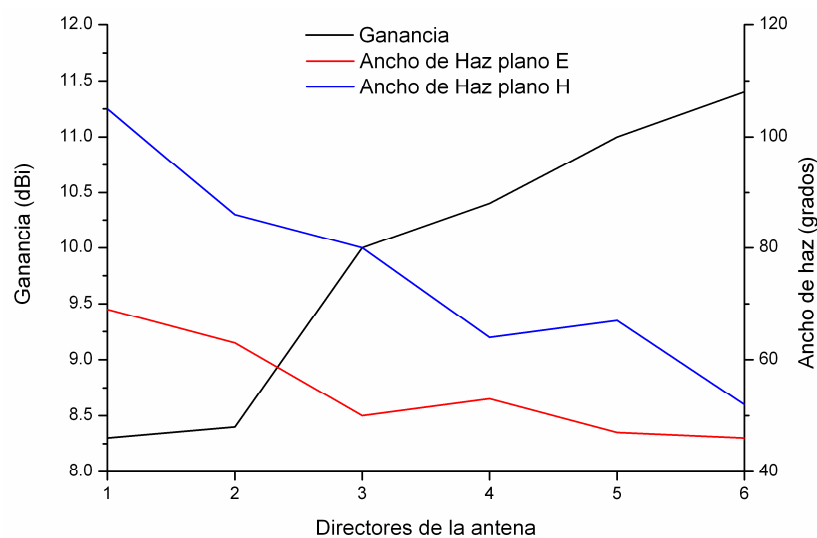
En la tabla 5.4 se presenta un resumen de las características más importantes de las antenas simuladas.

Directores	Ancho Haz plano E (°)	Ancho Haz plano H (°)	Relación Delante-Detrás	Ganancia	Frecuencia Central	Ancho de Banda
1	69	105	14.7dB	8.3dBi	2.49GHz	270MHz
2	63	86	10.7dB	8.4dBi	2.48GHz	370MHz
3	50	80	23.1dB	10dBi	2.46GHz	230MHz
4	53	64	11.1dB	10.4Bi	2.48GHz	310MHz
5	47	67	24.3dB	11dBi	2.44GHz	270MHz
6	46	52	12.6dB	11.4dBi	2.47GHz	290MHz

**Tabla. 5.4** –Resultados obtenidos para la antena Bi-YPA con distinto número de elementos directores.

Si comparamos estos resultados con los obtenidos para la antena Un-YPA (resumidos en la tabla 4.4) podemos observar como en este caso se obtienen diagramas más directivos y la ganancia calculada para las antenas biplanares son sensiblemente superiores a las obtenidas para las antenas coplanares. En cuanto a las características de reflexión, en la antena coplanar no se producían variaciones al incrementar el número de elementos directores, mientras que en la antena Bi-YPA se producen variaciones importantes que reducen el ancho de banda de funcionamiento de la antena, aunque, como se comentó anteriormente, se mantiene tanto la frecuencia de resonancia como el ancho de banda dentro de los requisitos necesarios para aplicaciones ISM.

En la figura 5.21 se muestra la evolución de las características de radiación de las antenas Bi-YPA en función del número de elementos directores



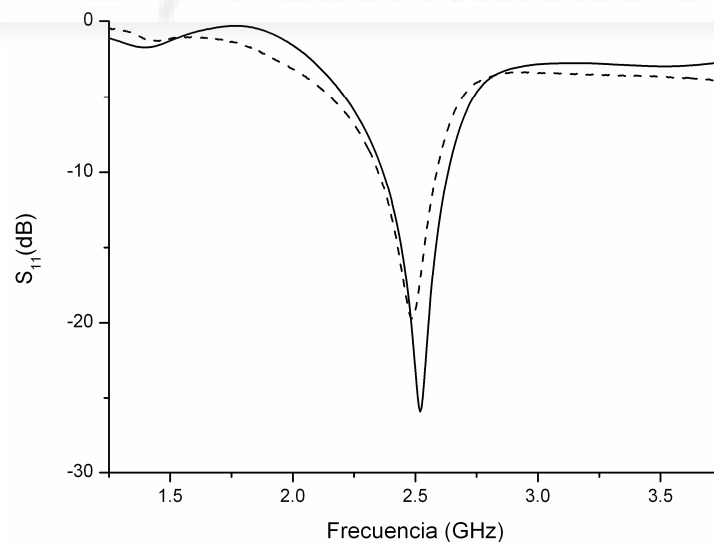
**Fig. 5.21** – Evolución de las características de radiación de la antena Bi-YPA en función del número de elementos directores.

### 5.1.7 – Prototipos y medidas.

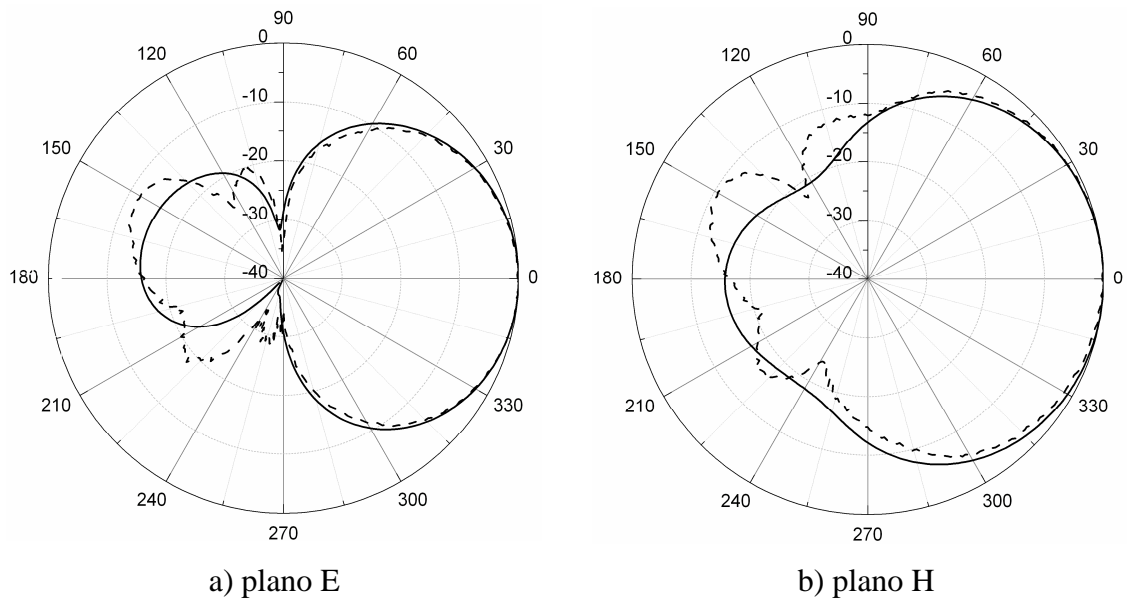
Finalmente, y para validar el proceso de diseño realizado en los apartados anteriores se han fabricado y medido varios prototipos de la antena Bi-YPA con uno, tres y cinco elementos directores. En los siguientes puntos se muestran los resultados tanto simulados como medidos para las pérdidas de retorno, los diagramas de radiación y la ganancia para cada uno de estos prototipos.

- Antena Bi-YPA con un director

Las pérdidas de retorno para la antena Bi-YPA con un solo elemento director se muestran en la figura 5.22, mientras que en la figura 5.23 se presentan los diagramas de radiación en los dos planos principales. Como se puede apreciar, existe una gran concordancia entre los resultados simulados y los medidos. En este caso, y a diferencia del análisis realizado para la antena coplanar del Capítulo 4, se ha incluido el conector coaxial de la antena en las simulaciones, por lo que la similitud entre las características de reflexión obtenidas mediante simulación y las medidas es sensiblemente superior a la obtenida para la antena Un-YPA. En la tabla 5.5 se resumen las principales características tanto simuladas como medidas para esta antena.



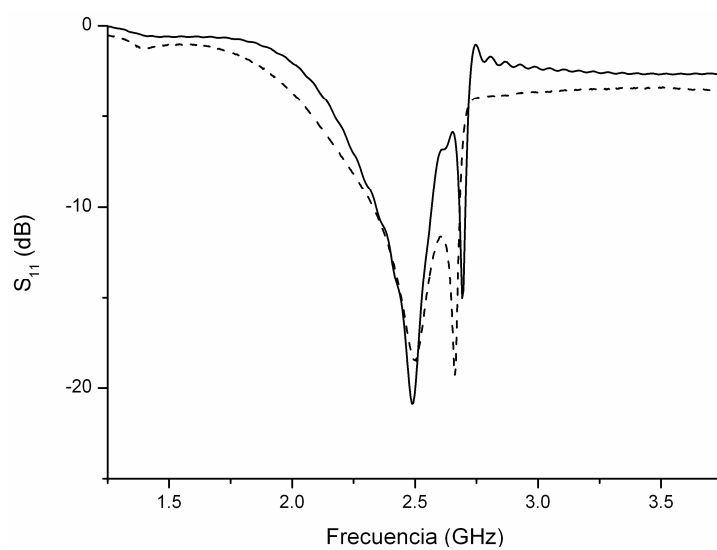
**Fig. 5.22** – Pérdidas de retorno para la antena Bi-YPA con un director  
 ——— simulación      - - - - - medidas



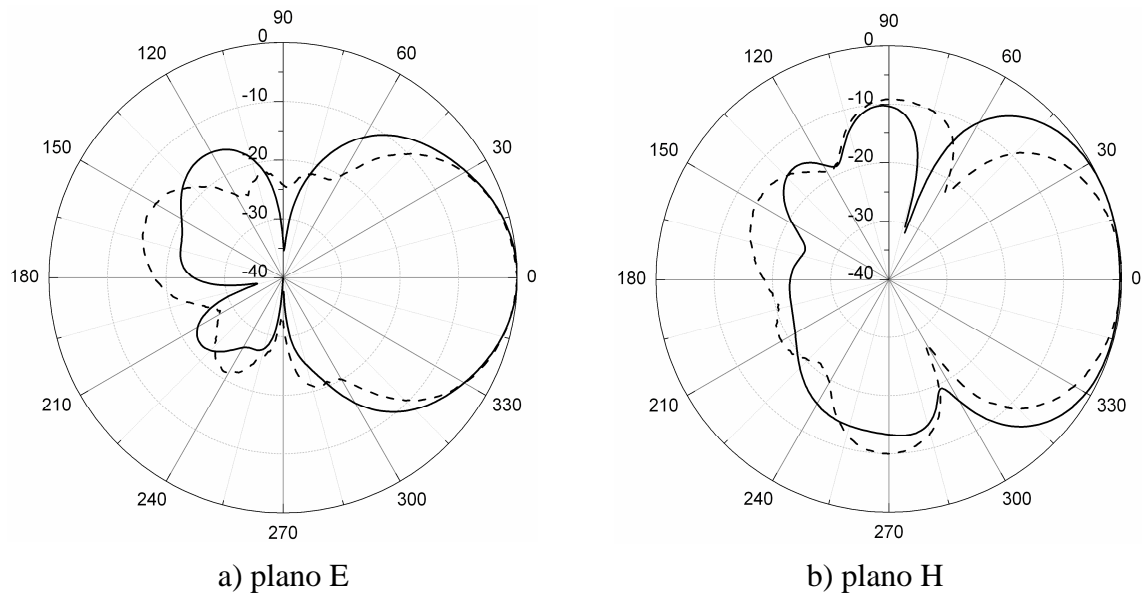
**Fig. 5.23** – Diagramas de radiación para la antena Bi-YPA con un director  
 — simulación      - - - - medidas

• Antena Bi-YPA con tres directores

Las pérdidas de retorno de la antena con tres elementos directores se muestran en la figura 5.24, mientras que los diagramas de radiación, tanto en plano E como en plano H, se presentan en la figura 5.25.



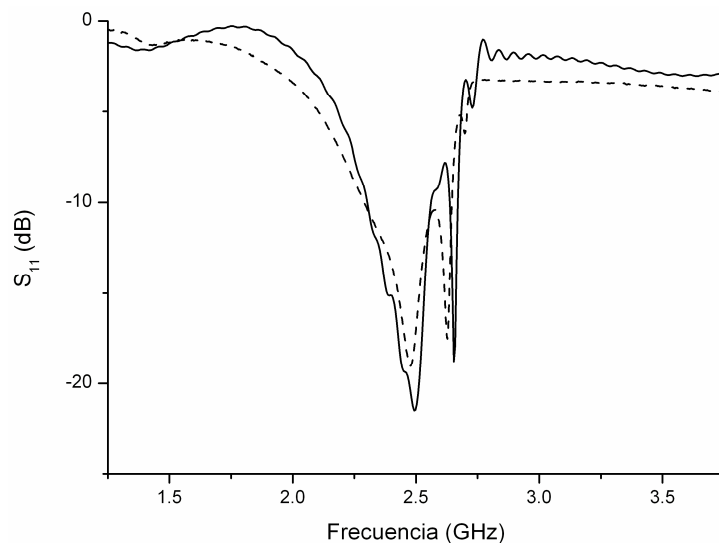
**Fig. 5.24** – Pérdidas de retorno para la antena Bi-YPA con tres directores  
 — simulación      - - - - medidas



**Fig. 5.25** – Diagramas de radiación para la antena Bi-YPA con tres directores  
 — simulación      - - - - medidas

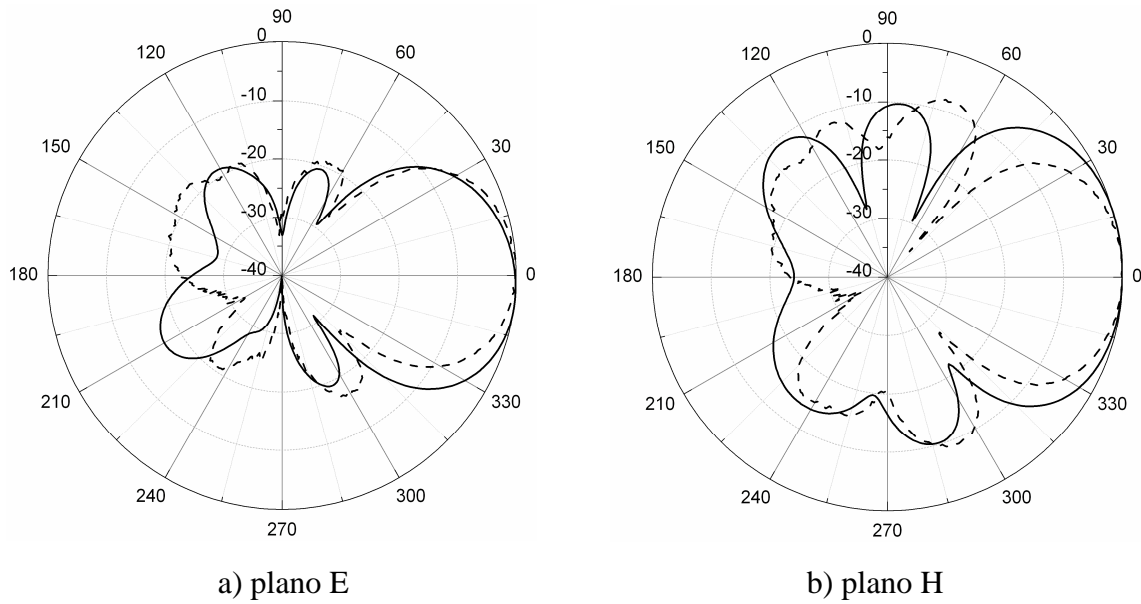
• Antena Bi-YPA con cinco directores

Los resultados para el prototipo con cinco directores se muestran en las figuras 5.26 ( $S_{11}$ ) y 5.27 (diagramas de radiación)



**Fig. 5.26** – Pérdidas de retorno para la antena Bi-YPA con cinco directores  
 — simulación      - - - - medidas





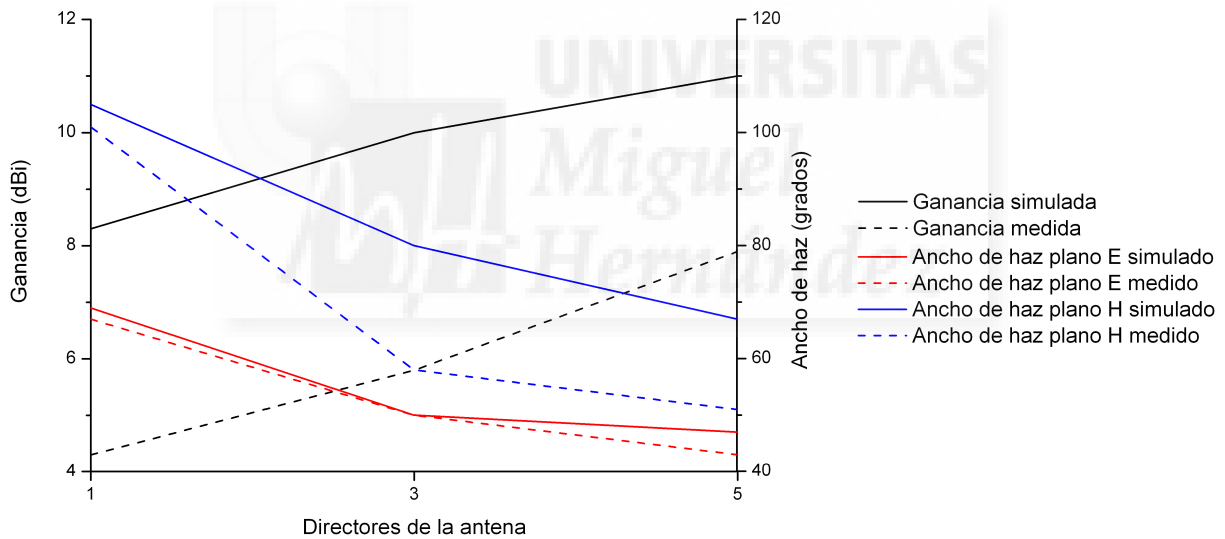
**Fig. 5.27** – Diagramas de radiación para la antena Bi-YPA con cinco directores  
 ——— simulación      - - - - - medidas

En la tabla 5.5 se resumen las principales características de los prototipos fabricados y medidos. Como se puede observar hay una gran similitud entre los resultados obtenidos mediante simulación y los medidos, lo que valida el proceso de diseño realizado únicamente con simulaciones. Pese a todo hay algunas diferencias dignas de mención:

- Para los prototipos de tres y cinco directores, el ancho de banda medido es sensiblemente superior al simulado. Esto es debido a que al aumentar el número de elementos directores aparecen nuevas resonancias en la antena (ver figura 5.18), que para los resultados simulados hacen que las pérdidas de retorno superen el umbral de -10dB, reduciendo el ancho de banda, mientras que en las medidas realizadas el parámetro  $S_{11}$  se mantiene por debajo de este umbral, aumentando el ancho de banda de funcionamiento de la antena.
- La ganancia medida es sensiblemente inferior a la simulada. Esta diferencia es debida, tal y como se comentó en el Capítulo 4 (apartado 4.7), al sustrato de bajo coste utilizado en la fabricación de las antenas, que a la frecuencia de diseño provoca pérdidas considerables. Cabe recordar que en las simulaciones se ha utilizado un sustrato ideal sin pérdidas. En la figura 5.28 se muestra la evolución de las características de radiación tanto simuladas como medidas para los tres prototipos fabricados.

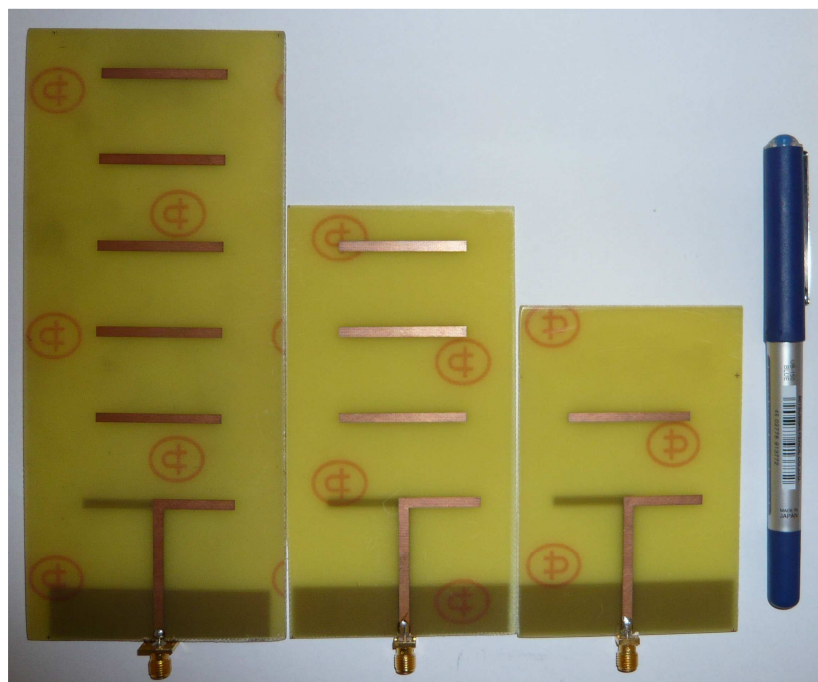
	Un director		Tres directores		Cinco directores	
	Medida	Simulación	Medida	Simulación	Medida	Simulación
Ancho.Haz plano E (°)	67°	69°	50°	50°	43°	47°
Ancho.Haz plano H (°)	101°	105°	58°	80°	51°	67°
Relación Delante-Detrás	16.4dB	14.7dB	17.9dB	23.1dB	22.8	24.3dB
Ganancia	4.3dBi	8.3dBi	5.8dBi	10dBi	7.9dBi	11dBi
Frecuencia central	2.47GHz	2.49GHz	2.50GHz	2.46GHz	2.47GHz	2.444GHz
Ancho de Banda	250MHz	270MHz	360MHz	230MHz	370MHz	270MHz

**Tabla 5.5** – Tabla resumen de los resultados medidos y simulados para los distintos prototipos de antena Bi-YPA fabricados.



**Fig. 5.28** – Evolución de las características de radiación de los prototipos fabricados de antena Bi-YPA.

En la figura 5.29 se muestran los tres prototipos de antena Bi-YPA fabricados, con uno, tres y cinco elementos directores, sobre sustrato de bajo coste.



**Fig. 5.29** – Prototipos de la antena Bi-YPA fabricados.

## 5.2 – Diseño de la antena Bi-YPA en 868MHz.

En este apartado se aborda el diseño de una antena Bi-YPA para aplicaciones de redes de sensores en la banda de frecuencias de uso libre de 868MHz. El sustrato utilizado para esta antena es el sustrato estándar de bajo coste utilizado en los apartados anteriores ( $\epsilon_r=3.9$ ,  $h=1.52\text{mm}$ ).

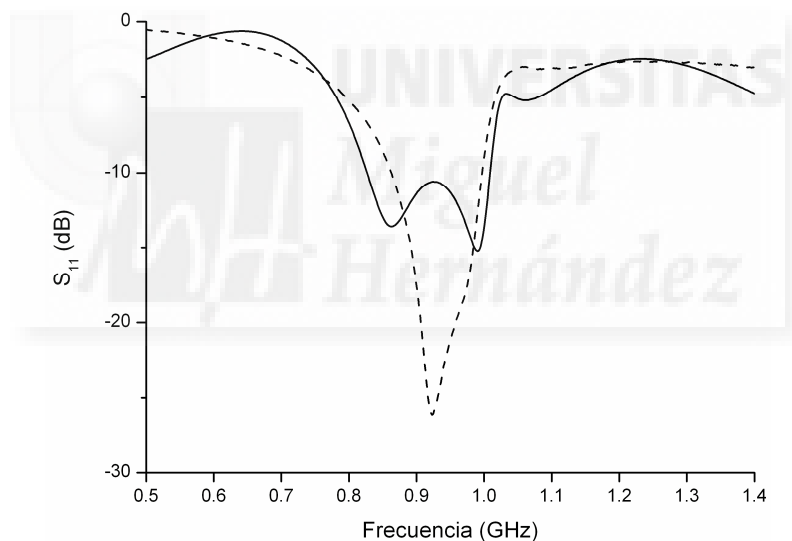
El diseño de la antena se realiza mediante un simple proceso de escalado, respecto a las antenas en banda ISM expuestas en los apartados anteriores. Puesto que el sustrato utilizado en ambos casos es el mismo, el escalado de las dimensiones sólo se verá afectado por el cambio de la frecuencia de diseño. Para pasar de una frecuencia de 2.45GHz a 868MHz, el factor de escala a aplicar es de aproximadamente 2.82. Así pues, las nuevas dimensiones para la antena son las mostradas en la tabla 5.6, donde se han escalado todas las dimensiones excepto la anchura de la línea de alimentación ( $w$  en el esquema de la antena) que se mantiene de 3.2mm, para que la impedancia de la línea sea de  $50\Omega$ .

Como consideración de diseño, el tamaño máximo de la placa de sustrato que se desea utilizar es el equivalente a un A4 (295x210mm). Para estas dimensiones, la antena puede tener como máximo dos elementos directores.

Dimensiones de la antena Bi-YPA para 868MHz			
$w = 3.2\text{mm}$	$L_M = 180\text{mm}$	$W_M = 42.3\text{mm}$	$L_{DIP} = 124.1\text{mm}$
$D_{DIP} = 69.1\text{mm}$	$L_{DIR} = 101.5\text{mm}$	$D_{DIR} = 69.1\text{mm}$	

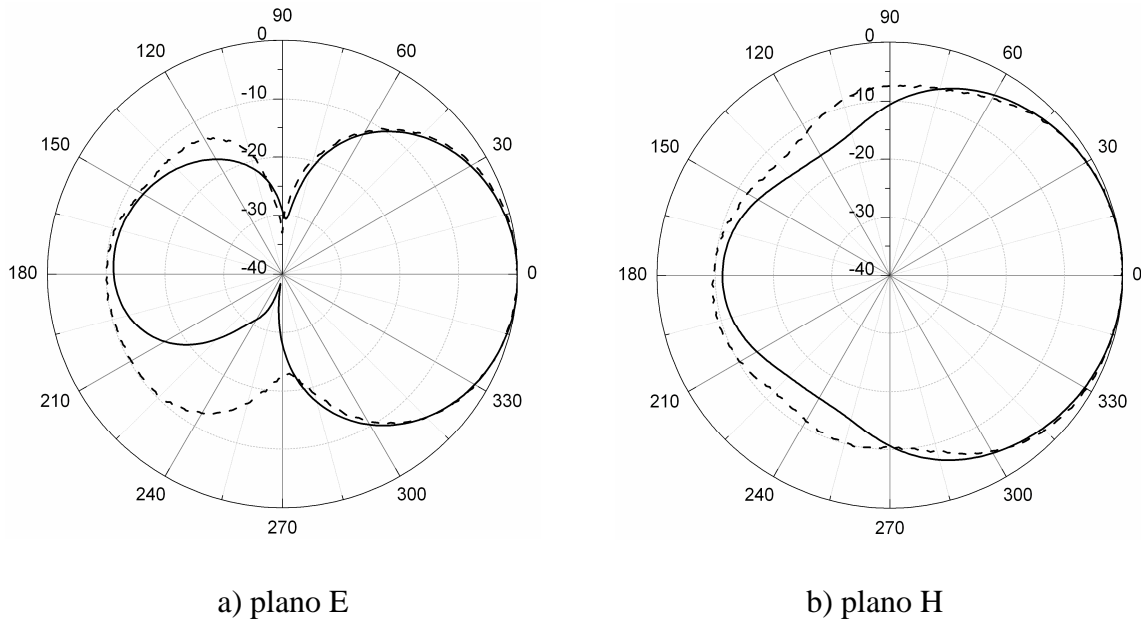
**Tabla 5.6** – Dimensiones de la antena Bi-YPA diseñada a 868MHz.

Finalmente, se ha simulado, fabricado y medido un prototipo de la antena Bi-YPA a la frecuencia de 868MHz con dos elementos directores. El tamaño final de la antena es de 265x180mm. En la figura 5.30 se muestran las pérdidas de retorno tanto simuladas como medidas. Los diagramas de radiación en los dos planos principales, tanto simulados como medidos en el interior de la cámara anecoica, se presentan en la figura 5.31. Como se puede observar la similitud entre los resultados simulados y los medidos es bastante buena, pese al gran tamaño de la placa utilizada.



**Fig. 5.30** – Pérdidas de retorno para la antena Bi-YPA a 868MHz con dos directores  
 ——— simulación      - - - - - medidas

Por último, en la tabla 5.7 se resumen las principales características de la antena, obtenidas tanto en simulación como en medida. La ganancia obtenida es de aproximadamente 7dBi, obteniéndose una buena concordancia entre la ganancia calculada y la medida, ya que a esta frecuencia las pérdidas del sustrato utilizado son bajas.



**Fig. 5.31** – Diagramas para la antena Bi-YPA a 868MHz con dos directores  
 ——— simulación      - - - - - medidas

Antena Bi-YPA 868MHz	Ancho Haz plano E (°)	Ancho Haz plano H (°)	Relación Delante-Detrás	Ganancia	Frecuencia Central	Ancho de Banda
Simulación	65	98	11.2dB	7.4dBi	918MHz	185MHz
Medidas	68	99	10dB	7.2dBi	928MHz	137MHz

**Tabla 5.7** – Tabla resumen de los resultados medidos y simulados para la antena Bi-YPA a 868MHz con dos elementos directores.

### 5.3 – Antena Bi-YPA frente a la antena Un-YPA.

Las dos antenas impresas presentadas, tanto en este capítulo (antena Bi-YPA) como en el capítulo anterior (antena Un-YPA), presentan un comportamiento similar, ya que el principio de funcionamiento de ambas está basado en las antenas tipo Yagi tradicionales. Pese a todo, y la vista de los resultados obtenidos en los apartados anteriores, hay una serie de características diferentes en cada una de ellas, que hacen que dependiendo de las necesidades de cada aplicación en particular sea más deseable utilizar un tipo de antena u otro.

En los siguientes puntos se resumen las diferencias más significativas:

- Las antenas uniplanares son más fáciles de fabricar, ya que sólo están impresas en una de las caras del sustrato, mientras que la otra cara únicamente contiene el plano de masa truncado de la antena, que también actúa como elemento reflector.
- La antena Un-YPA proporciona unas características de reflexión muy estables, sin cambios significativos en la frecuencia de funcionamiento y ancho de banda de la antena, independientemente del número de elementos directores.
- En cuanto a las antenas Bi-YPA, proporcionan un tamaño significativamente menor, ya que no necesitan de elementos adicionales para la correcta alimentación del dipolo. Además, la longitud del dipolo en este caso es menor que la obtenida para la antena Un-YPA, por lo que se reduce aún más el tamaño de la antena.
- La directividad y ganancia de las antenas Bi-YPA es sensiblemente superior, para un mismo número de elementos directores, a la obtenida para las antenas uniplanares.
- En ambos casos se observa que pese a que las longitudes de los elementos que forman la antena son sensiblemente distintas, las separaciones entre los elementos son muy similares. De hecho, tras el proceso de diseño realizado, se han obtenido las mismas dimensiones óptimas para ambas antenas tanto para la separación entre el dipolo y el elemento reflector como para la separación entre el dipolo y el primer elemento director (que coincide con la separación entre elementos directores). Estas separaciones entre elementos obtenidas son muy similares a las utilizadas en las antenas Yagi tradicionales.

---

## CAPÍTULO 6:

### ANTENA LOGOPERIÓDICA IMPRESA

---

En los capítulos anteriores se han presentado dos antenas impresas tipo Yagi, la antena coplanar Un-YPA y la antena biplanar Bi-YPA, junto con un método de diseño basado en el simulador FDTD desarrollado, con el que hemos realizado la optimización de la antena para enfatizar la directividad y ganancia. En este capítulo abordamos el diseño de una antena impresa de banda ancha. Se trata de una antena logoperiódica, formada por una serie de dipolos impresos y cuyo funcionamiento es similar al de las antenas logoperiódicas de “hilo”.

Las antenas impresas tradicionales tienen un comportamiento resonante con un factor de calidad muy alto y, consecuentemente, un ancho de banda estrecho, lo que limita el uso de este tipo de antenas a aplicaciones que requieran poco ancho de banda. En los últimos años estamos asistiendo al despliegue de las llamadas comunicaciones inalámbricas personales, con la definición de nuevos estándares de comunicación que requieren cada vez mayores anchos de banda. Un claro ejemplo de este aumento de requerimiento de ancho de banda lo tenemos en el sistema UWB (Ultra Wide Band), que en general engloba a cualquier sistema de comunicaciones inalámbrico con un ancho de banda superior al 20% de la frecuencia central de funcionamiento, y que prevé un amplio rango de frecuencias para estas aplicaciones (de 3.1GHz a 10.6GHz) [II.20]. Además de las

comunicaciones personales, otros sistemas, como pueden ser las aplicaciones radar, necesitan igualmente un gran ancho de banda [II.21, II.22].

Las antenas impresas, debido a sus características, son unas buenas candidatas para actuar como elementos radiantes de los sistemas de banda ancha comentados anteriormente, pero para ello es necesario superar el inconveniente de su estrecho rango frecuencial de funcionamiento. En este sentido, se están realizando numerosas investigaciones para obtener antenas impresas con ancho de banda suficiente para aplicaciones de banda ancha, ya sea diseñando nuevas geometrías de antenas [II.23, II.24], estructuras de dieléctrico multicapa [II.25], series de dipolos impresos [II.26] y estructuras logoperiódicas, tanto de antenas tipo parche [II.27, II.28] como, en investigaciones más recientes, antenas tipo slot [II.29, II.30].

En el esquema de la figura 6.1 se presenta una antena impresa logoperiódica formada por una serie de dipolos impresos escalados logarítmicamente con la frecuencia. El principio de funcionamiento de esta antena es similar al de las antenas logoperiódicas tradicionales. Como se puede observar en el esquema, los dipolos están situados en ambas caras del sustrato dieléctrico, con una configuración similar a la de la antena Bi-YPA vista en el Capítulo 5. Con esta configuración se obtiene la correcta alimentación en fase de los distintos dipolos sin necesidad de incluir elementos adicionales. Los dipolos impresos están periódicamente escalados en todas sus dimensiones (longitud, anchura y separación respecto al elemento anterior).

Las dimensiones de la antena cumplen la siguiente relación, obtenida de las antenas logoperiódicas tradicionales [II.11]:

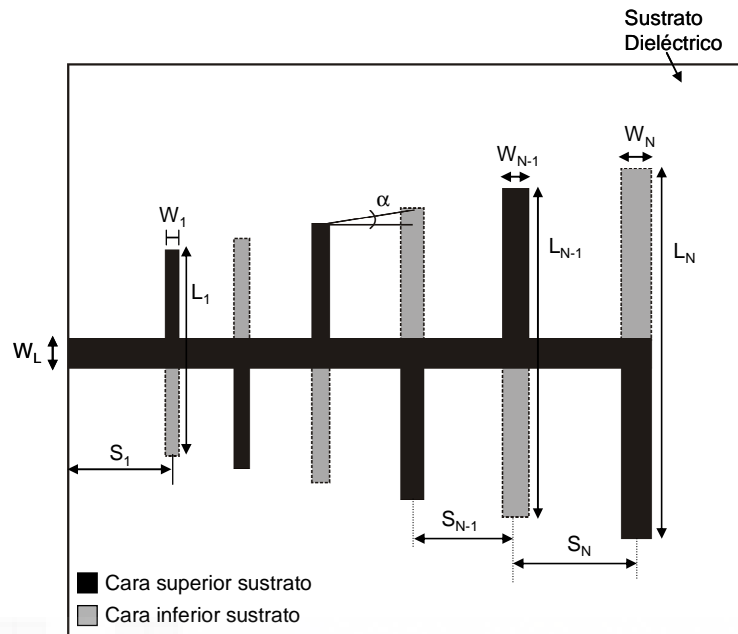
$$\tau = \frac{L_m}{L_{m+1}} = \frac{S_m}{S_{m+1}} = \frac{W_m}{W_{m+1}} \quad (6.1)$$

donde  $\tau$  es el factor de escala de la antena,  $L_m$  es la longitud del elemento  $m$ ,  $S_m$  es la separación entre el elemento  $m$  y el  $m-1$  y  $W_m$  es su anchura.

La alimentación de la antena se realiza mediante una línea stripline, impresa en las dos caras del sustrato, que alimenta todos los dipolos que conforman la antena. Tal y como sucede en las antenas logoperiódicas de hilo, la conexión de la alimentación (realizada en este caso mediante un conector SMA) se realiza de forma que el primer dipolo alimentado



sea el más pequeño. Con esta disposición se obtiene la progresión de la alimentación necesaria para cada uno de los dipolos.



**Fig. 6.1** – Esquema de la antena impresa logoperiódica.

El dipolo más grande de la antena se diseña a la frecuencia más baja de funcionamiento y el dipolo más pequeño a la frecuencia más alta. Evidentemente, las longitudes de los dipolos dependen del tipo de sustrato utilizado para realizar la antena, tal y como se comprobó en el Capítulo 5.

### 6.1 – Proceso de diseño

Una vez presentada la geometría de la antena y el principio de funcionamiento de la misma, detallamos el proceso de diseño en función de los requerimientos necesarios, especialmente en cuanto al ancho de banda, para cada aplicación en particular.

- Diseño del dipolo más grande

El dipolo más grande, y último de la distribución, se diseña, como se comentó anteriormente, para que sea resonante a la frecuencia más baja de funcionamiento de la antena. La longitud final del dipolo depende de las características del sustrato,

especialmente de la constante dieléctrica, tal y como se comprobó en el Capítulo 5 (apartado 5.1, ver figuras 5.3, 5.4 y la tabla 5.1). En este caso, y ya que se trata de una antena de banda ancha, hemos utilizado un sustrato específico para aplicaciones de alta frecuencia con dieléctrico de Clad, cuyas características son un grosor  $h = 1.52\text{mm}$  y una constante dieléctrica  $\epsilon_r = 3.2$ . Para este sustrato la relación entre la longitud del dipolo y la longitud de onda en el vacío es de  $L_{\text{DIP}} = 0.38\lambda_0$ .

En cuanto a la anchura de este dipolo la hemos tomado igual a la anchura de la línea stripline de alimentación ( $W_L = W_N$ ).

- Factor de escala,  $\tau$

El factor de escala de la distribución logoperiódica es seguramente el parámetro más importante y crítico en el diseño de la antena. Este factor, que por definición debe ser menor que la unidad, controla el grado de solapamiento entre las frecuencias de resonancia de dos dipolos consecutivos de la antena. Un valor de  $\tau$  grande provoca un gran solapamiento en la frecuencia de resonancia de los dipolos, por lo que se necesitará un gran número de estos para cubrir un ancho de banda grande. Si reducimos el valor de  $\tau$ , el solapamiento es cada vez menor, hasta que éste llega a ser nulo y se obtienen dos bandas frecuenciales de funcionamiento separadas. El comportamiento de la directividad y ganancia de la antena en función del factor de escala es inverso al que provoca en las características de reflexión (frecuencia), es decir, si aumenta el valor de  $\tau$  aumenta la ganancia de la distribución.

Los valores típicos que adopta el factor de escala en el diseño de las antenas logoperiódicas tradicionales están en el intervalo entre 0.7 y 0.95. En el diseño de las antenas logoperiódicas impresas hemos tomado un valor para el factor de escala  $\tau = 0.88$ , ampliamente utilizado en la bibliografía [II.11, II.31, II.32].

Una vez determinado el factor de escala, y a partir de la longitud y frecuencia de resonancia del dipolo más grande, se pueden obtener las dimensiones del resto de los dipolos y, consecuentemente, las frecuencias de resonancia de cada uno de ellos. El número de dipolos necesarios depende del ancho de banda deseado.

- Separación entre dipolos

Una vez obtenido el número de dipolos necesarios y la longitud de cada uno de ellos, necesitamos conocer la separación entre los elementos. Para ello, necesitamos conocer la separación entre los dos elementos más grandes de la distribución. El resto de separaciones entre dipolos estarán relacionadas por el factor de escala elegido, excepto la separación entre el dipolo más pequeño y el punto de alimentación.

Para el cálculo de la separación entre los dos elementos más grandes de la antena nos basamos, de nuevo, en las fórmulas de diseño de las antenas logoperiódicas tradicionales. Sabemos de los capítulos anteriores (Capítulo 4, antena Un-YPA, y Capítulo 5, antena Bi-YPA) que para estas antenas basadas en dipolos impresos, la longitud de los elementos se ve notablemente afectada por la constante dieléctrica del sustrato, mientras que la separación entre los distintos elementos es similar a la separación obtenida en las antenas equivalentes tipo hilo. Por ello, hemos decidido que la separación entre dipolos impresos en la antena impresa logoperiódica coincida con la separación entre los dipolos tipo hilo de la antena tradicional equivalente.

Como se puede observar en el esquema de la antena impresa logoperiódica (fig. 6.1), la separación entre dos elementos consecutivos se puede obtener a partir de:

$$S_m = \frac{1}{2} [L_m - L_{m-1}] \cdot \cot(\alpha) \quad (6.2)$$

donde el ángulo  $\alpha$  queda definido en el esquema de la antena.

Tal y como se ha comentado anteriormente, hemos tomado la separación entre dipolos igual a la de la antena equivalente de hilo. Además, como procedimiento de cálculo, esta separación se ha calculado para los dos dipolos más grandes de la distribución. Teniendo en cuenta estas consideraciones, la ecuación 6.2 se modifica de la siguiente forma:

$$S_n = \frac{1}{2} \left[ \frac{\lambda_{0n}}{2} - \frac{\lambda_{0n-1}}{2} \right] \cdot \cot(\alpha) \quad (6.3)$$

donde  $\lambda_{0n}$  es la longitud de onda en el vacío para el dipolo n (el más grande) y  $\lambda_{0n-1}$  es la longitud de onda para el elemento n-1.

La cotangente del ángulo  $\alpha$  se puede expresar como [II.11]:

$$\cot(\alpha) = 4 \frac{\sigma}{1-\tau} \quad (6.4)$$

siendo  $\sigma$  el espaciado relativo de la agrupación de dipolos. Este espaciado relativo, junto con el factor de escala, determina la configuración de la antena y la directividad de la misma. Para el diseño de las antenas logoperiódicas tradicionales se proporcionan una serie de gráficas donde se relacionan el factor de escala, el espaciado relativo y la directividad de la antena [II.11, II.32]. En nuestro caso, para el diseño de las antenas impresas logoperiódicas hemos tomado la siguiente relación entre el espaciado relativo y el factor de escala, indicada por algunos autores como el valor óptimo de  $\sigma$  [II.31]:

$$\sigma = 0.243\tau - 0.051 \quad (6.5)$$

Por lo tanto, la expresión final de la separación entre los dos dipolos más grandes de la agrupación queda:

$$S_n = \frac{1}{2} \left[ \frac{\lambda_{0n}}{2} - \frac{\lambda_{0n-1}}{2} \right] \cdot 4 \frac{0.243\tau - 0.051}{1-\tau} \quad (6.6)$$

siendo el valor del factor de escala escogido, como se ha comentado anteriormente,  $\tau=0.88$ .

Una vez determinada la separación entre los dos dipolos más grandes, se obtiene el resto de las separaciones de los dipolos aplicando la relación 6.1.

Cabe indicar que los valores obtenidos para la separación entre dipolos se definen, tal y como queda reflejado en el esquema de la antena, entre los puntos medios del ancho de cada uno de los dipolos.

La distancia a la que se sitúa el primer dipolo (el más pequeño) respecto del punto de alimentación de la antena se fija a media longitud de onda en la línea strip de alimentación a la frecuencia más alta de la agrupación (frecuencia de resonancia del dipolo más pequeño). Tal y como se comento en Capítulo 5, este es el valor que mejores resultados ofrece para la alimentación de dipolos impresos en ambas caras del sustrato dieléctrico y

es el necesario para que se conforme una onda completa a esta frecuencia en la línea de alimentación. Por lo tanto:

$$S_1 = \frac{\lambda_{g1}}{2} \quad (6.7)$$

- Anchura de los dipolos

La anchura de los dipolos, una vez que por diseño se ha fijado la anchura del dipolo más grande, se obtiene directamente a partir del factor de escala de la antena. Cabe indicar, tal y como se comentó anteriormente, que la anchura del dipolo más grande se ha tomado igual a la de la línea de alimentación.

## 6.2 – Antenas logoperiódicas impresas diseñadas

Una vez expuesto el método de diseño de las antenas logoperiódicas impresas, lo aplicamos en el diseño de una serie de antenas. Hemos diseñado antenas con uno, dos, cuatro, seis y ocho elementos. Para el diseño de las antenas hemos realizado una serie de consideraciones:

- Todas las antenas se han diseñado con un sustrato específico de alta frecuencia (Clad,  $\epsilon_r=3.2$  y  $h=1.52\text{mm}$ ).
- La frecuencia más baja de diseño de todas las antenas es la misma (2GHz), por lo que elemento más grande será igual para todas ellas.
- La anchura de la línea stripline de alimentación es la misma para todas las antenas (3mm).
- La anchura del dipolo más grande de cada una de las agrupaciones se ha tomado igual a la línea de alimentación de la antena (3mm).

En los siguientes puntos se presentan las distintas antenas diseñadas, con las dimensiones obtenidas siguiendo el proceso de diseño indicado anteriormente. Las antenas se han simulado con el código FDTD desarrollado y se presentan los resultados más relevantes: pérdidas de retorno, diagramas de radiación a las frecuencias más importantes y la ganancia calculada.

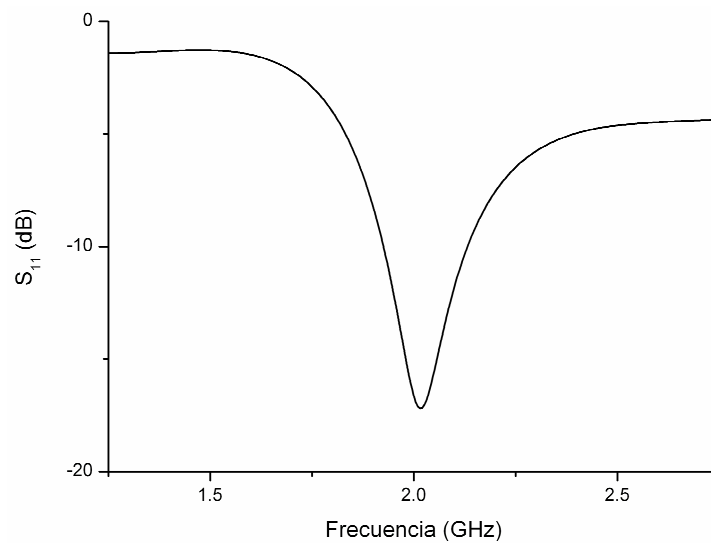
### 6.2.1 – Antena impresa con un dipolo

En este caso se ha diseñado una antena impresa con un solo dipolo. El interés del diseño de esta antena consiste en que este dipolo será el dipolo más grande de todas las agrupaciones de antenas logoperiódicas que hemos diseñado. Este dipolo se ha diseñado para que su frecuencia de funcionamiento sea la frecuencia más alta de todas las antenas logoperiódicas, es decir, 2GHz sobre un sustrato de Clad. Para este sustrato, tal y como se indicó anteriormente, la relación entre la longitud del dipolo y la longitud de onda de la frecuencia deseada es  $L_{DIP} = 0.38\lambda_0$ . La separación entre el dipolo impreso y el punto de alimentación de la antena es de media longitud de onda en la línea stripline a la frecuencia de 2GHz. Por último, la anchura tanto de la línea de alimentación como del dipolo impreso se ha tomado de 3mm. En la tabla 6.1 se resumen de las dimensiones de la antena.

Dipolo N°	Frecuencia diseño (GHz)	Longitud L (mm)	Anchura W (mm)	Separación S (mm)
1	2	57	3	46.8

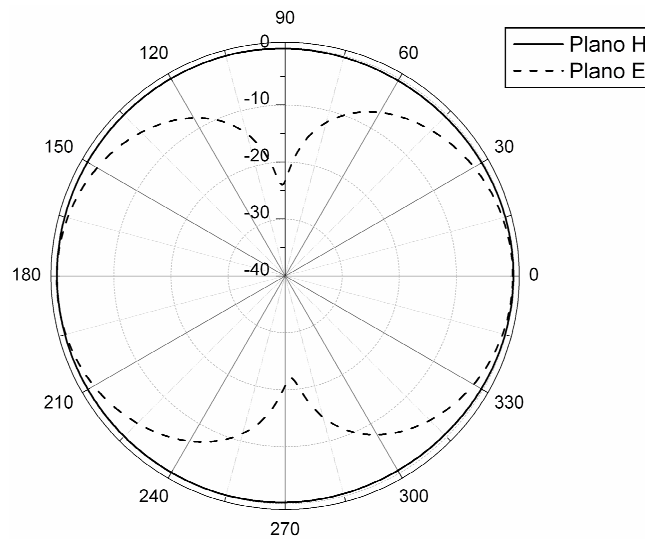
**Tabla 6.1** – Dimensiones de la antena con un dipolo impreso.

En la figura 6.2 se muestran las pérdidas de retorno simuladas para el dipolo impreso. Como se puede comprobar, la frecuencia de resonancia coincide con los 2GHz esperados.



**Fig. 6.2** – Pérdidas de retorno para el dipolo impreso.

En la figura 6.3 se muestran los diagramas de radiación en plano E y plano H para la antena. Las características de radiación son las típicas de cualquier dipolo (impreso o no).



**Fig. 6.3** – Diagramas de radiación plano E y H para el dipolo impreso.

### 6.2.2 – Antena logoperiódica impresa de dos dipolos

Una vez diseñado el dipolo impreso para la frecuencia de 2GHz, añadimos un nuevo elemento en la antena. Para el cálculo de la longitud de este nuevo elemento, tal y como se indicó en el método de diseño, aplicamos el factor de escala elegido para la antena logoperiódica ( $\tau = 0.88$ ) al dipolo más grande de la distribución (diseñado en el punto anterior), obteniendo una longitud de 50.2mm, con una frecuencia de resonancia de 2.27GHz. La separación entre los dos dipolo se calcula aplicando la expresión 6.6, donde las longitudes de onda se han calculado para 2GHz y 2.27GHz. El resultado obtenido para esta dimensión es  $S_2 = 24.21\text{mm}$ . En cuanto a la anchura de este nuevo dipolo, se obtiene escalando directamente la anchura del elemento más grande.

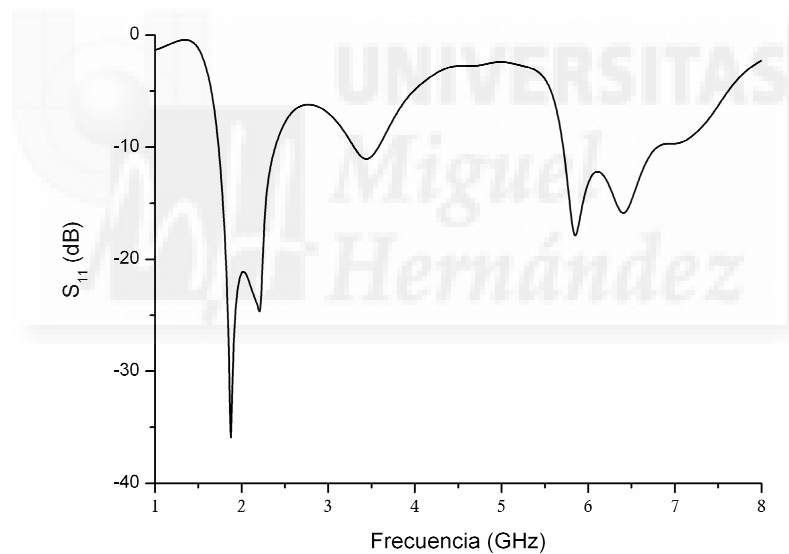
Por último, falta por calcular la separación entre el primer dipolo de la distribución y el punto de alimentación de la antena. Como ya se ha indicado anteriormente, esta separación es media longitud de onda en la línea stripline de alimentación a la frecuencia de resonancia del dipolo más pequeño, 2.27GHz. En este caso  $S_1 = 40.8\text{mm}$ .

Las dimensiones de la antena se resumen en la tabla 6.2.

Dipolo N°	Frecuencia diseño (GHz)	Longitud L (mm)	Anchura W (mm)	Separación S (mm)
1	2.27	50.2	2.64	40.8
2	2	57	3	24.21

**Tabla 6.2** – Dimensiones de la antena logoperiódica impresa con dos dipolos.

En la figura 6.4 se muestran las pérdidas de retorno simuladas de la antena. Como se puede apreciar en la figura, aparecen dos resonancias en la banda de frecuencias de funcionamiento de la antena (alrededor de 2GHz), correspondiente a los dos dipolos impresos de la misma. Debido al acoplamiento entre los dipolos de la antena, estas frecuencias de resonancia de cada dipolo se desplazan ligeramente del valor de diseño. La frecuencia central de la banda de funcionamiento es 2.1GHz y el ancho de banda obtenido es de 670MHz, aproximadamente el 32% de la frecuencia central.

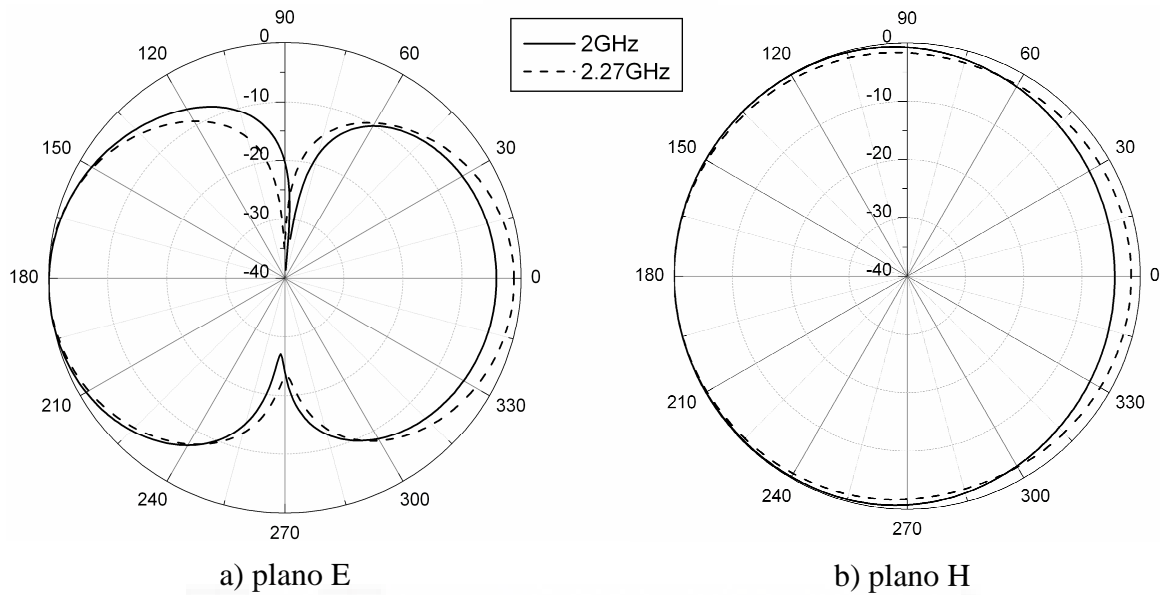


**Fig. 6.4** – Pérdidas de retorno para la antena logoperiódica impresa con dos dipolos.

En cuanto a los diagramas de radiación de la antena, en la figura 6.5 se muestran los dos planos principales para las dos frecuencias de resonancia de los dipolos (2GHz y 2.27GHz). Como se puede observar, al incluir un segundo dipolo en la distribución, la antena proporciona unas características de radiación ligeramente directiva, obteniéndose el máximo de radiación en la dirección en la que se sitúa el conector coaxial. Este tipo de radiación es típica en las antenas logoperiódicas. En la tabla 6.3 se pueden consultar los



parámetros más importantes en cuanto a los diagramas de radiación para las dos frecuencias seleccionadas.



**Fig. 6.5** – Diagramas de radiación de la antena logoperiódica impresa con dos dipolos.

Frecuencia	Ancho Haz plano E (°)	Ancho Haz plano H (°)	Relación Delante-Detrás	Ganancia
2GHz	79	260	4.3dB	3.5dBi
2.27GHz	72	Omnidirec.	1.5dB	3.3dBi

**Tabla 6.3** – Resumen de las características de radiación de la antena impresa logoperiódica con dos dipolos.

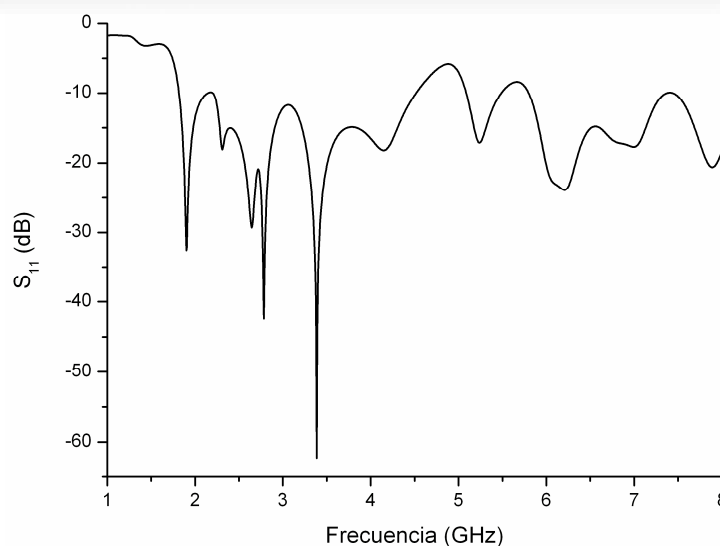
### 6.2.3 – Antena logoperiódica impresa de cuatro dipolos

Para el diseño de esta antena partimos de la antena anterior de dos dipolos y añadimos dos elementos más. Las dimensiones de los mismos se obtienen directamente aplicando el factor de escala ( $\tau = 0.88$ ). El dipolo más pequeño, el más cercano al punto de alimentación, tiene una frecuencia de resonancia de 2.93GHz, por lo que este dipolo se sitúa a 31.5mm del conector SMA de la línea de alimentación ( $\lambda_g/2$ ). Las dimensiones de la antena se pueden consultar en la tabla 6.4.

Dipolo N°	Frecuencia diseño (GHz)	Longitud L (mm)	Anchura W (mm)	Separación S (mm)
1	2.93	38.8	2.04	31.5
2	2.58	44.1	2.32	18.74
3	2.27	50.2	2.64	21.3
4	2	57	3	24.21

**Tabla 6.4** – Dimensiones de la antena logoperiódica impresa con cuatro dipolos.

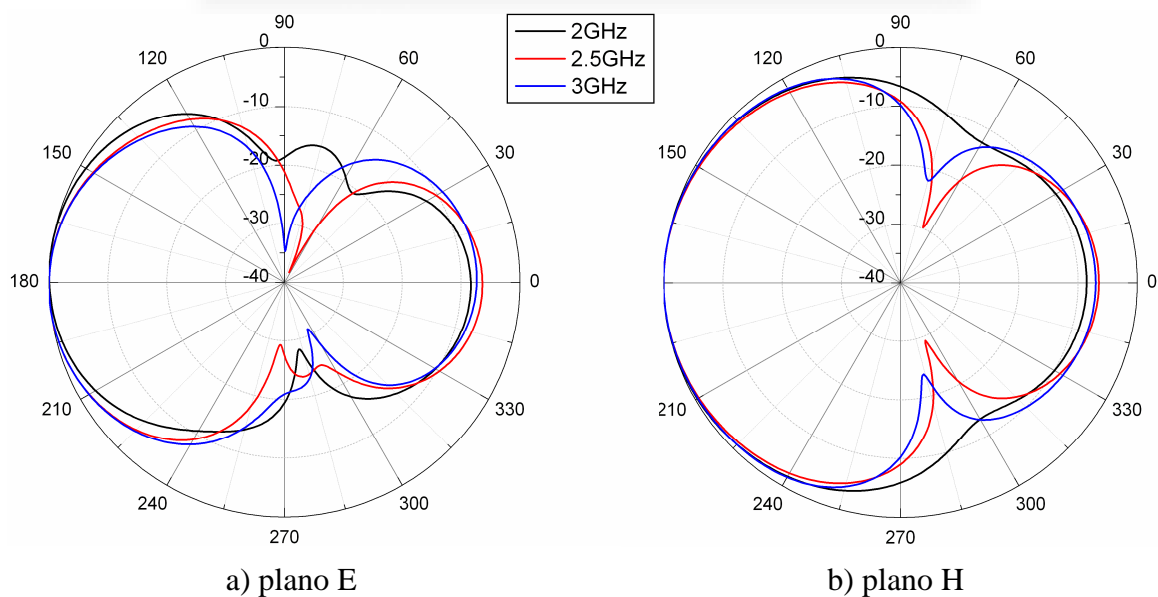
Las pérdidas de retorno simuladas para la antena logoperiódica de cuatro elementos se muestran en la figura 6.6. Como se puede observar en la figura, el ancho de banda de la antena es notablemente superior al esperado, llegando hasta 4.5GHz (el dipolo más pequeño se diseño a 2.93GHz). Este aumento de ancho de banda creemos que es debido a la aportación de los modos de orden superior generados en el sustrato y en los dipolos impresos; de hecho, los primeros cuatro mínimos que aparecen en la gráfica del parámetro  $S_{11}$  corresponden con las frecuencias de resonancia diseñadas de los dipolos (ver tabla 6.4) y los siguientes dos mínimos, situados a 3.4GHz y 4.1GHz, coinciden exactamente con los modos superiores de los dos dipolos más grandes de la distribución. Considerando la aportación de los modos superiores, la frecuencia central de funcionamiento de la antena es 3.18GHz, mientras que el ancho de banda de la misma es de 2.72GHz, lo que supone más del 85% de la frecuencia central.



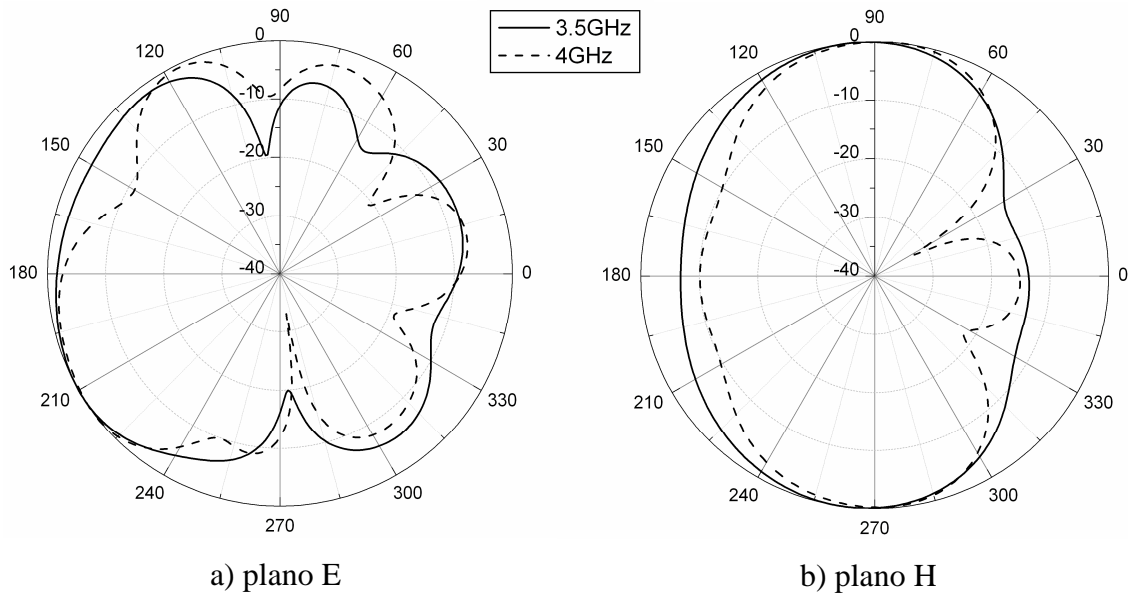
**Fig. 6.6** – Pérdidas de retorno para la antena logoperiódica impresa con cuatro dipolos.

En cuanto a los diagramas de radiación de la antena, hemos seleccionado las frecuencias más características dentro del ancho de banda y hemos calculado los diagramas en los dos planos principales. Para mayor claridad, hemos dividido la representación de los diagramas en dos figuras. En la figura 6.7 se muestran los diagramas para tres frecuencias (2GHz, 2.5GHz y 3GHz) dentro de la banda de funcionamiento esperada de la antena. Como se puede observar, comparando con los resultados obtenidos para la antena de dos dipolos, los diagramas obtenidos en este caso son sensiblemente más directivos. Las características más importantes en cuanto a la radiación de la antena a las tres frecuencias indicadas se muestran en la tabla 6.5.

También se han calculado los diagramas de radiación de la antena a las frecuencias 3.5GHz y 4GHz, que están dentro del ancho de banda obtenido para la antena, y que asociamos a los modos superiores de los dos dipolos más grandes. Estos diagramas en sus dos planos principales se muestran en la figura 6.8. Como se aprecia, las características de radiación de la antena a estas dos frecuencias distan mucho del comportamiento esperado para la antena logoperiódica, es decir radiación direccional hacia la zona de alimentación de la antena. Este comportamiento refuerza la hipótesis de que las frecuencias superiores de la banda de funcionamiento de la antena son debidas a los modos resonantes de orden superior de los dipolos.



**Fig. 6.7** – Diagramas de radiación de la antena logoperiódica impresa con cuatro dipolos dentro de la banda de funcionamiento esperada.



**Fig. 6.8** – Diagramas de radiación de la antena logoperiódica impresa con cuatro dipolos a las frecuencias debidas a los modos superiores.

Frecuencia	Ancho Haz plano E (°)	Ancho Haz plano H (°)	Relación Delante-Detrás	Ganancia
2GHz	76	141	8.5dB	5.1dBi
2.5GHz	72	139	6.6dB	6.5dBi
3GHz	71	129	7dB	5.8dBi

**Tabla 6.5** – Resumen de las características de radiación de la antena impresa logoperiódica con cuatro dipolos en las frecuencias más representativas

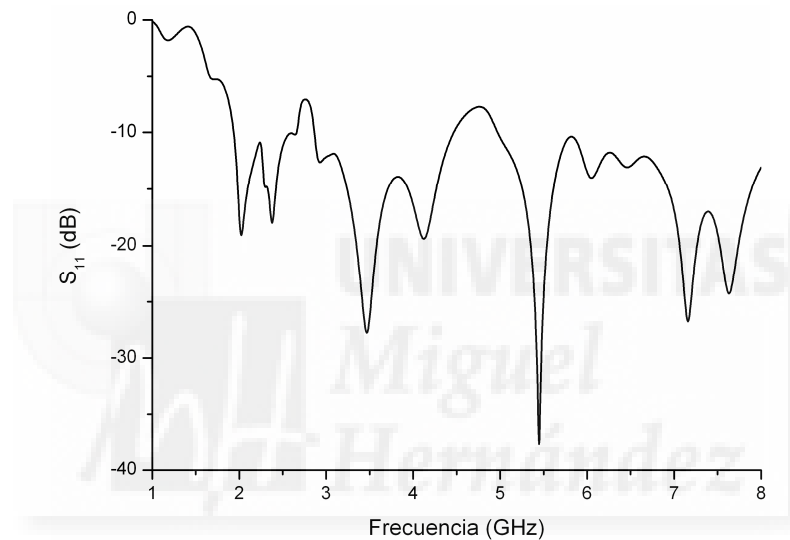
6.2.4 – Antena logoperiódica impresa de seis dipolos.

Las dimensiones de la antena con seis dipolos, obtenidas siguiendo el procedimiento de diseño presentado, se muestran en la tabla 6.6.

Dipolo N°	Frecuencia diseño (GHz)	Longitud L (mm)	Anchura W (mm)	Separación S (mm)
1	3.78	30.1	1.58	24.3
2	3.33	34.2	1.8	14.51
3	2.93	38.8	2.04	16.49
4	2.58	44.1	2.32	18.74
5	2.27	50.2	2.64	21.3
6	2	57	3	24.21

**Tabla 6.6** – Dimensiones de la antena logoperiódica impresa con seis dipolos.

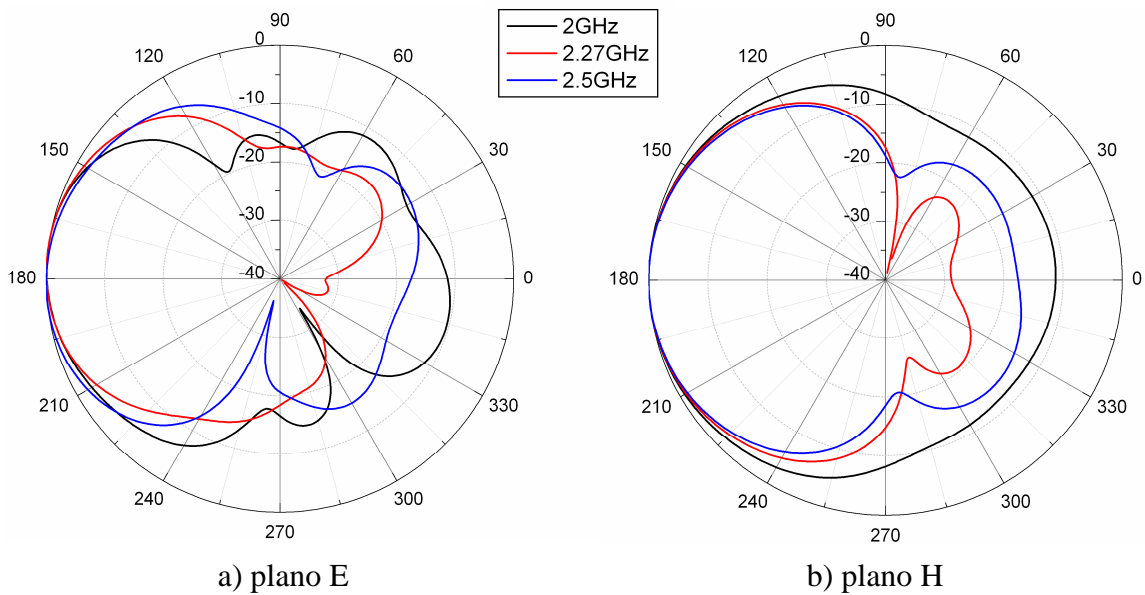
En la figura 6.9 se representan las pérdidas de retorno de la antena. En este caso, el rango frecuencial de funcionamiento de la antena es menor que el esperado, ya que el parámetro  $S_{11}$  alrededor de 2.7GHz supera el umbral de los -10dB. No obstante, aparece una segunda banda de funcionamiento en la antena, debida a las resonancias de los tres dipolos más pequeños (los tres mínimos que aparecen en esta segunda banda coinciden prácticamente con la frecuencia de diseño de estos tres dipolos). El ancho de banda obtenido en la primera banda de funcionamiento es de 740MHz, siendo la frecuencia central 2.3GHz. Para la segunda banda de funcionamiento de la antena obtenemos una frecuencia central de 3.7GHz y un ancho de banda de 1.63GHz.



**Fig. 6.9** – Pérdidas de retorno para la antena logoperiódica impresa con seis dipolos.

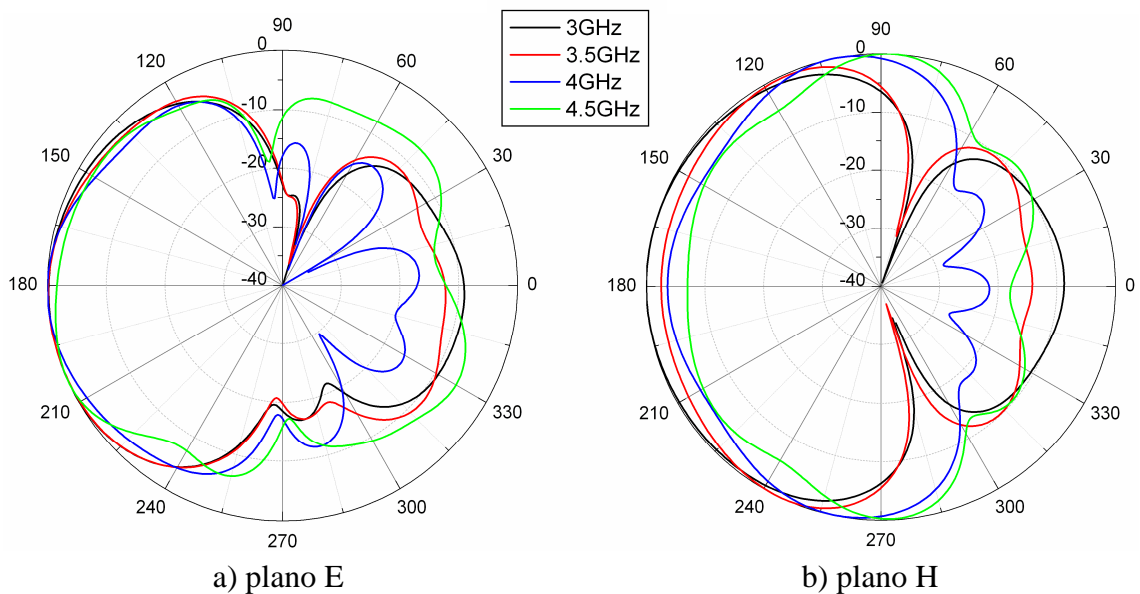
En cuanto a los diagramas de radiación de la antena se muestran en las figuras 6.10 y 6.11. En la primera figura se han representado los diagramas en los dos planos principales a tres frecuencias dentro de la primera banda de funcionamiento de la antena, mientras que en la figura 6.11 se han elegido otras cuatro frecuencias pero en este caso de la segunda banda de funcionamiento. Como se puede observar, en ambas bandas el comportamiento en radiación de la antena es el esperado. No obstante, para las frecuencias superiores de la segunda banda (3.5GHz, 4GHz y 4.5GHz) el diagrama de radiación en plano H sufre algunas variaciones, debido a la influencia de los modos superiores de los tres dipolos más grandes (estos modos superiores coinciden exactamente con las tres frecuencias

evaluadas), que se solapan con las frecuencias fundamentales de los dos dipolos más pequeños.



**Fig. 6.10** – Diagramas de radiación de la antena logoperiódica impresa con seis dipolos en la primera banda de funcionamiento.

En la tabla 6.7 se resumen las principales características de radiación de la antena. Para las tres frecuencias más altas los datos para el diagrama de radiación en el plano H no son representativos.



**Fig. 6.11** – Diagramas de radiación de la antena logoperiódica impresa con seis dipolos en la segunda banda de funcionamiento.

Frecuencia	Ancho Haz plano E (°)	Ancho Haz plano H (°)	Relación Delante-Detrás	Ganancia
2GHz	66	112	11.3dB	5.6dBi
2.27GHz	69	93	30dB	7.3dBi
2.5GHz	74	87	17.6dB	7.3dBi
3GHz	108	158	9dB	5.1dBi
3.5GHz	103	No represent.	13.2dB	4.1dBi
4GHz	77	No represent.	17.1dB	3.2dBi
4.5GHz	83	No represent.	12.2dB	2.2dBi

**Tabla 6.7** – Resumen de las características de radiación de la antena impresa logoperiódica con seis dipolos a las frecuencias más representativas

### 6.2.5 – Antena logoperiódica impresa con ocho dipolos

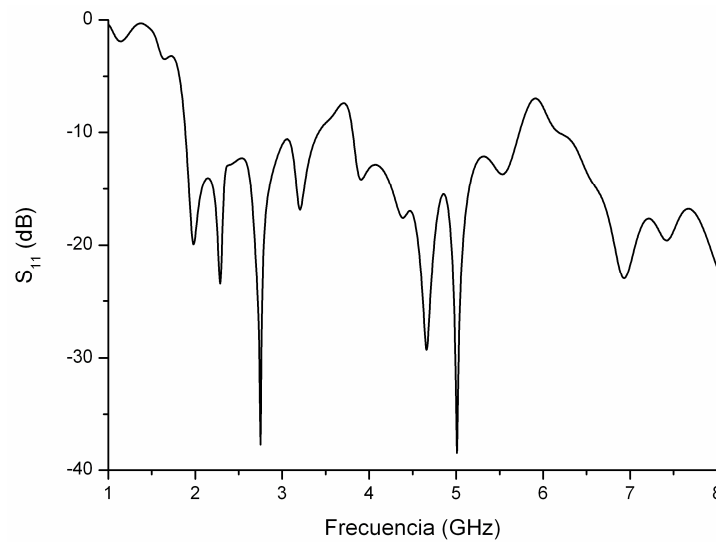
Por último, hemos realizado el diseño de una antena logoperiódica con ocho elementos. Como en las anteriores antenas la frecuencia más baja de la agrupación es 2GHz y el factor de escala elegido  $\tau = 0.88$ . En la tabla 6.8 se muestran las dimensiones finales de la antena, obtenidas aplicando el método de diseño expuesto.

Dipolo N°	Frecuencia diseño (GHz)	Longitud L (mm)	Anchura W (mm)	Separación S (mm)
1	4.89	23.3	1.22	16.68
2	4.30	26.5	1.39	11.24
3	3.78	30.1	1.58	12.77
4	3.33	34.2	1.8	14.51
5	2.93	38.8	2.04	16.49
6	2.58	44.1	2.32	18.74
7	2.27	50.2	2.64	21.3
8	2	57	3	24.21

**Tabla 6.8** – Dimensiones de la antena logoperiódica impresa con ocho dipolos.

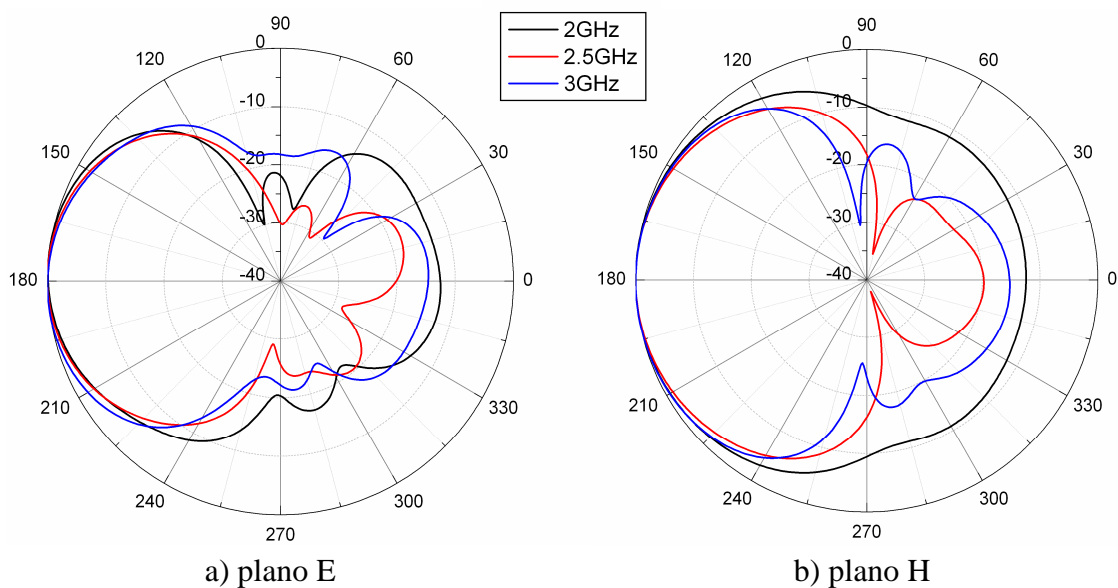
Las pérdidas de retorno de la antena con ocho dipolos se muestran en la figura 6.12. En este caso, igual que ocurría con la antena logoperiódica con seis dipolos, aparecen dos bandas de frecuencias útiles. La primera de ellas, coincide con las frecuencias de resonancia de los cuatro dipolos más grandes de la agrupación, obteniéndose una frecuencia central de 2.67GHz y un ancho de banda de 1.56GHz. La segunda banda de funcionamiento de la antena tiene una frecuencia central de 4.77GHz y un ancho de banda útil de 1.94GHz. Esta segunda banda está formada por las frecuencias de resonancia de los

modos principales de los cuatro dipolos más pequeños y los modos de orden superior de los dipolos más grandes.



**Fig. 6.12** – Pérdidas de retorno para la antena logoperiódica impresa con ocho dipolos.

Los diagramas de radiación de la antena se han dividido en dos figuras. En la figura 6.13 se muestran los diagramas en los dos planos principales de la antena para tres frecuencias dentro de la primera banda de funcionamiento. Las características de radiación de la antena en esta primera banda frecuencial son las esperadas, obteniéndose en todos los casos diagramas directivos con la dirección de máxima radiación hacia la alimentación.

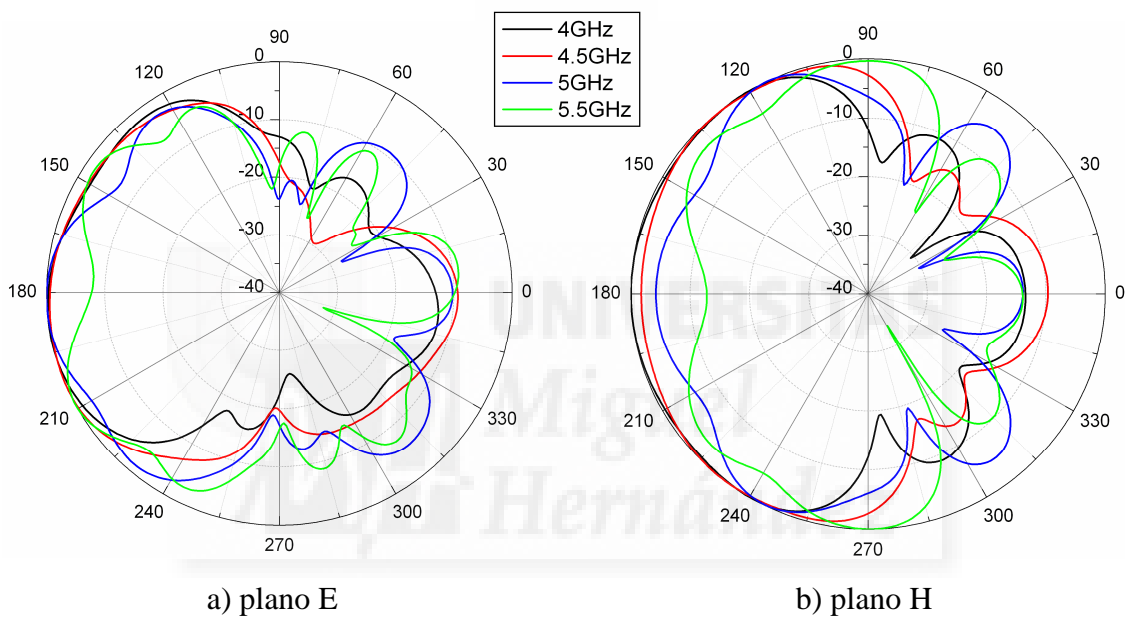


**Fig. 6.13** – Diagramas de radiación de la antena logoperiódica impresa con ocho dipolos en la primera banda de funcionamiento.



En la figura 6.14 se representan los diagramas de radiación para cuatro frecuencias dentro de la segunda banda de funcionamiento de la antena. Como se puede observar al aumentar la frecuencia los diagramas empeoran, afectados por los modos de orden superior de los dipolos.

En la tabla 6.9 se resumen las características de radiación de la antena en las frecuencias analizadas. Se ha eliminado la frecuencia 5.5GHz, ya que los diagramas de radiación de la antena a esta frecuencia no son representativos. Igualmente, los datos obtenidos a partir del diagrama plano H de la antena a 5GHz tampoco son representativos.



**Fig. 6.14** – Diagramas de radiación de la antena logoperiódica impresa con ocho dipolos en la segunda banda de funcionamiento.

Frecuencia	Ancho Haz plano E (°)	Ancho Haz plano H (°)	Relación Delante-Detrás	Ganancia
2GHz	68	116	12.5dB	6.5dBi
2.5GHz	64	91	20dB	8.9dBi
3GHz	68	102	14.8dB	7.9dBi
4GHz	105	157	13.4dB	5.5dBi
4.5GHz	103	181	9.6dB	5.2dBi
5GHz	82	No represent.	10.2dB	4.1dBi

**Tabla 6.9** – Resumen de las características de radiación de la antena impresa logoperiódica con ocho dipolos a las frecuencias analizadas

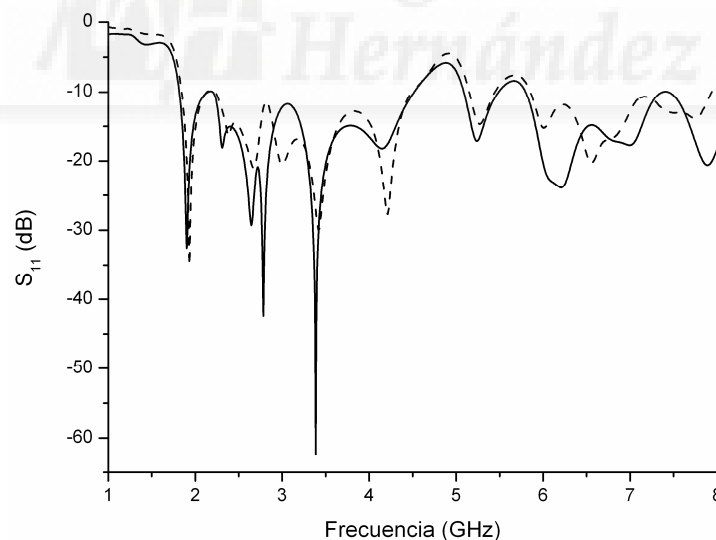
### 6.3 – Prototipos y medidas

Una vez realizado el diseño de distintas antenas logoperiódicas impresas, y para comprobar la corrección de las simulaciones realizadas, se han seleccionado dos de ellas para fabricarlas y medirlas. Se trata de los prototipos de cuatro y de ocho elementos. En los puntos siguientes se muestran los resultados obtenidos tanto medidos como simulados (pérdidas de retorno, diagramas de radiación y ganancia) para estas dos antenas. Las dos antenas se han fabricado sobre sustrato de Clad.

- Antena logoperiódica de cuatro dipolos

El primer prototipo fabricado y medido es la antena logoperiódica de cuatro elementos.

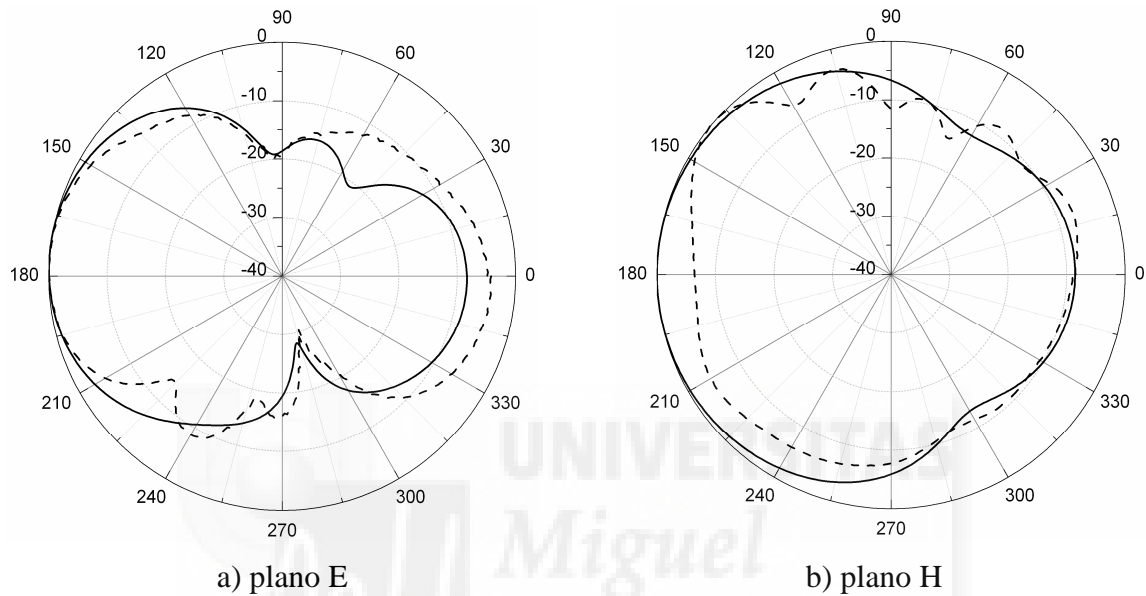
En la figura 6.15 se muestra el parámetro  $S_{11}$  tanto medido como simulado. Como se puede observar, se obtiene una gran similitud entre ambos resultados, por lo que las características obtenidas mediante la simulación son totalmente válidas para el prototipo fabricado. La frecuencia central de funcionamiento es 3.2GHz y el ancho de banda 2.7GHz, aproximadamente un 85%.



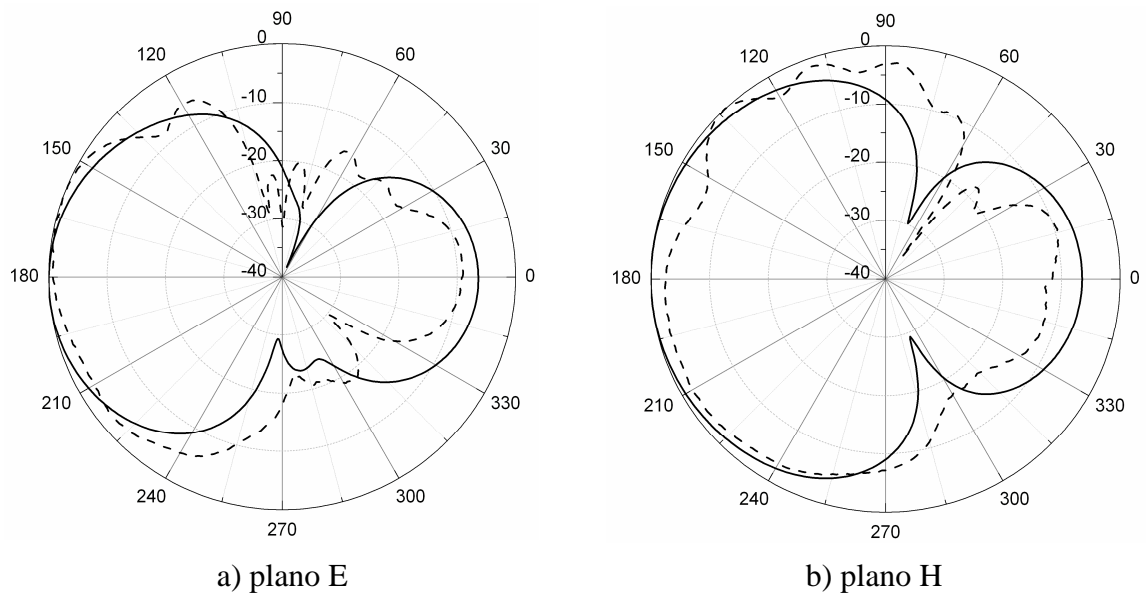
**Fig. 6.15** – Pérdidas de retorno de la antena logoperiódica con cuatro dipolos  
 ——— simulación      - - - - - medidas

En cuanto a los diagramas de radiación de la antena, se han seleccionado tres frecuencias dentro del rango de funcionamiento y se han medido en el interior de la cámara anecoica. Las frecuencias seleccionadas son 2GHz, 2.5GHz y 3GHz, donde las simulaciones prevén

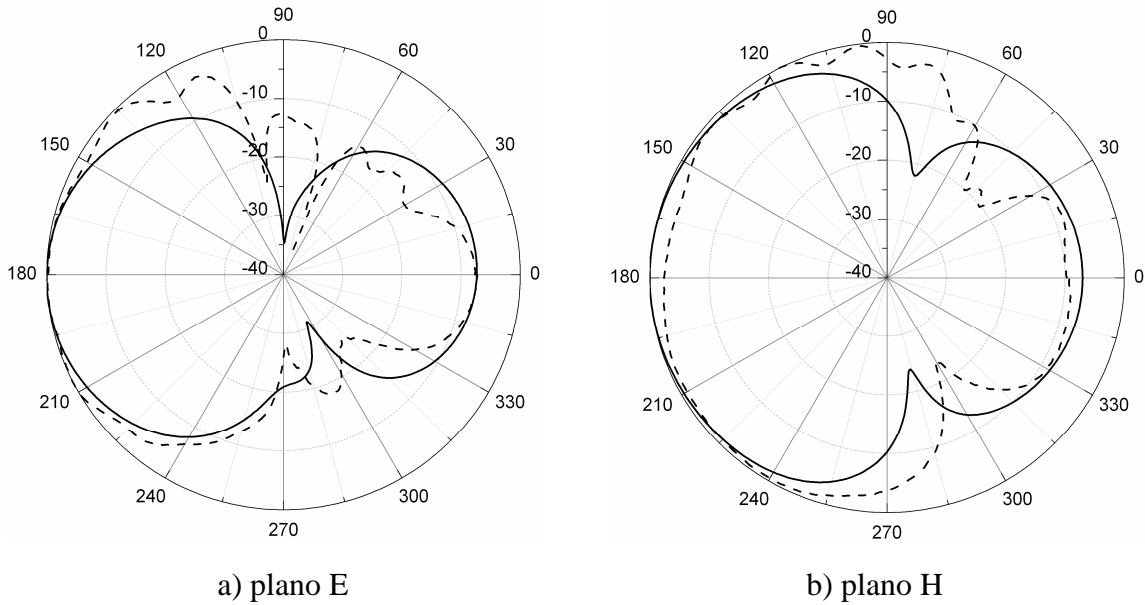
un buen comportamiento de los diagramas de radiación. En las figuras 6.16, 6.17 y 6.18 se muestran, respectivamente, los diagramas de radiación en los dos planos principales de la antena, tanto medidos como simulados, para las tres frecuencias seleccionadas. Para los tres casos se obtiene una buena concordancia entre los resultados medidos y los simulados. En la tabla 6.10 se resumen las principales características de radiación de la antena a las frecuencias estudiadas.



**Fig. 6.16** – Diagramas para la antena logoperiódica de cuatro elementos a 2GHz  
 ——— simulación      - - - - - medidas



**Fig. 6.17** – Diagramas para la antena logoperiódica de cuatro elementos a 2.5GHz  
 ——— simulación      - - - - - medidas



**Fig. 6.18** – Diagramas para la antena logoperiódica de cuatro elementos a 3GHz

———— simulación      - - - - - medidas

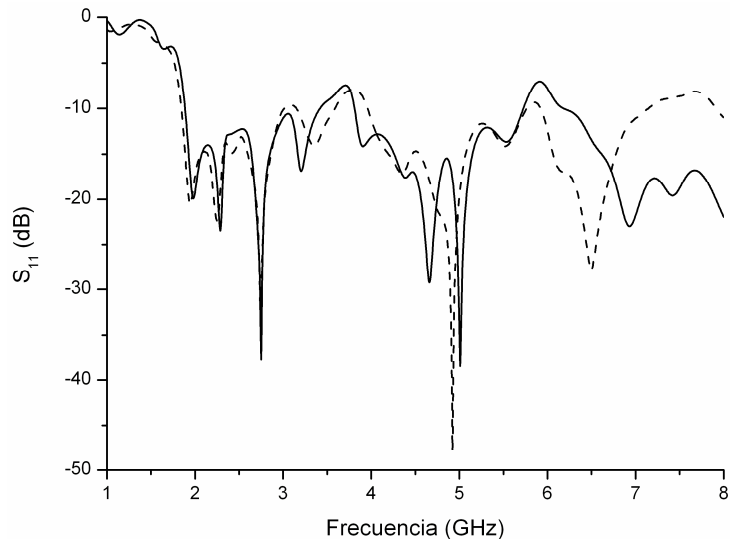
Frecuencia	Ancho Haz plano E (°)		Ancho Haz plano H (°)		Relación Delante-Detrás		Ganancia	
	Medida	Simulación	Medida	Simulación	Medida	Simulación	Medida	Simulación
2GHz	60	76	165	141	6.5dB	8.5dB	5dBi	5.1dBi
2.5GHz	85	72	115	139	10.2dB	6.6dB	4.9dBi	6.5dBi
3GHz	98	71	160	129	8.3dB	7dB	3.9dBi	5.8dBi

**Tabla 6.10** – Características de radiación medidas y simuladas de la antena impresa logoperiódica con cuatro dipolos a las frecuencias analizadas

- Antena logoperiódica de ocho dipolos

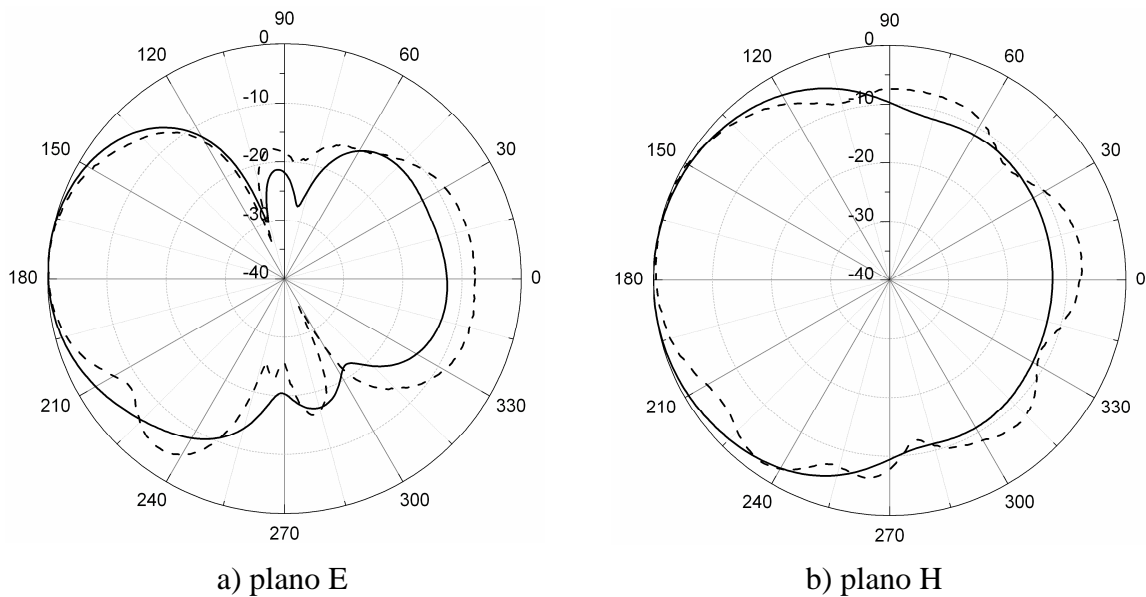
El segundo prototipo fabricado es la antena logoperiódica con ocho elementos.

En la figura 6.19 se muestran las pérdidas de retorno simuladas y medidas de la antena. Tal y como ocurría con el prototipo de cuatro dipolos, la concordancia entre los resultados medidos y simulados es muy buena. Igual que en la simulación, en las medidas se obtienen dos bandas frecuenciales de funcionamiento; la primera de ellas tiene una frecuencia central de 2.7GHz y un ancho de banda de 1.76GHz (65%), mientras que la frecuencia central de la segunda banda útil de frecuencias es 4.87GHz y el ancho de banda 1.86GHz (38%).

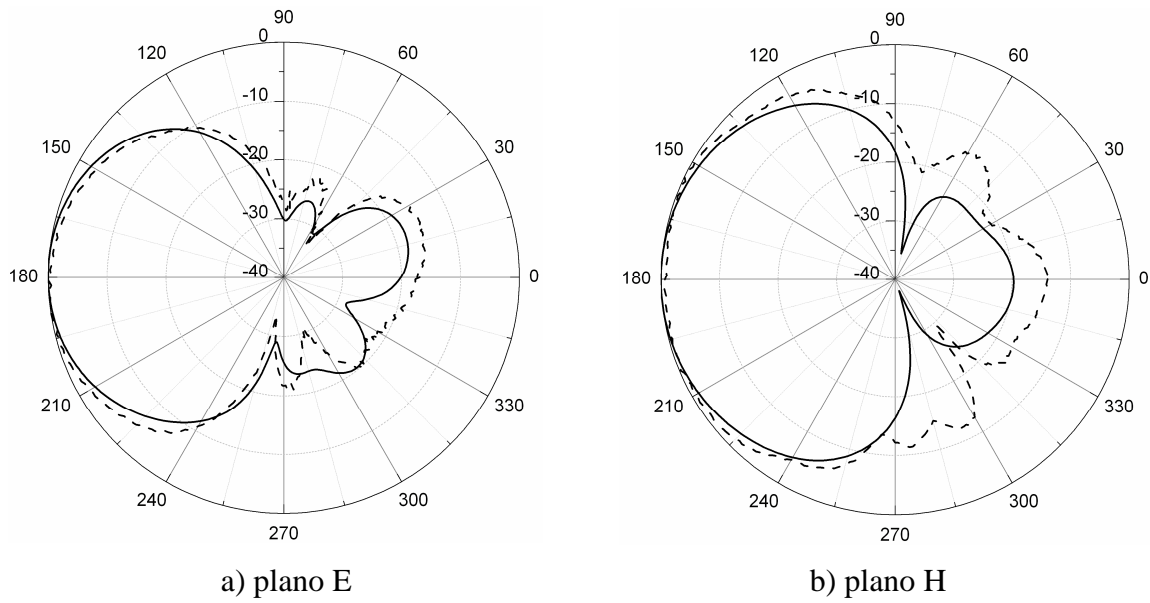


**Fig. 6.19** – Pérdidas de retorno de la antena logoperiódica con ocho dipolos  
 — simulación      - - - - medidas

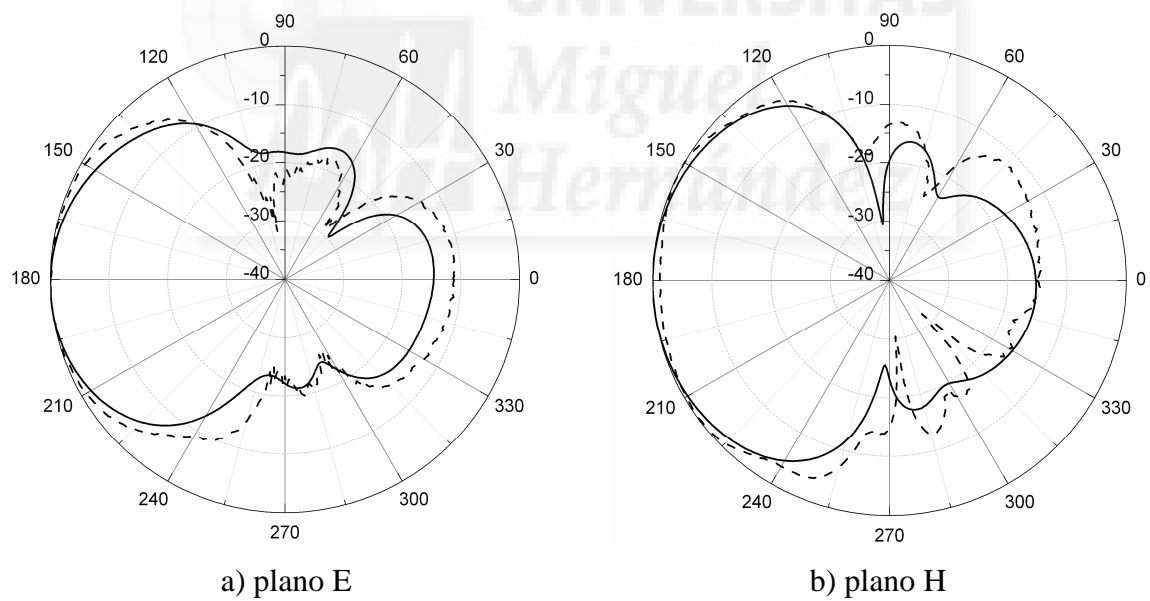
Los diagramas de radiación de la antena se han medido a las frecuencias más representativas de las dos bandas de funcionamiento. Para la primera banda se han seleccionado las frecuencias 2GHz, 2.5GHz y 3GHz, mientras que para la segunda banda se han elegido 4GHz y 4.5GHz. En las figuras 6.20 a 6.24 se muestran los diagramas de radiación tanto medidos como simulados para los dos planos principales de la antena. Como se puede observar en las figuras, se obtiene una buena concordancia entre los resultados medidos y simulados.



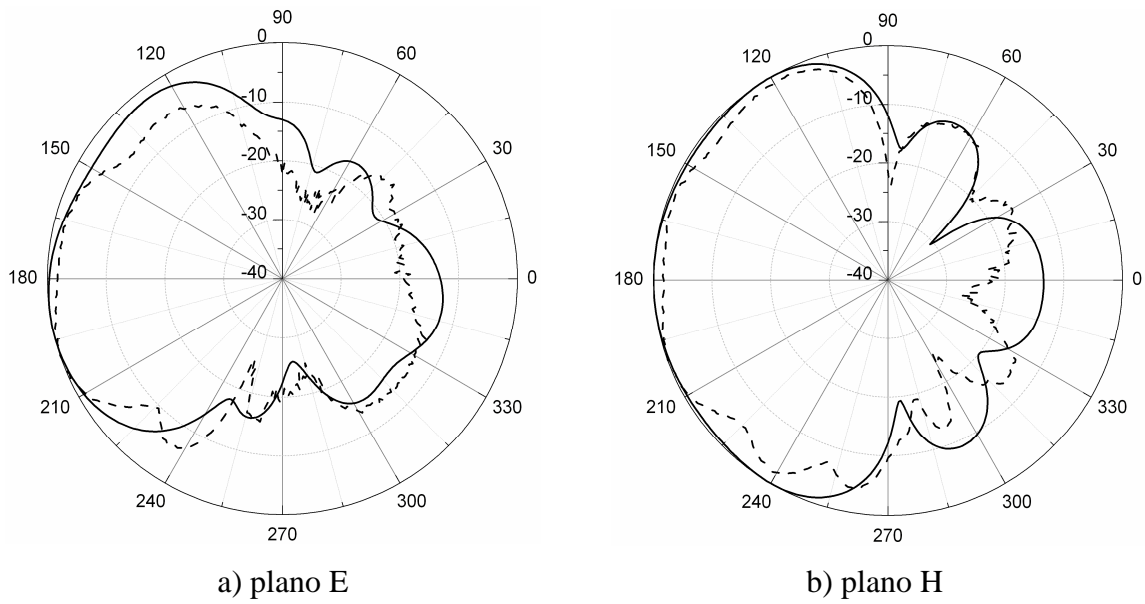
**Fig. 6.20** – Diagramas para la antena logoperiódica de ocho elementos a 2GHz  
 — simulación      - - - - medidas



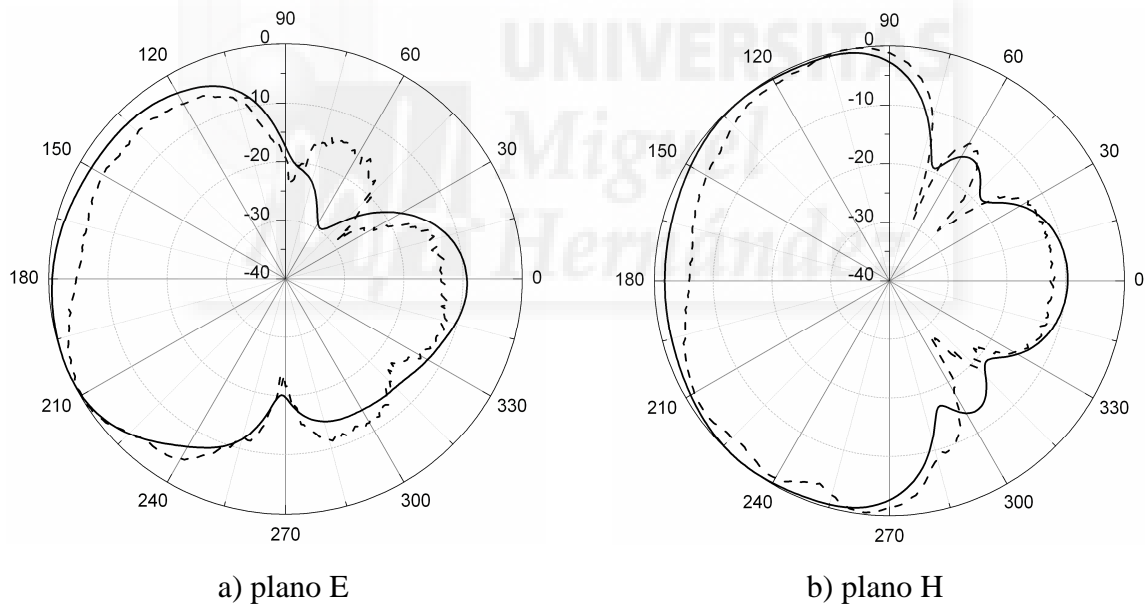
**Fig. 6.21** – Diagramas para la antena logoperiódica de ocho elementos a 2.5GHz  
 — simulación      - - - - medidas



**Fig. 6.22** – Diagramas para la antena logoperiódica de ocho elementos a 3GHz  
 — simulación      - - - - medidas



**Fig. 6.23** – Diagramas para la antena logoperiódica de ocho elementos a 4GHz  
 ——— simulación      - - - - - medidas



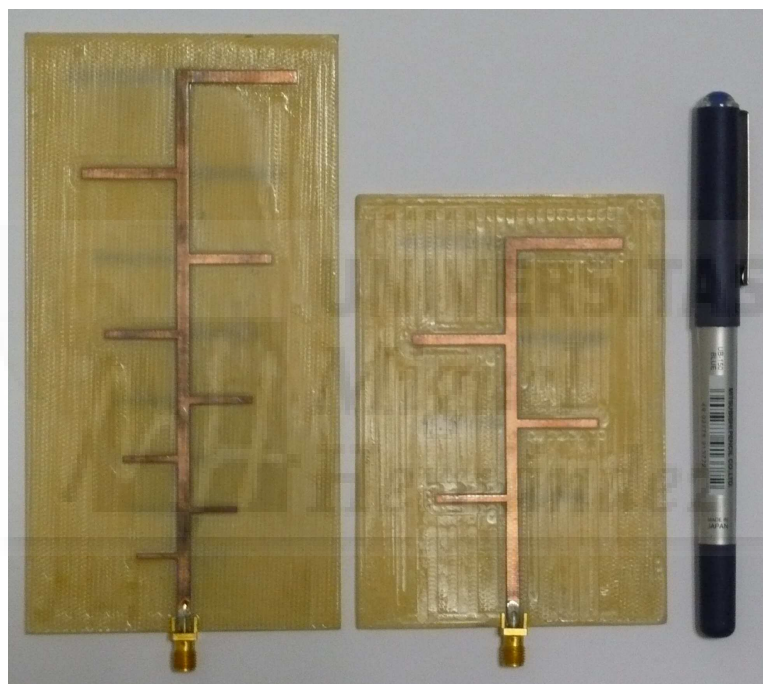
**Fig. 6.24** – Diagramas para la antena logoperiódica de ocho elementos a 4.5GHz  
 ——— simulación      - - - - - medidas

En la tabla 6.11 se resumen las principales características de radiación de la antena tanto para los datos medidos como para los simulados.

Por último, en la figura 6.25 se muestra una fotografía de los dos prototipos de antena logoperiódica impresa fabricados.

Frecuencia	Ancho Haz plano E (°)		Ancho Haz plano H (°)		Relación Delante-Detrás		Ganancia	
	Medida	Simulación	Medida	Simulación	Medida	Simulación	Medida	Simulación
2GHz	57	68	110	116	8dB	12.5dB	6.1dBi	6.5dBi
2.5GHz	64	64	105	91	14.5dB	20dB	7.3dBi	8.9dBi
3GHz	85	68	108	102	13.2dB	14.8dB	5.5dBi	7.9dBi
4GHz	87	105	160	157	19.2dB	13.4dB	5.3dBi	5.5dBi
4.5GHz	115	103	191	181	13.1dB	9.6dB	3.1dBi	5.2dBi

**Tabla 6.11** – Características de radiación medidas y simuladas de la antena impresa logoperiódica de ocho dipolos a las frecuencias analizadas.



**Fig. 6.25** – Prototipos de la antena logoperiódica impresa fabricados.



---

## CAPÍTULO 7:

### ANTENA IMPRESA MULTIBANDA

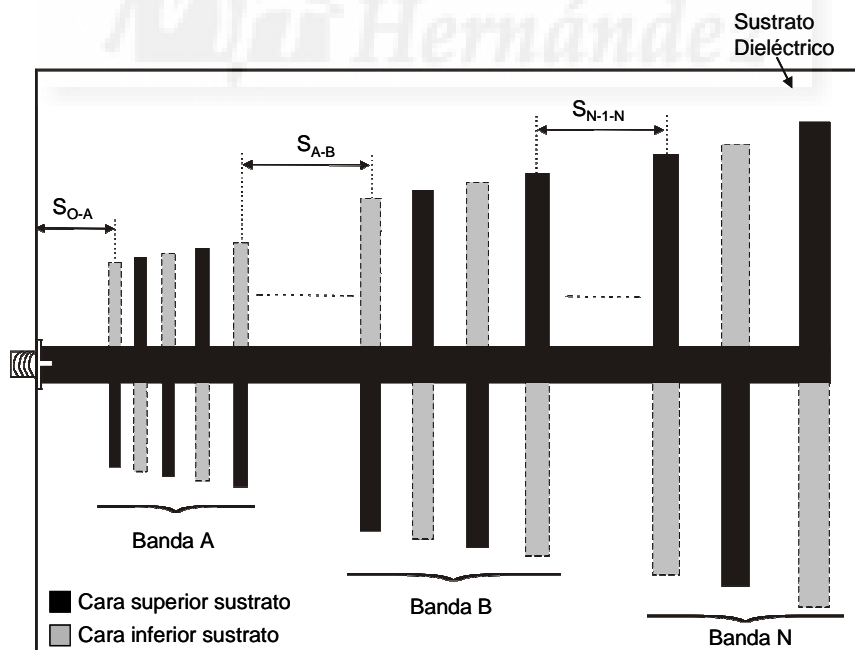
---

El rápido despliegue de aplicaciones basadas en los nuevos sistemas de comunicaciones inalámbricas, junto con las limitaciones que estos presentan en cuanto al rango de frecuencias de funcionamiento, y consecuentemente, el número de usuarios simultáneos ha llevado a la definición de nuevos estándares que permiten el uso de varias bandas frecuenciales al mismo tiempo. Este es el caso de Wi-Fi y WiMAX. Wi-Fi está soportado por los protocolos de la familia 802.11, que están definidos en varias bandas de frecuencia; 802.11a en la banda de 5.5GHz, 801.11b y 802.11g en la banda de 2.45GHz y 802.11n que utiliza ambas bandas de frecuencia. WiMAX, por su parte, está definido por los protocolos 802.16 y prevé el uso de varias bandas frecuenciales entre 2GHz y 11GHz. Las bandas actuales de uso por parte de WiMAX son tres: 2.45GHz, 3.6GHz y 5.5GHz, esta última dividida en dos sub-bandas, una baja en 5.2GHz y otra alta en 5.8GHz.

Evidentemente, para posibilitar la implantación de aplicaciones que utilicen varias bandas frecuenciales de forma simultánea, se necesitan antenas que lo permitan. Por ello, en los últimos años se están investigando y desarrollando numerosas antenas impresas multiresonantes, con varias bandas frecuenciales útiles en el rango de las aplicaciones inalámbricas personales. Algunas de estas antenas utilizan monopolos impresos con elementos parásitos [II.33, II.34], elementos radiantes tipo F con elementos truncados y

conectados al plano de masa [II.35] o varios parches resonantes junto con elementos parásitos tipo slot [II.36].

En este capítulo se presenta una antena impresa multibanda formada por una serie de dipolos impresos. En la figura 7.1 se muestra un esquema de la antena propuesta. Como se puede observar, la antena consiste en una serie de agrupaciones de dipolos impresos, cada una de ellas asociada a una banda frecuencial distinta. Cada agrupación tiene un comportamiento logoperiódico con la frecuencia, de forma que para el diseño de los dipolos que forman cada una de las agrupaciones se sigue el método presentado en el capítulo anterior. El número de dipolos que compone cada agrupación depende de los requerimientos de ancho de banda o ganancia de la aplicación para la cual se diseña la antena. Tal y como se indicó en el Capítulo 6, una vez ajustado el factor de escala, el ancho de banda y la ganancia aumentan al aumentar el número de dipolos. Evidentemente, el número de agrupaciones de dipolos de la antena coincide con las bandas de frecuencias donde se pretende que la antena sea resonante. Las agrupaciones de dipolos están situadas en la antena de forma que los dipolos resonantes a las frecuencias más altas están situados más cerca del punto de alimentación, proporcionando la correcta progresión de fase en la alimentación de los dipolos.



**Fig. 7.1** – Esquema de la antena impresa multibanda.

Siguiendo el método de diseño presentado en el capítulo anterior, el único parámetro que faltaría por determinar en las dimensiones de la antena es la distancia de separación entre las distintas agrupaciones de dipolos impresos. Para el diseño de estas separaciones realizaremos un proceso de optimización similar al realizado en los Capítulos 4 y 5, es decir, haremos un barrido de simulaciones variando ligeramente la separación entre bandas y nos quedaremos con el valor que proporcione los mejores resultados.

Una vez presentada la idea de funcionamiento y el esquema de la antena procedemos a abordar el diseño de la misma. Para ello, se han seleccionado dos ejemplos de antena, con dos y tres bandas de funcionamiento respectivamente. Debido a los requerimientos de ancho de banda de las aplicaciones que se han escogido, el número de dipolos impresos de las agrupaciones es de dos en ambas antenas. Igualmente, aunque cada una de las agrupaciones de dipolos puede tener un factor de escala distinto, en los ejemplos que se muestran a continuación se ha tomado como factor de escala  $\tau = 0.88$ , que es el valor utilizado en los diseños de las antenas logoperiódicas del Capítulo 6. En todos los casos el sustrato utilizado es Clad ( $\epsilon_r = 3.2$ ;  $h = 1.52\text{mm}$ ).

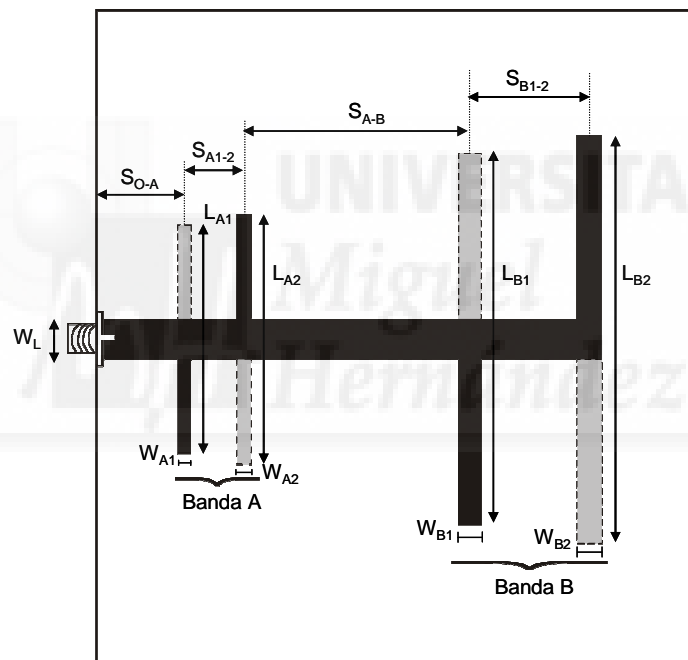
### 7.1 – Antena impresa dual 2.45-5.5GHz

En este apartado se plantea el diseño de una antena dual que sea resonante en las dos bandas de frecuencias ISM, utilizadas tanto en aplicaciones Wi-Fi como en WiMAX. La primera banda frecuencial está comprendidas entre 2.4GHz y 2.5GHz (frecuencia central 2.45GHz, ancho de banda 100MHz), mientras que para la segunda banda se pretende que aúne las dos sub-bandas definidas alrededor de 5.5GHz (5.15-5.35GHz y 5.725-5.875GHz). Esta segunda banda estará comprendida, por tanto, entre 5.15GHz y 5.875GHz (frecuencia central 5.5GHz y ancho de banda 725MHz). Este rango de frecuencias incluye igualmente la banda 5.47-5.725GHz, también destinada en cuadro nacional de asignación de frecuencias para acceso a redes inalámbricas [II.37].

Para cumplir los requisitos impuestos diseñamos una antena impresa dual con dos agrupaciones de dipolos y cuyas frecuencias centrales coinciden con las indicadas en el párrafo anterior. Dados los requerimientos de ancho de banda necesario en cada una de las bandas frecuenciales a utilizar, se ha considerado suficiente que cada una de las agrupaciones cuente con dos dipolos impresos, siendo el factor de escala utilizado en las dos agrupaciones el mismo,  $\tau=0.88$ .

En la figura 7.2 se muestra un esquema de la antena propuesta con todas las dimensiones de la misma.

Para la obtención de las dimensiones de la antena abordamos el diseño de los dipolos de cada una de las dos agrupaciones por separado, siguiendo el proceso indicado en el Capítulo 6 y utilizando las expresiones 6.1, 6.6 y 6.7. Para la banda de frecuencias de funcionamiento más baja (banda B en el esquema de la figura 7.2) se ha seleccionado que el dipolo más grande sea resonante a 2.35GHz, mientras que para la banda de frecuencias más alta (banda A), el dipolo más grande se diseña para que sea resonante a 5.2GHz. Para determinar la longitud de los dipolos se ha seguido la relación  $L_{DIP} = 0.38\lambda_0$ , obtenida en el capítulo anterior para el sustrato de Clad.



**Fig. 7.2** – Esquema de la antena impresa dual.

En la tabla 7.1 se muestran las dimensiones de la antena. El ancho de la línea strip de alimentación de la antena se ha tomado de 3mm.

Únicamente falta por determinar la separación entre la banda A y el punto de alimentación de la antena ( $S_{0-A}$  en el esquema de la figura 7.2) y la separación entre las dos agrupaciones de dipolos ( $S_{A-B}$ ).

<b>Banda A (5.5GHz) - <math>\tau = 0.88</math></b>				
<b>Dipolo</b>	<b>Frec. diseño</b>	<b>Longitud</b>	<b>Anchura</b>	<b>Separación</b>
A1	5.9GHz	$L_{A1}=19.29\text{mm}$	$W_{A1}=1.76\text{mm}$	$S_{A1-2}=9.29\text{mm}$
A2	5.2GHz	$L_{A2}=21.92\text{mm}$	$W_{A2}=2\text{mm}$	
<b>Banda B (2.45GHz) - <math>\tau = 0.88</math></b>				
<b>Dipolo</b>	<b>Frec. diseño</b>	<b>Longitud</b>	<b>Anchura</b>	<b>Separación</b>
B1	2.67GHz	$L_{B1}=42.69\text{mm}$	$W_{B1}=2.64\text{mm}$	$S_{B1-2}=20.76\text{mm}$
B2	2.35GHz	$L_{B2}=48.51\text{mm}$	$W_{B2}=3\text{mm}$	

**Tabla 7.1**– Dimensiones de la antena dual 2.45-5.5GHz.

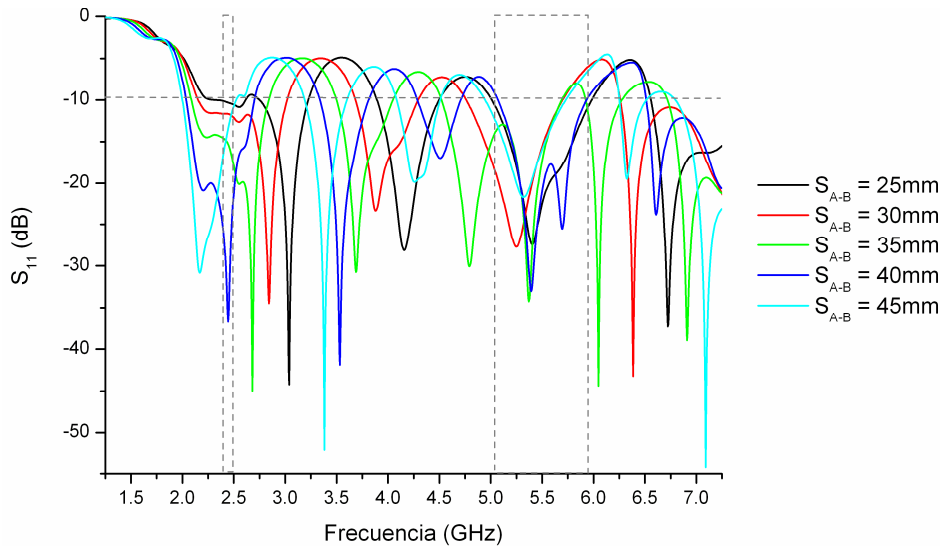
Siguiendo las indicaciones del Capítulo 6,  $S_{0-A}$  debe ser como mínimo media longitud de onda en la línea stripline de alimentación a la frecuencia de resonancia del dipolo más cercano al punto de excitación (dipolo A1). Por tanto,  $S_{0-A} = 15.41\text{mm}$ .

Para determinar la separación entre las dos agrupaciones de dipolos impresos, realizamos varias simulaciones con distintos valores para este parámetro y evaluamos las pérdidas de retorno obtenidas. Hemos realizado un barrido de simulaciones para  $S_{A-B}$  desde 5mm a 45mm en pasos de 5mm. En la figura 7.3 se muestra el parámetro  $S_{11}$  para los valores más representativos de la separación entre agrupaciones. Para una mejor interpretación de los datos se han incluido en la gráfica y en línea discontinua dos máscaras para las bandas frecuenciales deseadas, así como la recta  $S_{11} = -9.64\text{dB}$  ( $VSWR = 2$ ). Como se puede observar, el diseño de la separación entre las dos bandas de dipolos es crítico, obteniéndose grandes variaciones en la respuesta frecuencial de la antena ante pequeñas variaciones de  $S_{A-B}$ . También queda de manifiesto la dificultad de conseguir una buena respuesta simultáneamente en ambas bandas frecuenciales.

A la vista de la figura, los mejores resultados se obtienen para una separación entre agrupaciones  $S_{A-B} = 35\text{mm}$ , aunque la banda de frecuencias superior aparece ligeramente desplazada en frecuencia, siendo la frecuencia central de esta banda 5.17GHz, en lugar de los 5.5GHz esperados. Para ajustar la frecuencia central de funcionamiento de esta agrupación (banda A) se ha realizado un escalado de las longitudes de los dipolos de esta banda por un factor de escala 0.94 (5.17GHz/5.5GHz). También se ha escalado por este mismo valor la separación entre las dos agrupaciones. En la tabla 7.2 se muestran las dimensiones definitivas de la antena.

Cabe destacar que tras el escalado en las longitudes de los dipolos, la relación entre ésta y la longitud de onda a la frecuencia de resonancia varía, siendo para frecuencias entorno a

los 5.5GHz  $L_{DIP} = 0.357\lambda_0$ , en lugar de  $L_{DIP} = 0.38\lambda_0$  que se obtuvo para frecuencias entorno a los 2.5GHz.



**Fig. 7.3** – Pérdidas de retorno de la antena dual 2.45-5.5GHz para distintos valores de la separación entre agrupaciones de dipolos.

<b>Banda A (5.5GHz) - <math>\tau = 0.88</math></b>				
Dipolo	Frec. diseño	Longitud	Anchura	Separación
A1	5.9GHz	$L_{A1}=18.13\text{mm}$	$W_{A1}=1.76\text{mm}$	$S_{0-A}=15.41\text{mm}$
A2	5.2GHz	$L_{A2}=20.6\text{mm}$	$W_{A2}=2\text{mm}$	$S_{A1-2}=9.29\text{mm}$
<b>Banda B (2.45GHz) - <math>\tau = 0.88</math></b>				
Dipolo	Frec. diseño	Longitud	Anchura	Separación
B1	2.67GHz	$L_{B1}=42.69\text{mm}$	$W_{B1}=2.64\text{mm}$	$S_{A-B}=32.9\text{mm}$
B2	2.35GHz	$L_{B2}=48.51\text{mm}$	$W_{B2}=3\text{mm}$	$S_{B1-2}=20.76\text{mm}$

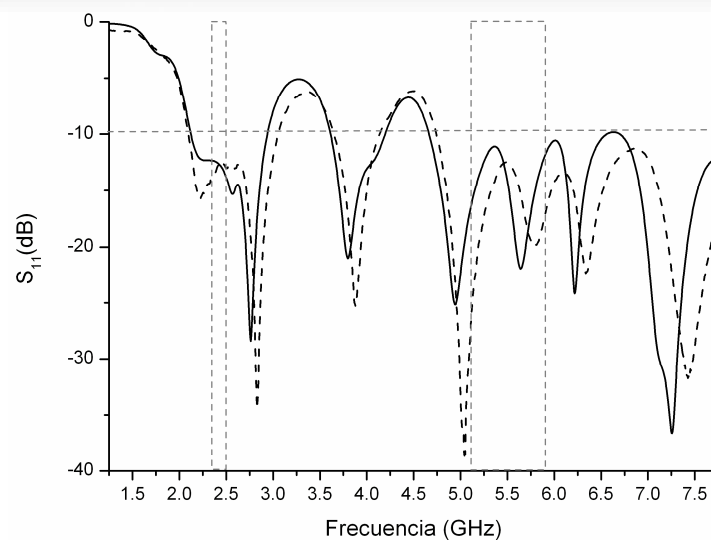
**Tabla 7.2**– Dimensiones definitivas de la antena dual 2.45-5.5GHz.

Una vez determinadas las dimensiones óptimas de la antena, se ha fabricado y medido un prototipo, para poder corroborar los resultados obtenidos mediante simulación. La fabricación de la antena se ha realizado con una microfresadora sobre una plancha de sustrato de Clad. En la figura 7.15 se muestra una fotografía del prototipo.

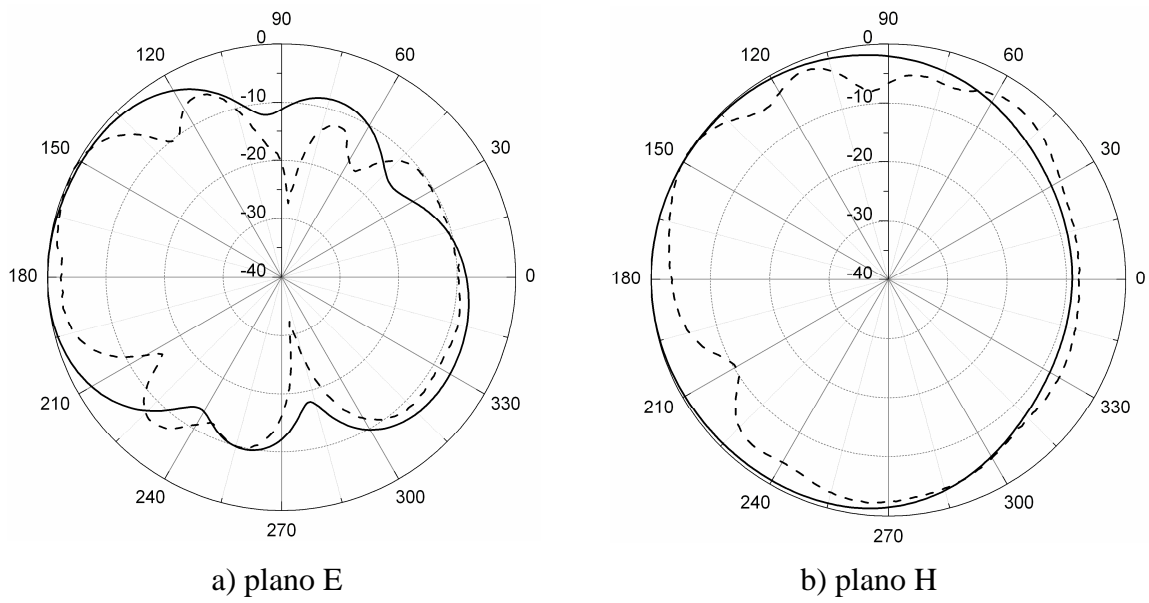
Las pérdidas de retorno de la antena se han medido con el analizador de redes. En la figura 7.4 se muestra el parámetro  $S_{11}$  tanto simulado como medido. Como se puede observar, y tal y como venía sucediendo con las antenas estudiadas en los capítulos anteriores, la similitud entre los resultados medidos y los simulados es muy alta, especialmente a las

frecuencias más bajas. Al aumentar la frecuencia, aparece un cierto desplazamiento entre las medidas y la simulación, que atribuimos a efectos no ideales del sustrato dieléctrico, no tenidos en cuenta en el simulador implementado y a efectos constructivos. También se puede observar en la figura como las pérdidas de retorno medidas cumplen perfectamente los requisitos en cuanto a las frecuencias de funcionamiento para las dos bandas frecuenciales deseadas. Cabe destacar que aparece una tercera banda resonante alrededor de 3.8GHz, pero en este caso no sería una banda de frecuencias útil, ya que es debida a los modos resonantes de orden superior de los dipolos de la agrupación B, que tal y como se comprobó en el Capítulo 6 proporcionan diagramas de radiación no válidos.

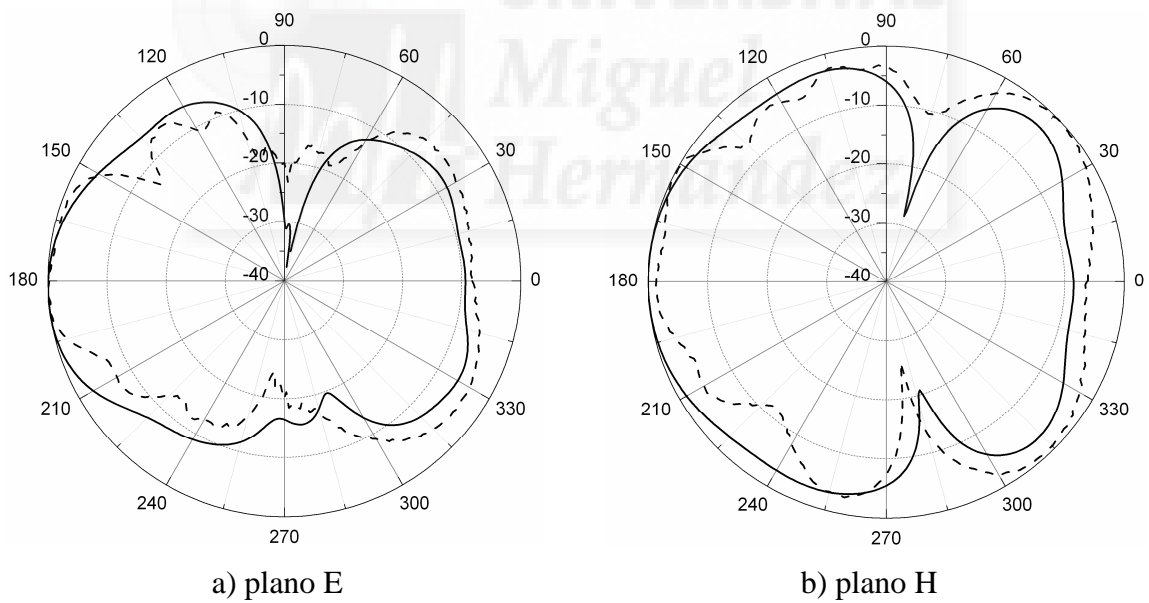
Los diagramas de radiación se han medido en el interior de la cámara anecoica para la frecuencia central de las dos bandas de funcionamiento y para los dos planos principales de la antena. En la figura 7.5 se muestran los diagramas tanto simulados como medidos para 2.45GHz, mientras que en la figura 7.6 se presentan los diagramas para 5.5GHz. En ambos casos se observa una buena concordancia entre las medidas y los resultados simulados, obteniéndose diagramas ligeramente directivos en la dirección de alimentación de la antena. Finalmente, se ha medido la ganancia de la antena en las dos frecuencias centrales de funcionamiento, obteniéndose 1.2dBi para 2.45GHz (3dBi con el simulador) y 7dBi para 5.5GHz (mediante simulación se obtienen 6.5dBi).



**Fig. 7.4** – Pérdidas de retorno de la antena dual 2.45-5.5GHz  
 ——— simulación      - - - - - medidas



**Fig. 7.5** – Diagramas de radiación comparados para la antena dual a 2.45GHz  
 — simulación      - - - - medidas



**Fig. 7.6** – Diagramas de radiación comparados para la antena dual a 5.5GHz  
 — simulación      - - - - medidas



## 7.2 – Antena impresa tribanda 2.4-3.6-5.5GHz

En este apartado diseñaremos una antena con tres bandas de funcionamiento. Las tres bandas frecuenciales elegidas son las de funcionamiento del sistema de comunicaciones inalámbrico WiMAX: 2.45GHz, 3.6GHz y 5.5GHz (bandas alrededor de 5.2GHz y 5.8GHz).

Las bandas frecuenciales impuestas en el diseño de la antena son 2.3GHz-2.5GHz (frecuencia central 2.4GHz; ancho de banda 200MHz), 3.5GHz-3.7GHz (frecuencia central 3.6GHz; ancho de banda 200MHz) y 5.15GHz-5.88GHz (frecuencia central 5.5GHz; ancho de banda 730MHz). La antena estará formada por tres agrupaciones de dipolos, cada una de ellas con dos dipolos impresos. El esquema de la antena se muestra en la figura 7.7. Igual que en los ejemplos anteriores, el sustrato utilizado para el diseño de la antena es Clad ( $\epsilon_r = 3.2$ ;  $h = 1.52\text{mm}$ ) y el factor de escala para las tres agrupaciones de dipolos  $\tau = 0.88$ .

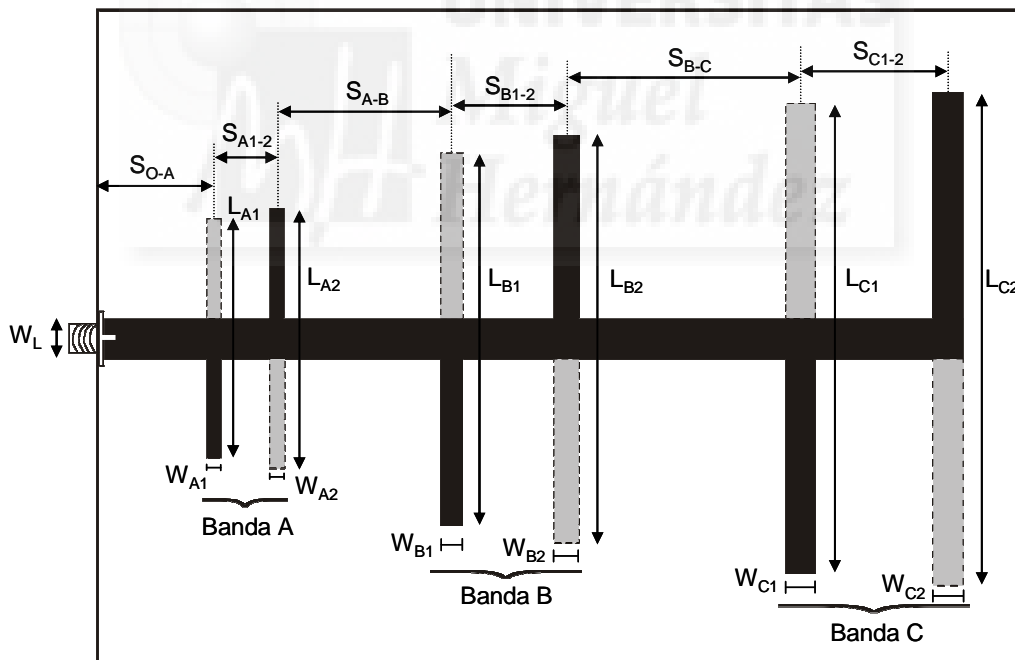


Fig. 7.7 – Esquema de la antena impresa tribanda.

Aplicando el método de diseño de las antenas logoperiódicas a las tres agrupaciones de dipolos podemos obtener todas las dimensiones de la antena excepto la separación entre las bandas de dipolos ( $S_{A-B}$  y  $S_{B-C}$ ). La obtención de estos parámetros la realizaremos

mediante una optimización de los mismos, realizando un barrido de simulaciones con distintos valores. Como se ha visto en el ejemplo de antena dual anterior, la separación entre bandas es un factor crítico, y una pequeña variación en su valor provoca una gran variación en la respuesta frecuencial de la antena. Debido a esta gran variabilidad de la respuesta de la antena con respecto a la separación entre las agrupaciones de dipolos se ha decidido, como paso previo al diseño de la antena tribanda, realizar dos antenas duales (2.4-3.6GHz y 3.6-5.5GHz), obteniendo las dimensiones óptimas de las mismas. Posteriormente, a partir de las dimensiones de las dos antenas duales se diseñará la antena con tres bandas frecuenciales de funcionamiento.

- Diseño de la antena dual 2.4-3.6GHz

En este punto diseñaremos la primera de las dos antenas duales que necesitamos para obtener la antena tribanda. En este caso se trata de una antena que debe funcionar en las bandas 2.3-2.5GHz y 3.5-3.7GHz. Para el diseño de la misma seguiremos el proceso descrito en los puntos anteriores. Para la longitud de los dipolos impresos de las dos bandas frecuenciales se ha aplicado la relación  $L_{DIP} = 0.38\lambda_0$ . La línea alimentación se ha tomado de 3mm. El esquema de la antena sería el mismo que se ha utilizado en el apartado anterior (figura 7.2).

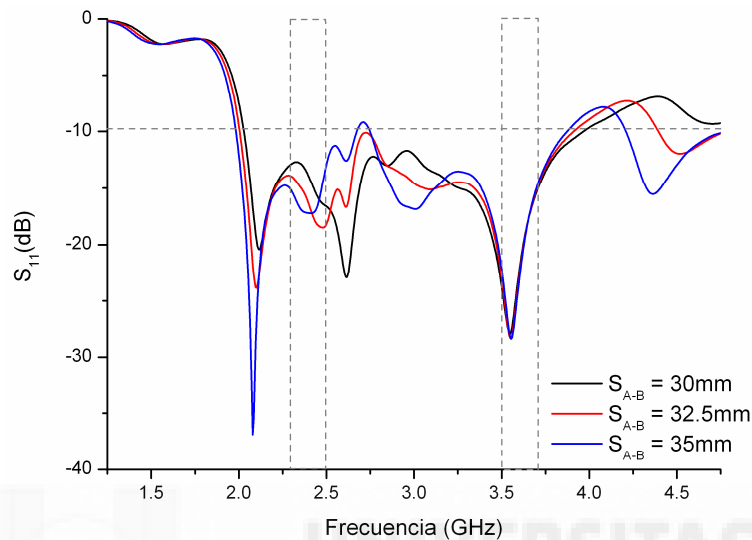
Las dimensiones de la antena se muestran en la tabla 7.3.

<b>Banda A (3.6GHz)</b>				
<b>Dipolo</b>	<b>Frec. diseño</b>	<b>Longitud</b>	<b>Anchura</b>	<b>Separación</b>
A1	3.86GHz	$L_{A1}=29.53\text{mm}$	$W_{A1}=2.2\text{mm}$	$S_{0-A}=23.8\text{mm}$
A2	3.4GHz	$L_{A2}=33.53\text{mm}$	$W_{A2}=2.5\text{mm}$	$S_{A1-2}=14.27\text{mm}$
<b>Banda B (2.4GHz)</b>				
<b>Dipolo</b>	<b>Frec. diseño</b>	<b>Longitud</b>	<b>Anchura</b>	<b>Separación</b>
B1	2.67GHz	$L_{B1}=42.69\text{mm}$	$W_{B1}=2.64\text{mm}$	$S_{B1-2}=20.76\text{mm}$
B2	2.35GHz	$L_{B2}=48.51\text{mm}$	$W_{B2}=3\text{mm}$	

**Tabla 7.3**– Dimensiones de la antena dual 2.4-3.6GHz.

Para determinar la separación entre las dos agrupaciones de dipolos realizamos una serie de simulaciones con distintos valores de  $S_{A-B}$ . En la figura 7.8 se muestran las pérdidas de retorno para los valores más significativos de este parámetro. Como valor definitivo se ha

escogido  $S_{A-B} = 32.5\text{mm}$ , que coincide aproximadamente con el valor óptimo encontrado para la antena dual 2.45-5.5GHz, por lo que podemos deducir que la separación entre agrupaciones viene impuesta principalmente por la banda de frecuencias más pequeña de la antena, siendo prácticamente independiente de la banda frecuencial más alta.



**Fig. 7.8** – Pérdidas de retorno de la antena dual 2.4-3.6GHz para los valores más representativos de separación entre agrupaciones de dipolos.

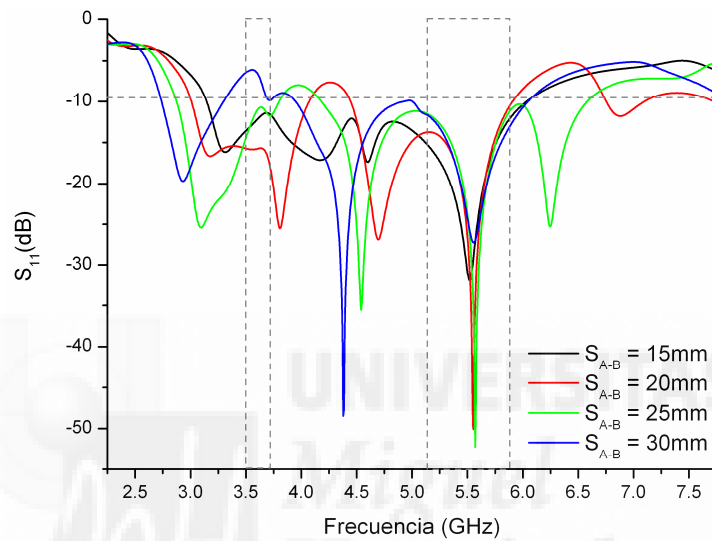
- Diseño antena dual 3.6-5.5GHz

El segundo paso para la obtención de la antena tribanda es el diseño de una antena dual para las dos bandas de frecuencias más altas, 3.6GHz y 5.5GHz. En la tabla 7.4 se muestran las dimensiones de la antena dual. Para la obtención de las longitudes de los dipolos impresos se ha aplicado la relación  $L_{DIP} = 0.38\lambda_0$  para los dos dipolos asociados a la banda frecuencia entorno a 3.6GHz y  $L_{DIP} = 0.36\lambda_0$  para los dos dipolos asociados a la banda de 5.5GHz. Igual que en el caso anterior, la línea de alimentación tiene una anchura de 3mm. El esquema de la geometría y de las dimensiones de la antena es el mostrado en la figura 7.2.

Para determinar la distancia de separación entre las dos agrupaciones de dipolos se ha realizado distintas simulaciones de la antena dual con valores de  $S_{A-B}$  comprendidos entre 15mm y 30mm en pasos de 5mm. En la figura 7.9 se muestran las pérdidas de retorno obtenidas en las simulaciones. El mejor resultado se obtiene para una separación entre agrupaciones de  $S_{A-B} = 20\text{mm}$ .

Banda A (5.5GHz)				
Dipolo	Frec. diseño	Longitud	Anchura	Separación
A1	5.9GHz	$L_{A1}=18.31\text{mm}$	$W_{A1}=1.76\text{mm}$	$S_{0-A}=15.41\text{mm}$
A2	5.2GHz	$L_{A2}=20.77\text{mm}$	$W_{A2}=2\text{mm}$	$S_{A1-2}=9.29\text{mm}$
Banda B (3.6GHz)				
Dipolo	Frec. diseño	Longitud	Anchura	Separación
B1	3.86GHz	$L_{B1}=29.53\text{mm}$	$W_{B1}=2.2\text{mm}$	$S_{B1-2}=14.27\text{mm}$
B2	3.4GHz	$L_{B2}=33.53\text{mm}$	$W_{B2}=2.5\text{mm}$	

**Tabla 7.4**– Dimensiones de la antena dual 3.6-5.5GHz.



**Fig. 7.9** – Pérdidas de retorno de la antena dual 3.6-5.5GHz para distintos valores de separación entre agrupaciones de dipolos.

• Antena tribanda

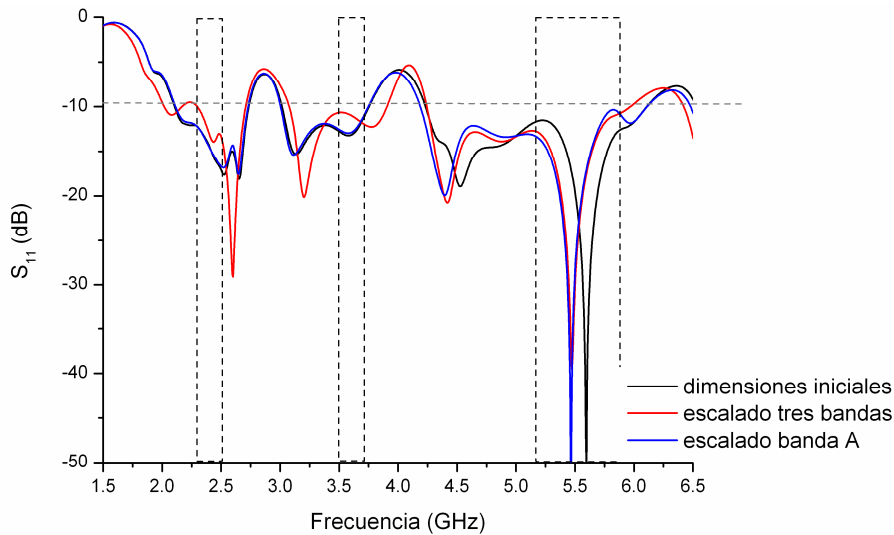
Finalmente, con las dimensiones óptimas obtenidas para las dos antenas duales de los puntos anteriores, se diseña la antena tribanda. Las dimensiones de ésta última se muestran en la tabla 7.5. El esquema explicativo con la simbología de los distintos parámetros se encuentra en la figura 7.7.

Con estas dimensiones, se ha simulado la antena tribanda diseñada. Las pérdidas de retorno obtenidas en este caso se muestran en la figura 7.10 con trazo negro. Como se puede observar, la respuesta frecuencial de la antena no es todo lo buena que cabría esperar, especialmente en la banda de frecuencias más alta de funcionamiento (5.5GHz). Además, en las otras dos bandas frecuenciales se observa como la respuesta de la antena presenta un pequeño desplazamiento. Para solucionar este inconveniente, se han probado

dos soluciones. La primera de ellas consiste en realizar un escalado de las tres agrupaciones de dipolos para intentar centrar las tres bandas de funcionamiento en el valor frecuencial de diseño. El problema de este método es que se necesita aplicar un factor de escalado distinto para cada una de las agrupaciones (1.06 en la banda de 2.4GHz, 0.94 en la banda de 3.6GHz y 1.02 para 5.5GHz), que sumado a la gran influencia que la separación entre agrupaciones tiene en la respuesta frecuencial de la antena hace que el resultado obtenido no sea el esperado. Las pérdidas de retorno en este caso se muestran en la figura 7.10 con trazo rojo. La segunda solución probada para mejorar la respuesta consiste en escalar únicamente la agrupación de dipolos correspondiente a la banda de frecuencias más alta (banda A en el esquema de la antena). El factor de escala utilizado en este caso es 1.02 y se aplica a las dimensiones  $L_{A1}$ ,  $L_{A2}$ ,  $S_{0-A}$  y  $S_{A1-2}$ . La respuesta frecuencial de la antena en este caso se muestra en la figura 7.10 con trazo azul. Este último es el mejor resultado de los tres, por lo que será ésta la que adoptemos como solución definitiva para el diseño de la antena. Cabe destacar, a modo de curiosidad observada en la figura 7.10, como las pérdidas de retorno de este último caso (en azul) son idénticas a las obtenidas con las dimensiones originales de diseño (en negro) para las dos primeras bandas de frecuencias y como a partir de 4GHz convergen las gráficas del parámetro  $S_{11}$  cuando se escala sólo la primera banda (en azul) y cuando se escalan las tres bandas (en rojo).

<b>Banda A (5.5GHz)</b>				
<b>Dipolo</b>	<b>Frec. diseño</b>	<b>Longitud</b>	<b>Anchura</b>	<b>Separación</b>
A1	5.9GHz	$L_{A1}=18.31\text{mm}$	$W_{A1}=1.76\text{mm}$	$S_{0-A}=15.41\text{mm}$
A2	5.2GHz	$L_{A2}=20.77\text{mm}$	$W_{A2}=2\text{mm}$	$S_{A1-2}=9.29\text{mm}$
<b>Banda B (3.6GHz)</b>				
<b>Dipolo</b>	<b>Frec. diseño</b>	<b>Longitud</b>	<b>Anchura</b>	<b>Separación</b>
B1	3.86GHz	$L_{B1}=29.53\text{mm}$	$W_{B1}=2.2\text{mm}$	$S_{A-B}=20\text{mm}$
B2	3.4GHz	$L_{B2}=33.53\text{mm}$	$W_{B2}=2.5\text{mm}$	$S_{B1-2}=14.27\text{mm}$
<b>Banda C (2.4GHz)</b>				
<b>Dipolo</b>	<b>Frec. diseño</b>	<b>Longitud</b>	<b>Anchura</b>	<b>Separación</b>
C1	2.67GHz	$L_{C1}=42.69\text{mm}$	$W_{C1}=2.64\text{mm}$	$S_{B-C}=32.5\text{mm}$
C2	2.35GHz	$L_{C2}=48.51\text{mm}$	$W_{C2}=3\text{mm}$	$S_{C1-2}=20.76\text{mm}$

**Tabla 7.5**– Dimensiones de la antena tribanda 2.4-3.6-5.5GHz.



**Fig. 7.10** – Pérdidas de retorno de la antena tribanda para los tres casos indicados en el proceso de optimización.

Las dimensiones finales de la antena se muestran en la tabla 7.6.

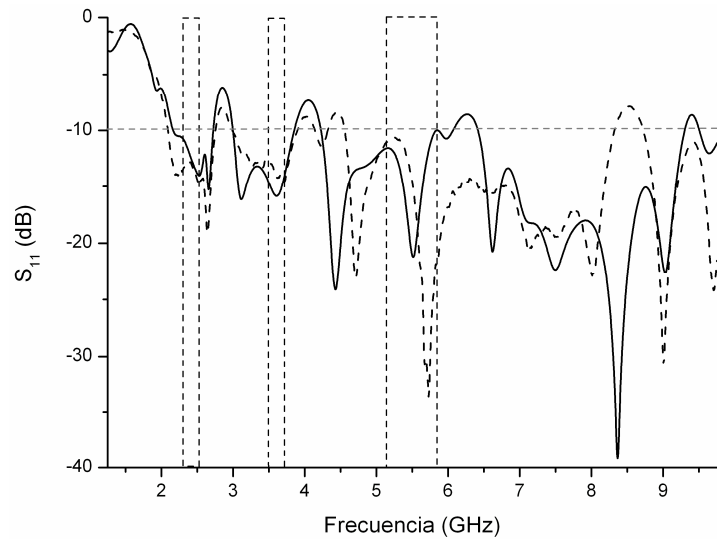
<b>Banda A (5.5GHz)</b>				
<b>Dipolo</b>	<b>Frec. diseño</b>	<b>Longitud</b>	<b>Anchura</b>	<b>Separación</b>
A1	5.9GHz	$L_{A1}=18.68\text{mm}$	$W_{A1}=1.76\text{mm}$	$S_{0-A}=15.72\text{mm}$
A2	5.2GHz	$L_{A2}=21.19\text{mm}$	$W_{A2}=2\text{mm}$	$S_{A1-2}=9.48\text{mm}$
<b>Banda B (3.6GHz)</b>				
<b>Dipolo</b>	<b>Frec. diseño</b>	<b>Longitud</b>	<b>Anchura</b>	<b>Separación</b>
B1	3.86GHz	$L_{B1}=29.53\text{mm}$	$W_{B1}=2.2\text{mm}$	$S_{A-B}=20\text{mm}$
B2	3.4GHz	$L_{B2}=33.53\text{mm}$	$W_{B2}=2.5\text{mm}$	$S_{B1-2}=14.27\text{mm}$
<b>Banda C (2.4GHz)</b>				
<b>Dipolo</b>	<b>Frec. diseño</b>	<b>Longitud</b>	<b>Anchura</b>	<b>Separación</b>
C1	2.67GHz	$L_{C1}=42.69\text{mm}$	$W_{C1}=2.64\text{mm}$	$S_{B-C}=32.5\text{mm}$
C2	2.35GHz	$L_{C2}=48.51\text{mm}$	$W_{C2}=3\text{mm}$	$S_{C1-2}=20.76\text{mm}$

**Tabla 7.6**– Dimensiones finales de la antena tribanda 2.4-3.6-5.5GHz.

Una vez diseñada la antena tribanda, se ha fabricado un prototipo de la misma. Como en todo el apartado de antenas multibanda, el sustrato utilizado es Clad.

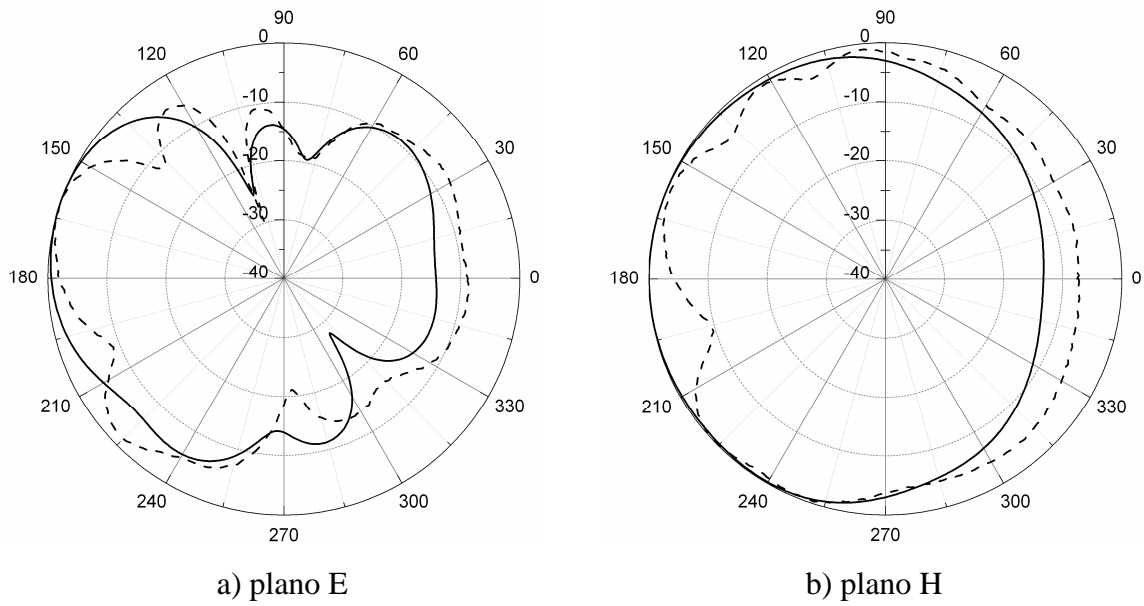
En la figura 7.11 se muestran las pérdidas de retorno tanto simuladas como medidas para la antena final. Se observa una gran similitud entre ambos resultados, especialmente a frecuencias por debajo de 4GHz. Para frecuencias mayores se produce el mismo efecto de desplazamiento en frecuencia que se observó en el apartado 7.1, debido a la idealidad de las simulaciones. Pese a todo, se observa como en las tres bandas de frecuencias de

interés, marcadas con una máscara en trazo discontinuo, se obtiene un buen comportamiento de la antena tanto en las simulaciones como en las medidas.

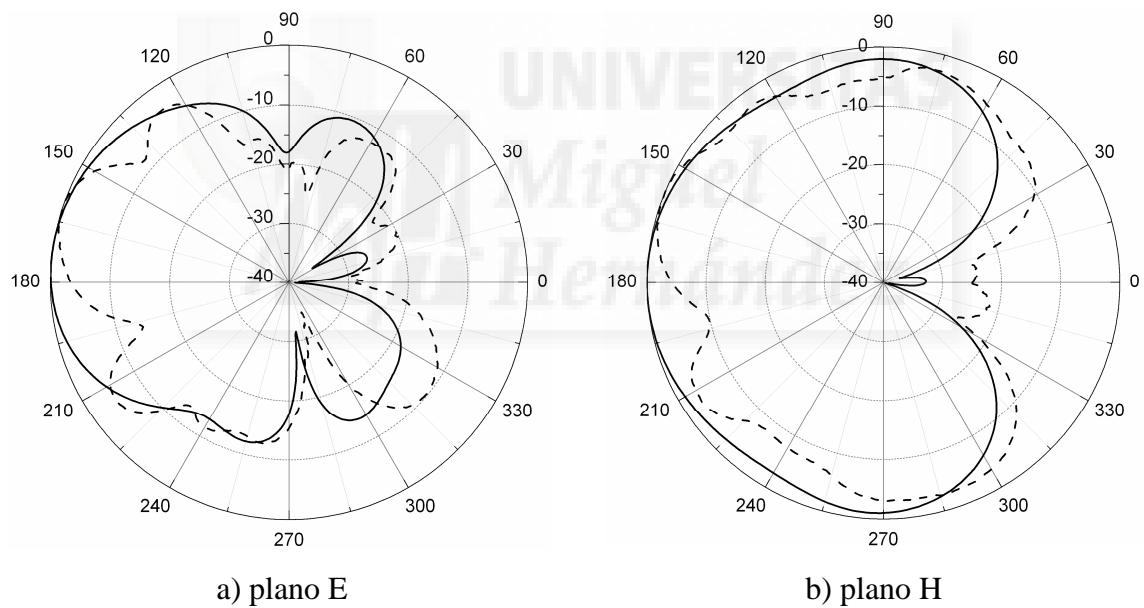


**Fig. 7.11** – Pérdidas de retorno de la antena tribanda 2.4-3.6-5.5GHz  
 ——— simulación      - - - - - medidas

Los diagramas de radiación de la antena se han medido en los dos planos principales (E y H) y para las tres frecuencias centrales de operación de la antena. En la figura 7.12 se muestran los diagramas tanto simulados como medidos en la banda de frecuencias más baja de la antena (2.4GHz). En la figura 7.13 se pueden observar los diagramas comparados para 3.6GHz y en la figura 7.14 a la frecuencia 5.5GHz. En todos los casos se obtiene una buena concordancia entre los resultados medidos y los simulados. La dirección principal de radiación se encuentra, como corresponde en este tipo de antena, en la dirección de alimentación de la misma, y el comportamiento de la antena es ligeramente directivo. Se puede observar como los diagramas en el caso de la banda central de funcionamiento (3.6GHz) son más directivos que en las otras bandas, ya que la agrupación de dipolos correspondiente se encuentra en la zona central de la antena (banda B en el esquema de la figura 7.7), actuando los dipolos de la banda C como reflectores y los de la banda A como directores.



**Fig. 7.12** – Diagramas de radiación comparados para la antena tribanda a 2.4GHz  
 ——— simulación      - - - - - medidas

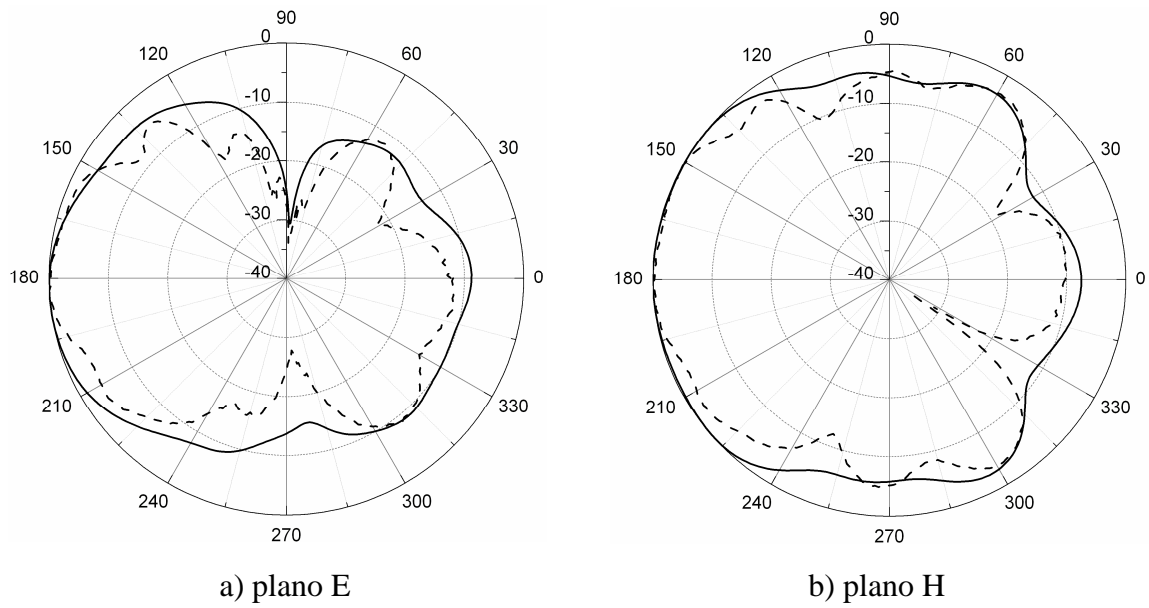


**Fig. 7.13** – Diagramas de radiación comparados para la antena tribanda a 3.6GHz  
 ——— simulación      - - - - - medidas

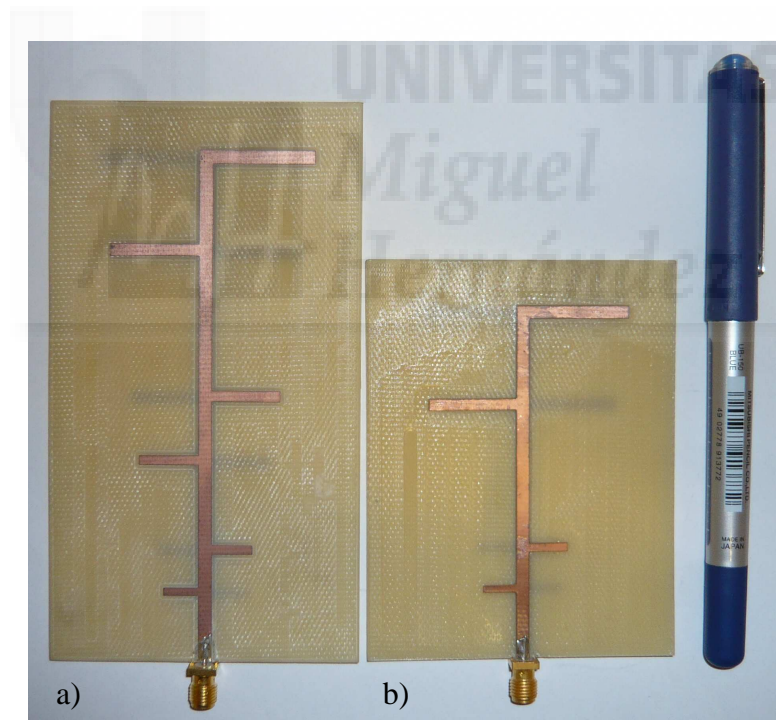
Por último, se ha medido la ganancia de la antena en las frecuencias centrales de las tres bandas de funcionamiento, obteniéndose 2.5dBi para 2.4GHz (4dBi se obtienen mediante simulación), 5.1dBi para 3.6GHz (5.8dBi en simulación) y 6.5dBi para 5.5GHz (5.8dBi calculados).

En la figura 7.15 se muestran los dos prototipos de antenas multibanda fabricados.





**Fig. 7.14** – Diagramas de radiación comparados para la antena tribanda a 5.5GHz  
 ——— simulación      - - - - - medidas



**Fig. 7.15** – Prototipos de antena multibanda fabricados.  
 a) Antena tribanda 2.4-3.6-5.5GHz; b) Antena dual 2.45-5.5GHz.



**Referencias bibliográficas del Bloque II**

- [II.1] Y.Qian, W.R. Deal, N. Kaneda and T. Itoh, Microstrip-fed quasi-Yagi antenna with broadband characteristics, *Electronics Letters*, vol. 34, No. 23, pp. 2194-2196, 1998.
- [II.2] Noriaki Kaneda, W.R. Deal, Yongxi Qian, Rod Waterhouse and Tatsuo Itoh, A Broad-band Planar Quasi-Yagi Antenna, *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 50, No. 8, pp. 1158-1160, 2002.
- [II.3] Yongxi Qian, W.R. Deal, Noriaki Kaneda and Tatsuo Itoh, A Uniplanar Quasi-Yagi Antenna with Wide Bandwidth and Low Mutual Coupling Characteristics, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 924-927, 1999.
- [II.4] Noriaki Kaneda, Yongxi Qian and Tatsuo Itoh, A Broad-band Microstrip-to-Waveguide Transition Using Quasi-Yagi Antenna, *IEEE Trans. Microwave and Techniques*, vol. 47, No. 12, pp. 2562-2567, 1999.
- [II.5] William R. Deal, Noriaki Kaneda, James Sor, Yongxi Qian and Tatsuo Itoh, A New Quasi-Yagi Antenna for Planar Active Antenna Arrays, *IEEE Trans. Microwave and Techniques*, vol. 48, No. 6, pp. 910-918, 2000.
- [II.6] T. Nishio, Y. Wang, T. Itoh, A Frequency-Controlled Beam-Steering Array With Mixing Frequency Compensation for Multichannel Applications, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 52, No. 4, pp. 1039-1048, 2004.
- [II.7] M.Sironen, Y. Qian, T Itoh, A 60GHz Conical Horn Antenna Excited With Quasi-Yagi Antenna, *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International (2001)*, vol. 1, pp. 547-550, 2001.
- [II.8] Santos Herrero Arias y J. Enrique Fernández del Río, Optimización de la directividad de antenas Quasi-Yagi sobre FR-4 para aplicaciones WiFi, *XX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Gandía (Spain), 2005.
- [II.9] Pablo Mora Vitoria, Diseño de Antena Impresa para Aplicaciones Bluetooth, Proyecto Fin de Carrera, Ingeniería Técnica de Telecomunicación, Especialidad en Sistemas de Telecomunicaciones, Universidad Miguel Hernández, 2004.

- [II.10] Pablo Mora Vitoria, José M. Blanes, E. Ávila Navarro y C. Reig, Método de Diseño de Antenas Quasi Yagi, XIX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Barcelona (Spain), 2004.
- [II.11] C.A. Balanis, Antenna theory analysis and design, John Wiley and Sons, New York, 1997.
- [II.12] M. Abdalla and S. Salous, Uniplanar Wideband Quasi Yagi Antenna for Multiple Antenna Channel Measurements, London Communications Symposium, 2002.
- [II.13] Phillips R. Grajek, Bernhard Schoenlinner and Gabriel M. Rebeiz, A 24-GHz High-Gain Yagi-Uda Antenna Array, IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. 52, No. 5, pp. 1257-1261, 2004.
- [II.14] G. Zheng, A.A. Kishk, A.W. Glisson, A.B. Yakovlev, Simplified feed for modified printed Yagi antenna, Electronics Letters, vol. 40, No. 8, pp. 464-466, 2004.
- [II.15] E. Huang and T. Chiu, Printed Yagi antenna with multiple reflectors, Electronics Letters, vol. 40, No. 19, pp. 1165-1166, 2004.
- [II.16] Abdelnasser A. Eldek, Atef Z. Elsherbeni and Charles E. Smith, Wide-band modified printed bow-tie antenna with single and dual polarization for C- and X-band applications, IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. 53, No. 9, pp. 3067-3072, 2005.
- [II.17] G. Zheng, A.A. Kishk, A.W. Glisson, A.B. Yakovlev, A broadband printed bow-tie antenna with a simplified balanced feed, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 47, No. 6, pp. 534-536, 2005.
- [II.18] F. Tefiku and C.A. Grimes, Design of broad-band and dual-band antennas comprised of series-fed printed-strip dipole pairs, IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. 8, No. 6, pp. 895-900, 2000.
- [II.19] J-M Floch and H. Rmili, Design of multiband printed dipole antennas using parasitic elements, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 48, No. 8, pp. 1639-1645, 2006.
- [II.20] Ian Oppermann, Matti Hämäläinen and Jari Iinatti, UWB Theory and Applications, John Wiley & Sons, 2004.

- [II.21] Abdelnasser A. Eldek, Atef Z. Elsherbeni and Charles E. Smith, Wideband 2D array of microstrip fed rectangular-slot antennas for radar applications, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 46, No. 1, pp. 36-40, 2005.
- [II.22] Abdelnasser A. Eldek, Atef Z. Elsherbeni, Charles E. Smith and Kai-Fong Lee, Wideband slot antennas for radar applications, *IEEE Radar Conference*, Alabama (USA), 2003.
- [II.23] K. Francias Jacob, M. N. Suma, Rohith K. Raj, Manoj Joseph and P. Mohanan, Planar branched monopole antenna for UWB applications, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, No. 1, pp. 45-47, 2007.
- [II.24] Xiang-Ling Liang, Shun-Shi Zhong and Wei Wang, UWB printed circular monopole antenna, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, No. 8, pp. 1532-1534, 2006.
- [II.25] E. A. Navarro, A. Luximon, I. J. Craddock, D. L. Paul and M. Dean, Multilayer and conformal antennas using synthetic dielectric substrates, *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 51, No. 4, pp. 905-908, 2003.
- [II.26] F. Tefiku and C. A. Grimes, Low-cost antenna of series-fed printed strip dipoles, *Electronics Letters*, vol. 35, No. 2, pp. 946-947, 1999.
- [II.27] H. K. Smith and P. E. Mayes, Log-periodic array of dual-feed microstrip patch antennas, *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 39, No. 2, pp. 1659-1664, 1991.
- [II.28] P. S. Hall, Application of the log-periodic technique to microstrip series arrays, *IEE Proc. H.*, vol 133, pp. 127-136, 1986.
- [II.29] B. L. Ooi, K. Chef and M. S. Leong, Log-periodic slot antenna array, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 25, No. 1, pp. 24-27, 2000.
- [II.30] G. Augustin, S. V. Shynu, C. K. Aanandan, P. Mohanan and K. Vasudevan, A novel electronically scannable log-periodic leaky-wave antenna, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 45, No. 2, pp. 163-165, 2005.
- [II.31] American Radio Relay League, *The ARRL antenna book*, ARRL, Newington (USA), 1988.
- [II.32] C. Peixeiro, Design of log-periodic dipole antennas, *IEE Proceedings H Microwaves, antennas and propagation*, vol. 135, No. 2, pp. 98-102, 1988.

- [II.33] Liang-Che Chou, Kin-Lu Wong, Uni-planar dual-band monopole antenna for 2.4/5 GHz WLAN operation in the laptop computer, *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 55, No. 12, pp. 3739-3741, 2007.
- [II.34] Chien-Yuan Pan, Tzyy-Sheng Horng, Wen-Shan Chen, Chien-Hsiang Huang, Dual wideband printed monopole antenna for WLAN/WiMAX applications, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 149-151, 2007.
- [II.35] Chung Ping Liu, Jung Chang Wu, Ji-Chyun Liu, Modified stack inverted-F antenna with corner-truncated techniques for WLAN 2.4/5 GHz band applications, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, No. 12, pp. 2378-2381, 2006.
- [II.36] V. Deepu, K.R. Rohith, J. Manoj, M.N. Suma, K. Vasudevan, C.K. Aanandan, P. Mohanan, Compact uniplanar antenna for WLAN applications, *Electronics Letters*, vol. 43, No. 2, pp. 70-72, 2007.
- [II.37] Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias, página web del Ministerio de Industria, Turismo y Comercio:  
<http://www.mityc.es/Telecomunicaciones/Secciones/Espectro/cnaf/>, consultada en fecha 1/2/2008.







---

## CAPÍTULO 8:

# CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

---

### 8.1 – Conclusiones.

El trabajo realizado en la presente Tesis Doctoral, tal y como se comentó en el capítulo de introducción, está encaminado a la consecución de dos objetivos fundamentales. El primero de ellos es la programación y validación de un código propio, basado en el algoritmo FDTD, específico para la simulación de antenas impresas. El segundo de los objetivos es el diseño e investigación de nuevas topologías de antenas impresas para aplicaciones basadas en los estándares de comunicaciones inalámbricas personales. Como tarea adicional, necesaria para conseguir estos objetivos, se ha realizado el montaje y puesta a punto de un laboratorio para la fabricación y medida de antenas impresas. En los siguientes párrafos se resumirán las principales aportaciones de la Tesis Doctoral y las conclusiones obtenidas.

Una de las primeras tareas realizadas ha sido la puesta en marcha del laboratorio de fabricación y medida de antenas. El punto inicial de esta tarea es la adquisición por parte de la Universidad Miguel Hernández del equipamiento necesario: analizador de redes, cámara anecoica, motor de posición controlada, microfresadora de control numérico, etc.

La puesta en funcionamiento del laboratorio ha sido una tarea que se ha extendido a lo largo del desarrollo de la presente Tesis, contando en la actualidad con unas instalaciones donde se pueden fabricar y caracterizar antenas impresas. En el Anexo I se detallan todas las tareas realizadas para la puesta en marcha del laboratorio.

En la fabricación de las antenas impresas se han seguido dos métodos, en función de la frecuencia de diseño de las mismas. Para antenas con frecuencia de funcionamiento por debajo de 3GHz se ha utilizado sustrato estándar de bajo coste con una película fotosensible en ambas caras (el utilizado en la fabricación de circuitos impresos). El proceso de fabricación en este caso se realiza mediante una insoladora y distintos productos químicos. Para antenas con frecuencia de funcionamiento por encima de 3GHz, el sustrato anterior presenta demasiadas pérdidas, por lo que se ha utilizado un sustrato específico para aplicaciones de alta frecuencia. En este caso el proceso de fabricación de la antena se ha realizado con una fresadora de control numérico. Este segundo método de fabricación es sensiblemente más preciso que el ataque químico (la precisión de la microfresadora es de 100 $\mu$ m) pero también es bastante más caro, especialmente por el alto precio tanto del sustrato específico de alta frecuencia como de las herramientas utilizadas por la fresadora. También cabe destacar la dificultad existente en la adquisición de pequeñas unidades de sustrato de alta frecuencia, lo que limita a efectos prácticos el uso de este tipo de sustrato. Debido a estos inconvenientes, se ha preferido el uso de sustrato estándar, siempre que las pérdidas del mismo no fueran demasiado elevadas, de ahí el límite de 3GHz que hemos impuesto como factor decisorio del tipo de sustrato a utilizar.

En cuanto a la medida de los parámetros de las antenas, se ha puesto en funcionamiento un laboratorio para la caracterización de las mismas. El laboratorio está compuesto por un analizador de redes, que permite la medida de los parámetros de transmisión entre 10MHz y 40GHz, y una cámara anecoica con un motor de posicionamiento azimutal, que permite la medida de los parámetros de radiación de la antena en un entorno libre de reflexiones para frecuencias superiores a 900MHz. Para facilitar la caracterización de las antenas se ha desarrollado el programa SOFCAN (SOftware de Caracterización de ANtenas), desarrollado en VISUAL BASIC y que permite de forma intuitiva y prácticamente automática la medida de los principales parámetros de las antenas: pérdidas de retorno, impedancia de entrada, diagramas de radiación y ganancia. El uso de este programa ha permitido reducir de forma drástica el tiempo empleado en la caracterización de las antenas, especialmente en la medida de los diagramas de radiación, permitiendo incluso la

medida de hasta cinco diagramas a frecuencias distintas al mismo tiempo, opción especialmente interesante para antenas multiresonantes o de gran ancho de banda.

Una herramienta imprescindible en un laboratorio de diseño de antenas es un simulador electromagnético que permita predecir el comportamiento de las antenas sin necesidad de construir costosos prototipos. En el mercado existen numerosos simuladores comerciales, pero en nuestro caso, debido a su mayor versatilidad se ha optado por desarrollar un simulador propio. Este simulador está basado en el algoritmo FDTD (Finite Difference Time Domain) y ha sido programado en FORTRAN. El código está específicamente desarrollado para la simulación de antenas impresas, teniendo en cuenta las especiales características de éstas (geometría plana, tipo de alimentación, etc.). La principal ventaja de programar un código propio es el control de todos los parámetros de la simulación y la total disponibilidad de los resultados del algoritmo, pudiendo acceder a los campos electromagnéticos en cualquier punto de la estructura simulada y calcular a partir de éstos los principales parámetros que caracterizan al dispositivo simulado. Para el caso de las antenas impresas, el código programado permite obtener los siguientes parámetros:

- Tensión en intensidad en cualquier punto de la estructura, en particular en el punto de alimentación de la antena, ya sea mediante cable coaxial o línea microstrip.
- Pérdidas de retorno de la antena (parámetro  $S_{11}$ ).
- Impedancia de entrada de la antena.
- Diagramas de radiación de la antena, obtenidos a partir de una transformación de campos cercanos a campos lejanos.
- Ganancia de la antena, expresada en dBi.
- Distribución frecuencial de campos en cualquier plano de la estructura simulada.
- Evolución temporal de los campos en cualquier plano.

Para la validación del código FDTD desarrollado, se ha utilizado tres antenas de muy distinta geometría (rectangulares, triangulares y bow-tie), analizándolas en dos bandas de frecuencia notablemente separadas (banda L y banda C). Los resultados obtenidos mediante nuestro algoritmo se han comparado con los obtenidos con el simulador comercial *CONCERTO* (basado igualmente en el algoritmo FDTD) y con los resultados medidos. En todos los casos se ha obtenido una muy buena concordancia entre los resultados.

Una vez que disponemos de un simulador electromagnético contrastado para la simulación de antenas impresas, podemos abordar el diseño de nuevas geometrías de antenas. En particular, en la presente Tesis el diseño se ha centrado en antenas impresas de onda progresiva. Se han estudiado cuatro tipos de antenas, todas ellas basadas en el uso de dipolos impresos. Una de las principales diferencias entre las antenas presentadas es la forma de implementar el dipolo, ya sea impreso en una sola cara del sustrato (antenas uniplanares) o impreso en las dos caras del sustrato (antenas biplanares). Otra diferencia fundamental entre las antenas propuestas es la característica de la misma que se pretende enfatizar, ancho de banda o directividad. En este sentido, se ha aplicado un método sistemático en el diseño de las antenas que consiste en variar cada una de las dimensiones de la misma, obtener los resultados simulados tanto de las pérdidas de retorno como de los diagramas de radiación y escoger el valor para cada una de las dimensiones que maximice ancho de banda o directividad (ganancia), en función de los objetivos perseguidos.

En los dos primeros capítulos del Bloque II se han presentado dos antenas impresas, diseñadas para su funcionamiento en la banda ISM (alrededor de 2.45GHz) cuyo funcionamiento es similar al de las antenas Yagi-Uda tradicionales. Ambas antenas están formadas por un dipolo impreso, un elemento reflector y uno o varios elementos directores. La principal diferencia entre ellas es la forma de implementación del dipolo impreso. La antena presentada en el Capítulo 4 (Un-YPA, Uniplanar Yagi Printed Antenna) implementa el dipolo impreso en una sola cara del sustrato dieléctrico, mientras que la antena mostrada en el Capítulo 5 (Bi-YPA, Biplanar Yagi Printed Antenna) implementa el dipolo en ambas caras del sustrato, situando en este caso cada uno de los brazos del dipolo en una de las caras del sustrato. Esta diferencia en la forma de

implementar el dipolo conlleva también que la forma de alimentación sea distinta en ambas antenas. En la antena Un-YPA se necesita una red de alimentación previa al dipolo que incluya un desfasador de 180 grados, mientras que en la antena Bi-YPA la misma línea strip de alimentación de la antena proporciona la fase adecuada a cada uno de los brazos del dipolo, reduciendo considerablemente el tamaño final de la antena. En el proceso de diseño de ambas antenas se ha aplicado el método sistemático indicado en el párrafo anterior con el objetivo de maximizar la directividad (y la ganancia), manteniendo al mismo tiempo un buen comportamiento en cuanto al ancho de banda de funcionamiento. Inicialmente se ha partido de sendos prototipos con un solo elemento director y se ha realizado el estudio de la influencia de las principales dimensiones de los mismos en las características de las antenas. Una vez obtenidas las dimensiones óptimas de las dos antenas, se insertan más elementos directores (todos ellos iguales y equiespaciados) con el objetivo de aumentar la ganancia.

Se han fabricado y medido una serie de prototipos de ambas antenas con distinto número de elementos directores para corroborar los resultados obtenidos mediante simulaciones. El sustrato utilizado en todos los casos es de bajo coste. En ambos tipos de antenas se ha comprobado con las medidas como aumenta la ganancia al aumentar el número de elementos directores, mientras que las características de reflexión (ancho de banda y frecuencia de operación) se mantienen prácticamente invariables y en todos los casos dentro de los requisitos necesarios en la banda ISM.

Las dos antenas estudiadas, pese a tener un principio de funcionamiento similar, ofrecen características y resultados algo distintos. La longitud del dipolo para la antena Bi-YPA es sensiblemente menor que en el caso Un-YPA, ya que al estar el dipolo en las dos caras del sustrato, su tamaño depende más fuertemente de la permitividad del dieléctrico. Este hecho, junto con la necesidad de incluir una red de alimentación y desfase en las antenas Un-YPA hace que éstas sean sensiblemente más grandes que las biplanares. A modo de ejemplo, la antena biplanar de un director tiene un tamaño de 75x65mm, mientras que las dimensiones de la antena Un-YPA de un director son 125x85mm. La relación entre la longitud del dipolo y del director es sensiblemente diferente para las dos antenas, aunque la separación entre elementos es exactamente la misma, valor que coincide con el habitualmente utilizado en las antenas Yagi-Uda tradicionales. En cuanto a los resultados obtenidos, las antenas uniplanares ofrecen mejores resultados en las pérdidas de retorno, mientras que las antenas Bi-YPA proporcionan diagramas de radiación más directivos y

mayores ganancias. Por ejemplo, la ganancia medida para la antena Bi-YPA de cinco directores es 7.9dBi, mientras que para la antena Un-YPA de seis directores es de 5.5dBi.

En el Capítulo 6 se ha presentado una antena impresa logoperiódica formada por una serie de dipolos, situados en ambas caras del sustrato dieléctrico y alimentados por una línea stripline impresa. Para que la antena tenga un comportamiento periódico con la frecuencia, se define un factor de escala ( $\tau$ ), que relaciona las dimensiones de cada uno de los dipolos impresos, de forma que cada uno de ellos sea resonante a una frecuencia distinta. Evidentemente las frecuencias de radiación de cada uno de los dipolos se encuentran relacionadas por el factor de escala, de forma que con este factor se puede controlar el solape entre frecuencias de dipolos adyacentes y de este modo se puede incrementar el ancho de banda de funcionamiento de la antena. Siguiendo este principio de diseño se consigue una antena con comportamiento de banda ancha, y cuyo ancho de banda se puede incrementar al aumentar el número de dipolos impresos que forman la misma.

Para el diseño de la antena se ha establecido un método que en función del requerimiento final de ancho de banda de la aplicación, permite obtener el número de dipolos necesarios, las dimensiones de éstos y la separación óptima entre dipolos adyacentes. Igual que ocurre en las antenas impresas Bi-YPA, la longitud de los dipolos que forman la antena logoperiódica impresa se ve afectada por las características del sustrato, obteniéndose valores sensiblemente inferiores a los utilizados en las antenas logoperiódicas tradicionales, mientras que la separación entre dipolos es muy similar a la utilizada en las antenas de “hilo”.

Siguiendo el método propuesto, se han diseñado y simulado antenas logoperiódicas con dos, cuatro, seis y ocho dipolos. En este caso, al tratarse de antenas de banda ancha con frecuencias de funcionamiento superiores a los 3GHz, se ha utilizado sustrato específico de alta frecuencia (Clad). Los resultados obtenidos muestran como el ancho de banda aumenta al incrementar el número de dipolos de la antena, mientras que los diagramas de radiación en las frecuencias principales de cada uno de los prototipos diseñados presentan un comportamiento ligeramente directivo. Al trabajar con antenas de banda muy ancha, los modos resonantes de orden superior de los dipolos más grandes (asociados a las frecuencias más bajas de la antena) en ocasiones interfieren con la resonancia fundamental

de los dipolos más pequeños (frecuencias más altas), modificando el ancho de banda final de la antena.

Para corroborar los resultados obtenidos mediante simulación se ha fabricado y medido dos prototipos de antena logoperiódica, con cuatro y ocho dipolos respectivamente. Los resultados medidos confirman los obtenidos previamente con el simulador, obteniéndose una gran similitud entre ambos, tanto para las pérdidas de retorno como para los diagramas de radiación. La antena con cuatro dipolos presenta un ancho de banda superior al 85%, mientras que la antena de ocho dipolos presenta dos bandas de utilización del 65% y del 38% respectivamente. Las características de radiación de las antenas logoperiódicas, junto con el gran ancho de banda proporcionado, hacen de este tipo de antena una buena candidata para su utilización como alimentador de parábolas o bien como parte de arrays.

Al analizar los resultados obtenidos con las antenas impresas logoperiódicas se ha visto la posibilidad de obtener antenas con varias bandas frecuenciales de funcionamiento. En el Capítulo 7 se intenta explotar esta posibilidad diseñando antenas impresas multibanda, formadas por distintas agrupaciones de dipolos de forma que cada una de éstas sea resonante en una banda de frecuencias distinta. Cada una de las agrupaciones de dipolos que forman la antena tiene una estructura logoperiódica, siguiéndose para el diseño de cada una de ellas el mismo método utilizado en las antenas logoperiódicas del Capítulo 6. De esta forma se obtienen todas las dimensiones de la antena excepto la distancia de separación entre las distintas agrupaciones de dipolos, que se obtiene optimizando mediante simulaciones las características de reflexión de la antena. Siguiendo el proceso de diseño presentado se obtiene un método para el diseño de antenas multiresonantes, donde el número de agrupaciones de dipolos es igual al número de bandas frecuenciales de la antena y los requisitos de ancho de banda de cada una de las bandas frecuenciales establecen el número de dipolos impresos que formarán cada una de las agrupaciones.

A modo de ejemplo se han diseñado, simulado, fabricado y medidos dos antenas impresas multibanda. La primera de ellas es una antena dual que cubre las dos bandas frecuenciales utilizadas en las aplicaciones inalámbricas Wi-Fi (2.45GHz y 5.5GHz). La segunda antena fabricada ofrece tres bandas de funcionamiento, que coinciden con los requisitos frecuenciales actuales de las aplicaciones WiMAX (2.4GHz, 3.6GHz y 5.5GHz). Los dos prototipos se han fabricado sobre sustrato de Clad en la fresadora de control numérico y se

han medido sus características con el analizador de redes, obteniéndose una gran similitud entre los resultados simulados y los medidos, tanto en las pérdidas de reflexión como en los diagramas de radiación. Ambos prototipos cumplen los requisitos frecuenciales impuestos por las aplicaciones para las que han sido diseñados.

Por último, y una vez analizados los resultados obtenidos, se puede constatar que se han cumplido los objetivos de la Tesis Doctoral:

- Se ha desarrollado un código propio de simulación de antenas impresas basado en el algoritmo FDTD. El código, junto con un conjunto de programas auxiliares, permite obtener las principales características de las antenas en cualquier punto. El correcto funcionamiento del código desarrollado se ha contrastado con las medias realizadas a las distintas antenas fabricadas en el transcurso de la Tesis.
- Se han diseñado dos antenas impresas con alta ganancia (Un-YPA y Bi-YPA) para aplicaciones en la banda de 2.45GHz (Wi-Fi y Bluetooth).
- Se ha presentado una nueva antena impresa logoperiódica, junto con su método de diseño, que ofrece un gran ancho de banda, válido aplicaciones UWB y radar.
- Se ha presentado una nueva antena impresa multibanda. El método de diseño propuesto permite ajustar el número de bandas frecuenciales y el ancho de banda de cada una de ellas. Se han diseñado dos prototipos para aplicaciones Wi-Fi y WiMAX, respectivamente.

Otra de las aportaciones de la Tesis es la puesta en marcha de un laboratorio para la fabricación y medidas de antenas impresas en la Universidad Miguel Hernández. Se ha dotado al mismo de un software y distintos protocolos que automatizan la medida de las características de las antenas.



## 8.2 – Líneas futuras.

La investigación y el diseño de nuevas topologías y de antenas impresas no acaba con el trabajo desarrollado en la presente Tesis, muy al contrario, ésta ha supuesto un primer y muy importante paso para la creación y establecimiento de una línea de investigación en esta materia en la Universidad Miguel Hernández. En los siguientes párrafos se indicarán algunas de las líneas de trabajo que se seguirán en el futuro, la mayoría de las cuales ya han sido o están siendo exploradas.

### 8.2.1 – Mejoras en el simulador desarrollado

El código FDTD desarrollado ha demostrado ser una herramienta muy valiosa en el diseño de las antenas impresas. Durante el desarrollo de la presente Tesis se ha comprobado que el funcionamiento del algoritmo es correcto, obteniendo resultados muy precisos tanto en las características de reflexión como de radiación de las antenas. Pese a todo hay algunos puntos de mejora, orientados tanto a la obtención de una mayor precisión y versatilidad del algoritmo como a una mayor facilidad en el manejo del mismo. Las mejoras más representativas que se están abordando o se abordarán en breve son las siguientes:

- Inclusión de elementos con pérdidas.

En el algoritmo utilizado se ha supuesto que todos los elementos utilizados tienen pérdidas nulas. En la formulación del algoritmo las pérdidas vienen representadas por un factor  $\sigma$  (conductividad eléctrica) para las pérdidas eléctricas y por un factor  $\rho$  (resistividad magnética) para las pérdidas magnéticas. Al utilizar elementos ideales (lineales, isótropos, homogéneos y sin pérdidas) ambos factores son nulos y las ecuaciones que permiten el cálculo de los campos electromagnéticos en el algoritmo FDTD son las mostradas en 2.26 a 2.31. En el caso de las antenas impresas, las pérdidas del sustrato pueden ser importantes, sobre todo si éste no es un sustrato específico de alta frecuencia, como ocurre con el sustrato estándar utilizado en la fabricación de las antenas impresas tipo Yagi (Un-YPA y Bi-YPA) presentadas en los Capítulos 4 y 5. Estas pérdidas no computadas pueden acarrear errores importantes, especialmente en el cálculo de la ganancia de las antenas. Para incluir las pérdidas del sustrato se deben utilizar las ecuaciones mostradas en 2.20, 2.21 y 2.22, donde aparece el factor  $\sigma$ . A modo de ejemplo, y para ver como afectan esas

pérdidas en el dieléctrico a las ecuaciones del cálculo de los campos eléctricos, en la siguiente ecuación (8.1) se reescribe la expresión, ya mostrada en el Capítulo 2, que cabría utilizar para el cálculo de la componente  $E_x$  del campo eléctrico:

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = E_x^n(i, j, k) \left[ \frac{\varepsilon}{\varepsilon + \sigma \Delta t} \right] + \frac{\Delta t}{\varepsilon + \sigma \Delta t} \left( \frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j + \frac{1}{2}, k\right) - H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j - \frac{1}{2}, k\right)}{\Delta y} - \frac{\Delta t}{\varepsilon + \sigma \Delta t} \left( \frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j, k + \frac{1}{2}\right) - H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j, k - \frac{1}{2}\right)}{\Delta z} \right) \right) \quad (8.1)$$

La utilización de materiales con pérdidas nos lleva a la definición de una nueva matriz de datos en el código que incluya este parámetro  $\sigma$ , para cada uno de los puntos de cálculo del algoritmo.

En cuanto a las pérdidas magnéticas, en el caso de las antenas impresas es menos importante, ya que los materiales comúnmente utilizados en la fabricación de las mismas no presentan resistividad magnética (o ésta es despreciable). En todo caso, si se quisiera incluir este efecto, el proceso sería similar al realizado con las pérdidas eléctricas, definiendo una matriz con las pérdidas magnéticas en cada uno de los puntos de cálculo de los campos electromagnéticos y se utilizarían las ecuaciones 2.23, 2.24 y 2.25, presentadas en el Capítulo 2.

Cabe destacar que las pérdidas computadas de esta forma son constantes con la frecuencia, caso habitual en los materiales utilizados en la fabricación de las antenas impresas.

- Posibilidad de submallados y mallados diagonales

La precisión de los resultados obtenidos con el algoritmo FDTD depende directamente del mallado realizado sobre la estructura a simular. Cuanto más preciso sea este mallado, los resultados del simulador serán más similares a los reales. Por otra parte, al incrementar el número de puntos donde calcular los campos, el tiempo necesario para la simulación de la estructura aumenta significativamente, por lo que finalmente se debe llegar a una solución de compromiso al determinar el tamaño y, por tanto, el número de celdas. Tal y como se comentó en el Capítulo 2 el tamaño máximo para las celdas de cálculo FDTD es de  $\lambda/10$ , siendo  $\lambda$  la longitud de onda a la frecuencia más alta donde se requieran resultados en la simulación. Este valor nos puede dar el punto de partida para determinar el tamaño de las celdas, pero en función de la geometría de la estructura a simular se pueden requerir tamaños mucho menores, ya sea para considerar pequeños detalles de la estructura o para evitar efectos derivados del mallado rectangular del algoritmo, como puede ser el efecto escalón de las geometrías no rectangulares. Esta reducción del tamaño de las celdas en zonas puntuales de la estructura a simular se extiende en toda la dimensión del algoritmo, por lo que aumentan de forma muy notoria el número final de puntos de cálculo.

Para solucionar este problema de aumento innecesario de celdas se pueden realizar dos mejoras en el algoritmo: la posibilidad de realizar submallados y realizar mallados diagonales. Un submallado consiste en realizar un mallado más detallado de aquellas zonas de la estructura que así lo necesiten, pero sin que esta reducción en el tamaño de las celdas se propague en toda la extensión del espacio de simulación, sino que queda acotada en la zona de interés. Este submallado se suele realizar de forma que se mantienen las celdas originales (grandes) y en la zona de interés se definen las nuevas celdas (pequeñas) en el interior de las originales [8.1, 8.2, 8.3, 8.4, 8.5]. De esta forma, los campos electromagnéticos obtenidos con el algoritmo estándar en las celdas grandes actúan como condición de contorno para el cálculo de los campos en las nuevas celdas más pequeñas. Los mallados diagonales son especialmente útiles cuando la geometría de la estructura a simular contiene regiones rectas no rectangulares. En este caso, además de los puntos estándar de cálculo utilizados en el algoritmo FDTD se establecen nuevos puntos en las diagonales del paralelepípedo definido por Yee [8.6, 8.7], de esta forma, los nuevos puntos se adaptan mejor a la geometría no rectangular de la estructura y se minimiza de forma notable el efecto escalón en el mallado.

- Módulo de mallado gráfico

Una de las principales limitaciones del código FDTD desarrollado es la poca facilidad en su uso, especialmente en la definición de la geometría de problema y en la generación del mallado. Tal y como se comentó en el Capítulo 2, el código se ha programado en FORTRAN y se generan directamente las matrices de mallado con las dimensiones de las celdas y con las características eléctricas de cada uno de los puntos de cálculo del algoritmo. Estas matrices se generan mediante bucles “for”, son almacenadas en disco duro y posteriormente se dibuja el resultado con MATLAB para obtener una representación de la estructura mallada y así poder comparar ésta con la geometría que realmente se desea simular. Este proceso es complicado y poco intuitivo, por lo que limita enormemente el uso del simulador por parte de personas distintas al programador del mismo, además de la necesidad de numerosas modificaciones en el código cada vez que se desea modificar ligeramente alguna dimensión o parte de la estructura a simular. En este sentido, y para facilitar su uso, se está desarrollando un módulo de mallado gráfico que permite dibujar en tres dimensiones y en un entorno amigable la estructura a simular. Este módulo es similar a los utilizados en los programas comerciales, pudiendo definir cualquier tipo de geometría y asignar a ésta cualquier tipo de propiedad eléctrica. A partir de este dibujo en unidades reales, permite realizar el mallado de la estructura de forma intuitiva, pudiendo comprobar en tiempo real la adaptación del mallado a la geometría a simular, y en caso de ser ésta la adecuada, permite generar los ficheros de mallado necesarios para la ejecución del algoritmo propiamente dicho. Para la programación del programa de mallado gráfico se ha elegido el lenguaje VISUAL BASIC<sup>1</sup>.

- Programa completo

Finalmente, se pretende realizar un programa de simulación compacto, que incluya todos los elementos del simulador desarrollado pero en un mismo entorno o programa. Este programa incluirá las facilidades del módulo gráfico presentado en el párrafo anterior, un módulo de cálculo donde se aplicará específicamente el algoritmo FDTD, que seguirá programado en FORTRAN, ya que es un lenguaje de programación muy potente cuando se requiere realizar cálculos complejos, y un módulo de representación de resultados que permita la visualización de los mismos sin necesidad de utilizar programas externos

---

<sup>1</sup> El software se está desarrollando junto con Juan Antonio González Pomares como parte de su Proyecto Final de Carrera.

(actualmente se obtienen con MATLAB). La programación y puesta a punto del programa se pretende comenzar tras la finalización del módulo de mallado gráfico, y tiene como objetivo final la consecución de una potente herramienta de simulación para uso del personal investigador y alumnos de últimos cursos de ingeniería de telecomunicación de la Universidad Miguel Hernández.

### 8.2.2 – Antenas activas

Otra línea de investigación futura es el diseño de antenas activas, es decir, antenas que incluyan elementos amplificadores integrados en el mismo sustrato. El uso de estas antenas permite aumentar de forma notable la distancia máxima de comunicación del sistema, hecho especialmente interesante en aplicaciones que utilizan sistemas comerciales inalámbricos donde el rango de cobertura está muy limitado, como por ejemplo redes de sensores inalámbricos bajo tecnología Wi-Fi o Bluetooth.

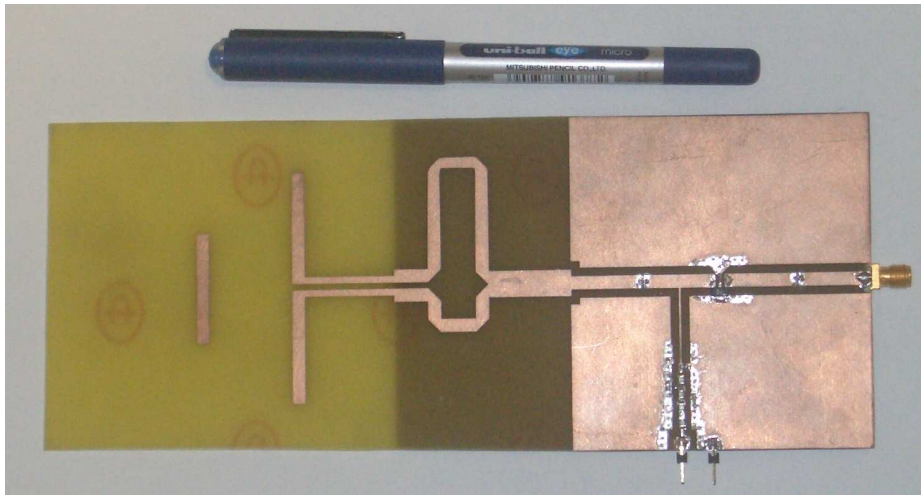
En este sentido se han realizado los primeros estudios para incluir elementos activos en algunas de las antenas desarrolladas durante la Tesis. De hecho, se han fabricado y medido algunos prototipos de antenas Un-YPA, en distintas bandas de funcionamiento, con elementos activos integrados<sup>2</sup>. En la figura 8.1 se muestra un prototipo de la antena activa Un-YPA con un director para aplicaciones Wi-Fi (banda alrededor de 2.45GHz), fabricado con sustrato de bajo coste. La ganancia medida del conjunto antena-amplificador es de 20.1dBi, mientras que los resultados en cuanto a los diagramas de radiación y pérdidas de retorno se mantienen prácticamente iguales a los obtenidos para la antena sola, mostrados en el Capítulo 4.

En la figura 8.2 se muestra un prototipo, fabricado sobre sustrato específico de alta frecuencia<sup>3</sup>, de la antena activa Un-YPA con un director para aplicaciones WiMAX (banda de funcionamiento de 5.18GHz a 5.8GHz). Este prototipo ofrece una ganancia medida de 13.4dBi, un ancho de banda de 1.5GHz, centrado en 5.6GHz (27%) y unos diagramas de radiación muy similares a los obtenidos con la antena a frecuencias Wi-Fi. Estos resultados se pueden observar en la figura 8.3.

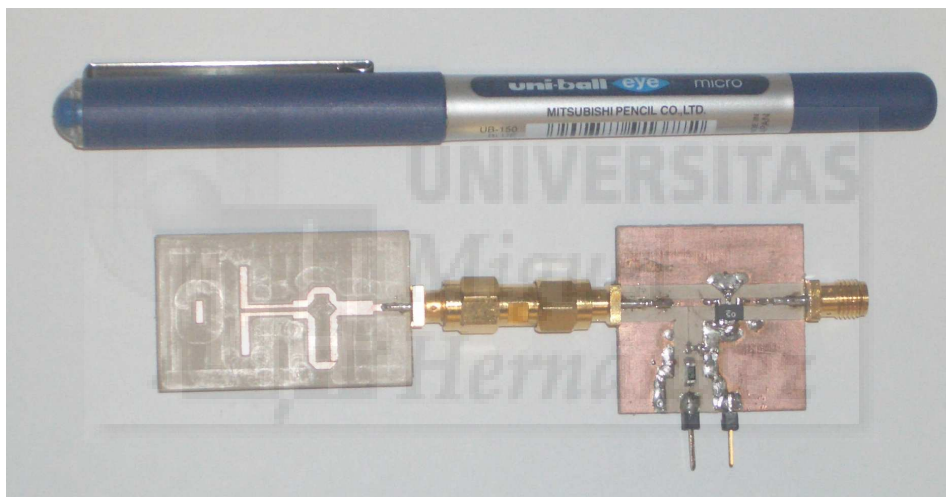
---

<sup>2</sup> Trabajo realizado junto con Andrés Ventura Molina [8.8]

<sup>3</sup> Se trata del sustrato cerámico RO3010 de Rogers Corporation, con  $\epsilon_r = 10.2$  y una altura de 1.28mm.



**Fig. 8.1** – Antena Un-YPA activa para aplicaciones Wi-Fi.

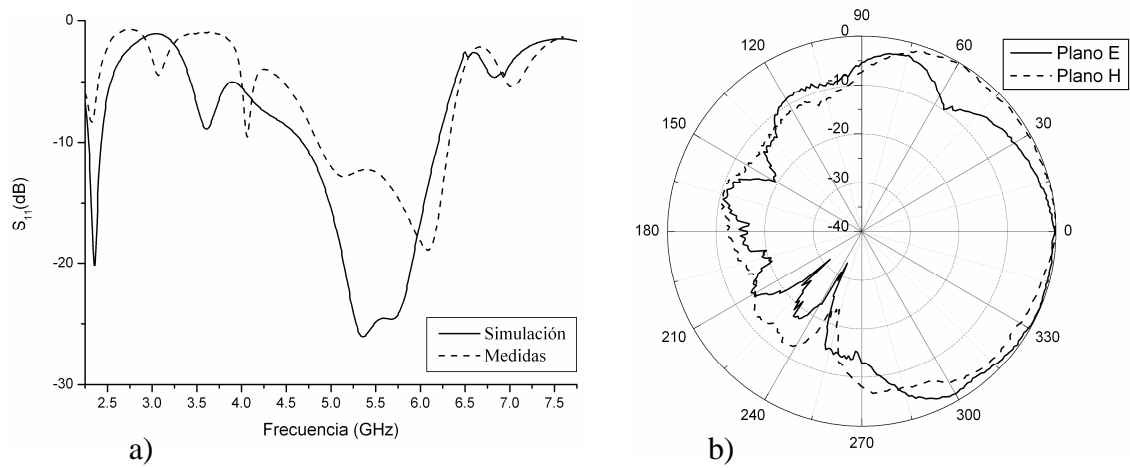


**Fig. 8.2** – Antena Un-YPA activa para aplicaciones WiMAX.

### 8.2.3 – Nuevas topologías de antenas impresas

Por último, pero no menos importante, seguimos y seguiremos investigando en nuevas topologías de antenas impresas para aplicaciones específicas. A modo de ejemplo, en la figura 8.4 se muestra un prototipo de una de las antenas en las que estamos trabajando actualmente<sup>4</sup> (Febrero de 2008). Se trata de una antena formada por un dipolo impreso, situado en la cara inferior del sustrato, y alimentada por un sistema balanceado en forma de J. Tras el proceso de optimización se espera obtener una antena directiva de bajo coste para aplicaciones en la banda de 2.45GHz (Wi-Fi o Bluetooth).

<sup>4</sup> Trabajo realizado junto con José Antón Román como parte de su Proyecto Final de Carrera.



**Fig. 8.3** – Resultados para la antena Un-YPa activa para aplicaciones WiMAX.  
 a) Pérdidas de retorno simuladas y medidas de la antena  
 b) Diagramas medidos de la antena activa en los dos planos principales



**Fig. 8.4** – Antena dipolo con alimentación balanceada para aplicaciones Wi-Fi.

**Referencias bibliográficas del Capítulo 8**

- [8.1] Stavros V. Georgakpoulus, Rosemary A. Renaut, Constantine A. Balanis and Craig R. Birtcher, A hybrid four-order FDTD utilizing a second-order FDTD subgrid, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 11, No. 11, pp. 462-464, 2001.
- [8.2] Bart Denecker, Frank Olyslager, Luc Knockaert and Daniël De Zutter, Generation of FDTD subcell equations by means of reduced order modeling, IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. 51, No. 8, pp. 1806-1817, 2003.
- [8.3] Shu-Hai Sun and Charles T. M. Choi, A new multilevel subgridding scheme for two-dimensional FDTD method, IEEE Trans. On Magnetics, vol. 40, No. 2, pp. 1025-1028, 2004.
- [8.4] Qing-Xin Chu and Hai Ding, Second-order accurate FDTD equations at dielectric interfaces, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 49, No. 12, pp. 3007-3011, 2007.
- [8.5] Ting-Chun Lin and Chih-Wen Kuo, A novel and efficient subgridding scheme in FDTD method using the Crank-Nicolson algorithm, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 49, No. 12, pp. 3103-3106, 2007.
- [8.6] Mahmoudreza Foroughipour and Karu P. Esselle, Analysis of microstrip lines with diagonal edges using a singularity-enhanced FDTD technique, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 23, No. 2, pp. 121-123, 1999.
- [8.7] Feng Lu, Bin Chen, Yun Yi, Cheng Gao, Li-Hua Shi and Bi-Hua Zhou, Analysis of sharp metal edge diagonal to the cell cube in FDTD grid, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 13, No. 8, pp. 354-356, 2003.
- [8.8] Andrés Ventura Molina, Análisis, diseño y fabricación de antenas impresas activas tipo Yagi para aplicaciones inalámbricas, Proyecto Fin de Carrera, Ingeniería de Telecomunicación, Universidad Miguel Hernández, 2007.







---

## **ANEXO I**

### **FABRICACIÓN Y MEDIDAS DE ANTENAS IMPRESAS**

---

En el transcurso de la presente Tesis se han fabricado y medido numerosas antenas impresas. Para ello se ha utilizado el equipamiento existente en el laboratorio de medidas de alta frecuencia de la Universidad Miguel Hernández. Este laboratorio surge a partir de la concesión de una partida de fondos FEDER (Fondo Europeo de Desarrollo Regional) en el año 2003 (UMHE03-23-028). Un año más tarde, los equipos y material llegan a las instalaciones de la UMH, comenzando entonces la labor de la puesta en marcha del laboratorio. Esta labor se ha llevado a cabo con el esfuerzo y dedicación de distinto personal de la universidad, tanto el mío propio como del técnico de laboratorio y de varios alumnos de último curso de Ingeniería e Ingeniería Técnica de Telecomunicación, y ha consistido en la realización de varios protocolos para la medida y fabricación de antenas, fundamentalmente impresas, y el desarrollo software de programas para la automatización de las medidas.

En los siguientes apartados, se mostrarán las características y posibilidades del laboratorio de medidas de alta frecuencia, ya que ha sido una de las más importantes tareas realizadas para que la presente Tesis Doctoral pudiera llegar a buen fin. En los Capítulos 2 a 7 se explicó con detalle la metodología seguida en el diseño de las antenas impresas. En este anexo mostraremos las posibilidades tanto en la fabricación de los distintos prototipos como en la medida de las características de las antenas.

### AI.1 – Fabricación de antenas impresas.

En la fabricación de los distintos prototipos de antenas se han seguido dos técnicas, en función de las características de las mismas, fundamentalmente la frecuencia máxima de utilización.

Para antenas con frecuencia de funcionamiento por debajo de los 3GHz hemos utilizado sustrato estándar de bajo coste (el sustrato típico para la fabricación de circuitos impresos), metalizado en ambas caras, y recubierto de una capa fotosensible también en las dos caras. Este sustrato no es específico de alta frecuencia, por lo que las pérdidas que introduce son altas, incrementándose notablemente al aumentar la frecuencia, y limitando de esta forma la frecuencia máxima de utilización.

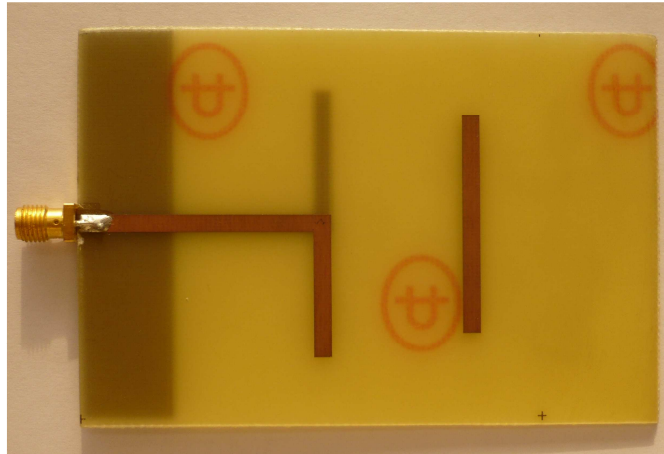
Otro de los problemas que hemos tenido con la utilización de este sustrato es la determinación de su constante dieléctrica relativa. Esta constante suele indicarla el fabricante del sustrato, pero en este caso al no ser un parámetro importante para las aplicaciones habituales del mismo, no disponíamos de esta información. Para la determinación de la constante dieléctrica relativa se fabrico, sobre el sustrato a estudiar, un filtro paso banda microstrip de características conocidas en la banda de 2.5GHz y se midió la frecuencia de resonancia del mismo [AI.1]. Comparando el valor de frecuencia obtenido con el teórico se obtiene la constante dieléctrica relativa del sustrato. Para la frecuencia de interés (las antenas se fabricarán con este sustrato en la banda ISM, alrededor de 2.5GHz) este parámetro es  $\epsilon_r = 3.9$ .

El proceso de fabricación de las antenas impresas con el sustrato fotosensible es totalmente análogo al seguido para la fabricación de circuitos impresos. Primeramente se necesita realizar un dibujo de la geometría de la antena con las dimensiones reales. Este dibujo se puede realizar con cualquier programa de dibujo (normalmente *AutoCAD*<sup>®</sup>) o bien se puede realizar con un programa específico de diseño de circuitos impresos. En nuestro caso, se ha seguido esta última opción y se ha utilizado el paquete comercial *OrCAD*<sup>®</sup> para la generación del dibujo de la antena. Una vez dibujada la antena, se imprime cada una de las caras de la misma en sendas transparencias, obteniendo de esta forma el fotolito de la antena donde las partes metálicas de la misma aparecen en negro, y que se utilizará para insolar el sustrato fotosensible. El siguiente paso es la insolación de la placa de circuito impreso, para ello se inserta la placa entre las dos transparencias obtenidas anteriormente y se ataca con luz ultravioleta durante un intervalo de tiempo

determinado (depende del tipo de material fotosensible utilizado en el recubrimiento de la placa y de la potencia lumínica de la insoladora), que en nuestro caso es de tres minutos y medio. De esta forma, se consigue que las partes metálicas de la antena, que están en negro en la transparencia, no sean atacadas por la luz, mientras que en las partes no metálicas de la antena la luz ultravioleta reacciona con la capa fotosensible. Una vez realizada la insolación de la placa se procede al revelado de la misma. Éste es un proceso químico que se realiza con hidróxido sódico (sosa cáustica) en disolución con agua y que elimina la pintura fotosensible de las zonas expuestas a la luz ultravioleta, mientras que no afecta a las zonas no expuestas a la luz (partes metálicas de la antena). Por último, se procede al ataque químico, cuya finalidad es eliminar el cobre de las zonas no metálicas de la antena. Este ataque se realiza con una mezcla de agua, agua oxigenada y ácido clorhídrico (el conocido sulfamán) en proporción 2-1-1, y elimina el cobre de las zonas del sustrato donde no hay pintura fotosensible. Tras este proceso se obtiene la antena impresa deseada sobre el sustrato estándar de fabricación de circuitos impresos. En la figura AI.1 se muestran los distintos elementos utilizados en este proceso y en la figura AI.2 una de las antenas impresas realizadas en el transcurso de la presente Tesis mediante este método.



**Fig. AI.1** – Elementos utilizados en la fabricación de las antenas impresas mediante ataque químico.



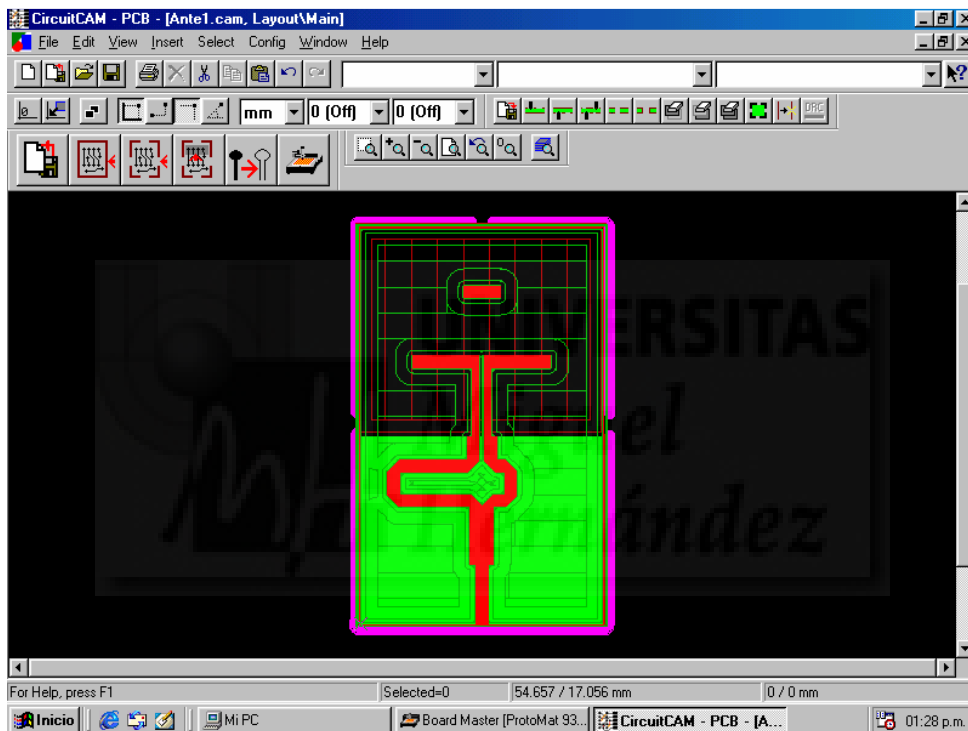
**Fig. AI.2** – Antena Bi-YPA fabricada mediante ataque químico.

Para antenas con frecuencia de funcionamiento por encima de los 3GHz se ha utilizado un sustrato específico de alta frecuencia, en nuestro caso Clad, cortesía de la empresa Gil Technologies. Este sustrato tiene una constante dieléctrica relativa conocida  $\epsilon_r = 3.2$ , un grosor de 1.52mm y está metalizado en ambas caras con una plancha de cobre de 35 $\mu$ m de espesor. La frecuencia máxima de utilización recomendada por el fabricante para este sustrato es 10GHz [AI.2].

El método utilizado para la fabricación de las antenas con este sustrato es totalmente distinto al ataque químico explicado anteriormente, ya que se realiza un ataque mecánico sobre el sustrato mediante una microfresadora de control numérico. La fresadora utilizada es la *ProtMat 93S* de LPKF, que proporciona una precisión máxima de 100 $\mu$ m. En este caso se parte, al igual que en el método anterior, de un dibujo de la geometría de la antena a escala real, pero con este método es indispensable realizar el dibujo con un programa específico de diseño de circuitos impresos, ya que posteriormente se necesitarán los ficheros *Gerber* para la fabricación de la antena. Estos ficheros son un estándar utilizado en la fabricación mecanizada de circuitos impresos que contienen la información necesaria sobre las dimensiones de la antena, y realizan una función de interface entre el software de diseño (en nuestro caso *OrCAD*<sup>®</sup>) y el software de control de la microfresadora (*CircuitCAM* y *Board Master 3.0*). Los ficheros *Gerber* se obtienen directamente con el post-procesado de *OrCAD*<sup>®</sup> *Layout*.

Una vez cargados los ficheros *Gerber* en el software de control de la microfresadora, se debe indicar el tamaño de las fresas con las que se pretende realizar el fresado de las partes

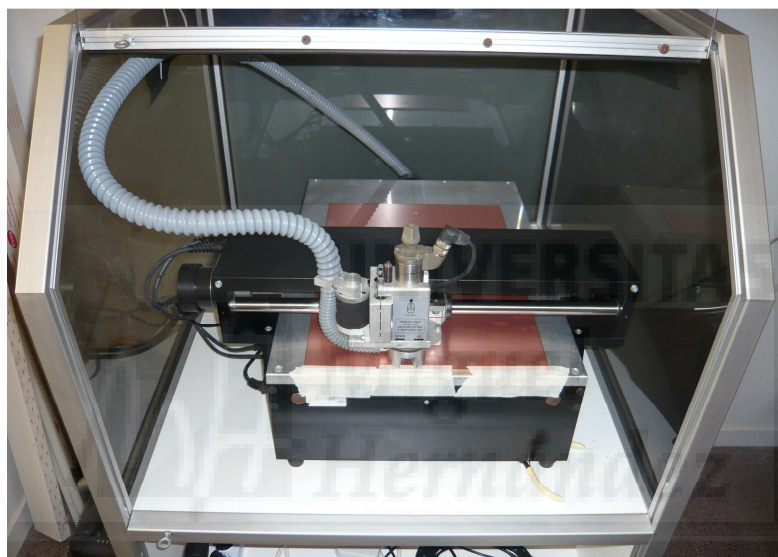
no metálicas de la antena. El programa realiza un cálculo del trazado de cada una de las fresas para la total eliminación del cobre no deseado. En la figura AI.3 se muestra el trazado calculado por el programa para la fabricación de una antena UnYPA para la banda de 5.5GHz. A partir de este momento el proceso es automático, con excepción del cambio de herramienta del cabezal, que se realiza de forma manual. En la figura AI.4 se muestra la fresadora utilizada en la fabricación de las antenas impresas y en la figura AI.5 una de las antenas fabricadas con este método (antena UnYPA a 5.5GHz), donde se pueden observar las irregularidades en el sustrato debido al fresado del cobre.



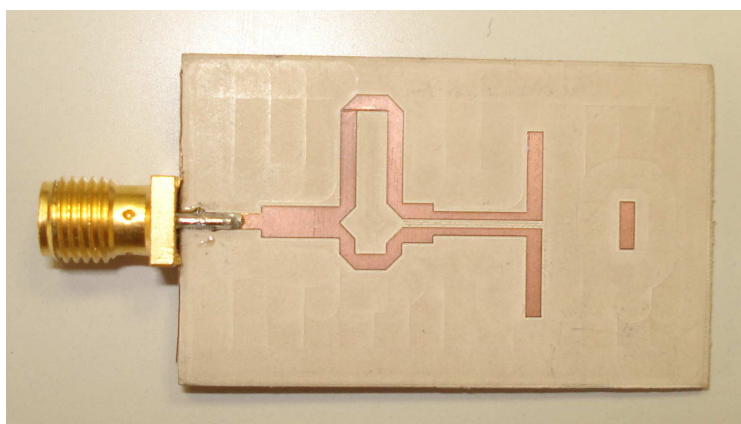
**Fig. AI.3** – Trazado automático de fresado calculado por el software de control de la microfresadora.

Este método de fabricación es más preciso que el ataque químico sobre sustrato fotosensible, ya que en este caso la precisión viene impuesta por la fresadora (100 $\mu$ m), mientras que en el caso del ataque químico la precisión depende de varios factores que en ocasiones son difíciles de controlar (recuérdese que este método no está pensado para aplicaciones de alta frecuencia, donde se necesita gran precisión): calidad de la capa fotosensible del sustrato, mezcla de los componentes químicos, tiempo de revelado y atacado químico... Por otra parte, la fabricación de antenas mediante fresadora es un

proceso mucho más caro, ya que además del precio del sustrato de alta frecuencia (suelen ser bastante caros y además no son fáciles de conseguir en tamaños adecuados para la fabricación de prototipos) hay que sumar el precio de las herramientas utilizadas en el fresado (30-50€, dependiendo del diámetro), que sufren un gran desgaste en cada uno de los prototipos. Debido a estos problemas en la adquisición de sustrato específico de alta frecuencia y al mayor coste del proceso de fresado, siempre que cualitativamente ha sido posible (aplicaciones con frecuencia por debajo de los 3GHz), los prototipos de las antenas se han fabricado sobre sustrato de bajo coste mediante ataque químico.



**Fig. AI.4** – Microfresadora ProtoMat 93S de LPKF.



**Fig. AI.5** – Antena impresa Un-YPA fabricada con microfresadora.



## AI.2– Laboratorio de medidas.

Uno de los pilares fundamentales en el desarrollo de la Tesis y en las investigaciones realizadas sobre antenas impresas han sido las medidas realizadas sobre los prototipos fabricados. Para ello se han utilizados los distintos equipos e infraestructuras disponibles en el laboratorio de medidas de alta frecuencia de la Universidad Miguel Hernández. En la figura AI.6 se muestra una fotografía de las instalaciones del laboratorio, donde se puede apreciar el equipamiento del mismo. A continuación se enumeran los distintos elementos del laboratorio y sus principales características.

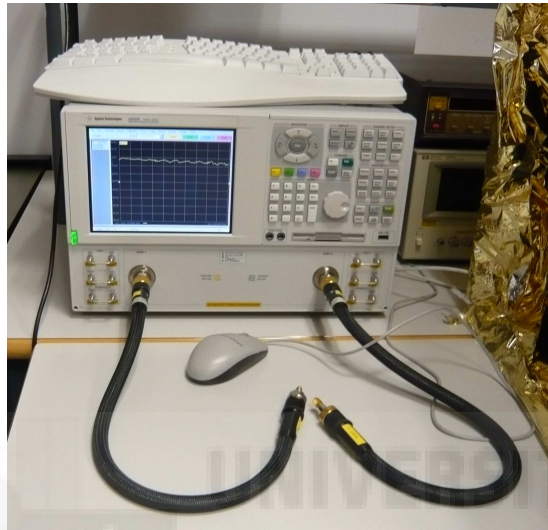


**Fig. AI.6** – Laboratorio de medida de antenas.

- Analizador de redes.

El analizador de redes es el equipo principal en la medida de las características de las antenas. En nuestro caso el analizador de redes es el *E8363B* de Agilent Technologies. Se trata de un potente equipo electrónico capaz de realizar la medida de los parámetros S en el rango frecuencial de 10MHz a 40GHz. Dispone de dos puertos de conexión, por lo que permite la medida, tanto en módulo como en fase, de los cuatro parámetros de transmisión ( $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ ). Estos parámetros nos proporcionan las relaciones entre las tensiones incidentes y reflejadas en los dos puertos de conexión y nos permiten obtener de forma sencilla las principales características de la antena. Por ejemplo, conectando la antena en

uno de los dos puertos del analizador y obteniendo el parámetro  $S_{11}$  o  $S_{22}$  (dependiendo de que se conecte al puerto 1 o al 2) obtenemos las pérdidas de retorno de la antena. A partir de este parámetro, y conocida la impedancia característica del sistema ( $50\Omega$ ), podemos obtener la impedancia de la antena. En la figura AI.7 se muestra el analizador de redes *E8363B*.



**Fig. AI.7** – Analizador de redes *E8363B* de Agilent Technologies.

- Cámara anecoica

Uno de los principales problemas a la hora de medir las características de una antena, especialmente las de radiación, es la necesidad de realizar dicha medida en unas condiciones similares a las de espacio libre, es decir, sin interferencias externas y sin reflexiones que puedan falsear las medidas. Para conseguir estas condiciones en un espacio reducido se utilizan las cámaras anecoicas. Una cámara anecoica es un habitáculo libre de reflexiones e interferencias donde se simulan las condiciones de espacio libre a partir de cierta frecuencia, que depende de las características constructivas de la cámara. Para conseguir estas condiciones, se siguen dos actuaciones; se recubre el exterior de la cámara con un material conductor de forma que ninguna interferencia externa pueda penetrar en la misma y por otra parte, las paredes interiores de la cámara se recubren de un material absorbente que minimice el efecto de las reflexiones que se producen en las paredes de la cámara anecoica. Habitualmente, este material absorbente es ferromagnético y con forma piramidal, para que de esta forma se minimice el efecto de las reflexiones

normales al material (las más peligrosas) y las pequeñas reflexiones residuales no tengan una dirección preferente (reflexión no especular).

En nuestro caso, la cámara utilizada es semianecoica, donde una de las paredes de la cámara es móvil y el suelo es desmontable para permitir la entrada en el interior. Las dimensiones de la misma son 2.5 x 2.5 x 2.5 metros y la frecuencia mínima de funcionamiento es de 900MHz. En la figura AI.8 se muestra la cámara anecoica instalada en el laboratorio.



**Fig. AI.8** – Cámara anecoica instalada en el laboratorio.

- Motor paso a paso

En el interior de la cámara anecoica (en el centro) se sitúa un motor paso a paso (*model 2005 Azimuth Positioner* de ETS-LINDGREN L.P.). El motor dispone de un puerto RS-232 para que mediante una comunicación serie se pueda realizar el control del mismo y de un reducido juego de instrucciones para su control (sentido de giro, velocidad de giro, posición actual, mover a una posición determinada...). Los parámetros necesarios para establecer esta comunicación son:

- Velocidad: 9600 baudios
- Bits de datos: 8
- Paridad: Ninguno
- Bits de parada: 10
- Control de flujo: Ninguno

La precisión máxima en el movimiento del motor es de 0.1 grados.

Para evitar las posibles interferencias que la comunicación serie con el motor paso a paso puede producir (recuérdese que este motor se encuentra en el interior de la cámara anecoica, donde no pueden haber interferencias), se dispone de un filtro RFI/EMI (*LMF 3995* de ETS-LINDGREN L.P.).

Solidario con el motor gira un elemento cilíndrico de material dieléctrico (poliestireno expandido) que servirá de soporte para la antena que se desea caracterizar. De esta forma, la antena a medir se puede mover de forma controlada en un plano (paralelo al suelo).

En la figura AI.9 se presenta una fotografía del motor paso a paso y del cilindro de poliestireno donde se sitúa la antena a medir.



**Fig. AI.9** – Motor paso a paso y cilindro de poliestireno.

- Antena de bocina caracterizada

Para poder medir las características de radiación de las antenas necesitamos una antena cuyo comportamiento sea conocido. Esta antena se sitúa fija en uno de los extremos de la cámara anecoica y se conecta a uno de los puertos del analizador de redes. En nuestro caso la antena utilizada es una antena de bocina piramidal (*model 3164-04 - Dual Polarizad Diagonal Horn Antenna* de ETS-LINDGREN L.P.), cuyo rango de funcionamiento es desde 700MHz hasta 6GHz. Esta antena de bocina está totalmente caracterizada y se dispone del informe de calibración con los datos sobre la ganancia de la antena en el rango de funcionamiento para las dos polarizaciones. Estos datos son indispensables para el cálculo de la ganancia de la antena a medir. En la figura AI.8 se puede observar la antena de bocina utilizada en el laboratorio.

- Ordenador personal

Los dos equipos utilizados para la medida de las antenas, analizador de redes y motor pasos a paso, tienen la posibilidad de comunicarse y ser controlados por un ordenador. En el caso del analizador de redes, éste ya dispone de un ordenador interno que controla la aplicación que realiza la medida de parámetros S. En todo caso, resulta interesante la opción de controlar y realizar la medida de estos parámetros de forma remota, evitando el uso del panel frontal del equipo y reduciendo el desgaste y el riesgo de un mal uso del equipo, al eliminar la opción de modificación de las variables críticas del sistema. Para realizar este control remoto, el analizador de redes dispone de una tarjeta de comunicaciones GPIB. Por tanto, para poder realizar el control del analizador se necesita una tarjeta GPIB en el ordenador personal.

Como se comentó anteriormente, el motor paso a paso dispone de un puerto serie para el control del mismo, por lo que se utilizará uno de los puertos serie del ordenador para comunicar ambos equipos y una aplicación tipo *Hyper Terminal* del sistema operativo Windows.

El ordenador personal utilizado en nuestro caso es un Pentium III a 730MHz y 256MB de memoria RAM, con una tarjeta PCI-GPIB (modelo *N114* de National Instruments) y con el sistema operativo Windows XP. Pese a que el ordenador dista mucho de ser de última generación, las prestaciones que ofrece son más que suficientes para la aplicación a la que

va a ser destinado, el control de los dos equipos (analizador y motor) y la automatización de la medida de antenas.

- Elementos de interconexión

Para la conexión de los distintos equipos y elementos que forman el laboratorio de medida de antenas se han utilizado los siguientes elementos:

- Bus de comunicaciones GPIB: se trata de un cable de comunicaciones GPIB que conecta las dos tarjetas GPIB del sistema, es decir, que conecta el ordenador con el analizador de redes. Igualmente, disponemos de un conversor de interface USB/GPIB (modelo 82357A de Agilent Technologies); se trata de un cable que permite conectar una tarjeta GPIB (la del analizador de redes) a un puerto USB (ordenador). Este conversor incluye el software necesario para que el ordenador simule una tarjeta GPIB mediante el puerto USB. El uso de este conversor es interesante para controlar un equipo mediante el estándar GPIB por parte de un ordenador donde no se disponga de tarjeta GPIB (por ejemplo un portátil).

- Cable de conexión RS-232. Este cable conecta uno de los puertos de comunicaciones serie del ordenador con el conector serie del motor paso a paso (en realidad se conecta al filtro RFI/EMI previo al motor).

- Cables flexibles de conexión de los puertos del analizador de redes (modelo 85733E/F de Agilent Technologies). Se trata de dos cables flexibles de muy bajas pérdidas y ruido que se conectan a los dos puertos disponibles en el analizador, y que proporcionan dos conectores para la conexión del dispositivo a medir. Estos cables tienen una longitud de un metro y los conectores que proporcionan son coaxiales de 2.4mm.

- Cable coaxial de extensión para la conexión entre el cable de extensión del analizador y los elementos que se encuentran en el interior de la cámara anecoica (antena a medir y antena de bocina). Se trata de dos cables coaxiales de microondas (modelo *SUCOFLEX 101PEA* de HUBER+SUHNER) de 12 metros de longitud. En este caso, pese a que son cables coaxiales de alta frecuencia, las pérdidas y el ruido que introducen son sensiblemente mayores que los cables de conexión flexibles vistos en el punto anterior. Los cables acaban en sus extremos con conectores coaxiales de 2.4mm.

- Adaptadores y transiciones. Se han utilizado distintos adaptadores y transiciones de precisión para los conectores coaxiales de 2.4mm y 3.5mm (SMA), tanto machos como

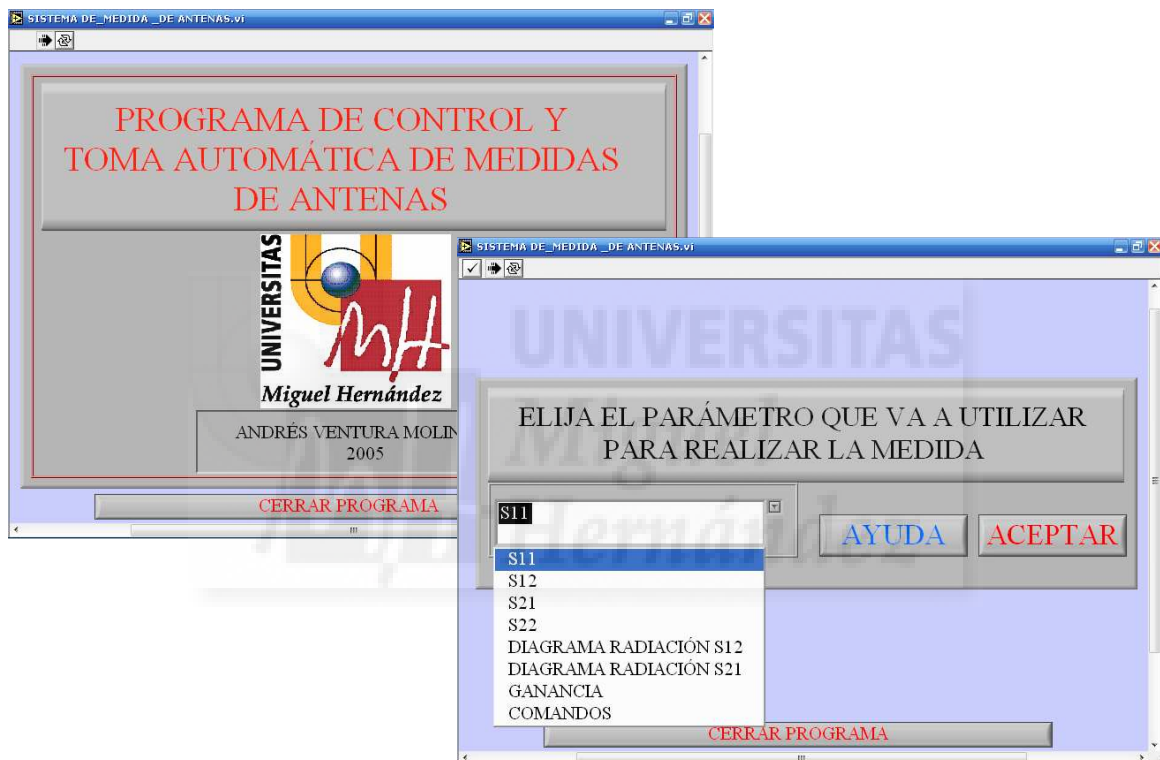
hembras. Los adaptadores de 2.4mm se han utilizado para conectar los dos tipos de cables (flexibles y coaxial de extensión) y las transiciones 2.4mm – 3.5mm se han utilizado para conectar las antenas, tanto la antena de bocina como la antena a caracterizar, que tienen conectores SMA con los conectores coaxiales que utilizan 2.4mm.

Una vez presentados y conectados los equipos del laboratorio, podemos abordar el proceso de caracterización de las antenas. A la hora de realizar las medidas, conviene diferenciar las medidas para caracterizar la antena en reflexión y las medidas de radiación.

Para caracterizar la antena en reflexión, la medida principal es el parámetro  $S_{11}$  (o el  $S_{22}$ ) de la antena, que proporciona directamente las pérdidas de retorno. Esta medida es muy rápida y se suele realizar conectando la antena directamente a uno de los cables flexibles conectados a cada uno de los dos puertos del analizador. Realizar la medida de las pérdidas de retorno fuera de la cámara anecoica tiene la ventaja de que el ruido es muy pequeño, ya que utilizamos sólo los cables flexibles (de muy bajas pérdidas y ruido) y un adaptador 2.4-3.5mm, sin embargo podemos tener interferencias de otros sistemas electrónicos que pueden falsear las medidas. Para evitar estas posibles interferencias, se ha construido una caja de 1x1x1 metros con los mismos materiales que la cámara anecoica, cuñas piramidales absorbentes en el interior y un recubrimiento metálico en el exterior. Las medidas de reflexión las realizaremos en el interior de esta “mini-cámara anecoica”.

La medida de los diagramas de radiación de las antenas los realizaremos en el interior de la cámara anecoica. Se trata de un proceso largo y tedioso en el que debemos controlar al mismo tiempo la posición del motor (y por tanto de la antena, que gira solidaria con él) y la medida del parámetros  $S_{12}$  (o  $S_{21}$ ) proporcionada por el analizador de redes. En este caso, al realizar la medida en el interior de la cámara, utilizamos tanto los cables flexibles como los cables de extensión coaxiales (además de dos adaptadores de 2.4mm y de dos transiciones 2.4mm-SMA), por lo que las medidas contienen mucho más ruido que las realizadas para las pérdidas de reflexión. Este ruido es debido principalmente a los 24 metros de cable coaxial utilizado, y hace que sea imprescindible una correcta y periódica calibración de todo el sistema de medida.

Debido a lo engorroso, la cantidad de tiempo empleado y a la necesidad de realizar la medida de las antenas por parte de personal muy cualificado (ya que hay que manipular directamente el analizador de redes), se ha realizado un software capaz para facilitar y automatizar todo el proceso de la caracterización de las antenas y que además evita el manejo directo del analizador, utilizándose este software para el control remoto del mismo. De esta forma, se reduce de forma muy notable el tiempo necesario en la medida de las antenas y permite utilizar el laboratorio por parte de alumnos de últimos cursos y personal docente e investigador del departamento.



**Fig. AI.10** – Programa para la medida de antenas realizado en LabVIEW.

En realidad, se han realizado dos programas para la caracterización de las antenas. El primero de ellos se desarrolló con el lenguaje de programación LabVIEW<sup>1</sup>. Este lenguaje es de fácil manejo y está especialmente indicado para comunicación y control de grandes equipos electrónicos. La principal deficiencia de LabVIEW es que ofrece un sistema gráfico y de tratamiento de los resultados que resulta un tanto pobre, sobre todo si lo comparamos con otros lenguajes de alto nivel como pueden ser Visual Basic o C++. Con

<sup>1</sup> Programa realizado junto con Andrés Ventura Molina [AI.3]



este primer software se dispone de un programa que controla de forma eficiente los equipos del laboratorio y que permite realizar de forma remota y rápida las medidas de antenas, tanto de sus características de reflexión como de las de radiación. En la figura AI.10 se muestra la pantalla inicial del programa realizado, así como la pantalla de selección de las medidas disponibles.

Posteriormente, se ha realizado otro programa de gestión del laboratorio que incluye algunas mejoras sobre el software realizado en LabVIEW, permite obtener nuevas medidas en las antenas y sobre todo tiene un tratamiento gráfico de los resultados mucho más eficiente. El programa se ha realizado con Visual Basic y se le ha dado el nombre de SOFCAN, acrónimo de SOFTware para la Caracterización de ANtenas<sup>2</sup>. Este es el programa que se está utilizando actualmente en el laboratorio y es el con el que se han realizado todas las medidas mostradas en este documento. En la figura AI.11 se muestra la pantalla principal del programa.



**Fig. AI.11** – Pantalla inicial del programa SOFCAN.

<sup>2</sup> Programa realizado junto con Pablo García Morente [AI.4]

Como se ha comentado anteriormente, el programa realiza de forma casi automática las medidas necesarias para la caracterización de las antenas, además de realizar el control tanto del analizador de redes como del motor paso a paso. Las opciones más relevantes que nos ofrece, accesibles desde la pantalla inicial del programa, son las siguientes:

- **Archivo:** permite cargar archivos de resultados previamente guardados y representarlos de nuevo, evitando tener que acudir a programas de representación gráfica externos. Tienen que ser archivos de texto previamente guardado con el programa SOFCAN (formato propio) y pueden contener resultados tanto de las características de reflexión de la antena (parámetros S e impedancia) como de los diagramas de radiación.

- **Parámetros S:** esta opción permite obtener los parámetros de reflexión del dispositivo conectado al analizador de redes. Podemos obtener cualquiera de los cuatro parámetros ( $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ ), representarlo en pantalla y guardar los resultados en un fichero de texto. Para cada parámetro se puede seleccionar la frecuencia inicial, final y número de puntos, bien de forma manual o bien cargando una calibración previa del sistema, que ya incluye estos parámetros. También podemos modificar la potencia de referencia de los puertos del analizador y realizar promedios con los datos para reducir el ruido de las medidas. El programa también ofrece la opción de activar una serie de cursores, asociados a la gráfica, que permiten visualizar los valores numéricos de la medida. En la figura AI.12 se muestra la pantalla del programa donde se representan los parámetros S (las opciones son las mismas para los cuatro parámetros). Para el caso de las antenas, de los cuatro parámetros de transmisión utilizamos el  $S_{11}$  (o el  $S_{22}$ ), que nos ofrece directamente las pérdidas de retorno de la antena a caracterizar.

- **Impedancia:** El programa permite representar y guardar la impedancia de entrada del dispositivo conectado al analizador de redes, en nuestro caso una antena. Este parámetro se obtiene de forma matemática a partir del parámetro  $S_{11}$  (o del  $S_{22}$ , lo debe seleccionar el usuario) que ofrece el analizador de redes. Para este cálculo se tiene en cuenta que la impedancia característica del sistema es  $50\Omega$ . El programa permite representar la impedancia de la antena en formato módulo/fase o parte real/parte imaginaria. En ambos casos se pueden habilitar unos cursores para representar los valores numéricos de los

resultados representados. También se puede seleccionar la frecuencia inicial, final y el número de puntos (tanto de forma manual como a partir de una calibración guardada), la potencia de los puertos del analizador y las opciones de promediado de la medida. En la figura AI.13 se muestra la ventana de representación de la impedancia.

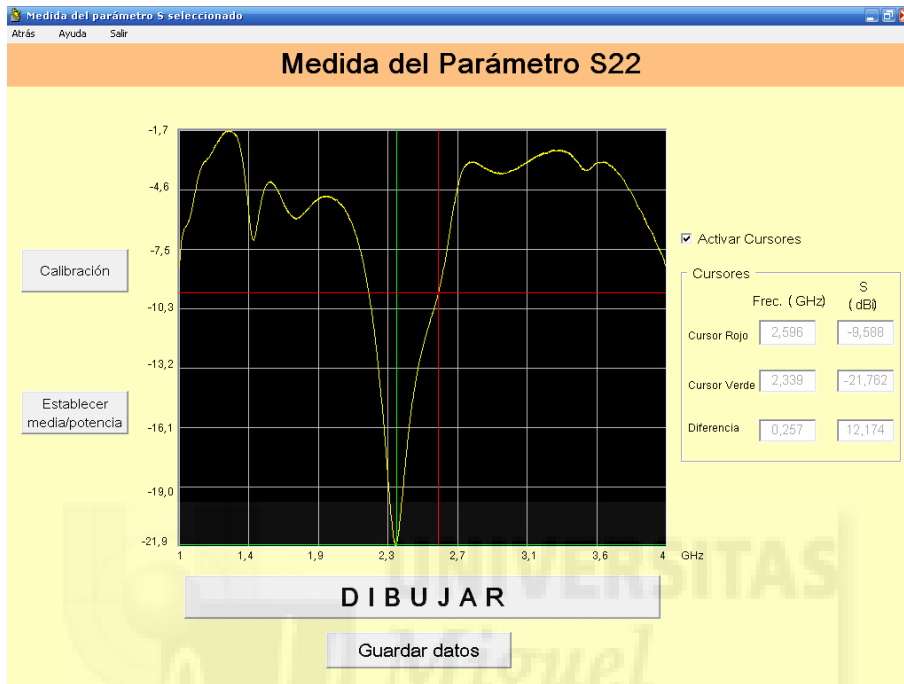


Fig. AI.12 – Pantalla de medida de los parámetros S en SOFCAN.



Fig. AI.13 – Pantalla de medida de la impedancia en SOFCAN.

- **Diagramas de radiación:** está es quizá la medida más importante que ofrece el programa SOFCAN, ya que nos permite reducir de forma drástica el tiempo de caracterización de las antenas. También se trata de la medida más compleja, ya que debe controlar al mismo tiempo, y de forma sincronizada, el analizador de redes y el motor paso a paso que se encuentra en el interior de la cámara anecoica, y sobre el que se sitúa la antena a medir. El programa permite realizar la representación del diagrama de radiación de la antena a partir del parámetro  $S_{12}$  o del  $S_{21}$ , opción que debe elegir el usuario. Para el caso de antenas pasivas, el resultado sería el mismo con cualquiera de las dos opciones (mismo comportamiento en transmisión que en recepción), pero para antenas activas sí que es importante la correcta selección del parámetro a partir del cual obtener el diagrama de radiación. En la configuración actual del laboratorio de medidas, en el puerto 1 del analizador se conecta la antena a caracterizar y en el puerto 2 está conectada la antena de bocina.

El programa permite realizar la representación del diagrama entre dos valores numéricos cualesquiera (diagrama completo, de 0 a 360 grados, o bien un sector determinado), donde el origen de los grados (0) se sitúa habitualmente en la dirección donde se encuentra la antena de bocina. La posición del origen se puede variar por el usuario en la opción “Configuración del Motor”. La precisión del diagrama, es decir, el incremento de grados entre medidas se establece por el usuario entre un mínimo de 0.1 y un máximo de 10.

En esta medida, al igual que ocurría en las dos anteriores, se necesita establecer la frecuencia inicial y final y el número de puntos en la medida del  $S_{12}$  (o  $S_{21}$ ). Se puede indicar de forma manual o cargando una calibración previa. En este caso, al realizarse la medida en el interior de la cámara anecoica es muy recomendable cargar una calibración previa, eliminado de esta forma la atenuación de los cables de conexión, de los adaptadores y de las distintas transiciones, al mismo tiempo que se reduce el ruido en la medida. Igualmente es aconsejable incrementar la potencia de los transmisores del analizador de redes y realizar un promediado de la medida. El promediado de la medida se puede realizar de dos formas (opción para el usuario): por parte del analizador o por parte del propio programa SOFCAN. En la primera de estas opciones es el analizador el que realiza el promedio de la medida sobre todo el rango de frecuencias indicado para la medida del  $S_{12}$  (o  $S_{21}$ ); una vez realizado el promediado, los datos son transferidos del analizador al ordenador, vía GPIB, y almacenados por este último. En la segunda opción, es el programa el que realiza el promediado de los resultados. El programa solicita al

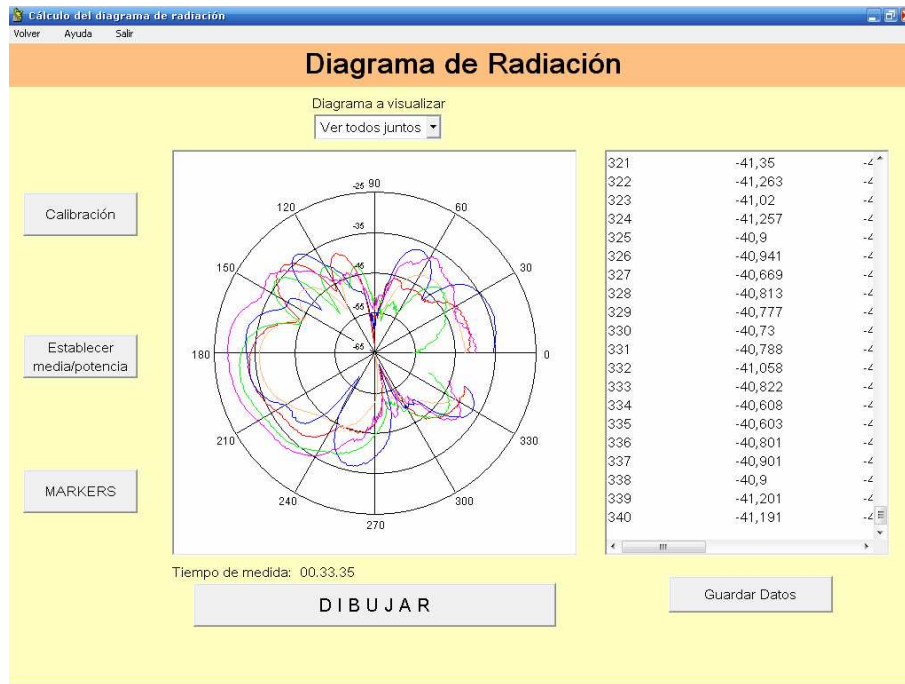
analizador los resultados de la medida  $n$  veces, pero sólo a la frecuencia a la que se mide el diagrama de radiación. De esta forma, el tiempo empleado en realizar el promediado se reduce considerablemente, siendo los resultados equivalentes. El número de muestras sobre el que se realiza el promediado se indica por el usuario en una de las pestañas de opciones para el diagrama de radiación.

El programa permite la medida y representación del diagrama de radiación en un máximo de cinco frecuencias al mismo tiempo. Esta opción es muy interesante para la caracterización de antenas multiresonantes y de banda ancha. El número de diagramas deseado y la frecuencia de cada uno de ellos se selecciona de forma dinámica por parte del usuario.

Finalmente, una vez indicadas al programa todas las opciones, se comienza a medir el diagrama de radiación. El programa permite la representación gráfica en coordenadas polares del diagrama para cada una de las frecuencias seleccionadas (o todas juntas), y al mismo tiempo representa los datos numéricos en una ventana de texto. Cuando la medida del diagrama de radiación ha finalizado, se habilitan las opciones de almacenado de datos. Se permite guardar un fichero de texto con los resultados numéricos y la imagen del diagrama en formato jpg.

En la figura AI.14 se muestra la pantalla de medida del diagrama de radiación, donde se ha representado cinco diagramas al mismo tiempo.

- **Ganancia.** El programa SOFCAN permite calcular la ganancia de la antena en dBi. Para este cálculo se ofrecen dos opciones: utilizar como antena receptora la antena de bocina calibrada o utilizar dos antenas iguales. Esta segunda opción se ha establecido para poder obtener la ganancia para frecuencias distintas a las de calibración de la antena de bocina. Como datos de entrada, el usuario necesita introducir la frecuencia de cálculo, el valor del parámetro  $S_{12}$  (o  $S_{21}$ ) en la dirección de máxima radiación y la distancia entre la antena transmisora y la receptora. Si se utiliza la antena de bocina se necesita introducir también la polarización de la antena. Internamente se dispone de los datos de calibración de la antena de bocina para todo el rango de frecuencias de utilización de la misma y para las dos polarizaciones.



**Fig. AI.14** – Pantalla de medida de los diagramas de radiación en el programa SOFCAN.

- Configuración del sistema. Esta opción permite modificar ciertos parámetros de control del sistema de medida, tanto del motor paso a paso como del analizador de redes. En cuanto al motor, las opciones a modificar son el puerto de conexión del ordenador utilizado (COM 1 o COM 2), la posición de referencia del motor (posición asignada a 0 grados), la posición actual y la velocidad de giro. En la configuración del analizador de redes se permite modificar la dirección de comunicación del puerto GPIB (por defecto es la 16) y el nombre de la interfaz de conexión. Esta opción es muy útil para poder establecer la comunicación con el analizador de redes mediante el cable de conexión USB-GPIB, lo que permite utilizar el programa SOFCAN sin la necesidad de una tarjeta GPIB en el ordenador. También se permite añadir y borrar ficheros de calibración de la base de datos del programa. De esta forma se puede mantener actualizada la información sobre la calibración del analizador de redes, que será posteriormente cargada al realizar las distintas medidas

- Ayuda. Como última opción, el programa ofrece una detallada ayuda sobre la utilización del mismo.

**Referencias bibliográficas del Anexo I.**

- [AI.1] Antonio Pérez Luna, Análisis y diseño de filtros de alta frecuencia para aplicaciones MMDS, Proyecto Fin de Carrera, Ingeniería Técnica de Telecomunicación, Especialidad en Sistemas de Telecomunicaciones, Universidad Miguel Hernández, 2002.
- [AI.2] Características del sustrato GML 1032. Actualmente no está disponible ningún enlace directo para consultar este sustrato ya que la empresa Gil Technologies ha cesado en su actividad. Podemos consultar las características de este sustrato, por ejemplo, en [http://www.commreps.com/PDF\\_image/microdata.pdf](http://www.commreps.com/PDF_image/microdata.pdf), consultada en fecha 1/2/2008.
- [AI.3] Andrés Ventura Molina, Sistema de medida de antenas en cámara anecoica desarrollado en LabVIEW, Proyecto Fin de Carrera, Ingeniería Técnica de Telecomunicación, Especialidad en Sistemas de Telecomunicaciones, Universidad Miguel Hernández, 2005.
- [AI.4] Pablo García Morente, Desarrollo software para la automatización de la caracterización de antenas, Proyecto Fin de Carrera, Ingeniería de Telecomunicación, Universidad Miguel Hernández, 2007.





---

## ANEXO II

### PUBLICACIONES Y PRINCIPALES CONTRIBUCIONES

---

A fecha 14 de Febrero de 2008, las publicaciones y aportaciones derivadas de la Tesis son las siguientes:

#### Petición de patente

[1] Ernesto Ávila Navarro, José Antonio Carrasco Hernández y Cándid Reig Escrivá, Antena impresa para aplicaciones multibanda. Número de solicitud: P200700087

#### Publicaciones en revistas

[2] E. Ávila-Navarro, J.M. Blanes, J.A. Carrasco, C. Reig, E.A. Navarro, A new bi-faced log periodic printed antenna, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 48, No 2, pp. 402-405, February 2006.

[3] E. Ávila-Navarro, J.A. Carrasco, C. Reig, Design of Yagi-like printed antennas for WLAN applications, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 49, No 9, pp. 2174-2178, September 2007.

[4] E. Ávila-Navarro, A. Segarra-Martínez, J.A. Carrasco, C. Reig, A low-cost compact uniplanar quasi-Yagi printed antenna, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, No 3, pp. 731-735, March 2008.

#### Contribuciones a congresos

[5] E. Ávila Navarro, José M. Blanes, José A. Carrasco, C. Reig, Yagi-Like Printed Antennas for Wireless. En: *Proceedings of the International Conference on Sensor Technologies and Applications (SENSORCOMM)*, Valencia, 2007. Edición en CD-ROM.

[6] E. Ávila Navarro, José M. Blanes, José A. Carrasco, C. Reig, Antenas Impresas tipo Yagi para redes de sensores inalámbricas. En: *Actas del XXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, La Laguna, 2007. Edición en CD-ROM.

[7] E. Ávila Navarro, José M. Blanes, José A. Carrasco, C. Reig, E. A. Navarro, Antena impresa logoperiódica para aplicaciones banda ancha. En: *Actas del XXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Oviedo, 2006. Edición en CD-ROM.

[8] E. Ávila Navarro, Andrés Ventura Molina, José M. Blanes, A. Garrigós, José A. Carrasco, Medida de antenas impresas para comunicaciones de banda ancha. En: *Actas del Seminario Anual de Automática, Electrónica industrial e Instrumentación (SAAEI)*, Gijón, 2006. Edición en CD-ROM.

[9] E. Ávila Navarro, C. Reig, José M. Blanes, Punto óptimo de alimentación en antenas impresas. En: *Actas del XIX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Barcelona, 2004. Edición en CD-ROM.

[10] Pablo Mora Vitoria, José M. Blanes, E. Ávila Navarro, C. Reig, Método de diseño en antenas Quasi-Yagui. En: *Actas del XIX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Barcelona, 2004. Edición en CD-ROM.

[11] J. M. Blanes, Ernesto Ávila, José A. Carrasco, Ausias Garrigós, Juan C. Ferrer, Juan P. Espinosa, Red de Sensado inalámbrica con Bluetooth. En: *Actas del Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, Toulouse, 2004. Edición en CD-ROM.

[12] E. Ávila-Navarro, C. Reig, Bow-tie antenna: optimal point for coaxial feeding. En: Proceeding of the International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), pp. 15-18, Torino, 2003.

#### Proyectos de investigación

[13] Diseño de antenas activas inteligentes para aplicaciones inalámbricas, Proyectos Bancaja – Universidad Miguel Hernández, 2006-2007.

