



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación :

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Título del proyecto:

DESARROLLO DE UNA ANTENA PLANA OPERANDO EN
DOBLE BANDA A 2,4 Y 5,5GHz

Ander Aparicio Azpilicueta

Ramón Gonzalo García

Pamplona, 30 de abril de 2014

Índice general

Índice general	3
1. Introducción	5
1.1. Marco del Proyecto	5
1.2. Objetivos	7
1.3. Contenido	9
2. Antenas Microstrip	11
2.1. Introducción	11
2.2. Tecnología Microstrip	12
2.2.1. Tipos de Ondas en Microstrip	13
2.2.2. Línea de Transmisión	14
2.2.3. Parámetros para Antenas	16
2.3. Características Básicas	19
2.4. Antenas Rectangulares	20
2.4.1. Modelo de Línea de Transmisión	20
2.4.2. Impedancia de Entrada	23
2.4.3. Directividad	24
2.5. Métodos de Alimentación	26
2.5.1. Alimentación Directa	26
2.5.2. Alimentación por Sonda	26
2.5.3. Alimentación por Apertura	27
2.5.4. Alimentación por Proximidad	27
2.6. <i>Arrays</i> de Antenas	29
3. Diseño	33
3.1. Antecedentes	33

3.1.1. Prototipo 1	33
3.1.2. Prototipo 2	37
3.1.3. Mejoras	41
3.2. Propuesta Inicial	42
3.2.1. Red de Alimentación	45
3.2.2. Filtro	46
3.2.3. Antena Ranurada	48
3.2.4. Conjunto de Antenas y Filtro	48
3.2.5. Estructura Completa	53
3.3. Estructura Final	59
4. Fabricación y Medición	67
4.1. Fabricación	67
4.2. Medición	68
4.2.1. Parámetro S_{11}	68
4.2.2. Ganancia	71
5. Conclusiones	75
Bibliografía	81

Capítulo 1

Introducción

1.1. Marco del Proyecto

Las antenas planas son antenas construidas en tecnología *microstrip* y constituidas por antenas parche y líneas de transmisión. Esta tecnología permite guiar (líneas de transmisión) y radiar (antenas parche) ondas electromagnéticas (principalmente en los rangos de microondas y ondas milimétricas) mediante estructuras metálicas impresas sobre un sustrato dieléctrico totalmente metalizado por una de sus caras. Las antenas parche pueden ser estructuras de múltiples formas (cuadradas, rectangulares, circulares. . .) para conseguir las propiedades deseadas. Esta tecnología es comúnmente utilizada en aplicaciones en las que la forma plana y el tamaño reducido es importante como en aeronáutica, aviación, satélites, dispositivos móviles y comunicaciones inalámbricas en general. La posibilidad de lograr dispositivos pequeños, sencillez, robustez o la facilidad de producirlas en masa disminuyendo así el coste de producción son algunas de las principales ventajas de estas antenas además de las ya mencionadas. A rasgos más técnicos, estas antenas son fáciles de adaptar con circuitos integrados de microondas y versátiles a la hora de modificar impedancias, polarización y frecuencias de resonancia. Sin embargo, tienen desventajas importantes como la alta polarización cruzada, baja potencia y eficiencia, ancho de banda reducido o pérdidas y radiación no deseada en la guía de transmisión.

Este tipo de antenas se ha utilizado durante décadas en radioenlaces punto a punto en partes intermedias de redes de comunicación de cualquier tipo (datos, telefonía celular...) conectando el núcleo de la red con las distintas subredes o para interconectar redes entre sí. Las redes de área local (IEEE 802.11a/b/g WLAN) operan a 2.4GHz-2.5GHz, 5.15GHz-5.35GHz, 5.45GHz-5.75GHz y/o 5.725GHz-5.875GHz. Inicialmente, para estos radioenlaces solamente se usaba una de las bandas (2.4-2.5GHz o 5,15-5.875GHz). En caso de utilizar ambas bandas disponían de dos antenas para cada una de las bandas con dos puertos separados, lo que conlleva una mayor complejidad en la unidad transceptora. Aumentar el ancho de banda de estas comunicaciones y simplificar la configuración de los enlaces son los dos motivos por el que se trabaja actualmente en antenas que sirvan para ambas bandas simultáneamente.

Es verdaderamente difícil que las antenas planas en tecnología *microstrip* proporcionen un ancho de banda y diagramas de radiación estables en todo el rango de 2.4GHz a 5.875GHz, por lo que es preferible el uso de antenas de doble banda.

Bandas de Frecuencia de 2.4GHz y 5GHz

Con el fin de conseguir un uso eficiente del espectro radioeléctrico cada estado lleva a cabo tareas de planificación, gestión y control del mismo. Estas tareas, por motivos técnicos, estratégicos o económicos, han de realizarse en base a Tratados y Acuerdos internacionales establecidos por la UIT (Unión Internacional de Telecomunicaciones), UE (Unión Europea) o CEPT (Conferencia Europea de Administraciones Postales y de Telecomunicación) [Web01].

Existen decisiones en el marco regulatorio de la Unión Europea para armonizar el espectro radieléctrico en estas bandas y que han de cumplirse en todos los estados miembros.

La decisión de la comisión 2007/90/CE destina las frecuencias 5150-5350MHz (para interiores) y 5470-5725MHz (para interiores y exteriores) a sistemas de acceso inalámbrico, sin perjuicio de otros usos, en todos los estados miembros, obligando a todos ellos a disponer de estas bandas para dichas aplicaciones con carácter no exclusivo. También reconoce que son necesarias ciertas limitaciones de potencia y control de interferencias con otros servicios [Web03]. Sin embargo, cada estado miembro será el encargado de decidir estas limitaciones, cumpliendo siempre la legislación europea.

La recomendación 70-03 de la CEPT recomienda el uso de las frecuencias 2400-2483,5MHz para sistemas de transmisión de banda ancha y para dispositivos de corto alcance (SRD) en los anexos 3 y 6 respectivamente. La banda de 2483,5-2500MHz se asigna para aplicaciones industriales, científicas y médicas(ICM). También se define la banda de 5725-5875MHz sin un uso determinado salvo en algunos países [Web05].

En particular en España, el CNAF (Cuadro Nacional de atribución de Frecuencias) es la encargada de la planificación del espectro en función de las normativas, resoluciones, recomendaciones y reglamentos de organismos internacionales, así como de las necesidades de los usuarios nacionales del espectro radioeléctrico.

Así pues, las siguientes notas de utilización nacional determinan los aspectos aplicables a las bandas de 2.4GHz y 5GHz [Web02]:

■ "Uso común" de la banda de frecuencia

Artículo 12 (Orden 9 de marzo de 2000): Libre utilización bajo las características técnicas correspondientes, de aquellas bandas de frecuencias que se señalen en el CNAF [Web06].

■ Notas de Utilización Nacional aplicables a Wi-Fi

● UN-85 Banda de frecuencias 2400MHz a 2483,5MHz

Utilizables para redes de área local (WLAN)

● UN-128 WLAN de altas prestaciones en la banda de 5GHz

- Banda 5150-5350MHz: Uso en interiores
- Banda 5470-5725MHz: Uso en interiores y exteriores

■ Otras Notas de Utilización Nacional

● UN-51 Bandas de frecuencia designadas para aplicaciones industriales, científicas y médicas(ICM)

2400-2500MHz y 5725-5875MHz

- **UN-109 Frecuencias para enlaces de video de corto alcance**
2421MHz, 2449MHz, 2477MHz con un ancho de banda ajustado a la calidad de emisión
- **UN-115 Bandas de frecuencia permitidas para aplicaciones no específicas de baja potencia(dispositivos de corto alcance)**
2400-2483,5MHz
- **UN-129 Dispositivos de radiofrecuencia para aplicaciones de identificación(RFID)**
2446-2454MHz
- **UN-130 Dispositivos genéricos de corto alcance (SRD)**
5725-5875MHz

Como se puede ver, los sistemas de transmisión de banda ancha están asignados a las bandas 2400-2483,5MHz, 5150-5350MHz y 5470-5725MHz en toda Europa. Además, en América, la banda 5725MHz-5875MHz también es utilizada para transmisiones de este tipo [Web07]. Los protocolos más utilizados en WLAN o Wi-Fi son los IEEE 802.11a/b/g/n. Los protocolos 802.11b/g trabajan en la banda de 2.4GHz, mientras que el 802.11a lo hace en la banda de 5GHz. El protocolo 802.11n con el fin de aumentar el ancho de banda del enlace aumentando la tasa binaria, lo que hace es trabajar simultáneamente en ambas bandas, *figuras* 1.1 y 1.2. El protocolo 802.11ac, el de mayor tasa binaria y que parece ser el futuro, trabaja en la banda de 5GHz.

Channel	Frequency Band (GHz)	Channel Center Frequency (GHz)	FCC – Americas	ETSI (Europe)
1	2.401-2.423	2.412	X	X
2	2.406-2.428	2.417	X	X
3	2.411-2.433	2.422	X	X
4	2.416-2.438	2.427	X	X
5	2.421-2.443	2.432	X	X
6	2.426-2.448	2.437	X	X
7	2.431-2.453	2.442	X	X
8	2.436-2.458	2.447	X	X
9	2.441-2.463	2.452	X	X
10	2.446-2.468	2.457	X	X
11	2.451-2.473	2.462	X	X
12	2.456-2.478	2.467	-	X
13	2.461-2.483	2.472	-	X
14	2.473-2.495	2.484	-	-

Figura 1.1: Canales para los protocolos IEEE 802.11b/g

1.2. Objetivos

El objetivo que este proyecto persigue es desarrollar una antena plana de doble banda en los rangos de frecuencia comprendidos entre 2.4GHz-2.5GHz y 5.15GHz-5.875GHz teniendo en cuenta los siguientes aspectos técnicos:

- Ganancia suficiente y estable para radioenlaces punto a punto en ambas bandas. ($\approx 15dB$)

Channel	Center Frequency (MHz)	Americas	ETSI (Europe)	Permitted Use Location	Other Comments
34	5170	-	-	-	
36	5180	X	X	Indoor	
38	5190	-	-	-	
40	5200	X	X	Indoor	
42	5210	-	-	-	
44	5220	X	X	Indoor	
46	5230	-	-	-	
48	5240	X	X	Indoor	
52	5260	X	X	Indoor or Outdoor	DFS Required
56	5280	X	X	Indoor or Outdoor	DFS Required
60	5300	X	X	Indoor or Outdoor	DFS Required
64	5320	X	X	Indoor or Outdoor	DFS Required
100	5500	X	X	Indoor or Outdoor	DFS Required
104	5520	X	X	Indoor or Outdoor	DFS Required
108	5540	X	X	Indoor or Outdoor	DFS Required
112	5560	X	X	Indoor or Outdoor	DFS Required
116	5580	X	X	Indoor or Outdoor	DFS Required
120	5600	X	X	Indoor or Outdoor	DFS Required
124	5620	X	X	Indoor or Outdoor	DFS Required
128	5640	X	X	Indoor or Outdoor	DFS Required
132	5660	X	X	Indoor or Outdoor	DFS Required
136	5680	X	X	Indoor or Outdoor	DFS Required
140	5700	X	X	Indoor or Outdoor	DFS Required
149	5745	X	-	Typical Outdoor	
153	5765	X	-	Typical Outdoor	
157	5785	X	-	Typical Outdoor	
161	5805	X	-	Typical Outdoor	
165	5825	X	-	Typical Outdoor	

Figura 1.2: Canales para los protocolos IEEE 802.11a

- Buena adaptación en ambas bandas. ($S_{11} < -10dB$)
- Buen diagrama de radiación en ambas bandas. (ancho de haz, lóbulos secundarios...)
- Tamaño más reducido posible.
- Impedancia de entrada 50Ω .
- Polarización lineal.
- Conector N o SMA

Para ello se parte de un prototipo anterior que puede ser mejorado en los aspectos mencionados, además de un estudio previo de la materia así como búsqueda bibliográfica de la tecnología utilizada para este fin. Se analizarán las diferentes posibilidades que existen en la actualidad y se optará por la opción que mejor se adapte a las especificaciones. El desarrollo consta principalmente de un diseño y análisis previos utilizando el software ANSYS HFSS (herramienta de simulación) y posterior fabricación y medición.

1.3. Contenido

Este trabajo se divide en cuatro capítulos además de éste. En éste se ha dado una visión global de la situación actual que justifica el porqué de la realización de este Proyecto Fin de Carrera, y se definen los objetivos que se persiguen. El segundo, *Antenas Microstrip*, tiene como fin introducir teóricamente la tecnología *microstrip* y más concretamente las antenas rectangulares fabricadas con esta tecnología; sus características básicas y maneras sencillas para diseñarlas. Además, se incluye una escueta sección sobre los *arrays de antenas*, útil para comprender el funcionamiento de los diseños aquí realizados. En el tercer capítulo, *Diseño*, se da a conocer todo el proceso que se ha llevado a cabo hasta conseguir un diseño final apropiado. Así pues, se analizan prototipos de antenas ya construidas y en las que nos basaremos, y se explica detalladamente en qué consiste cada uno de los pasos del proceso de diseño. Con el diseño ya realizado, la antena pasa a ser fabricada y medida. Los procesos y métodos tanto de fabricación como de medición se recogen en el cuarto capítulo, *Fabricación y Medición*, así como un análisis y comparación de los resultados obtenidos por simulación y por medición. Finalmente, en el quinto y último capítulo, *Conclusiones*, se exponen las conclusiones finales deducidas de analizar todos los resultados obtenidos.

2.1. Introducción

Desde que *James Clerk Maxwell* publicó en 1865 su teoría del electromagnetismo y después de que *Heinrich Rudolf Hertz* consiguiera en 1888 demostrar la existencia de ondas electromagnéticas mediante la construcción de un aparato para producir y recibir ondas de microondas, la tecnología relacionada con las microondas ha evolucionado notablemente [SAR06].

Fue en la década de los 30 cuando se comenzó a investigar sobre las guías de onda circulares y elípticas como un medio para guiar ondas electromagnéticas. Posteriormente, con el inicio de la segunda guerra mundial y la aparición del *magnetron*, hubo un gran interés por desarrollar el *radar* por parte de varios países, lo que provocó un importante avance en poco tiempo en el campo de las microondas [SAR06].

Tras la segunda guerra mundial, la *guiaonda* rectangular era la estructura más común para guiar microondas, ya que se podían diseñar buenos componentes usándola. Sin embargo, en la década de los 50 cada vez se solicitaba un mayor ancho de banda por lo que se planteó la línea coaxial como posible solución. No tiene frecuencia de corte y el ancho de banda es elevado, además se reduciría considerablemente el tamaño respecto a la *guiaonda*. A pesar de todas las ventajas, la falta de una componente longitudinal del campo dificultaba considerablemente diseñar componentes usando la línea coaxial, además de ser caros de fabricar [SAR06].

En un intento de salvar estas dificultades de fabricación, el conductor interior de la línea se sustituyó por una tira y el conductor exterior (masa) por una caja metálica. Años después, ya se comercializaban componentes utilizando esta propuesta. Por la misma época, también se optó por quitar las paredes laterales, quedando así la tira central y dos placas metálicas, superior e inferior, separadas por un material dieléctrico, *figura 2.1*. Esta línea de transmisión se denominó *stripline*. Podemos pensar que la *stripline* es la versión "aplanada" de la línea coaxial, manteniendo todas sus ventajas y solucionando las desventajas [SAR06].

El hecho de que tenga dos conductores y un solo medio dieléctrico permite la propagación del modo TEM, cuya impedancia característica y velocidad de fase no dependen de la frecuencia. Además, el tamaño podía reducirse considerablemente [POZ11].

Muy poco después de la aparición de la *stripline*, surgió una modificación que consistía en eliminar una de las placas metálicas, quedando únicamente la tira y una de las placas metálicas separadas por un material dieléctrico, denominado *microstrip*, *figura 2.1*. Debido a que existen

dos medios en la propagación de la onda, el modo TEM no puede propagarse, aunque si el dieléctrico es mucho más fino que la longitud de onda de la frecuencia en propagación, puede considerarse un modo TEM, al que se denomina *cuasi-TEM* [POZ11].

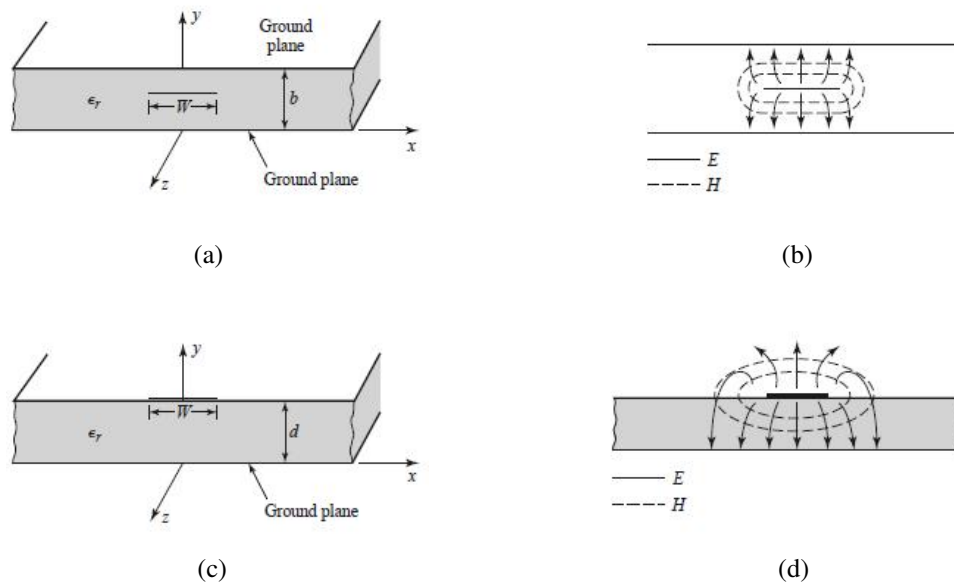


Figura 2.1: Líneas de transmisión stripline y microstrip (a) Geometría Stripline (b) Líneas de campo E y H Stripline (c) Geometría Microstrip (d) Líneas de campo E y H Microstrip

Inicialmente la *microstrip* no tubo mucho éxito, los materiales dieléctricos de baja permitividad de los que se disponía, el tamaño de las estructuras y la asimetría transversal de la estructura provocaban que las discontinuidades en las líneas añadieran además de una reactancia, en el caso de la *stripline*, una alta resistencia, pues las discontinuidades radiaban. En el momento en que la permitividad de los dieléctricos aumentaron y los tamaños se redujeron la tecnología *microstrip* se hizo muy popular [SAR06].

El hecho de que la tecnología *microstrip* bajo ciertas condiciones radie energía no tiene porque ser perjudicial como se ha comentado anteriormente, al contrario, es una característica beneficiosa si es lo que se pretende, como es el caso de las antenas. Es así como surgieron las **Antenas Microstrip**, también denominadas *antenas parche*.

2.2. Tecnología Microstrip

La estructura general de la tecnología *microstrip*, figura 2.2, consiste en un dieléctrico de grosor h y permitividad relativa ϵ_r con un plano de masa en una de sus caras y con una tira de grosor t y anchura W en la otra.

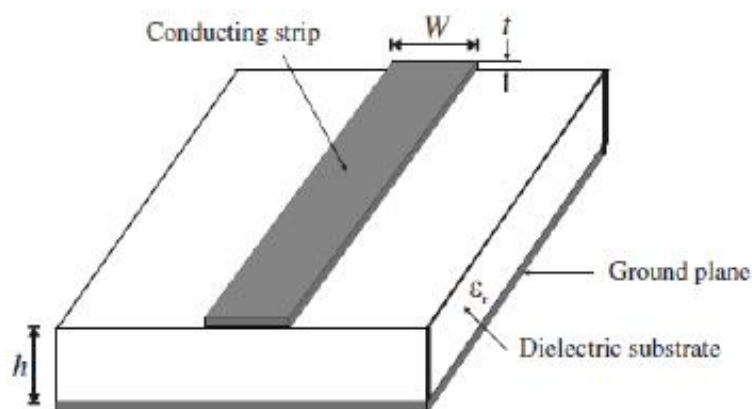


Figura 2.2: Estructura Microstrip

2.2.1. Tipos de Ondas en Microstrip

En una estructura *microstrip* puede haber cuatro tipos de ondas: ondas espaciales, ondas superficiales, ondas de fuga y ondas guiadas, figura 2.3, y cada una aparece en mayor o menor medida dependiendo de los parámetros de dicha estructura.

■ Ondas Espaciales

Son ondas que escapan de la estructura al espacio libre en forma de radiación electromagnética atenuándose conforme se alejan del origen. Obviamente, serán las deseadas y maximizadas en el diseño de antenas y no deseadas y minimizadas en líneas de transmisión o circuitos integrados, ya que se considerarán como pérdidas [ZÜR95].

■ Ondas Superficiales

Las ondas superficiales son aquellas que toman una dirección descendente y con un ángulo de inclinación entre $\pi/2 < \theta < \pi - \arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_e}}\right)$, que tras rebotar en el plano de masa llegan a la cara superior del dieléctrico, donde se produce el fenómeno de *reflexión interna total*, quedando las ondas confinadas dentro del dieléctrico y decayendo exponencialmente. Estas ondas se traducen en pérdidas, ya que es potencia entregada al circuito que se pierde en el dieléctrico. Se reduce la eficiencia de la señal y genera la atenuación de la misma. Incluso si la onda llega a la frontera de la estructura *microstrip*, ésta es difractada alterando los patrones de radiación y aumentando la polarización cruzada en el caso de las antenas. La presencia de ondas superficiales también es perjudicial en el acoplamiento de impedancias en los circuitos. Estas ondas son perjudiciales tanto para antenas como para circuitos y líneas de transmisión, por lo que se intenta minimizarlas [ZÜR95].

■ Ondas de Fuga

Son parecidas a las ondas de superficie con la diferencia que el ángulo de incidencia en el cambio de medio no es suficiente para que se produzca *reflexión interna total*, y por tanto, parte de la onda es reflejada y parte es difractada al espacio libre. Este proceso se repite atenuando la onda confinada en el dieléctrico. El ángulo de inclinación de estas ondas está

comprendido entre $\pi - \arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_e}}\right) < \theta < \pi$. Estas ondas son útiles en estructuras multicapa, ya que sirven para transportar energía entre capas adyacentes [ZÜR95].

■ Ondas Guiadas

Estas ondas son las buscadas para las líneas de transmisión o guías de onda en circuitos impresos. Rebotan sucesivamente en el plano de masa y en el conductor metálico superior. Estas ondas solamente se producen para ángulos de incidencia muy específicos [ZÜR95].

2.2.2. Línea de Transmisión

Como se ha comentado en la sección anterior, la línea *microstrip* no soporta el modo TEM, ya que la velocidad de fase de los campos TEM en el dieléctrico es $c/\sqrt{\varepsilon_r}$ y en el aire c . Realmente, en una línea *microstrip* existirá un modo híbrido TE-TM, lo que requiere técnicas de análisis avanzadas. Sin embargo, si se consigue que ($h \ll \lambda$), podemos considerar que el modo que se propaga es cuasi-TEM, es decir, que los campos son esencialmente iguales a los TEM. Por tanto, se obtienen aproximaciones para velocidad de fase, constante de propagación e impedancia característica [POZ11].

La velocidad de fase y la constante de propagación pueden expresarse como

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_e}} \quad (2.1)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\varepsilon_e} \quad (2.2)$$

respectivamente, donde ε_e es la *constante dieléctrica efectiva*, expresada como

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}}, \quad (2.3)$$

y que puede interpretarse como la constante dieléctrica equivalente que tendría la línea *microstrip* si reemplazáramos el dieléctrico y el aire por un único material, tal y como puede observarse en la *figura 2.4*. Esta constante dieléctrica efectiva dependerá del material dieléctrico, el grosor de dicho material y de la anchura de la tira conductora [POZ11].

La longitud eléctrica θ puede determinarse a partir de la longitud física l de la expresión

$$\theta = \beta l = \sqrt{\varepsilon_e} k_0 l, \text{ donde } k_0 = \frac{2\pi f}{c}. \quad (2.4)$$

Estas longitudes son importantes tanto en el diseño de filtros *microstrip* como en el de *arrays* de antenas, ambos importantes en este trabajo.

Dadas las dimensiones de la línea *microstrip*, la impedancia característica puede calcularse de la siguiente manera:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & \text{para } W/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e}[W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)]} & \text{para } W/h \geq 1 \end{cases}. \quad (2.5)$$

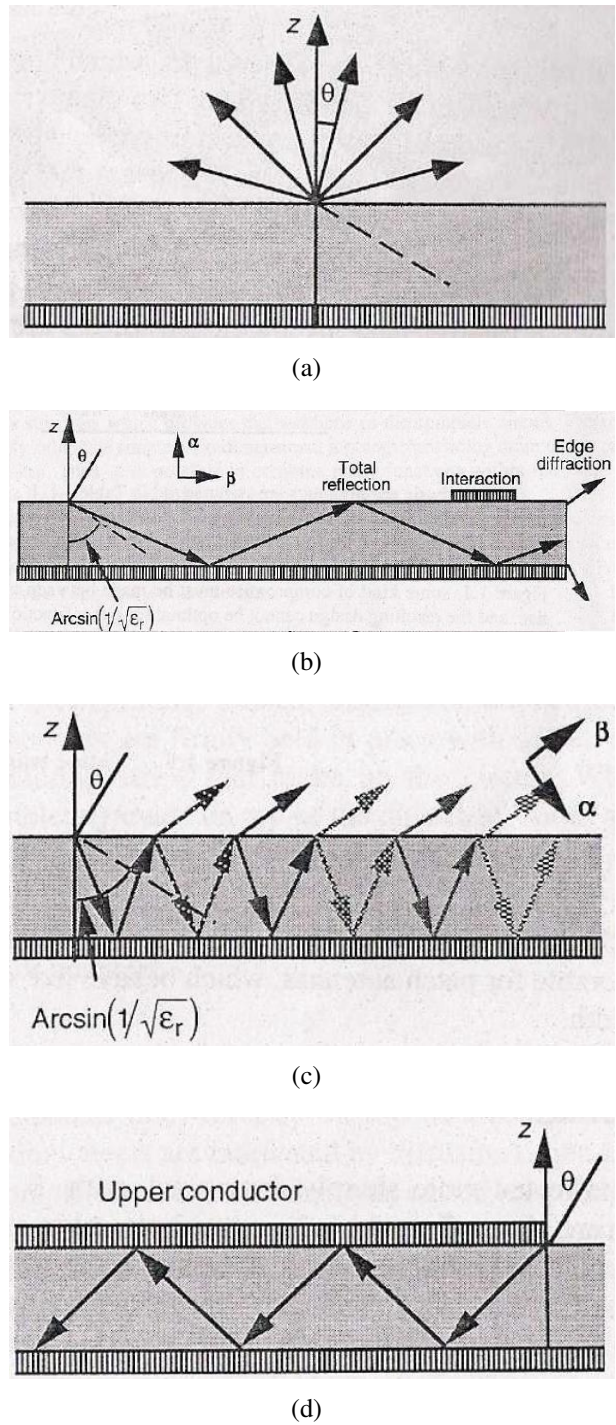


Figura 2.3: Tipos de ondas en Microstrip (a) Ondas Espaciales (b) Ondas Superficiales (c) Ondas de Fuga (d) Ondas Guiadas

Para una impedancia característica dada, podemos obtener la relación W/h con la siguiente expresión:

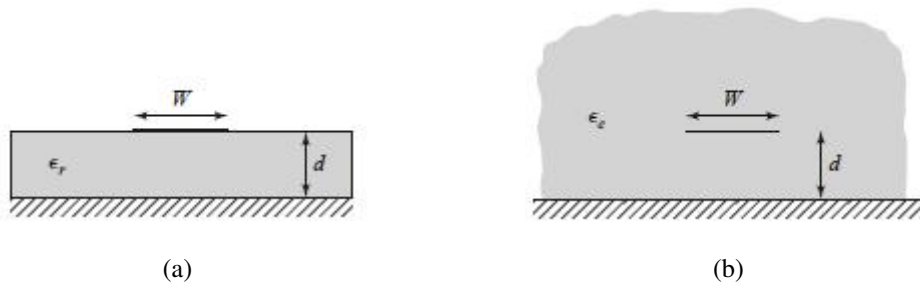


Figura 2.4: Estructura microstrip y equivalente (a) Geometría original (b) Geometría equivalente

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8\varepsilon^A}{8\varepsilon^{2A} - 2} & \text{para } W/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right) \right] & \text{para } W/h > 2 \end{cases}, \quad (2.6)$$

donde

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (2.7)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.8)$$

Al ser un modo cuasi-TEM, los parámetros anteriormente presentados no son independientes de la frecuencia. La constante de propagación no es función lineal de la frecuencia debido a que la constante dieléctrica varía en función de la frecuencia, *figura 2.5*. Al variar la constante dieléctrica también lo hará la impedancia característica. Al ser la constante de propagación variable en función de la frecuencia, existe *dispersión* de la señal a lo largo de la línea. Además, podrían aparecer modos superiores y reactancias parásitas. La variación de la frecuencia afecta más a la constante dieléctrica efectiva que a la impedancia característica [POZ11].

Por todo esto, debemos tener en cuenta que estas fórmulas solamente son una aproximación útil y debemos ser conscientes cuando se trabaje sobretodo con frecuencias elevadas. Para mayor precisión existen modelos computacionales más exactos [POZ11].

2.2.3. Parámetros para Antenas

Dependiendo del uso que se le quiera dar a la estructura *microstrip*, se utilizan grosores y permitividades relativas del dieléctrico diferentes.

Para líneas de transmisión o circuitos, donde se pretende minimizar las pérdidas tratando de confinar el campo en el interior del dieléctrico mediante ondas guiadas, se utilizan dieléctricos eléctricamente delgados, y permitividades relativas altas [BAL05].

No obstante, en el diseño de antenas se persigue lo contrario, maximizar las ondas espaciales y evitar que la energía se concentre en ondas guiadas. Esto se consigue aumentando el grosor h

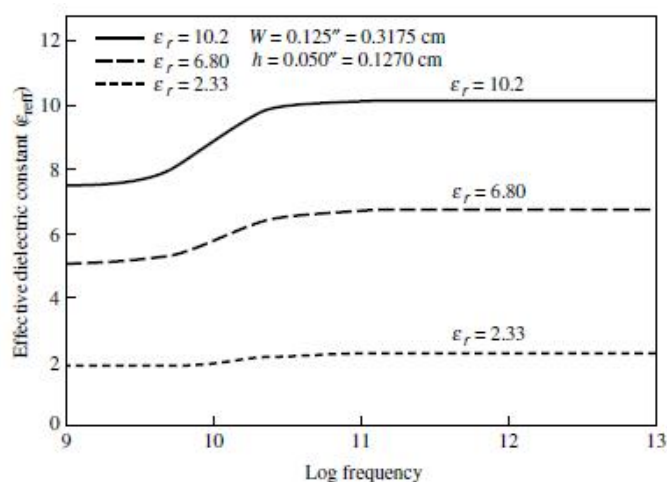


Figura 2.5: permitividad efectiva (ϵ_e) en función de la frecuencia para diferentes sustratos.

del dieléctrico, habitualmente entre $0.003\lambda \leq h \leq 0.05\lambda$ y reduciendo la permitividad relativa $1 < \epsilon_r < 12$.

Tabla 2.1: Valores típicos para antenas microstrip

Permitividad Relativa	$1 < \epsilon_r < 12$
Grosor dieléctrico	$0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$
Grosor conductor	$t \ll \lambda_0$

Disminuir la permitividad proporciona un mayor ancho de banda y eficiencia de radiación, mientras que aumentar h incrementa el ancho de banda pero reduce la eficiencia, ya que aparecen más ondas de superficie. Esto se aprecia muy bien en la *figura 2.8*. Hacer esto también implica que el tamaño de los elementos radiantes aumenta. Nótese que si $\epsilon_r = 1$ no existen ondas superficiales. En la *figura 2.6* se puede observar como para una misma frecuencia de resonancia es necesario aumentar la longitud L de una antena rectangular a medida que disminuye la permitividad. En la *figura 2.7* se aprecia como al aumentar la permitividad aumenta la longitud de onda en el dieléctrico en una antena *microstrip* rectangular. Cabe mencionar que el factor de calidad Q también mejora con dieléctricos gruesos y de permitividad baja [BAL05][GOD01].

La directividad de la antena también está asociada en parte a estos parámetros. Como se observa en la *figura 2.9*, conviene una permitividad baja y dieléctrico grueso para maximizar la directividad [GOD01].

Los parámetros típicos de las antenas *microstrip* pueden apreciarse en la **tabla 2.1**.

Como se puede observar, los parámetros necesarios en circuitos integrados y en antenas son opuestos y normalmente, las líneas de transmisión y circuitos están construidos sobre la misma estructura, lo que hace esencial buscar un compromiso para garantizar el correcto funcionamiento de ambas partes [BAL05].

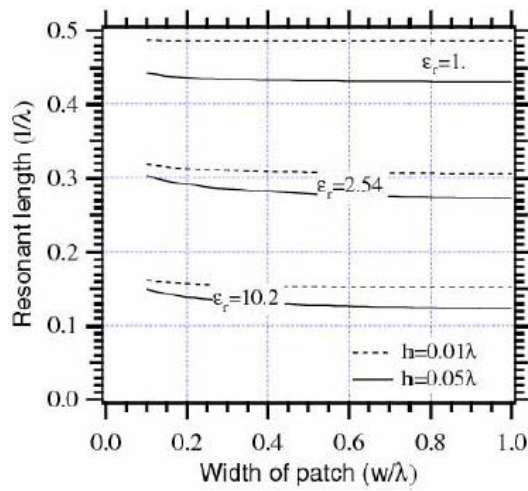


Figura 2.6: Frecuencia de resonancia en función de la anchura W y permitividad relativa ϵ_r .

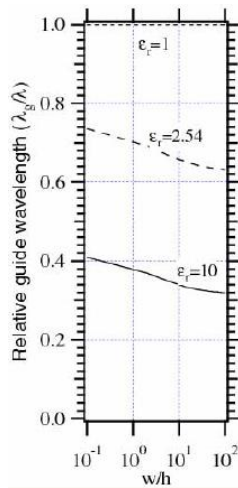


Figura 2.7: Longitud de onda en el parche (λ_g) en función de W/h y permitividad relativa del sustrato ϵ_r .

Tabla 2.2: Parámetros necesarios de la estructura microstrip en función de las características deseadas.

	h	ϵ_r
↑ Eficiencia de Radiación	↓	↓
↑ Directividad	↑	↓
↑ Ancho de Banda	↑	↓
↑ Factor de Calidad	↑	↓
↓ Pérdidas de Trásmisión	↓	↑

Tabla 2.3: Diferencias en los parámetros para antenas o circuitos microstrip

	Circuitos	Antenas
ϵ_r	Alta	Baja
h	Fino	Grueso

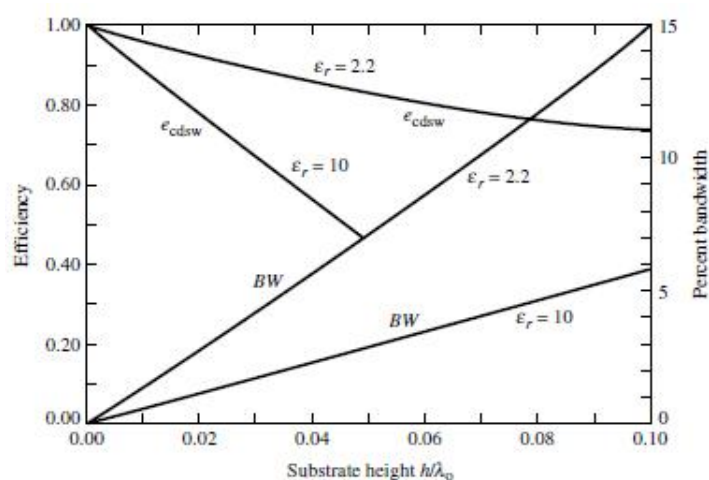


Figura 2.8: Eficiencia de radiación y ancho de banda para una frecuencia de resonancia dada en función del grosor h para dos dieléctricos diferentes.

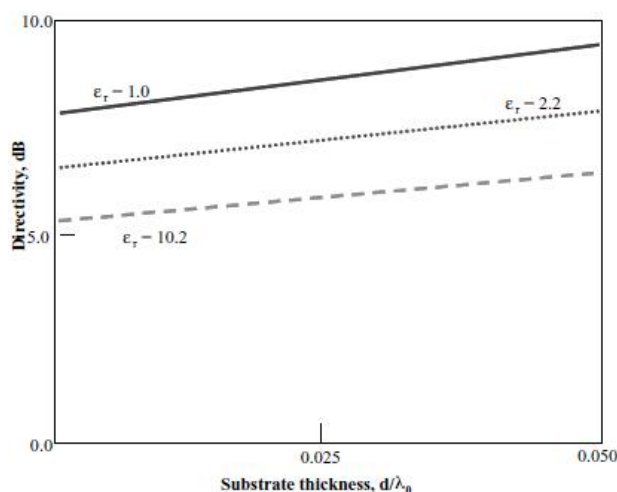


Figura 2.9: Directividad en función de la permitividad ϵ_r y el grosor h .

2.3. Características Básicas

Aunque las antenas *microstrip* estuvieran patentadas desde 1955, fue en la década de los 70 cuando se comenzó a trabajar activamente en ellas, principalmente por su **reducido tamaño** y **bajo coste de fabricación**. Además de ser relativamente **simples de diseñar** (frecuencia de resonancia, polarización, resistencia de entrada...), son **estructuras robustas integrables en circuitos de microondas**, incluso se podría decir que son una extensión de la propia línea.

Las desventajas principales de las antenas *microstrip* son su **baja eficiencia**, **baja potencia**, **factor Q elevado** o **alta polarización cruzada**. Cada discontinuidad en la línea de transmisión produce **radiación espúrea**, lo cual también afecta a la polarización. Las antenas *microstrip* se caracterizan por tener **reducido ancho de banda**, aunque se ha trabajado mucho, por ejemplo, en estructuras multicapa para aumentarlo. A medida que aumenta el grosor del dieléctrico, aumenta el ancho de banda pero se introducen ondas superficiales, las cuales restan potencia a la disponible para ser radiada directamente. Parte de esta energía que no es radiada directamente

puede ser radiada de manera espúrea, degradando el diagrama de radiación y aumentando la polarización cruzada, *ver* 2.5. Estas ondas superficiales pueden minimizarse usando cavidades [BAL05].

La forma de estas antenas puede variar y existen antenas con formas de todo tipo, en función de las necesidades y características que se busquen. En la *figura 2.10* pueden apreciarse algunas formas. La rectangular, cuadrada, dipolo o circular suelen ser las más comunes por su facilidad de análisis y sus características de radiación, especialmente por ser las que menos polarización cruzada introducen.

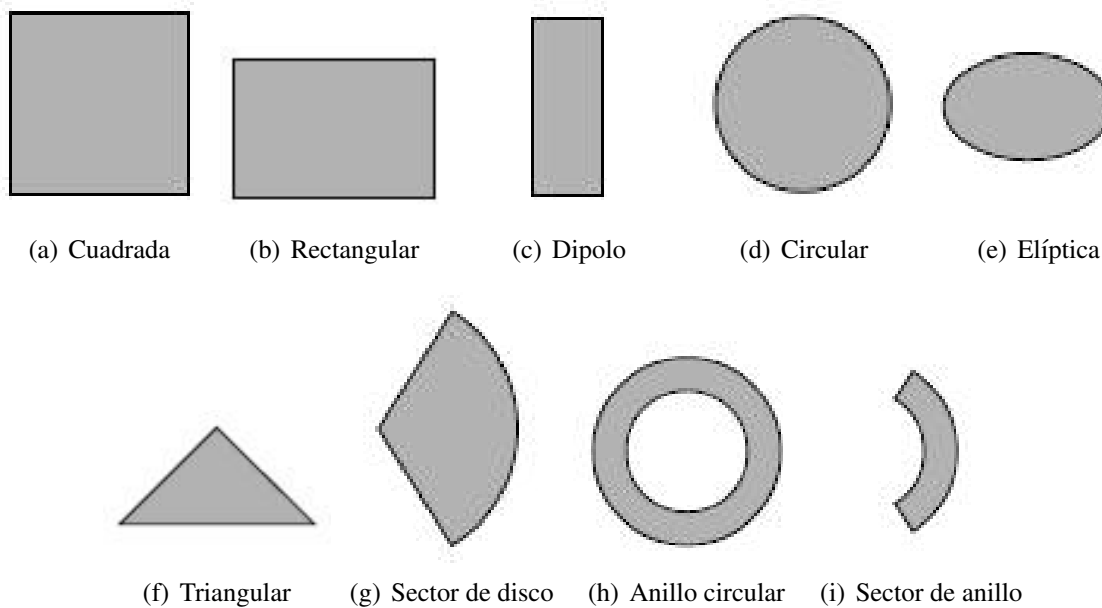


Figura 2.10: Formas de antenas microstrip

2.4. Antenas Rectangulares

Las antenas rectangulares son las antenas más utilizadas en tecnología *microstrip*. El análisis es simple tanto con el modelo de línea de transmisión como con el de cavidad, más precisos cuanto más fino es el sustrato.

La antena rectangular *microstrip* es una tira conductora de longitud L , anchura W y grosor t separado de un plano de masa por un dieléctrico de grosor h y permitividad relativa ϵ_r , *figura 2.11*.

2.4.1. Modelo de Línea de Transmisión

El modelo línea de transmisión es el más fácil de analizar pero es el menos preciso y versátil, pues solamente puede utilizarse para antenas circulares o rectangulares. Como puede demostrarse por el modelo de cavidad, una antena rectangular equivale a un *array* de dos aperturas

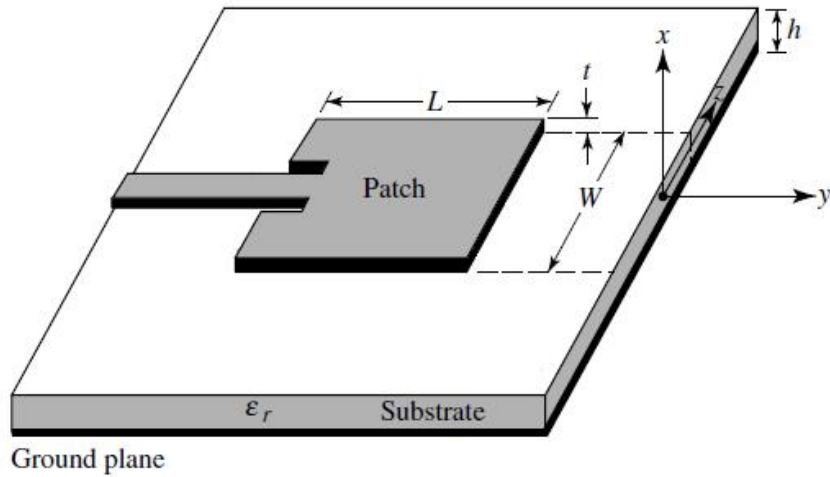


Figura 2.11: Geometría antena rectangular microstrip.

(slots) radiantes, de anchura W y altura h , separadas por una longitud L . En definitiva, el modelo de línea de transmisión representa una antena *microstrip* como dos *slots* separados por una línea de transmisión de baja impedancia Z_c y de longitud L .

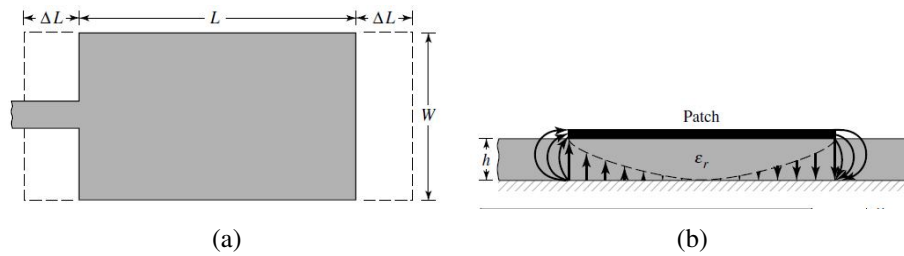


Figura 2.12: Longitud Física y efectiva y fringing effects

Debido a la discontinuidad del parche tanto en anchura como en largura, se producen los llamados *fringing effects* en los bordes del parche, y está relacionado con el comportamiento del campo eléctrico, como se puede apreciar en la *figura 2.12(b)*. Estos efectos son dependientes de las dimensiones del parche W , L y de la altura h , así como de la permitividad ϵ_r . Si $L/h \gg 1$ y/o $W/h \gg 1$ estos efectos se reducen.

Los *fringing effects* implican que las dimensiones efectivas de la antena sean mayores que las físicas. Para el Plano E (plano xy en la *figura 2.11*) queda representado en la *figura 2.12*, donde se observa que la longitud L se extiende en cada borde ΔL , parámetro dependiente de la relación anchura-altura W/h , permitividad efectiva ϵ_e y que puede expresarse como

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_e + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_e - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)}. \quad (2.9)$$

Como ΔL se extiende a casa lado de los bordes, la longitud efectiva será

$$L_{eff} = L + 2\Delta L. \quad (2.10)$$

La frecuencia de resonancia f_r de la antena para el modo fundamental viene dada en función de la longitud L de la antena. Por razones que veremos más adelante, L coincide con $\lambda_g/2$ de la frecuencia de resonancia. Por tanto

$$f_r = \frac{c}{2L\sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (2.11)$$

La ecuación 2.11 no tiene en cuenta los *fringing effects*, si se añaden en la ecuación se obtiene que

$$f_r = \frac{c}{2L_{eff}\sqrt{\varepsilon_e}}. \quad (2.12)$$

De esta última ecuación se puede corroborar lo dicho en ocasiones anteriores. Al aumentar h aumenta ΔL y por tanto la frecuencia de resonancia disminuye, o lo que es equivalente, la longitud del parche L debe aumentar para mantener la misma frecuencia de resonancia. Lo mismo ocurre con la permitividad del dieléctrico.

La anchura W de la antena puede obtenerse de la siguiente ecuación,

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (2.13)$$

la cual pretende maximizar la eficiencia de radiación.

Para el diseño de una antena rectangular basado en esta formulación, primeramente se especifican la permitividad del sustrato ε_r , la frecuencia de resonancia del parche f_r y la altura h , atendiendo a las consideraciones mencionadas a lo largo de este trabajo. Posteriormente se obtienen la constante dieléctrica efectiva ε_e (ecuación 2.3), y la anchura W (ecuación 2.13) y la longitud L . Se calcula la longitud efectiva a partir de 2.12 y ΔL a partir de 2.9. Sustituyendo dichos valores en 2.10 obtenemos L .

Resistencia de Entrada Resonante

Cada cavidad resonante se puede modelar como una admitancia en paralelo separada por una línea de transmisión de longitud L_{eff} . El circuito equivalente se presenta en la *figura 2.13(b)*. Considerando que $Y_1 = Y_2$ definimos la conductancia y la susceptancia como

$$G_1 = G_2 = \frac{W}{120k_0} \left[1 - \frac{1}{24}(k_0h)^2 \right] \quad (2.14)$$

$$B_1 = B_2 = \frac{W}{120k_0} [1 - 0.636 \ln(k_0h)] \quad (2.15)$$

para $h/\lambda_0 < 1/10$.

Asumiendo que el puerto de entrada es una de las cavidades, la admitancia total que se tiene en una de las cavidades será la que se tenga en la propia cavidad más la de la segunda cavidad en el puerto de entrada. Como las cavidades están separadas media longitud de onda, $L_{eff} = \lambda_g/4$, tendremos que $Y_2(l = -\lambda_g/4) = G_1 - jB_1$. Las susceptancias se anulan y queda una impedancia real expresada como

$$R_{in} = \frac{1}{2G_1}. \quad (2.16)$$

Cabe destacar que estas aproximaciones no tienen en cuenta los efectos mutuos entre las cavidades[BAL05].

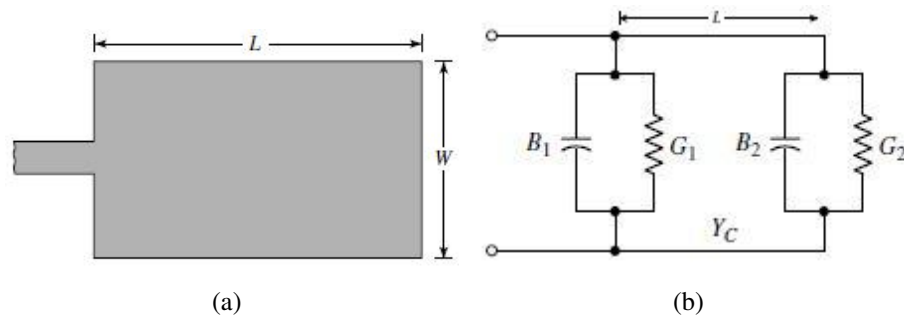


Figura 2.13: Antena rectangular y su circuito equivalente

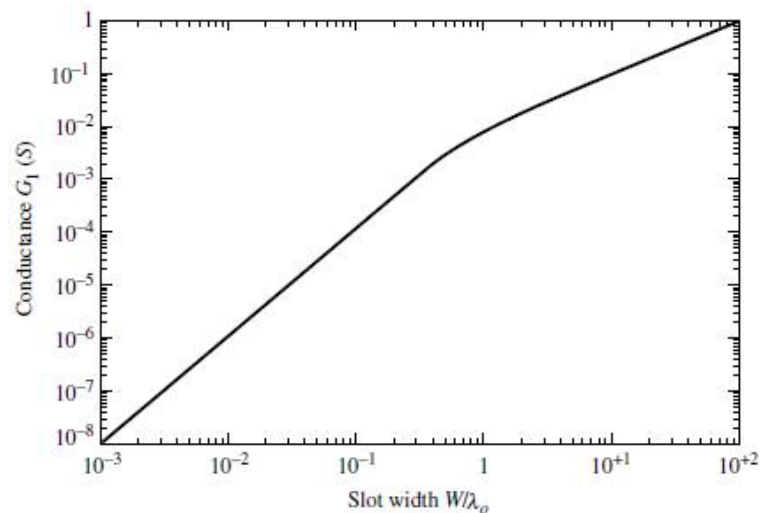


Figura 2.14: Conductancia de las cavidades en función de la anchura relativa

2.4.2. Impedancia de Entrada

En la sección 2.4.1 se analiza la resistencia de entrada resonante a partir del modelo de línea de transmisión. Las expresiones enunciadas describen la resistencia de entrada resonante en función del punto de alimentación, y son útiles para adaptar la antena con la línea de transmisión. Pero en general, la impedancia de entrada es compleja e incluye una parte resonante como no resonante, la cual suele ser reactiva. Ambas partes de la impedancia varían con la frecuencia. En la figura 2.15 se observa éste fenómeno. Idealmente tanto la resistencia como la reactancia presentan simetría a partir de la frecuencia de resonancia, y la reactancia en resonancia suele coincidir con la media de la reactancia mínima y máxima [BAL05].

Normalmente la reactancia es baja comparada con la resistencia, sobretodo en sustratos finos, sin embargo, cuando el sustrato es grueso puede comenzar a ser significativa y debe ser tomada en cuenta al adaptar la impedancia y en determinar la frecuencia de resonancia [BAL05]. La variación de la reactancia en función de la posición de alimentación puede ser explicada de forma intuitiva utilizando el modelo de cavidad, aunque se escapa al contenido de este trabajo.

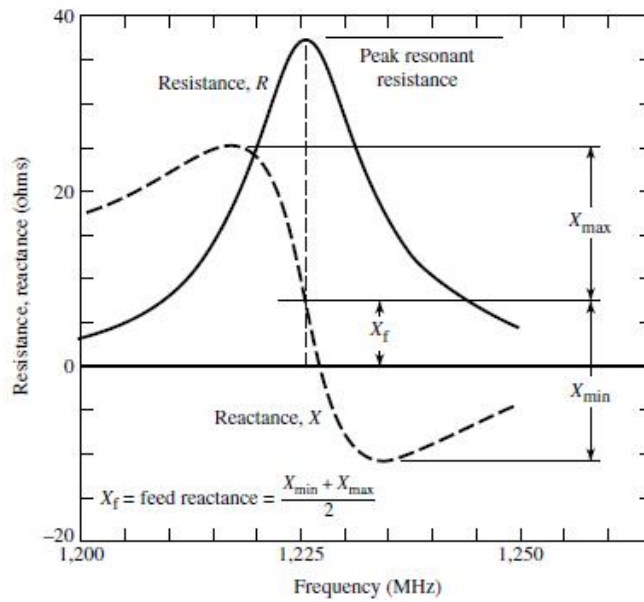


Figura 2.15: Impedancia de entrada (resistencia y reactancia) en función de la frecuencia.

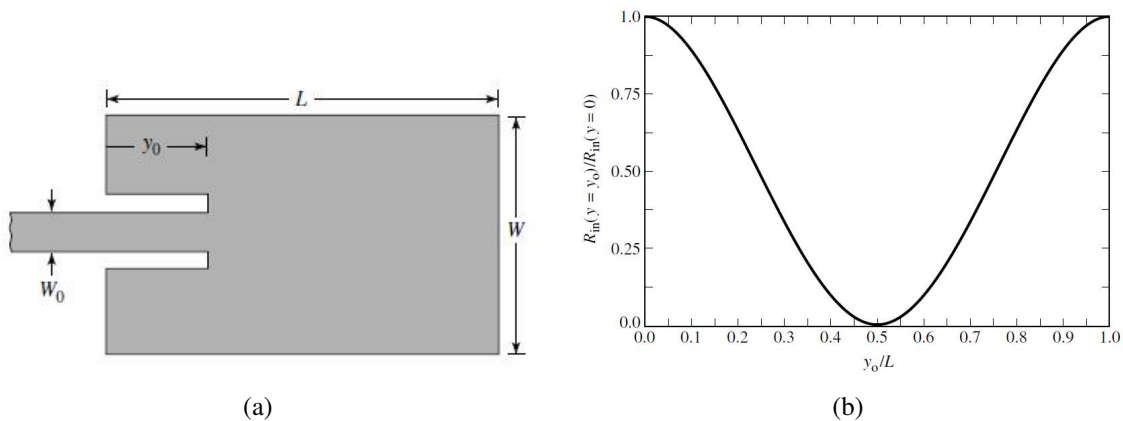
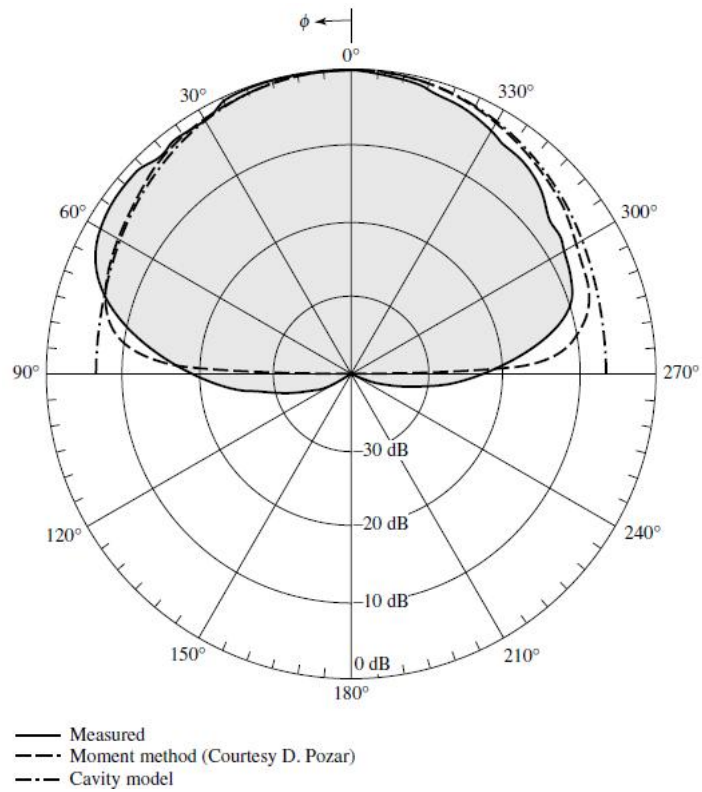


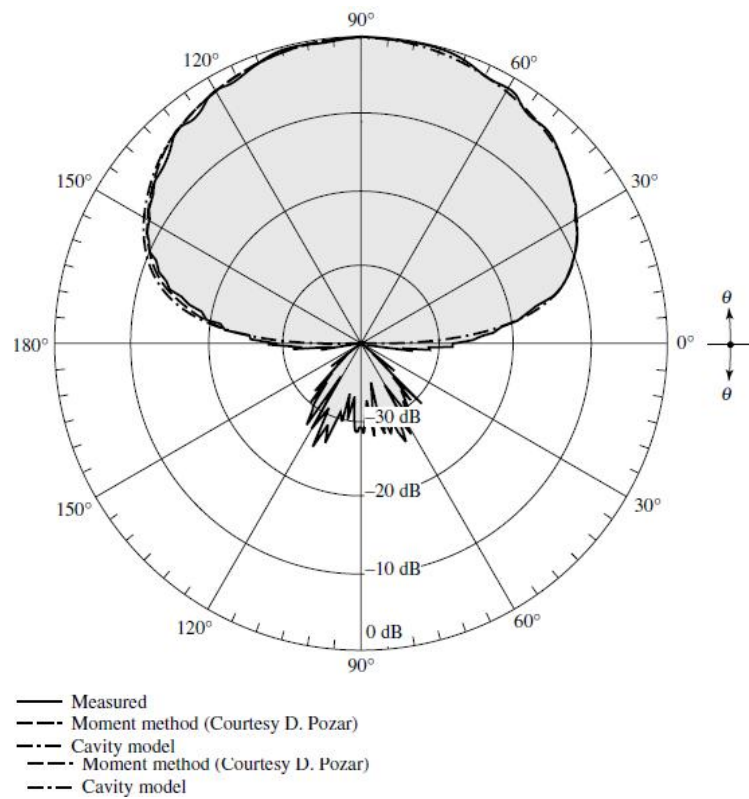
Figura 2.16: Antena rectangular alimentada por línea de transmisión insertada. (a) Geometría (b) Resistencia de entrada en función de la profundidad

2.4.3. Directividad

La directividad es uno de los parámetros más significativos de las antenas. Nos dice hacia qué dirección se envía la energía que radia la antena, y que relación tiene con una antena isotrópica. Sin profundizar en el análisis matemático, diremos que una antena *microstrip rectangular* excitada por el modo fundamental, tendrá un máximo de radiación en la dirección normal al parche e irá decayendo hasta llegar a un mínimo de radiación en la dirección paralela a la superficie de la antena. Teóricamente si el plano de masa fuera infinito, la parte inferior de la antena no radiaría energía, pero en la realidad siempre hay algo de energía que se radia por la parte inferior, tal y como se demuestra en la *figura 2.17*. Normalmente, las antenas rectangulares microstrip alcanzan valores de directividad máxima que rondan los $7 - 8dB$ [BAL05].



(a) Plano-E



(b) Plano-H

Figura 2.17: Patrón de radiación para una antena rectangular microstrip

2.5. Métodos de Alimentación

Es importante a la hora de diseñar una antena tener en cuenta cómo se va a alimentar. Se debe acoplar la impedancia de la línea con la de la antena para transmitir la toda la energía posible a esta última. Además, dependiendo de la alimentación utilizada, obtendremos unas características diferentes de radiación, ancho de banda, etc. Existen múltiples formas de alimentar antenas *microstrip*. Las más comunes son la línea de transmisión, sonda coaxial, por proximidad y por apertura. Las propiedades de cada una se describen a continuación:

2.5.1. Alimentación Directa

Tal y como se muestra en la *figura 2.18(a)*, la línea de transmisión está en contacto directo con la antena por una de las cavidades resonantes de la antena.

La alimentación directa presenta varias ventajas frente a otras técnicas de alimentación. La simplicidad en su fabricación es una de las más importantes, ya que se construye sobre una misma capa. Es muy fácil adaptar la impedancia, ya que la impedancia de entrada en los bordes radiantes cambia dependiendo en qué punto de la anchura alimentamos la antena. Además estimar tanto la resistencia de entrada y otros parámetros de la antena es muy simple, ya que podemos utilizar el modelo de línea de transmisión [GOD01].

Por otro lado, como la línea de transmisión está sobre la misma estructura que la antena, la cual estará diseñada para maximizar la radiación, provocará que las discontinuidades de la línea de transmisión generen alta radiación espúrea. Comparando con otros métodos de alimentación, la alimentación directa proporciona un ancho de banda reducido [GOD01].

La impedancia de la antena también depende de la profundidad del punto de alimentación, *figura 2.16(b)*. Por eso, hay ocasiones en que la línea se inserta en el parche, como se puede observar en la *figura 2.16(a)* [BAL05].

2.5.2. Alimentación por Sonda

Este método consiste en una sonda que atraviesa el plano de masa y llega hasta la antena, normalmente unidos por una soldadura. La sonda habitualmente es el conductor interior de un cable coaxial o del conector coaxial, por lo que a este método también se suele llamar alimentación por coaxial. El control sobre la impedancia de entrada es similar al de línea insertada [GOD01].

Las ventajas de este método son varias. Por un lado, la red de alimentación está aislada de los elementos radiantes. Esto implica que pueden optimizarse la red de alimentación y la antena de forma separada. Por otro lado, este método sea probablemente el más eficiente por el hecho de que la antena se alimenta directamente, estando la red de alimentación separada reduciendo así la radiación espúrea [GOD01].

Las antenas alimentadas de esta manera tienen características similares a las de alimentación directa. El ancho de banda es bastante reducido y son difíciles de analizar con precisión [GOD01].

2.5.3. Alimentación por Apertura

Para contrarrestar los defectos de la alimentación directa (reducido ancho de banda y radiación espúrea) se suelen utilizar diferentes técnicas. Una de ellas es la Alimentación por apertura. Cabe destacar que no existe contacto entre la red de alimentación y la antena [GOD01].

La *figura 2.18(c)* muestra que se utilizan láminas separadas para la red de alimentación y la antena. Estas láminas están separadas por el plano de masa con una pequeña ranura que sirve para acoplar, en este caso la línea *microstrip* y la antena. Esta configuración también permite que la red de alimentación y la antena sean optimizadas de manera independiente. Además, la fabricación sigue siendo relativamente simple. La fabricación multicapa puede acarrear problemas si existen pequeños huecos entre los sustratos. Estos huecos pueden alterar significativamente la impedancia de entrada de la antena, especialmente a altas frecuencias, ya que los huecos son eléctricamente mayores. El material utilizado para unir las capas puede reducir la eficiencia de la antena. A pesar de la apariencia compleja, el diseño es relativamente simple y más flexible, ya que existen más parámetros de diseño. La mayor ventaja de la alimentación por apertura es que se puede aumentar considerablemente el ancho de banda de la antena [GOD01].

2.5.4. Alimentación por Proximidad

Es otro método para resolver las carencias de la alimentación directa. Consiste en una línea de alimentación y un plano de masa separados por un primer sustrato dieléctrico y encima un segundo sustrato con la antena en la cara superior, *figura 2.18(d)*. Las antenas alimentadas de esta manera tienen mayor ancho de banda. Sin embargo, como la red de alimentación y la antena no están totalmente aisladas, sigue existiendo radiación espúrea, aunque en menor medida. Igual que en la alimentación por apertura, los huecos que pueda haber entre los sustratos pueden provocar efectos no deseados [GOD01].

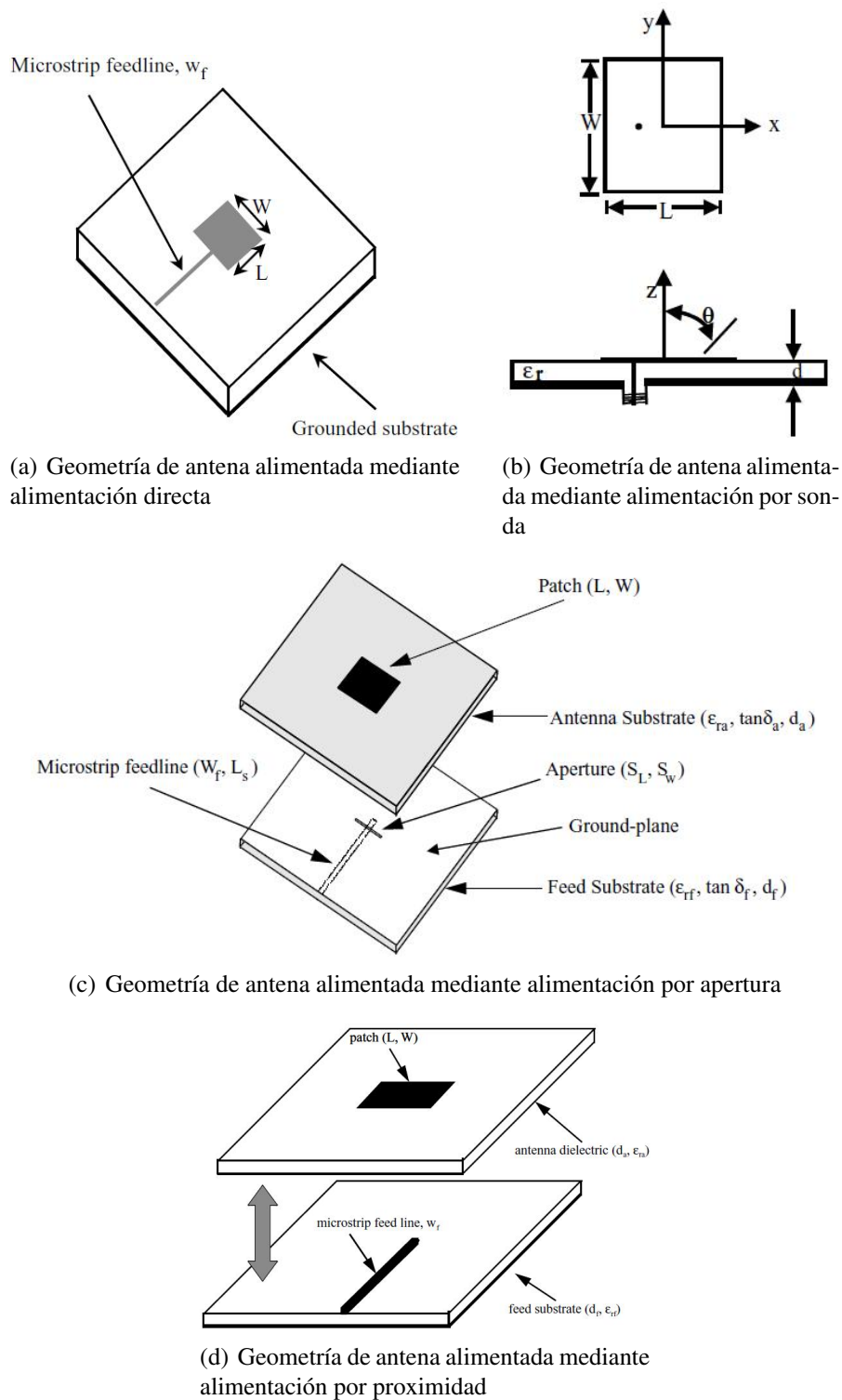


Figura 2.18: Métodos de alimentación para una antena microstrip

2.6. Arrays de Antenas

En ciertas aplicaciones, las características que necesitemos en una antena no puede dárnosla un único resonador *microstrip*. Para solucionar este problema se recurre a las agrupaciones de antenas (arrays), que alimentadas con unas amplitudes y fases producen unas interferencias en los campos radiados entre todos los elementos de array consiguiendo el diagrama deseado. Se utilizan en muchas aplicaciones donde se requieren diagramas de radiación, ancho de haz o niveles de lóbulos secundarios muy precisos. Además, permiten variar la forma del diagrama de radiación electrónicamente, cambiando las amplitudes y fases de cada antena básica. Estos arrays de antenas pueden estar configurados de forma que estén dispuestos sobre un mismo eje, sobre un mismo plano, o incluso en tres dimensiones, dependiendo de la utilidad que se les quiera dar. Existen distintos métodos para alimentar arrays de antenas, que derivan de los métodos que ya hemos visto en el apartado 2.5.

En cuanto a la alimentación directa, existen dos maneras principales de alimentar las antenas de un mismo array: en paralelo y en serie, que también pueden ser combinadas entre si.

Alimentación en paralelo

La alimentación en paralelo tiene una alta radiación espurea, como ya hemos comentado, pero a su vez es fácil de implementar, es barata y permite ajustar los desfase entre los elementos del array con gran precisión. Para acoplar las impedancias de las antenas al puerto de entrada, es común utilizar adaptadores $\lambda/4$. La alimentación en serie puede ser simétrica como asimétrica, *figuras 2.19(a) y 2.19(b)*. En la primera alimentaremos todos los parches con la misma potencia y fase, y será independiente de la frecuencia, mientras que las configuraciones asimétricas permiten controlar el desfase entre los parches, y por tanto la dirección en la que apuntará el haz principal en función de la frecuencia[BHA01]. En la *figura 2.19(c)* se presenta una posible configuración paralela para alimentar un array en dos dimensiones[BHA01].

Alimentación en serie

La alimentación en serie consiste en una línea de transmisión continua en donde la energía se reparte progresivamente en los resonadores colocados a lo largo de la línea. Hay que tener en cuenta la longitud de la línea que separa los elementos, pues la longitud eléctrica variará con la frecuencia y por tanto el desfase entre ellas también lo hará. Es por esto que estas antenas son utilizadas en ocasiones donde interesa que la dirección del haz principal varíe con la frecuencia [BHA01].

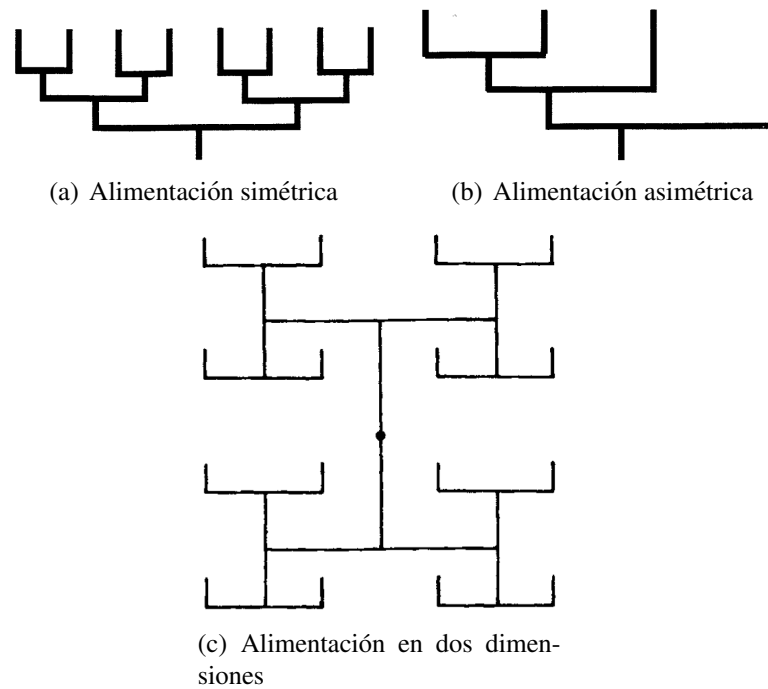


Figura 2.19: Posibles configuraciones de redes de alimentación en paralelo



Figura 2.20: Posibles configuraciones de redes de alimentación en serie

Diagrama de Radiación y Factor de Array

La separación y la disposición entre los elementos de un array es un parámetro muy importante. El patrón de radiación del conjunto de elementos viene dado por el patrón de radiación de un único elemento multiplicado por un factor de array. Este factor de array o factor de agrupación, vendrá definido por la distancia entre elementos, la amplitud y fase de cada elemento, y la frecuencia de trabajo[CAR01].

Como se ha comentado anteriormente, se pretende diseñar un array de antenas *microstrip* operando en doble banda, concretamente en las bandas de $2.4 - 2.5GHz$ y $5.15 - 5.875GHz$. Esta antena está pensada prioritariamente para ser utilizada en aplicaciones de banda ancha en enlaces punto a punto. Como se puede ver en las *figuras* 1.1 y 1.2, las bandas de operación serán diferentes en función del continente o país que nos encontremos. Por ello, se tratará de cumplir los requisitos para las bandas mencionadas, pretendiendo abarcar todo el rango de frecuencias para este uso. Además, hay asignados otros usos dentro de ellas (podemos verlo en la *sección* 1.1) que podrían requerir una antena de estas características.

3.1. Antecedentes

Para la realización de este trabajo se ha basado en prototipos previos, haciendo uso de los mismos principios de funcionamiento y de estructuras similares. Por eso, en esta sección se tratará de analizar estas antenas, su funcionamiento y las carencias que tienen para poder deducir a rasgos generales qué cambios podrían provocar mejoras.

3.1.1. Prototipo 1

El primer diseño se aprecia en la *figura* 3.1. Este diseño está compuesto por una estructura conductora sostenida en el aire a una altura de $5mm$ sobre el plano de masa. A su vez, dicha estructura está compuesta por líneas de transmisión, un array de ocho antenas rectangulares para la banda superior y un array de cuatro más para la banda inferior. La línea de transmisión alimenta las antenas de forma directa y a su vez ésta está alimentada por un conector coaxial. Nótese que es simétrico en el eje y .

Hay varias consideraciones que han de tenerse en cuenta para diseñar un *array* de antenas plana de doble banda:

- La altura h y la separación entre antenas idóneas para ambas bandas difieren. El acoplo que exista entre antenas reducirá la eficiencia.
- Los parches rectangulares a $2.4GHz$, son eléctricamente demasiado grandes a $5.5GHz$ y se producen resonancias de alto orden a esa frecuencia, lo que deriva en patrones de radiación no deseados a $2.4GHz$.

- Se necesita una red de alimentación que sea capaz de alimentar ambas bandas de frecuencia, por lo que adaptadores $\lambda/4$ u otros métodos para adaptar impedancias podrían no servir en este caso. Como veremos más adelante, utilizar dos redes de alimentación, una para cada frecuencia, no es una buena solución por varios motivos. Uno de ellos es que, al ser alimentación directa, la red de alimentación produce mucha radiación espúrea, por lo que conviene que la red de alimentación sea lo más reducida posible.
- La alimentación ha de conseguir que todas las antenas estén polarizadas de la misma manera.

Las soluciones que se adoptan son las siguientes:

- Se escoge una red de alimentación en serie para reducir el número de líneas microstrip y minimizar la radiación espúrea y acoplos entre las antenas y la red.
- Se utilizan filtros microstrip con características paso banda a $2.4GHz$ y rechazo de banda a $5.5GHz$. Esto evita que las antenas a $2.4GHz$ radien a $5.5GHz$.
- La señal reflejada en los parches de $2.4GHz$ es radiada con antenas de $5.5GHz$ a lo largo de la línea microstrip, mejorando la adaptación.

Basándose en estas consideraciones se ha diseñado este prototipo, un array de antenas que a su vez tiene características de filtro. Es muy recomendable revisar con más detenimiento los detalles de esta antena, que se encuentran en [TOH11].

Aspectos relevantes

Para entender completamente el funcionamiento de esta antena necesitamos fijarnos en ciertos detalles. Primeramente, diremos que la parte de la estructura que consta de dos antenas de $5.5GHz$ unidas por una línea de transmisión se comporta tanto como un filtro *microstrip* de salto de impedancias como un elemento radiante, *figura 3.2(a)*. De la *figura 3.2(c)* deducimos que esta estructura permite el paso de la energía en la banda de $2.4GHz$ y radia parte de la energía a $5.5GHz$, ya que las estructuras de baja impedancia tienen una longitud similar a $L \approx \lambda_{5.5GHz}/4$. Además, la adaptación es buena en la banda superior, $S_{11} < -10dB$ desde $5.1GHz$ a $6.5GHz$. Los elementos radiantes a $5GHz$ están separados por una línea de transmisión de aproximadamente $\lambda_{5.5GHz}$, *figura 3.2(a)*, lo que provoca que ambos resonadores radien en contrafase. Este hecho hace que el diagrama de radiación de ambos parches no sea el deseado, *figura 3.2(e)*. Para solucionar esto se rota la mitad del filtro tal y como se muestra en la *figura 3.2(b)*. Las propiedades en la banda inferior se mantienen, mientras que la adaptación empeora ligeramente en la banda superior. Sin embargo, los bajos valores del S_{11} y S_{21} en la banda superior indican que buena parte de la energía se radia, *figura 3.2(d)*. Además, se obtiene un buen patrón de radiación, *figura 3.2(f)*, ya que los resonadores radian en fase. Por tanto, la energía en la banda superior se radia y en la inferior atraviesa el filtro, llegando a las antenas de $2.4GHz$, que se encargarán de radiar la energía en la banda inferior.

La red de alimentación debe estar diseñada de forma que la señal a $5.5GHz$ llegue en fase a las antenas de $5.5GHz$ y la señal a $2.4GHz$ llegue en fase a las antenas de $2.4GHz$. Es por

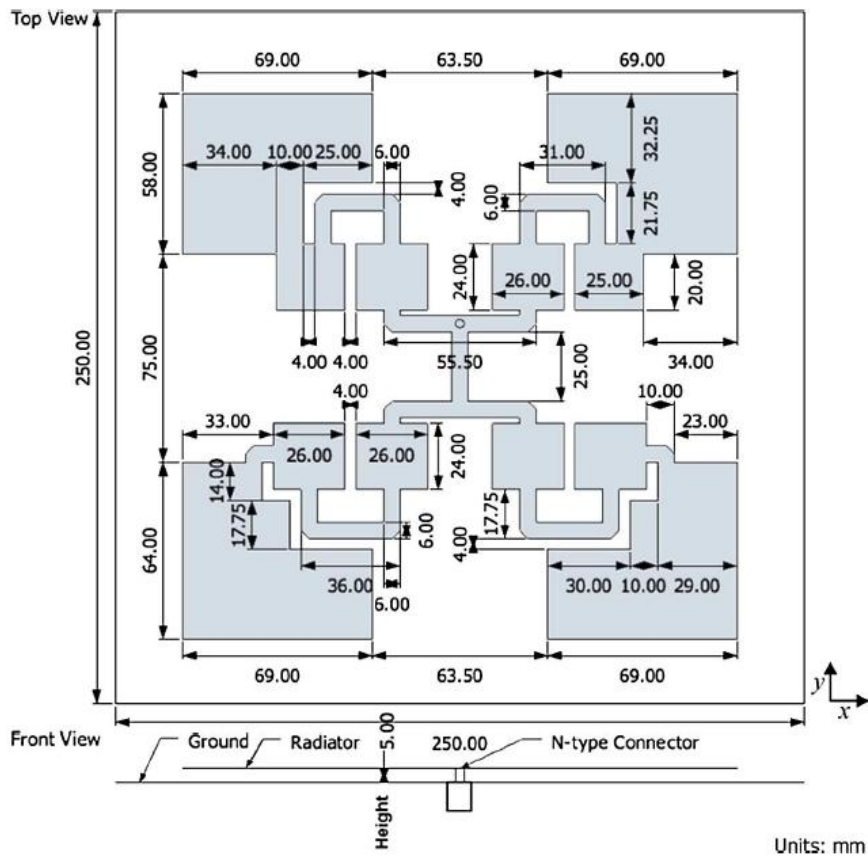


Figura 3.1: Esquema del prototipo de partida

eso que la estructura no es simétrica en el eje x . Una línea de 25mm hace que se produzca un desfase de $\lambda_{5.5\text{GHz}}/2 \approx \lambda_{2.4\text{GHz}}/4$ y los parches de 5.5GHz resuenen en fase. Sin embargo, es necesario añadir un desfase de $\lambda_{2.4\text{GHz}}/4$ más para los parches de 2.4GHz . Se añade otro tramo de línea de transmisión entre el parche de 5.5GHz y 2.4GHz .

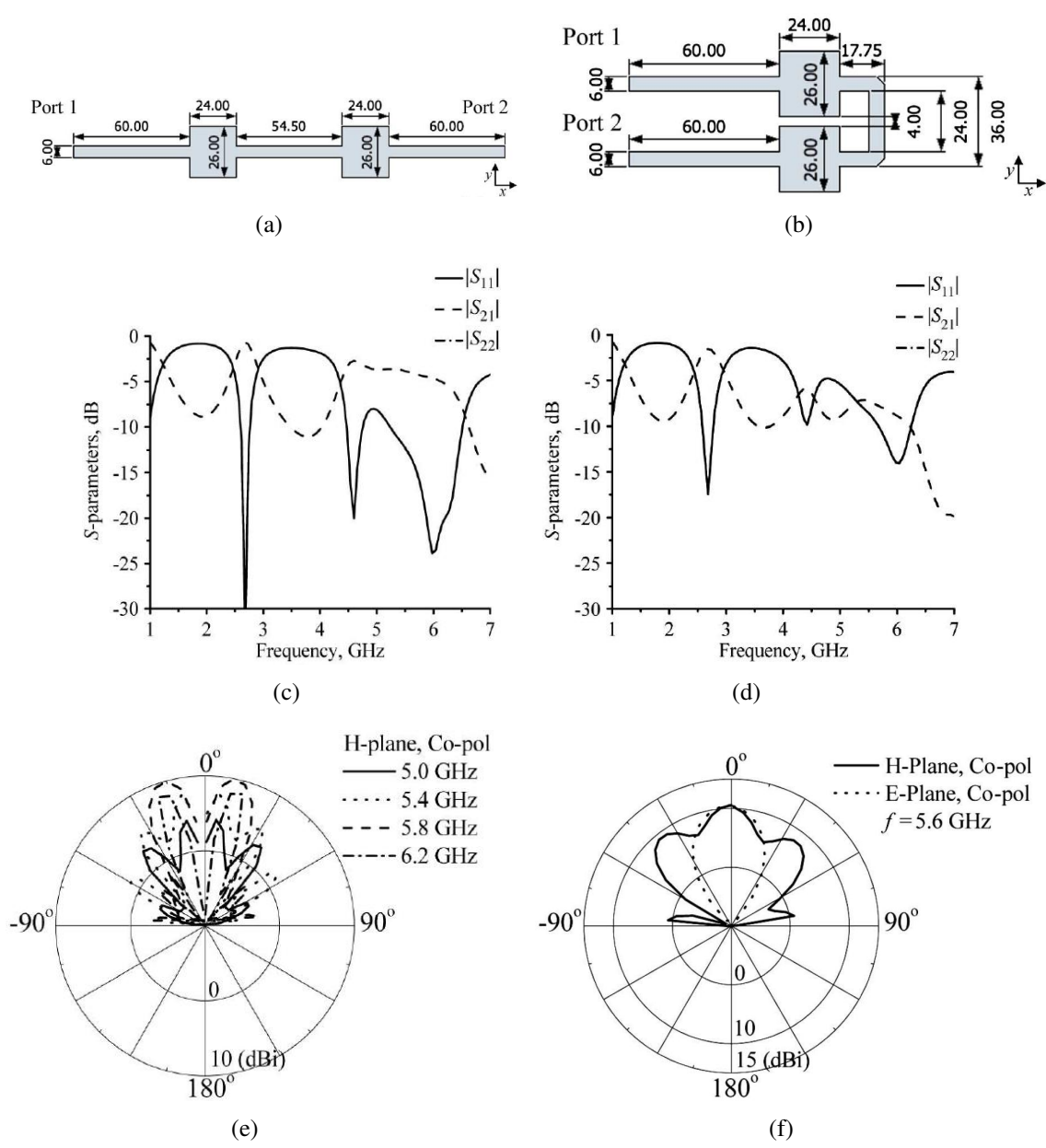


Figura 3.2: (a) Esquema filtro (b) Esquema filtro rotado (c) Parámetros S filtro (d) Parámetros S filtro rotado (e) Ganancia simulada del filtro (f) Ganancia simulada del filtro rotado

Podemos ver la adaptación, ganancia y diagramas de radiación de la estructura completa en la figura 3.3.

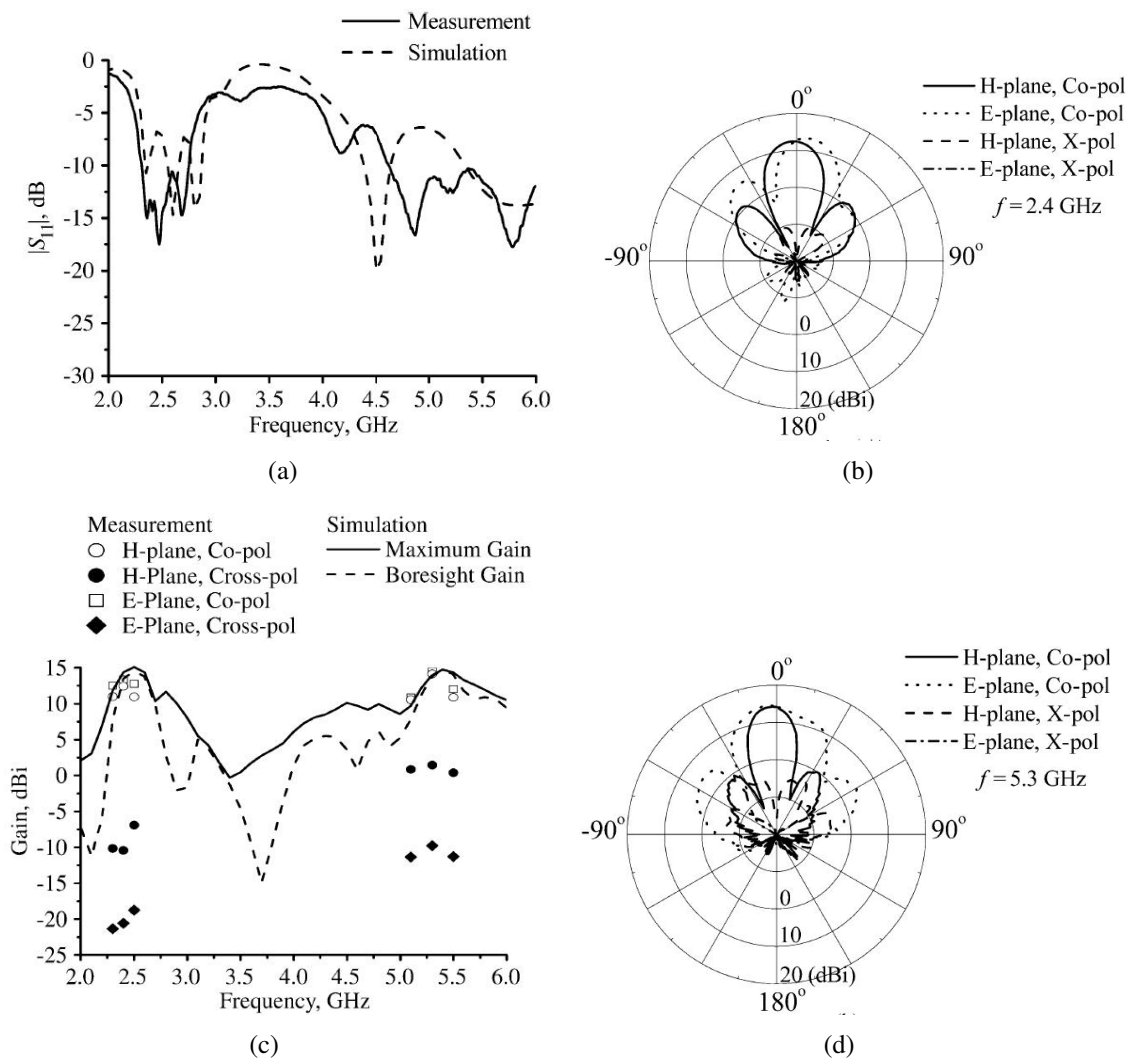


Figura 3.3: (a) S_{11} estructura completa (b) Ganancia a 2.4GHz (c) Ganancia en función de la frecuencia (d) Ganancia a 5.3GHz

3.1.2. Prototipo 2

Este prototipo está basado en el anterior, añadiendo algunos cambios principalmente en la altura $h = 3.5\text{mm}$ y en la línea de transmisión, sin embargo, el funcionamiento es el mismo. El esquema se presenta en la *figura 3.4*.

Se ha visto en capítulos anteriores que la altura h influye en los tipos de ondas que se presentarán en la estructura. El primer prototipo tiene $h = 5\text{mm} = 0.09\lambda_{5.5\text{GHz}}$, lo que resulta un valor elevado para tener ondas guiadas en las líneas de transmisión sin demasiada radiación espúrea. Por ese motivo, se pasa a una altura de $h = 3.5\text{mm}$ y se modifican ligeramente las dimensiones de la línea de transmisión y la anchura W de algunos parches para conservar o incluso mejorar las propiedades de la antena, pues la impedancia característica cambiará al modificar la altura.

El esquema de la red de alimentación se modifica ligeramente. El primer prototipo tiene forma de I , mientras que éste tiene forma de H . Esto se hace para conseguir una mejor adaptación

impidiendo en la medida de lo posible que las reflexiones producidas vuelvan al puerto.

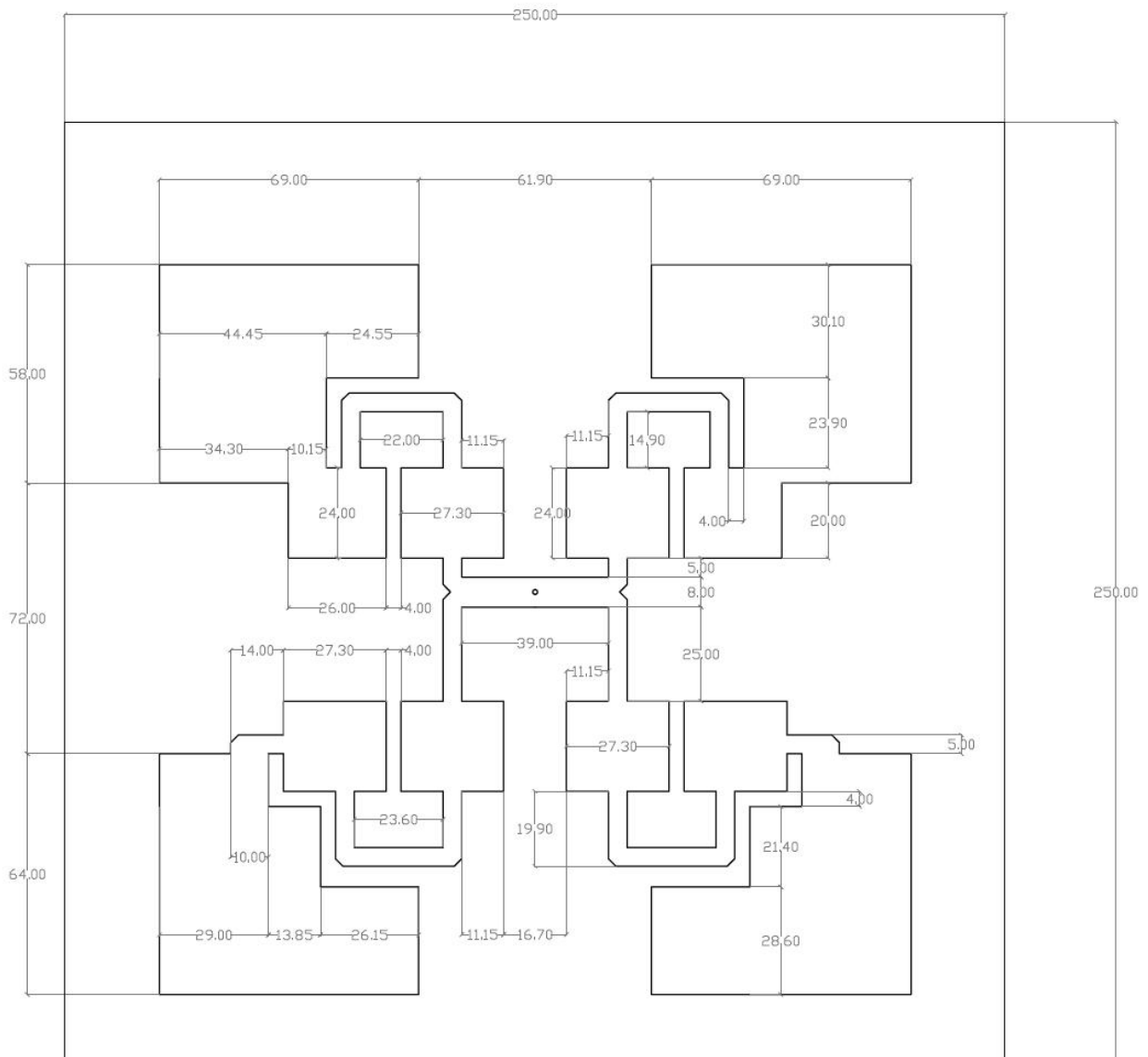
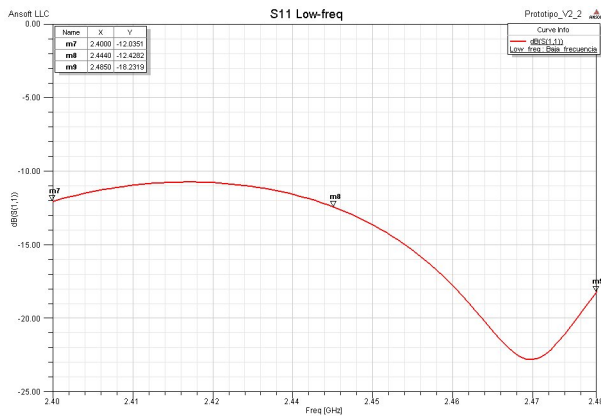


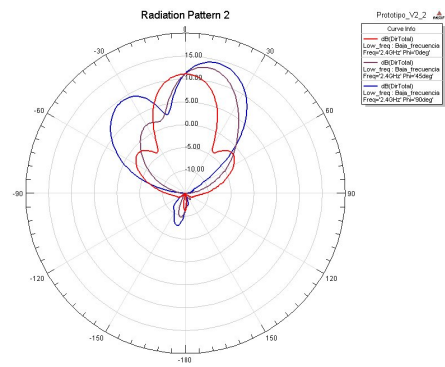
Figura 3.4: Esquema del prototipo 2. Unidades en mm

En la figura 3.5 podemos observar la adaptación y los diagramas de radiación en la banda inferior de frecuencias. La adaptación es buena, inferior a $-10dB$ en toda la banda. En cuanto a los diagramas de radiación se puede apreciar la simetría en el plano H , consecuencia de la simetría de la estructura respecto al eje y . En el plano E se observa una desviación del haz principal que se puede atribuir al desfase entre los parches de $2.4GHz$ superiores e inferiores y a la diferente potencia que radian.

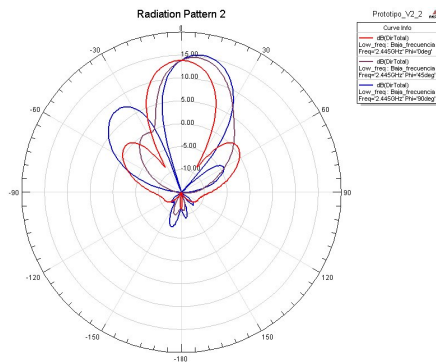
El ancho de banda superior es de alrededor de ocho veces el inferior. Teniendo en cuenta la tecnología con la que estamos trabajando, obtener buenos resultados para toda la banda resulta complicado. En la figura 3.6 podemos apreciar los resultados obtenidos de la simulación en HFSS.



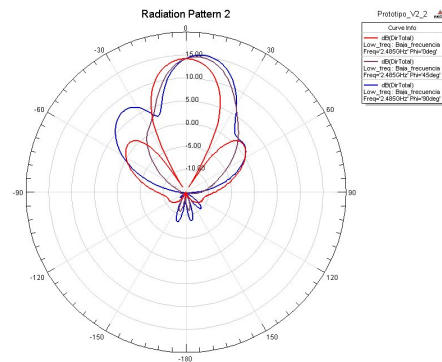
(a) S_{11} de 2.4 a 2.48GHz



(b) Directividad a 2.4GHz



(c) Directividad a 2.445GHz



(d) Directividad a 2.485GHz

Figura 3.5: Simulación de adaptación y directividad del prototipo 2 en la banda inferior

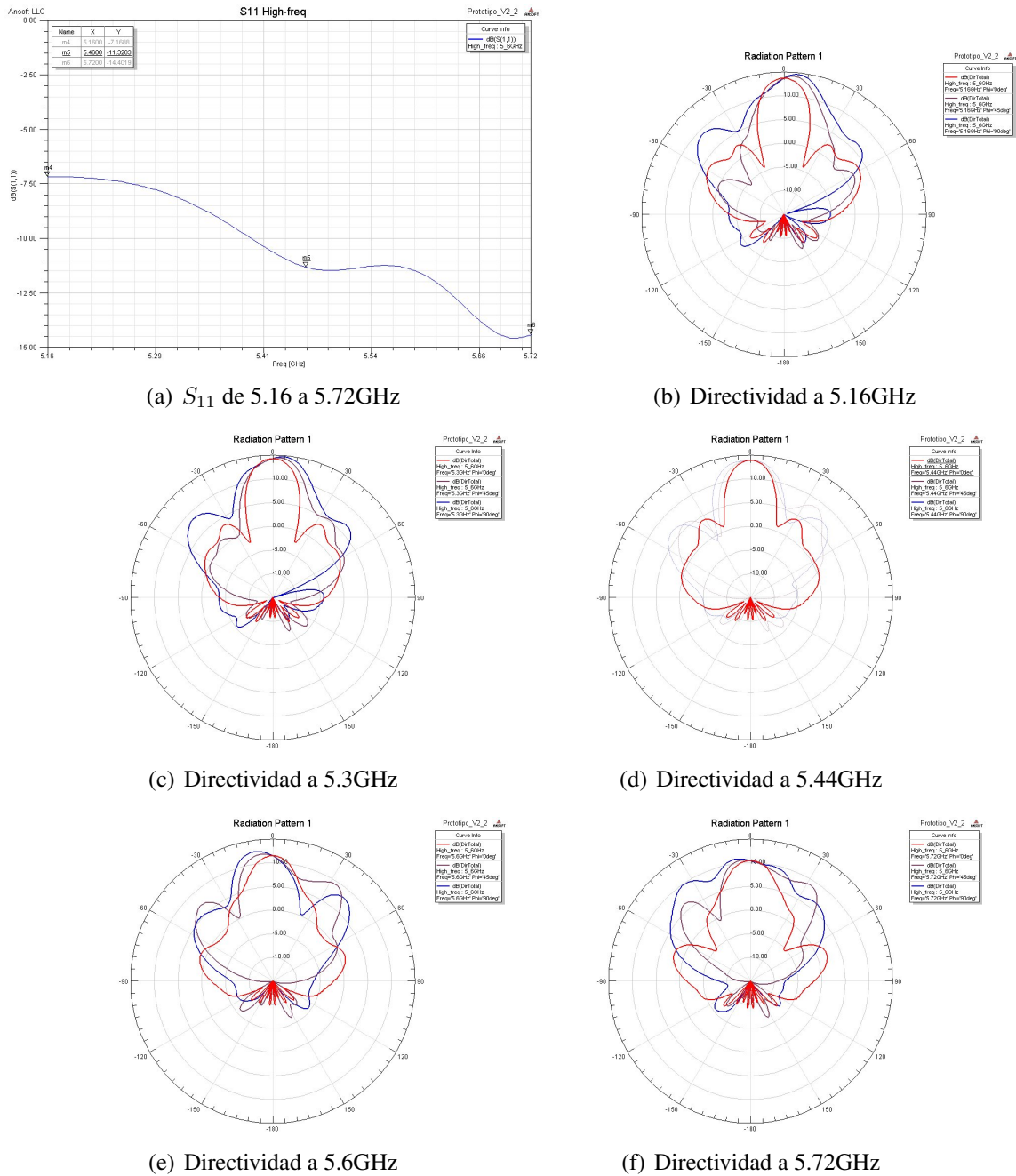


Figura 3.6: Simulación de adaptación y directividad del prototipo 2 en la banda superior

La adaptación es buena en toda la banda, aunque no es inferior a $-10dB$. La directividad es máxima en el centro de la banda y empeora cuanto más nos alejamos, ya sea por la desviación como por la reducción del haz principal.

Éste prototipo fue fabricado. Sobre un plano de masa de $25x25cm$ se sujetó mediante un material de permitividad prácticamente igual a la del aire la estructura de las antenas y la línea de transmisión. Un conector *tipo N* con la masa unida al plano de masa y la sonda unida a la estructura servía como puerto de entrada.

Se fabricaron dos antenas para poder apreciar la repetitividad en la fabricación, $N^{\circ}0001005$ y $N^{\circ}0001006$. Los resultados de adaptación y ganancia pueden observarse en la *figura 3.7*. Cabe mencionar que la antena *ElboxRF* es una antena de bocina a $2.45GHz$, a modo de comparativa. En la *figura 3.7* pueden verse los resultados obtenidos de las medidas.

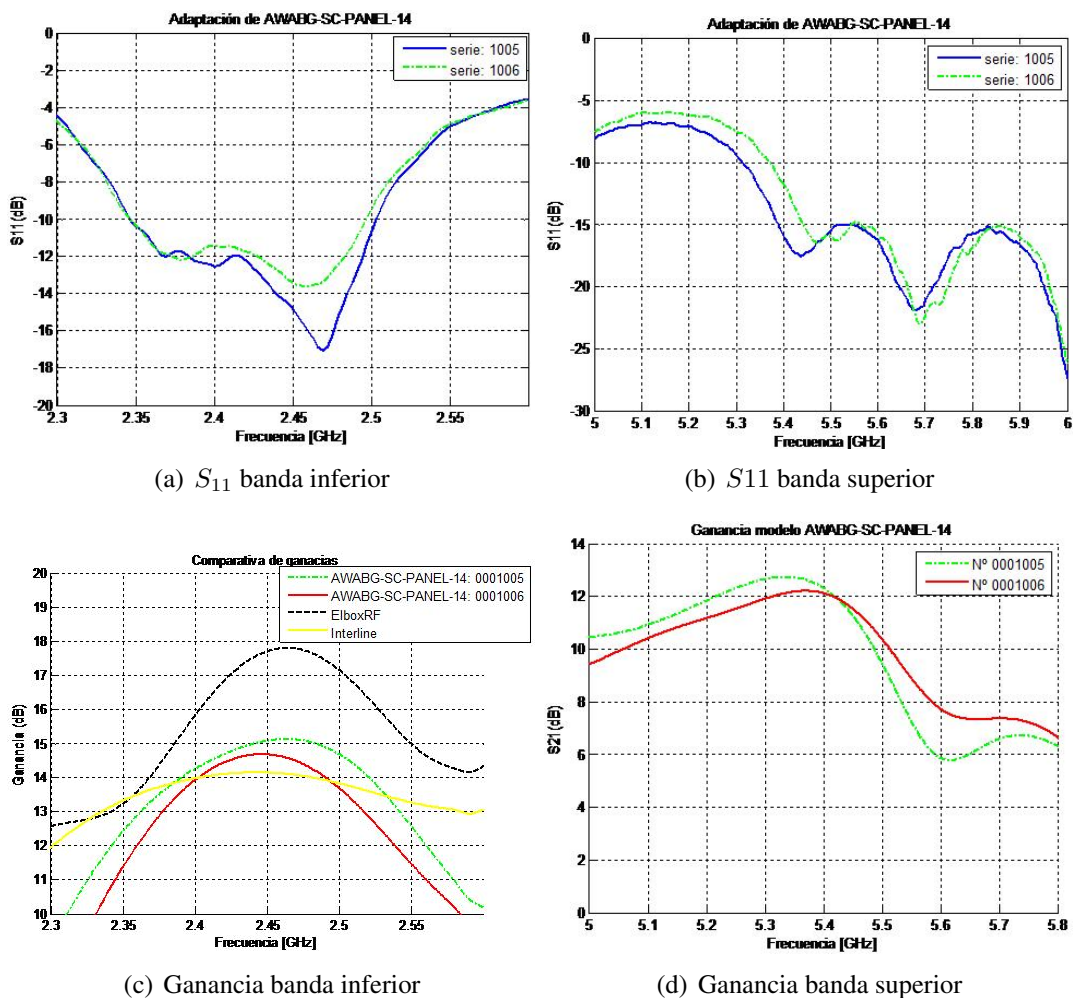


Figura 3.7: Medidas de adaptación y ganancia del prototipo 2 en la banda inferior y superior

3.1.3. Mejoras

Vistos ambos prototipos podemos apreciar ciertas carencias en varios aspectos. Respecto a la banda inferior se aprecia un desvío del haz principal en función de la frecuencia, que se

atribuye al desfase que existe entre los parches de $2.4GHz$. Se intentará corregir esta desviación ajustando todo lo posible la estructura para que los cuatro parches radien en fase en la frecuencia central. Además, la potencia que radian los parches superiores e inferiores es diferente, por lo que se tratará de mejorar este aspecto intentando adaptar impedancias y modificando las propiedades del filtro.

Por otro lado, la banda superior presenta otras carencias. La adaptación en toda la banda no es la deseada, por lo que se intentará mejorarla. Para ello se modificarán las anchuras de las líneas de transmisión, intentando adaptar toda la red a los 50Ω del puerto de entrada. Como se ha comentado anteriormente, no es posible utilizar técnicas de adaptación de impedancias, pues estamos trabajando en bandas de frecuencias diferentes. El haz principal se desvía ligeramente en función de la frecuencia, debido al desfase existente entre los resonadores superiores e inferiores. Los lóbulos secundarios en el plano E son elevados para toda la banda en general. Podemos atribuirlo al desfase, como en el caso anterior, o por la distancia entre los resonadores a $5GHz$. El plano H no presenta lóbulos tan pronunciados, lo que podría ser por varios motivos. Uno de ellos es que en el plano H todos los parches radian en fase. Podría ser también porque la distancia entre parches es la idónea.

Las configuraciones de la línea de transmisión anteriores no permiten ajustar la distancia entre los parches de $5GHz$ superiores e inferiores, ya que esta distancia ha de ser tal que proporcione un desfase de $\lambda/4_{5.5GHz}$. Esta limitación puede provocar diagramas de radiación no deseados y que podrían ser mejorados si esta distancia fuera diferente. Por tanto, se debe buscar una estructura que permita variar esta distancia, manteniendo el desfase pertinente entre parches superiores e inferiores para que todos ellos radien en fase.

3.2. Propuesta Inicial

Valorando todos los criterios mencionados en la sección anterior, se propone el esquema de la *figura 3.8*.

Como vemos, este esquema resuelve a priori las carencias que pueden presentar los prototipos anteriores. Las impedancias características de las líneas hacen que la antena esté mejor adaptada a los 50Ω de entrada. Además la estructura de alimentación permite acercar o alejar los parches de $5GHz$, ya que siempre estarán alimentados en fase. Al no añadir desfase en la red de alimentación, tras el filtro tenemos una pequeña línea microstrip que añade un desfase de $\lambda/4_{2.4GHz}$ para que todos los parches radien en fase en su frecuencia de resonancia. Las antenas inferiores para la banda de $2.4GHz$ están diseñadas para conseguir buenos diagramas de radiación en ambas bandas.

El procedimiento del diseño de esta propuesta es primeramente diseñar cada elemento del array por separado, intentando conseguir los mejores resultados posibles. Posteriormente se diseñan pequeños bloques que contengan varios de estos elementos y se modifican para que el funcionamiento de todo el conjunto sea el deseado. Se repite el proceso hasta tener el diseño completo. En nuestro caso, se ha separado el array de antenas en cuatro elementos diferentes: *red de alimentación, filtro, Antena ranurada y Antena en foma de "L"*, *figura 3.9*. Ésta última no ha sido necesario diseñarla, será exactamente igual a la del prototipo 2. Esto se debe a que los cambios realizados en nuestra propuesta no influyen en el comportamiento de esta antena

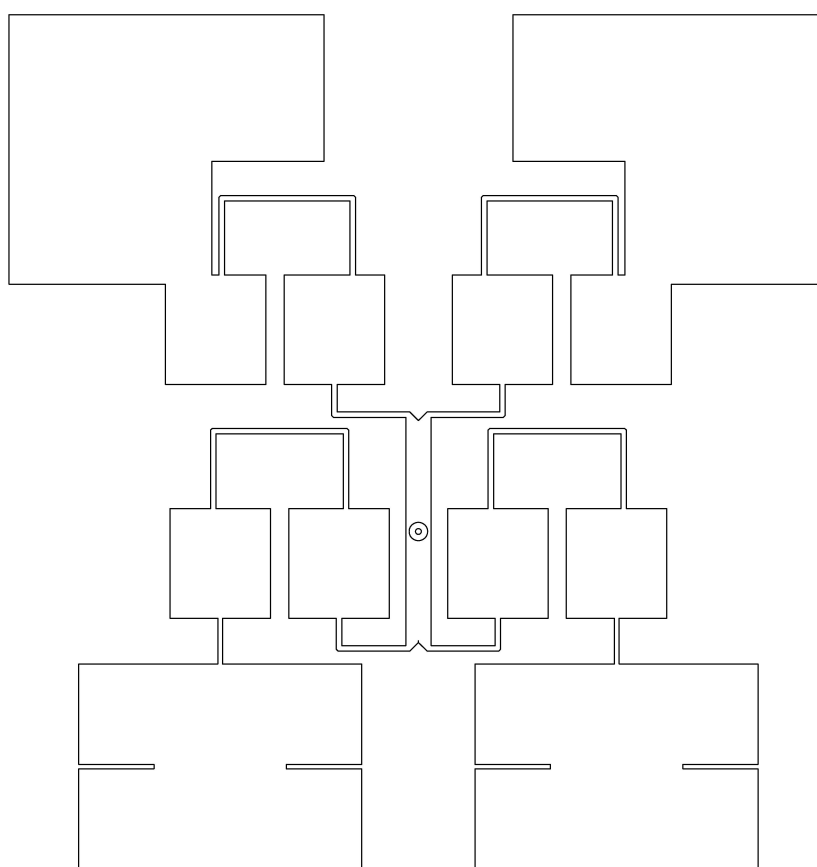


Figura 3.8: Esquema de la propuesta inicial

en concreto. Con estos elementos, se han creado dos estructuras diferentes para optimizar el funcionamiento conjunto de estos, tal y como se observa en la *figura 3.10*.

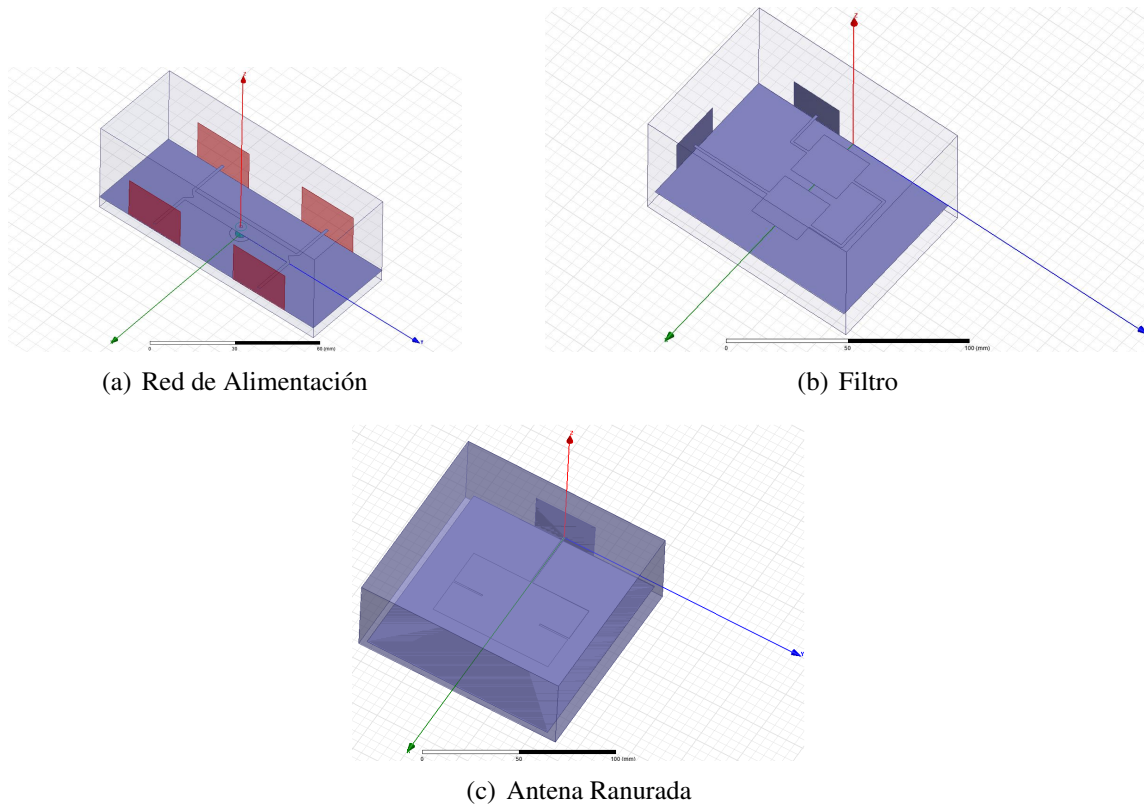


Figura 3.9: Elementos de la propuesta inicial diseñados por separado

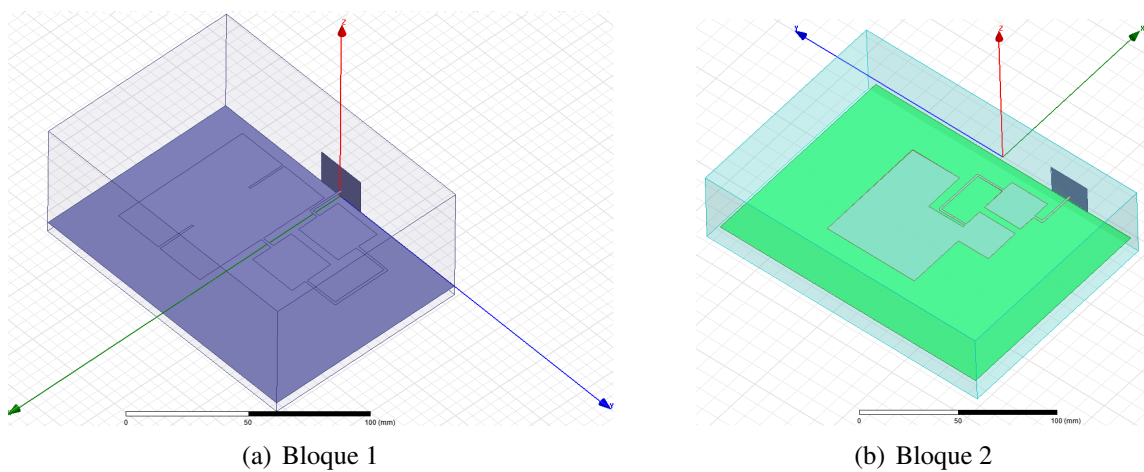


Figura 3.10: Bloques diseñados a partir de los diferentes elementos

3.2.1. Red de Alimentación

Como se ha comentado anteriormente, se han modificado las anchuras de la línea de transmisión para adaptar la red de alimentación a los 50Ω de entrada. Para un divisor de potencias, tendremos un circuito equivalente como el de la *figura 3.11*.

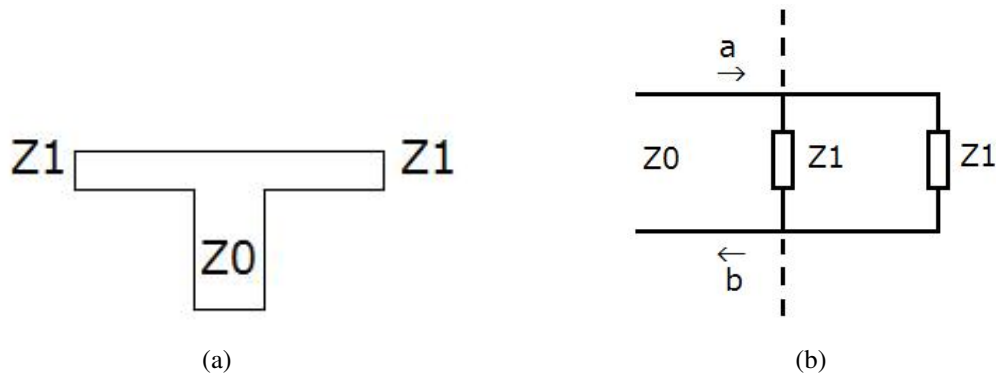


Figura 3.11: (a) Divisor de potencias (b) Circuito equivalente

Como queremos repartir la energía a partes iguales, deducimos que las impedancias características para que toda la potencia sea transmitida deberán cumplir la siguiente relación:

$$S_{11} = \frac{b}{a} = \frac{Z_1 \parallel Z_1 - Z_0}{Z_1 \parallel Z_1 + Z_0} = 0 \Rightarrow Z_1 \parallel Z_1 = Z_0 \quad (3.1)$$

En la *figura 3.12*, se representan las impedancias teóricas que debería tener la red de alimentación.

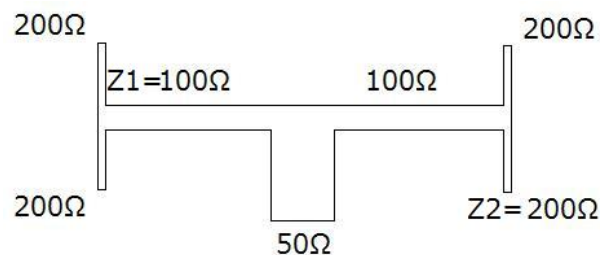


Figura 3.12: Impedancias características de la red de alimentación

Para calcular de manera aproximada las anchuras de las líneas de transmisión utilizaremos las ecuaciones 2.6, 2.7 y 2.8, obteniendo $W(Z_1) = 5.7mm$ y $W(Z_2) = 1mm$. Tras estos cálculos orientativos se diseña un divisor en el programa HFSS y se varían las dimensiones tanto de la anchura como las del chaflán del divisor de potencia de la *figura 3.13*, con el fin de optimizarlo.

Para la optimización en HFSS se varían los grosores $5.5mm \leq W(Z_1) \leq 6.5mm$ y $0.8mm \leq W(Z_2) \leq 6.5mm$ y se escoge la combinación con los mejores resultados obtenidos, en este caso $W(Z_1) = 5.5mm$ y $W(Z_2) = 1.2mm$, tal y como se observa en la *figura 3.14*.

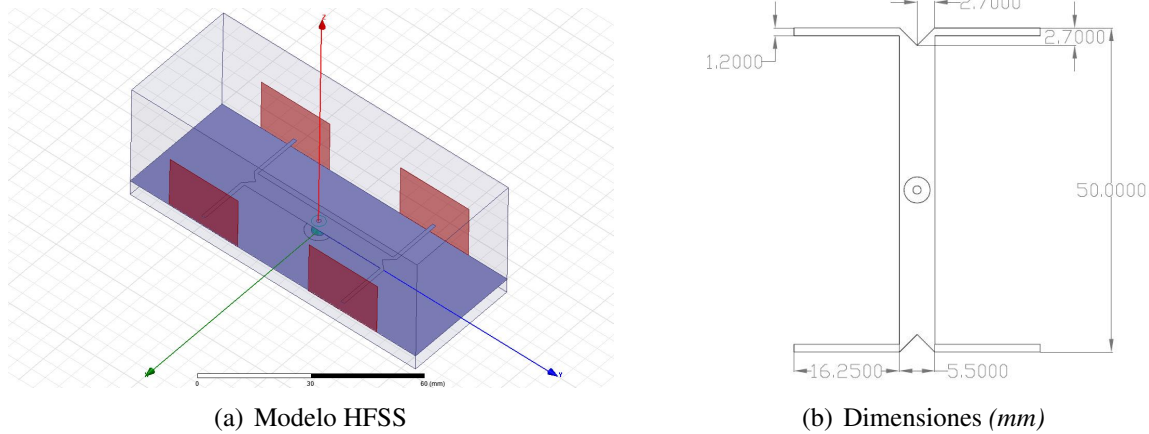


Figura 3.13: Diseño del divisor de potencias

Cabe destacar que al ser una estructura simétrica en ambos ejes, todas las puertas presentarán las mismas características, es decir, $S_{21} = S_{31} = S_{41} = S_{51}$, definiendo la puerta 1 como el puerto de entrada coaxial de 50Ω .

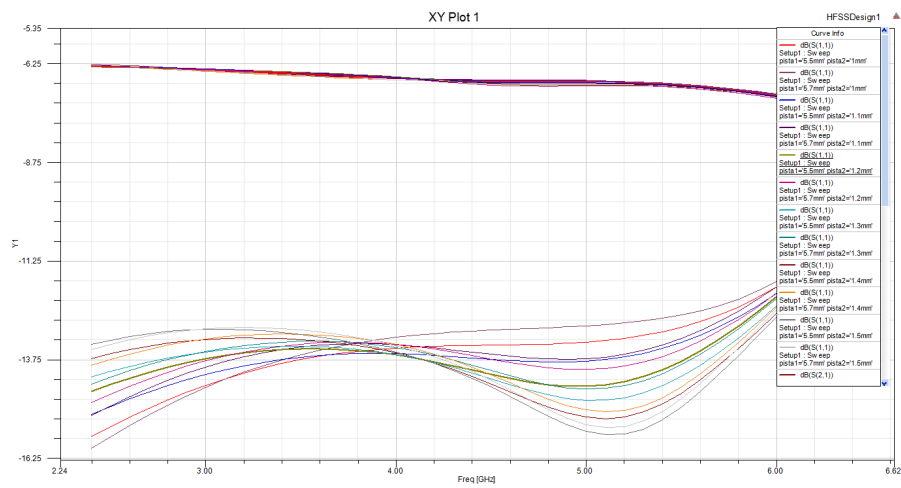
3.2.2. Filtro

El filtro también se diseña por separado para conseguir las propiedades deseadas. Como se ha comentado debe radiar en la banda de $5GHz$ y comportarse como un pasobanda en la banda de $2.4GHz$. Al modificar la anchura de la línea de transmisión, debemos modificar también las anchuras de los elementos radiantes respecto al filtro del prototipo 2, con el fin de mantener las propiedades del filtro.

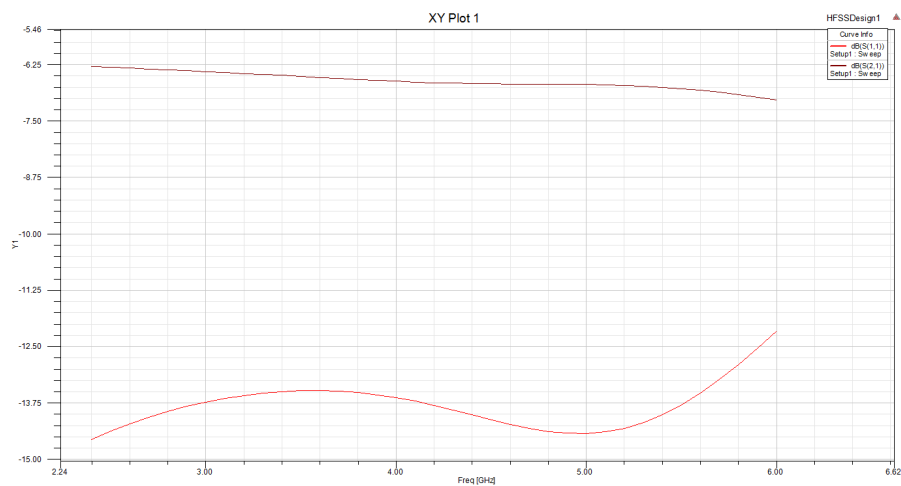
En la figura 3.15 pueden verse el diseño en HFSS y las dimensiones finales obtenidas después de la optimización.

Si observamos el S_{11} y S_{21} del filtro en la figura 3.16, vemos el comportamiento del filtro. En la banda de $2.4GHz$ el S_{21} es elevado y el $S_{11}(2.4GHz) = -3dB$ y $S_{11}(2.5GHz) = -13dB$. En la banda de $5GHz$ tenemos un $S_{11} \leq -10dB$ entre $5.2GHz$ y $5.8GHz$, y un S_{21} más reducido que en la banda inferior. En la frecuencia donde mejor funciona el filtro, a $5.6GHz$, se tiene que $S_{11} = -16.5dB$ y $S_{21} = -6dB$. Por tanto, $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 \ll 1$, lo que demuestra que parte de la energía está siendo radiada en esa frecuencia en particular y en toda la banda.

Aunque este elemento sea para radiar en la banda superior, es importante que no presente diagramas de radiación desfavorables en la banda inferior, ya que, aunque no radie, influirá en el factor de array del conjunto de antenas y por tanto en el diagrama de radiación del mismo. Por eso es importante controlar los diagramas de radiación en ambas bandas, aunque su finalidad principal solo sea radiar en una de ellas. En la figura 3.17 podemos ver los diagramas de radiación del filtro para ambas bandas.



(a) S_{21} y S_{11} de las diferentes combinaciones



(b) S_{21} y S_{11} para $W(Z_1 = 5.5mm)$ y $W(Z_2 = 1.2mm)$

Figura 3.14: S_{21} y S_{11} del divisor de potencia

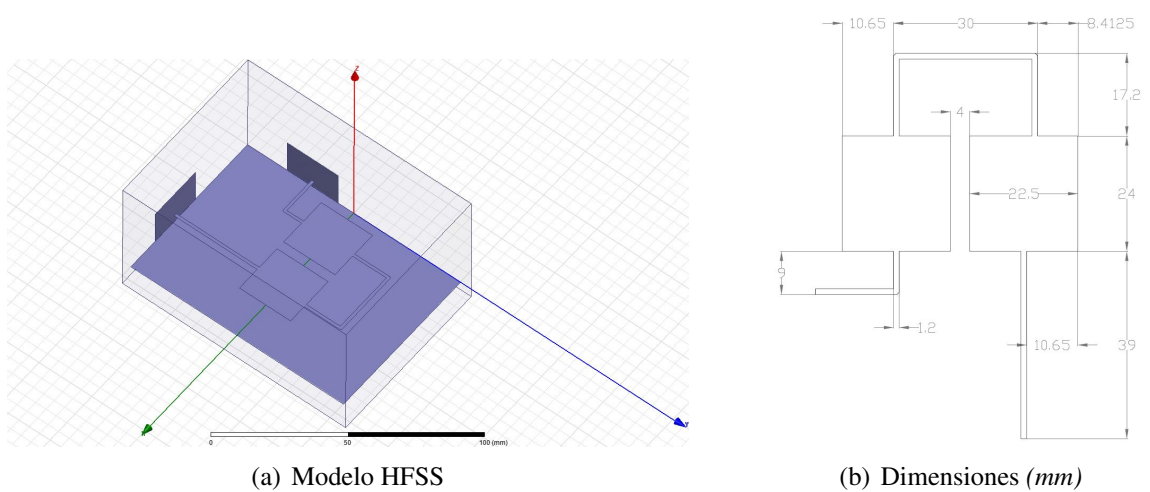


Figura 3.15: Diseño del filtro

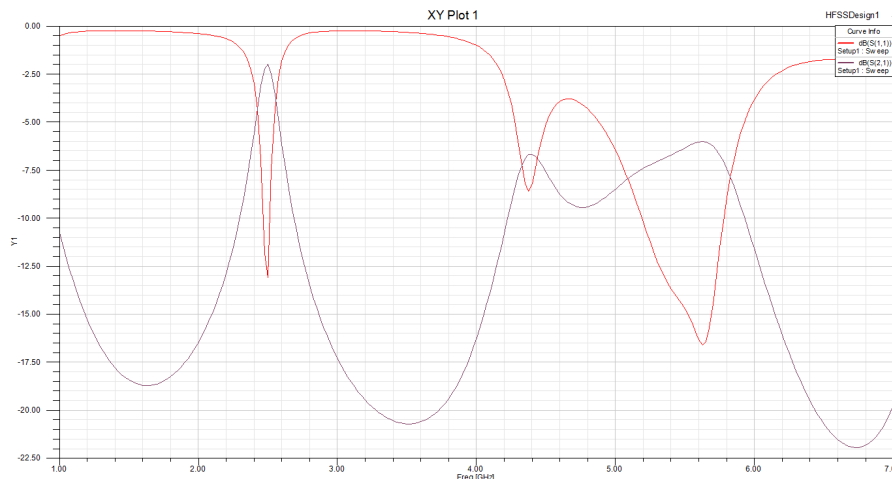


Figura 3.16: Parámetros S_{11} y S_{21} del filtro

3.2.3. Antena Ranurada

Esta antena está diseñada para que radie en la banda inferior de $2.4GHz$ y a su vez tenga un patrón de radiación deseable en la banda superior de $5GHz$, tal y como se observa en la figura 3.20. El diseño y las dimensiones se pueden apreciar en la figura 3.18.

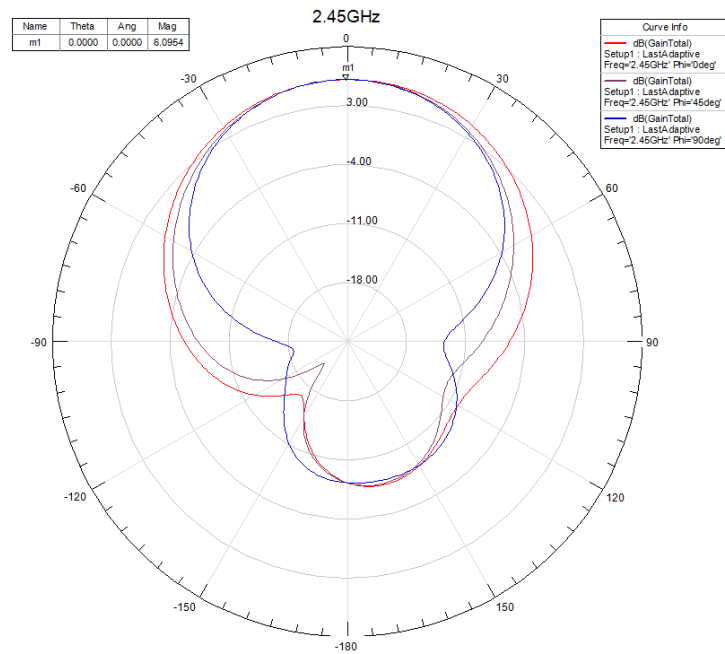
En la figura 3.19 se observa a través del parámetro S_{11} que radiará en la banda inferior, al contrario que en la banda superior, siendo gran parte de la energía reflejada. Hay que tener en cuenta que poca parte de la energía en la banda de $5GHz$ llegará a esta antena, pues el filtro radiante se encarga de radiarla, tal y como hemos visto en el apartado anterior. Además, esta energía reflejada no es perjudicial para el comportamiento global de la antena, pues dicha energía llegará nuevamente a los parches de $5GHz$ que serán los encargados de radiarla.

El parámetro S_{11} no es muy bueno en la banda de interés, en la banda inferior tenemos que $S_{11}(2.44) \leq -10dB \leq S_{11}(2.48)$, es decir, un ancho de banda $BW_{-10dB} = 1,6\%$, aunque está dentro de los valores típicos de este tipo de antenas. Se tratará de aumentar este ancho de banda más adelante, cuando entren en juego todos los elementos del array.

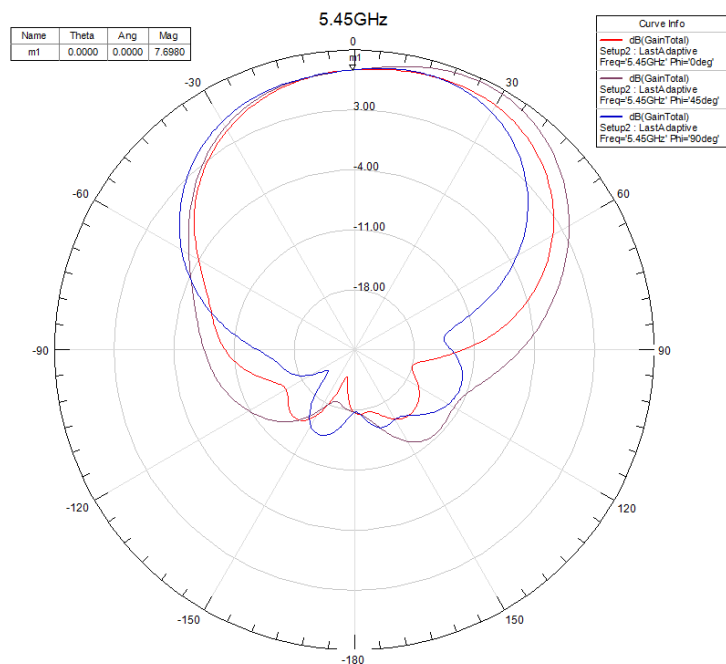
Al igual que el filtro está diseñado para que radie únicamente en la banda superior, esta antena lo está para hacerlo en la inferior, sin embargo, aunque no radie en la banda superior, es importante que el diagrama de radiación de la antena no altere el de todo el conjunto, figura 3.20.

3.2.4. Conjunto de Antenas y Filtro

Una vez tenemos diseñados y optimizados por separado las antenas a $2.45GHz$ y el filtro, tratamos de hacer lo mismo con el conjunto de ambas. Para ello, tendremos que tener en cuenta la distancia entre ellos o la disposición de uno respecto al otro, pues el factor de array variará y por tanto el diagrama de radiación. Además, podremos conseguir que exista mejor adaptación y ancho de banda. Este conjunto de antenas ya debe radiar en doble banda con resultados relativamente buenos, pues está formado por un parche radiante a $2.4GHz$ y dos más que trabajan en la banda de $5GHz$. Como ya sabemos, tenemos dos tipos de antenas para radiar en la banda



(a) Directividad a 2.45GHz



(b) Directividad a 5.45GHz

Figura 3.17: Directividades del filtro

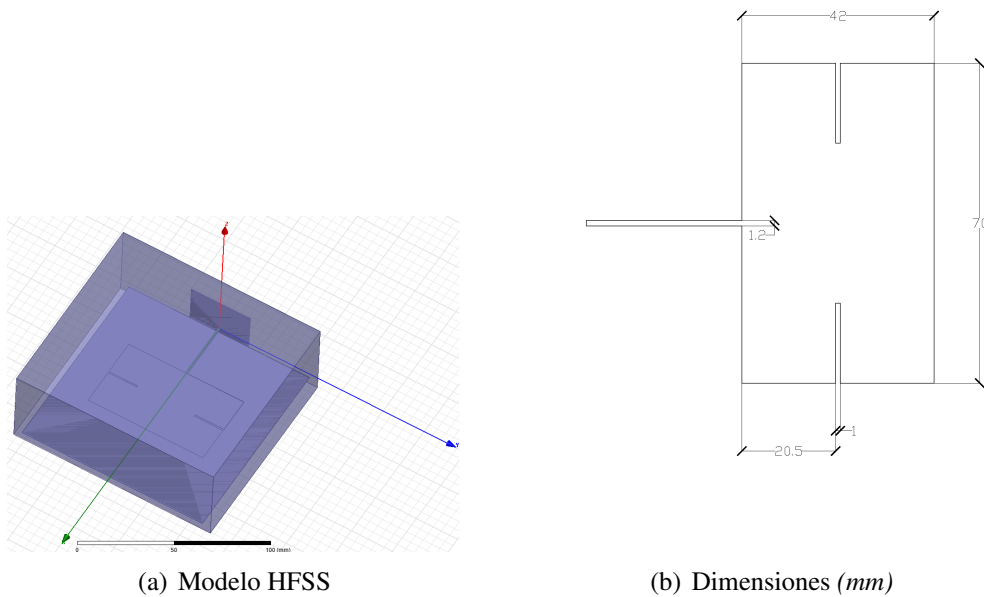


Figura 3.18: Diseño de la antena ranurada

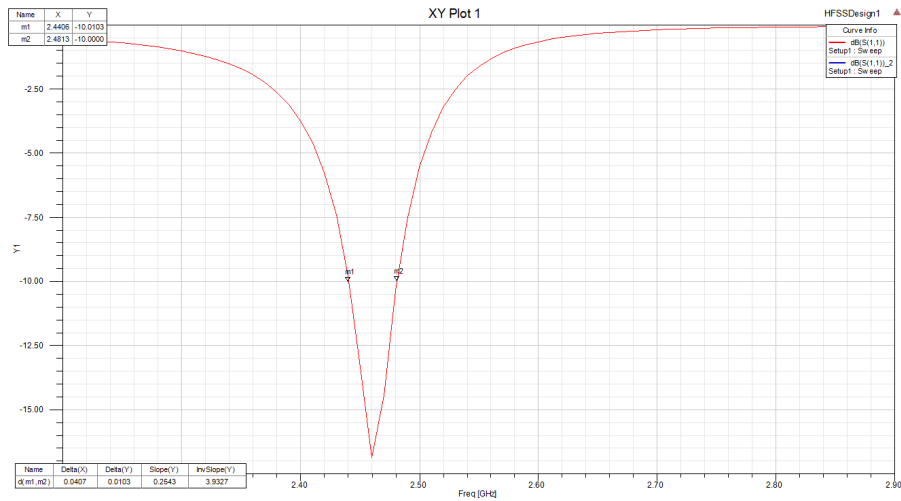
inferior, por lo que tendremos que diseñar cada tipo de antena junto con el filtro.

Conjunto de Antena Ranurada y Filtro

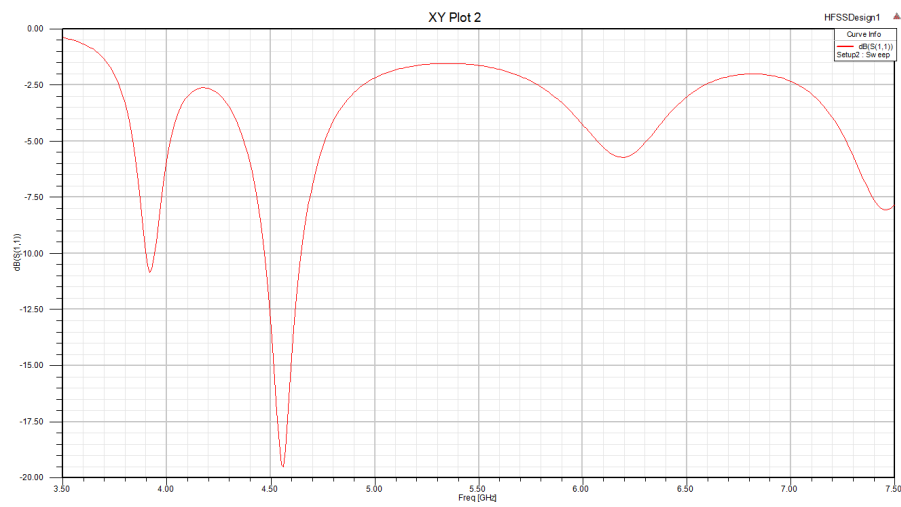
En la *figura 3.21* podemos ver el modelo del diseño y las dimensiones.

Si se observa la *figura 3.22*, se aprecia que la adaptación no es la deseada en ninguna de las dos bandas, aun así, se deduce del parámetro S_{11} que en la banda inferior ya no existe una única frecuencia de resonancia como cuando se tenía únicamente la antena ranurada. Aunque la adaptación no sea buena en la banda inferior, el ancho de banda ha aumentado. Más adelante se intentará conseguir mejor adaptación. En la banda superior, el ancho de banda se ha reducido y desplazado a frecuencias más bajas respecto al modelo del filtro. A pesar de ello, el parámetro S_{11} es inferior a $-8dB$ en toda la banda entre $5.15GHz$ y $5.875GHz$, un dato favorable.

Los diagramas de radiación obtenidos en el centro de las bandas de interés son los de la *figura 3.23*. Se consiguen alrededor de $7dB$ de directividad para la banda inferior y alrededor de $11dB$ en la superior. Si nos fijamos en el prototipo 2, vemos que la directividad en la banda superior es notablemente inferior que en la banda inferior. Por eso, se prioriza conseguir mejores directividades en la banda superior, para compensar posteriormente las directividades en ambas bandas. Los patrones son regulares, no tienen lóbulos laterales pronunciados y el máximo de radiación está en dirección normal a la superficie de la estructura. Cabe destacar la importancia de que el filtro y la antena a $2.4GHz$ estén situados relativamente cerca, sobretodo para la correcta radiación en la banda superior.

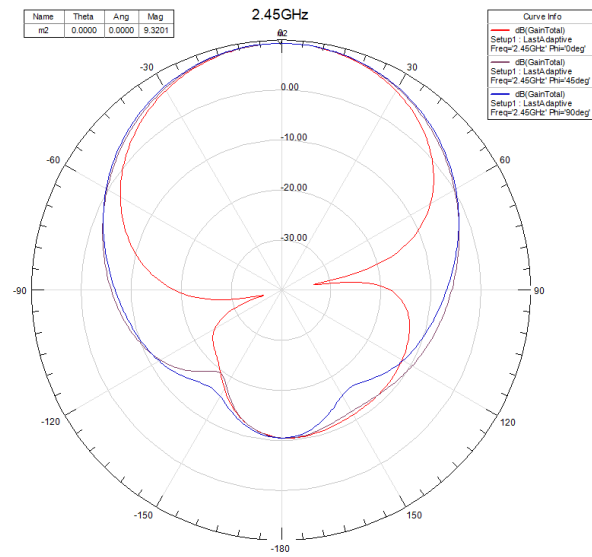


(a) S_{11} en la banda inferior

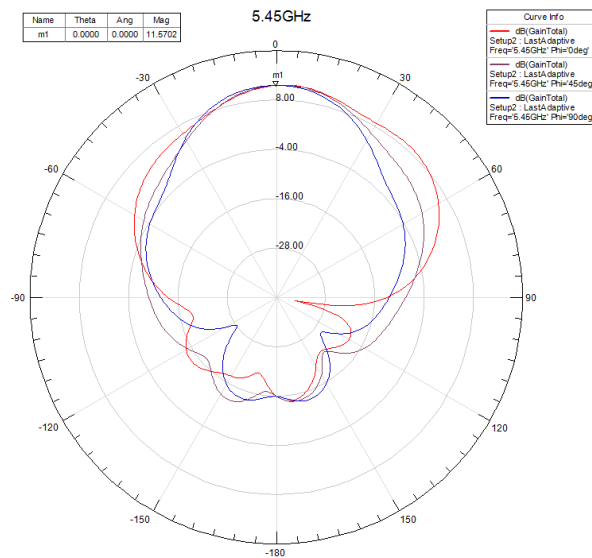


(b) S_{11} en la banda superior

Figura 3.19: Parámetros S_{11} de la antena ranurada



(a) Directividad a 2.45GHz



(b) Directividad a 5.45GHz

Figura 3.20: Directividades de la antena ranurada

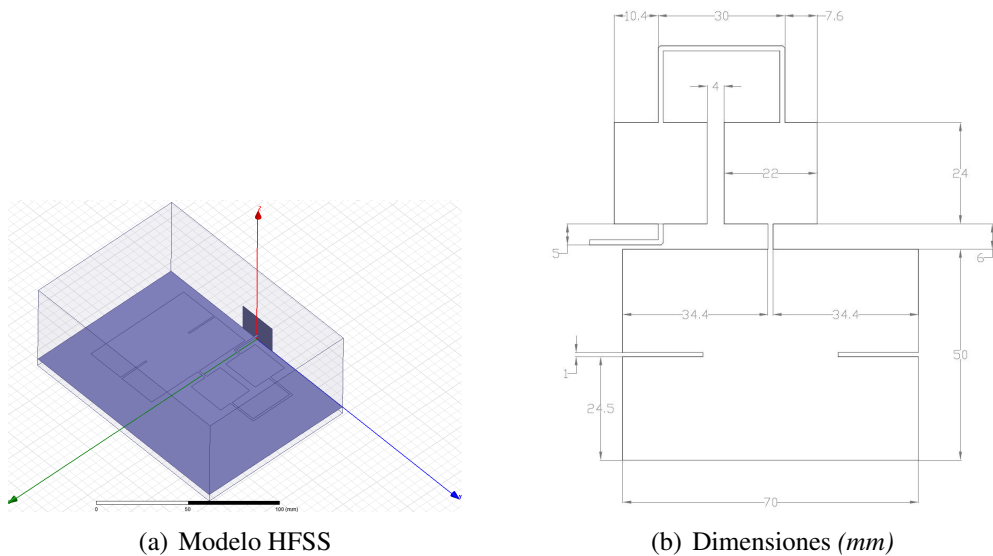


Figura 3.21: Diseño del conjunto de la antena ranurada y el filtro

Conjunto de Antena en Forma de "L" y Filtro

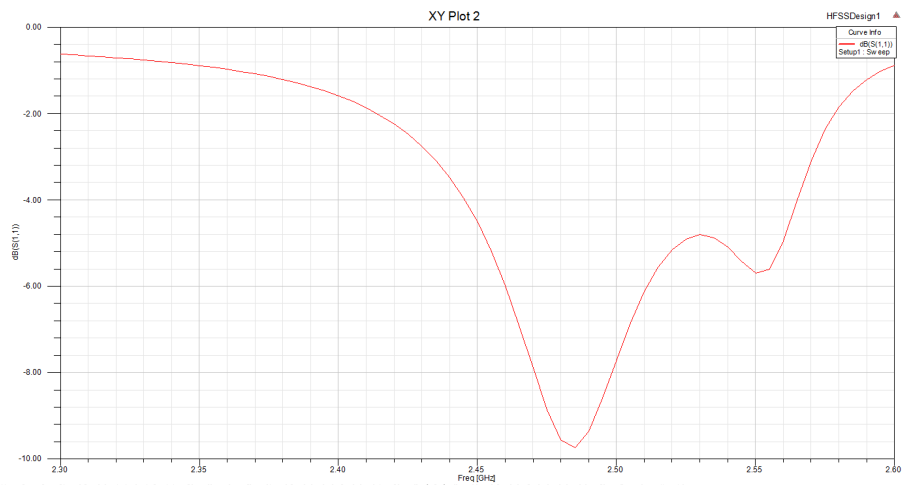
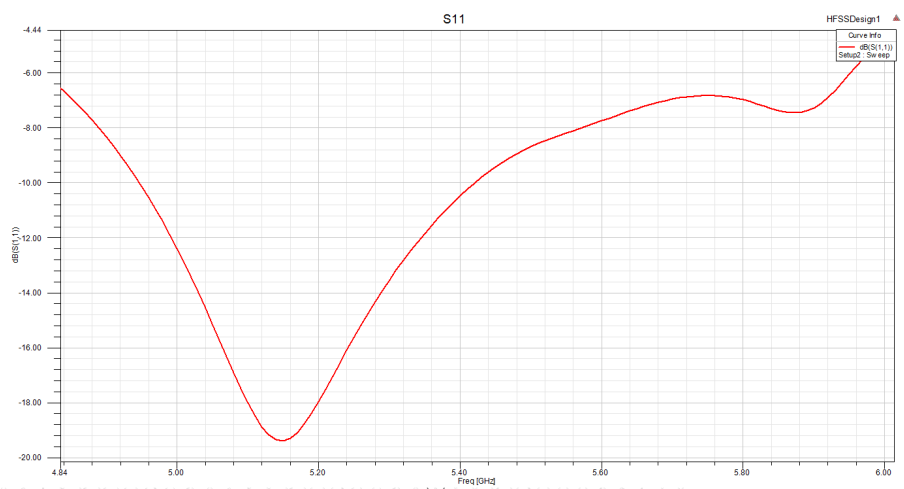
En este caso obtenemos unos resultados similares a los anteriores. La adaptación es ligeramente mejor en la banda inferior, aunque no se tienen picos de resonancia separados, lo que impide aumentar el ancho de banda. El parámetro S_{11} en la banda superior es bueno.

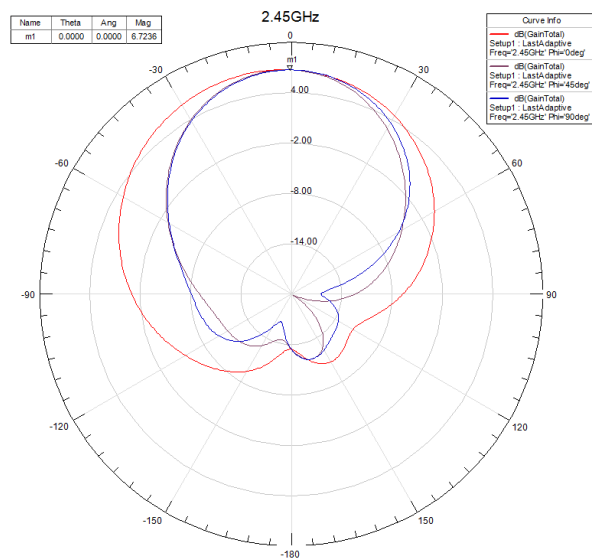
En este caso las directividades son más parecidas que en el caso anterior, $10dB$ de directividad en la banda inferior y $8dB$ en la superior. Debemos tener en cuenta que este diseño es igual que el del prototipo 2 únicamente ha sido modificado para adaptarlo a la nueva línea de transmisión de $1.2mm$.

3.2.5. Estructura Completa

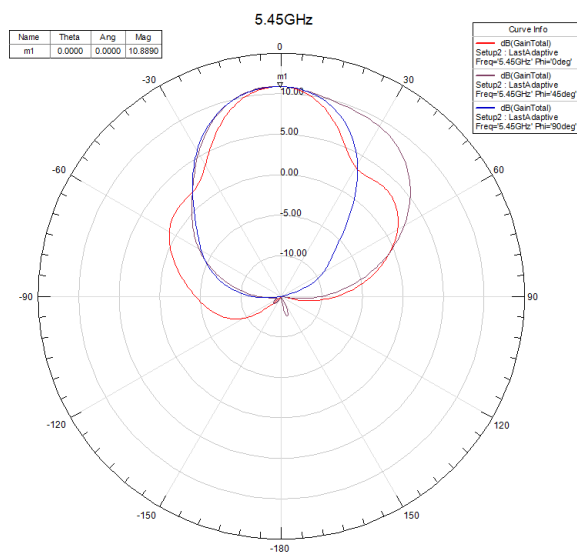
Una vez diseñados todos los elementos por separado y los diferentes bloques, se procede a unir todos ellos formando la estructura completa propuesta en el apartado 3.2. La dificultad de este diseño reside en conseguir que tanto la adaptación como los diagramas de radiación en las bandas de interés sean satisfactorios. Es relativamente sencillo encontrar una configuración que satisfaga cualquiera de estos dos parámetros en alguna de las dos bandas, sin embargo, hay que encontrar una relación de compromiso que proporcione resultados aceptables para ambas. En este diseño, las variables más significativas son las longitudes de la línea de transmisión, ya sean de la red de alimentación, del filtro o la línea que une el filtro con la antena ranurada. Ésta última será la que proporcione el desfase entre las antenas a $2.4GHz$, pero también variará la separación entre ésta y el filtro, lo que alterará los diagramas de radiación en la banda superior. La longitud de esta línea ha de ser muy larga para proporcionar un desfase de 180° a $2.4GHz$. Esto causará un patrón de radiación no deseado en la banda superior, como ya hemos comentado.

Para solucionar esta situación, se opta por modificar el punto de alimentación de forma que tengamos un desfase de 360° a $5.45GHz$ y de alrededor de 180° a $2.45GHz$. De esta manera,

(a) S_{11} en la banda inferior(b) S_{11} en la banda superior**Figura 3.22:** Parámetros S_{11} del conjunto de la antena ranurada y el filtro



(a) Directividad a 2.45GHz



(b) Directividad a 5.45GHz

Figura 3.23: Directividades del conjunto de la antena ranurada y el filtro

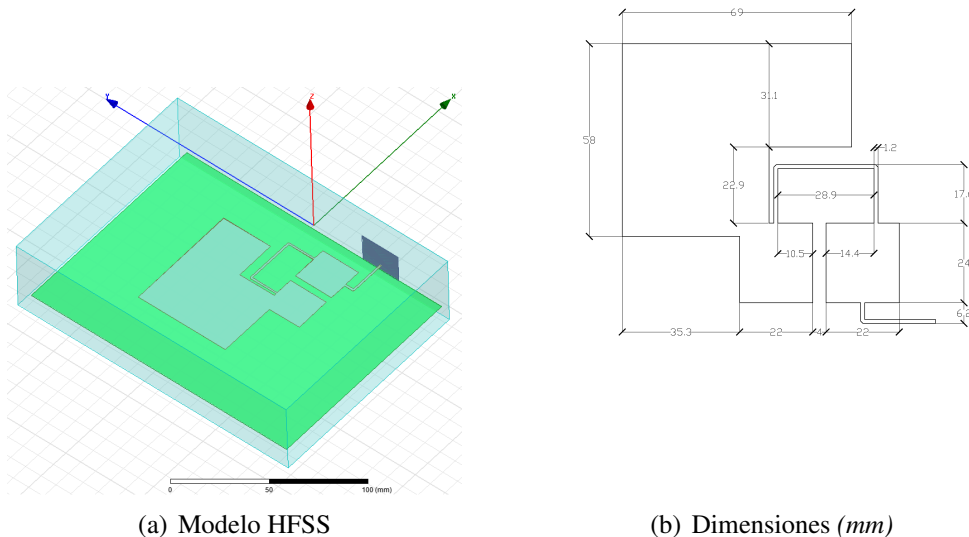


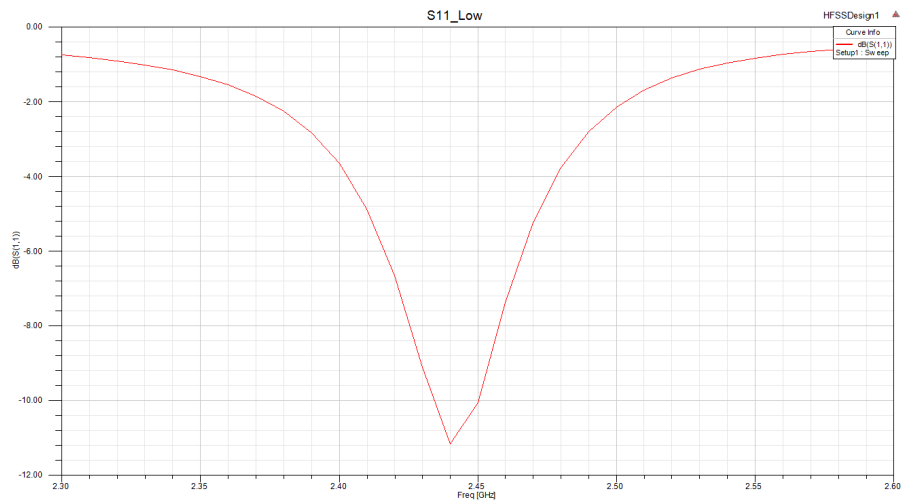
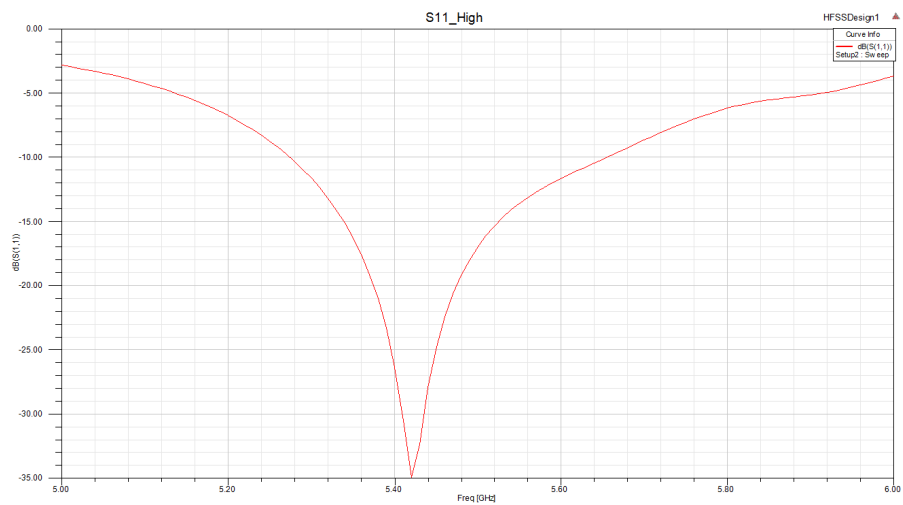
Figura 3.24: Diseño del conjunto de la antena en forma de "L" y el filtro

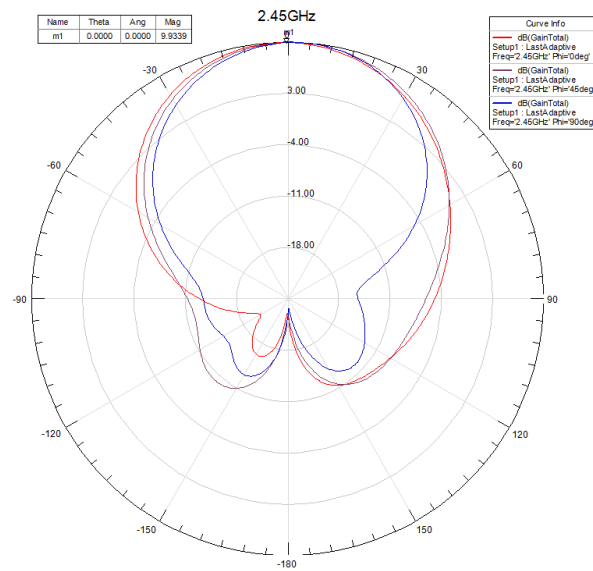
seguiremos alimentando en fase las antenas de $5GHz$ y tendremos el desfase deseado en las antenas de $2.4GHz$.

La longitud de onda en la guía será exactamente igual a la del aire, pues tenemos como material dieléctrico el propio aire. Siendo $\lambda_{5.45GHz} = 55mm$, tendremos que colocar la alimentación en aquel punto donde la diferencia de caminos a los filtros superiores e inferiores sea igual a $55mm$, como se muestra en la *figura 3.27*. Sabiendo que $\lambda_{2.45GHz} = 122mm$, con la diferencia de caminos de $55mm$ conseguiremos un desfase de 162° aproximadamente. Por lo tanto, la línea de unión del filtro y la antena ranurada servirá para añadir los 18° de desfase necesarios a $2.45GHz$, es decir, alrededor de $6mm$. De esta manera la línea de unión podrá ser corta, lo que mantendrá cerca el filtro de la antena, consiguiendo una buena radiación en ambas bandas.

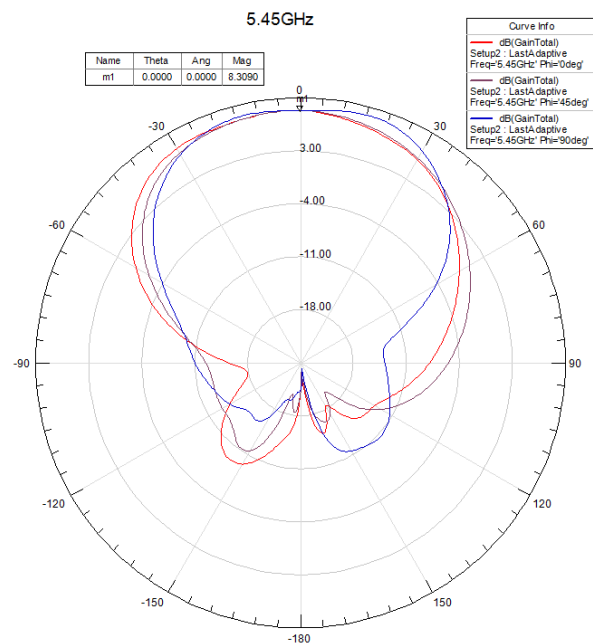
Las longitudes de la línea de transmisión en la red de alimentación variarán las distancias entre los principales bloques de la estructura, lo que modificará tanto los diagramas de radiación como la adaptación. Las longitudes de la línea de transmisión del filtro cambiarán las propiedades del mismo, variando la fase del mismo y por tanto el desfase principalmente entre las antenas a $2.4GHz$, parámetro muy importante para tener un diagrama de radiación deseado en esa banda, como ya hemos mencionado.

Tras un análisis exhaustivo de la estructura, se aprecia cómo al alejar los bloques se mejoran los diagramas de radiación en la banda inferior. Esto es debido a que comienzan a salir lóbulos secundarios en el diagrama de radiación y el desfase entre las antenas a $2.4GHz$ comienza a no ser tan importante. Sin embargo, esta distancia excesiva hace que los lóbulos secundarios sean demasiado pronunciados en la banda superior. Si acercamos los bloques, conseguimos mejorar estos diagramas de radiación, pero tenemos el problema del desfase entre las antenas a

(a) S_{11} en la banda inferior(b) S_{11} en la banda superior**Figura 3.25:** Parámetros S_{11} del conjunto de la antena en forma de "L" y el filtro



(a) Directividad a 2.45GHz



(b) Directividad a 5.45GHz

Figura 3.26: Directividades del conjunto de la antena en forma de "L" y el filtro



Figura 3.27: Punto de alimentación para alimentar en fase a 5.45GHz y con 180° de desfase a 2.45GHz

2.4GHz . Aunque radien en fase a la frecuencia central, el desfase que se genera en los límites es suficiente para que el haz principal del diagrama de radiación se desvíe considerablemente.

3.3. Estructura Final

Visto el principal problema de la estructura propuesta, se opta por alejar los bloques y añadir dos parches más a 5GHz . De esta manera se pretende mejorar el diagrama de radiación tanto a 2.4GHz , por el hecho de separar los bloques, como a 5GHz , por el hecho de reducir la distancia entre parches, *figura 3.29*.

Si nos fijamos en el modelo HFSS de la estructura final, *figura 3.28*, vemos que únicamente tenemos media estructura. Esto se debe a que la estructura es simétrica en el *eje* y y por tanto no es necesario simularla entera, siempre y cuando se configure HFSS correctamente. De esta manera reducimos el tiempo de simulación sin alterar los resultados.

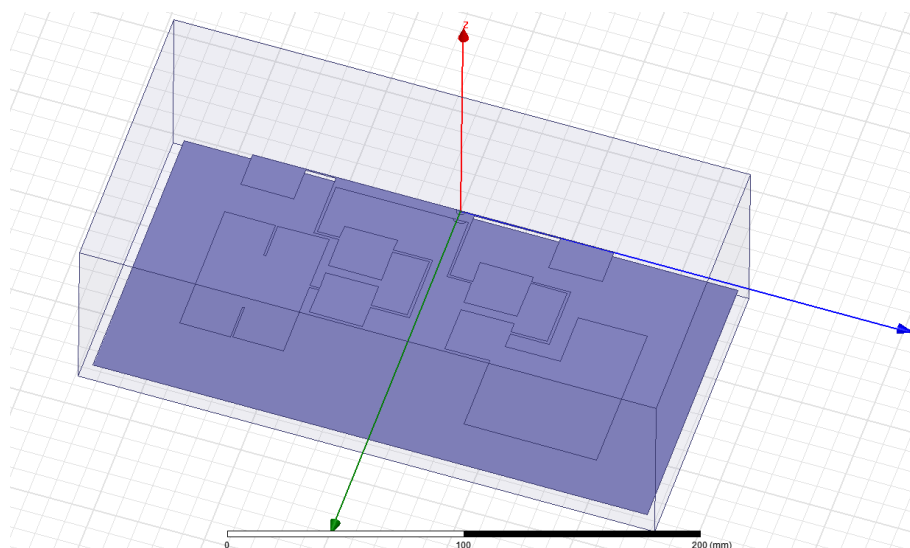


Figura 3.28: Modelo HFSS

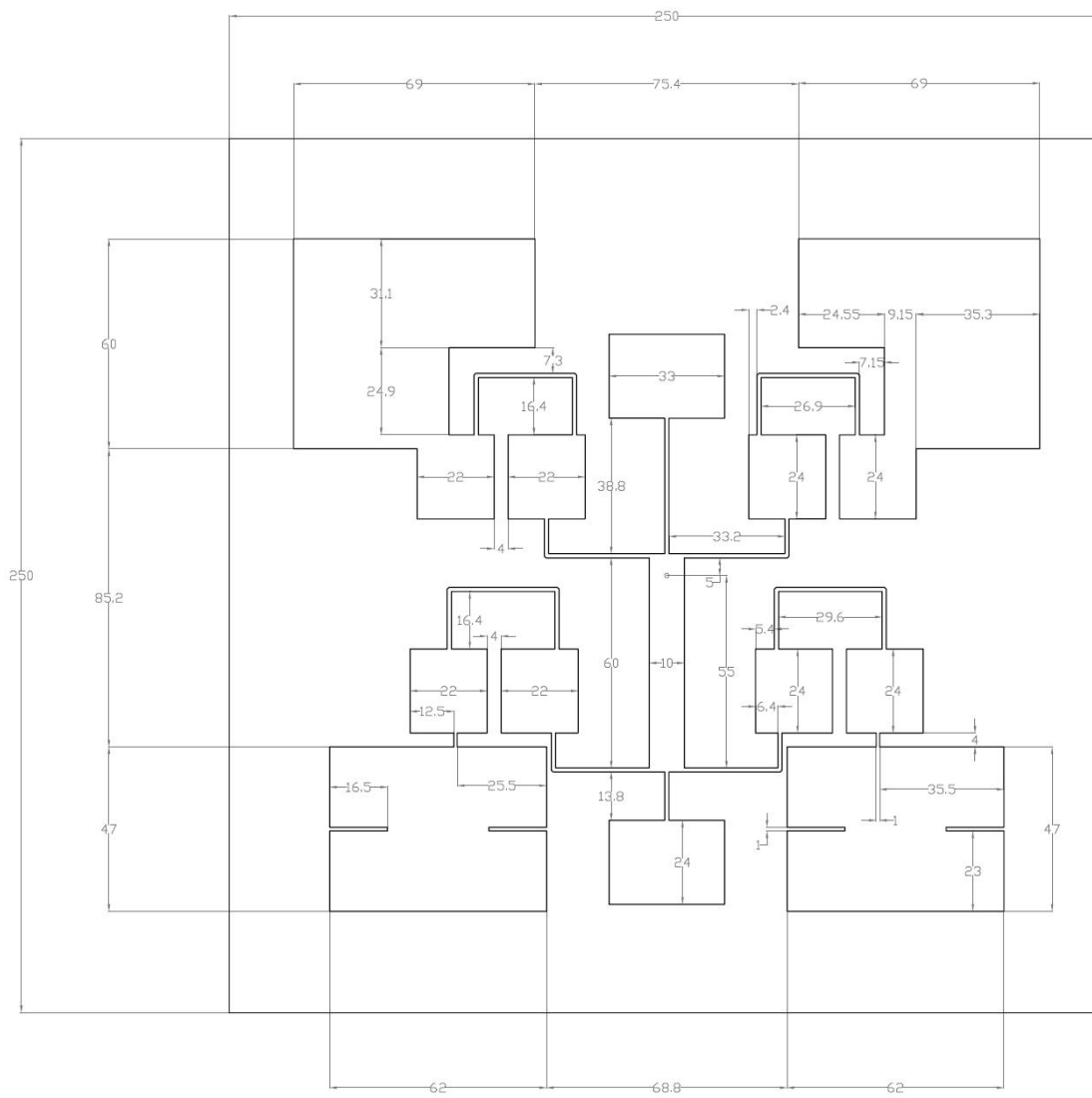
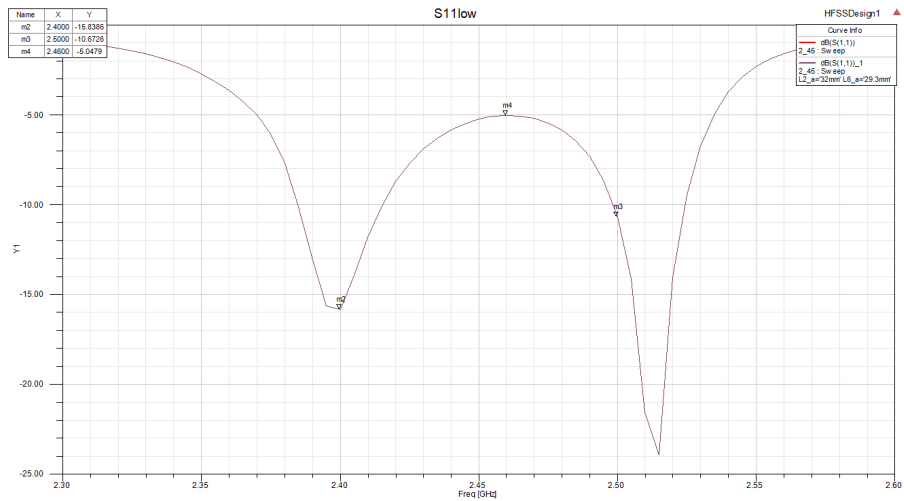
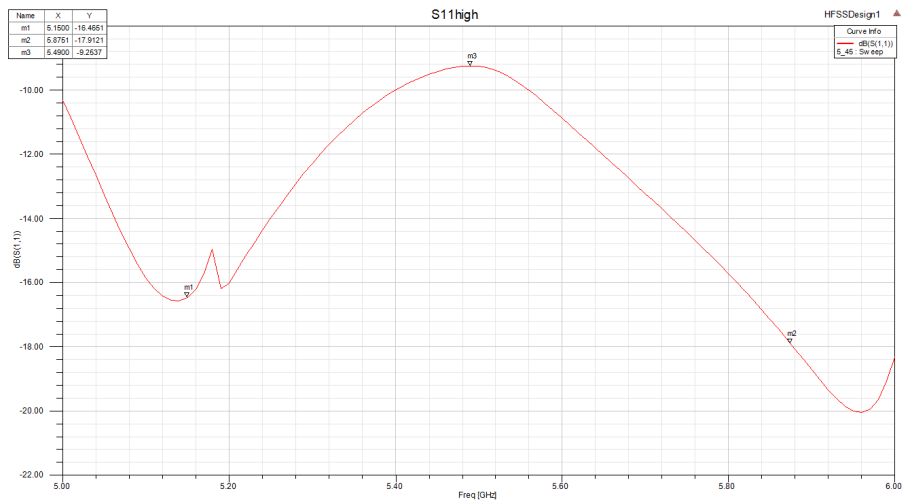


Figura 3.29: Esquema de la estructura final. Dimensiones en mm.

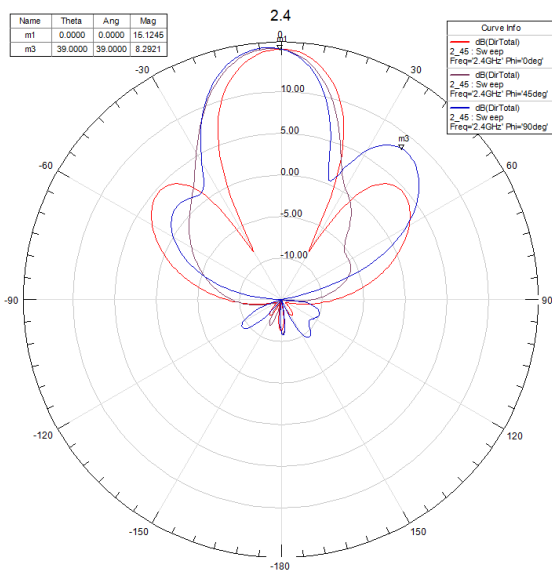


(a) S_{11} de 2.3 a 2.6GHz

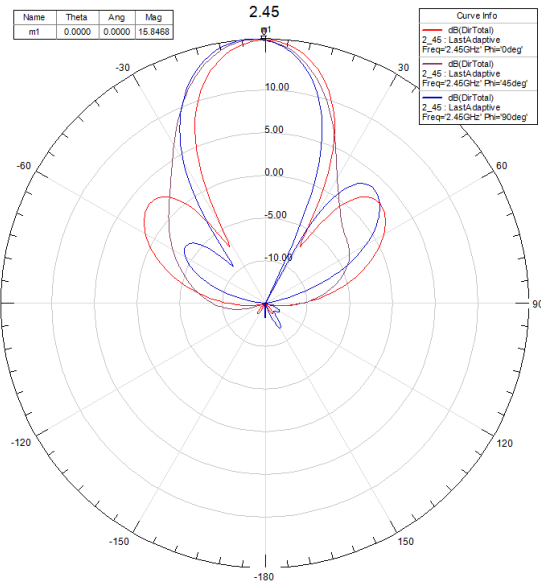


(b) Directividad de 5 a 6GHz

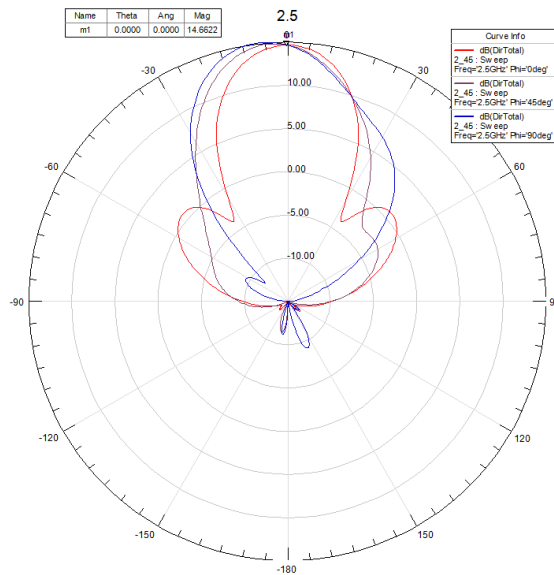
Figura 3.30: Parámetro S_{11} de la estructura final



(a) Directividad a 2.4GHz

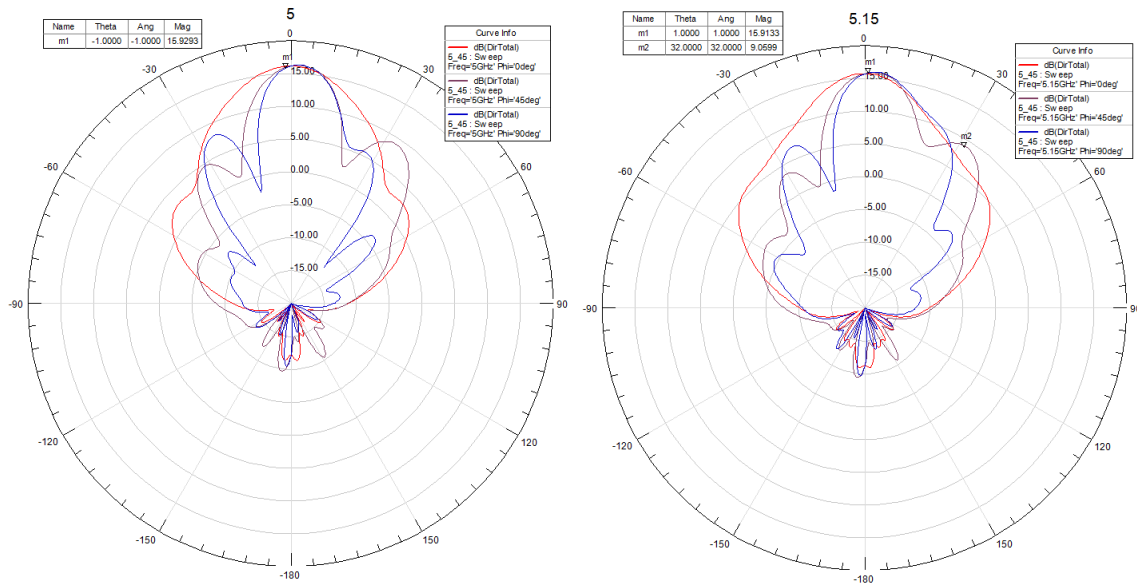


(b) Directividad a 2.45GHz



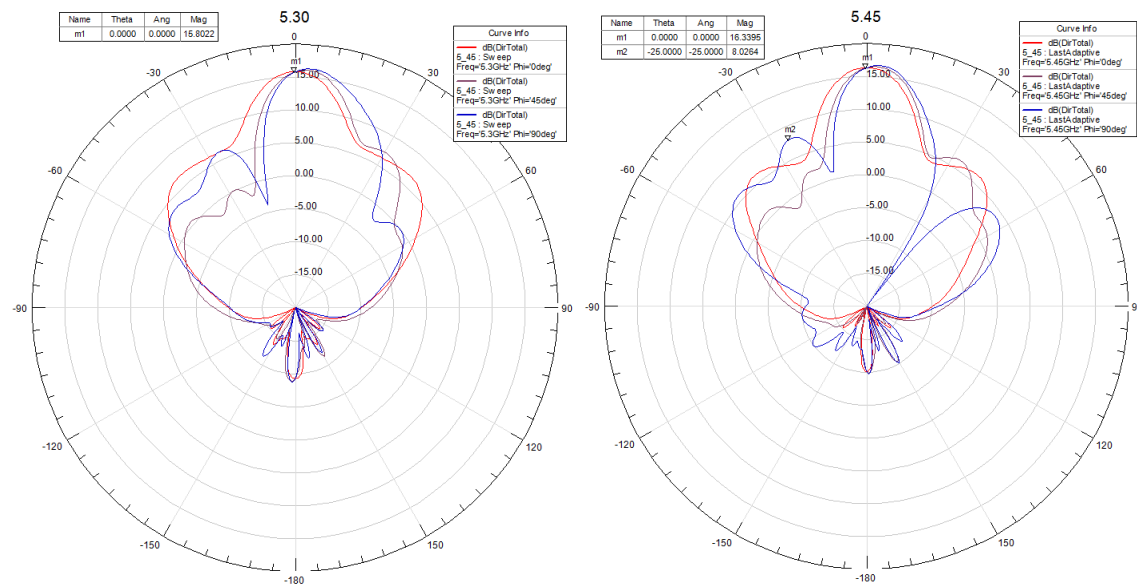
(c) Directividad a 2.5GHz

Figura 3.31: Simulación de directividad de la estructura final en la banda inferior



(a) Directividad a 5GHz

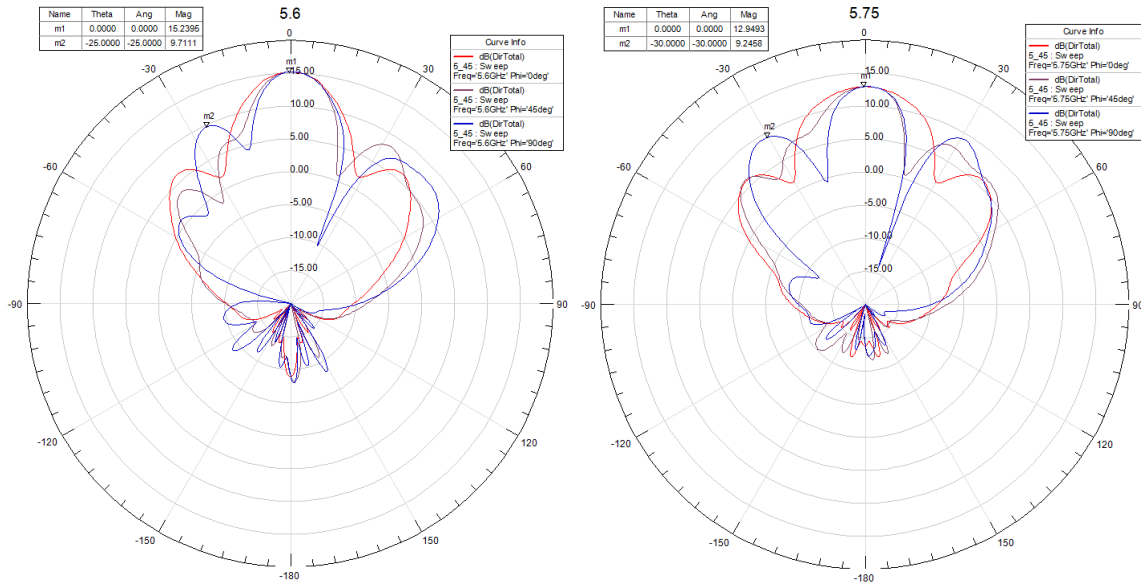
(b) Directividad a 5.15GHz



(c) Directividad a 5.30GHz

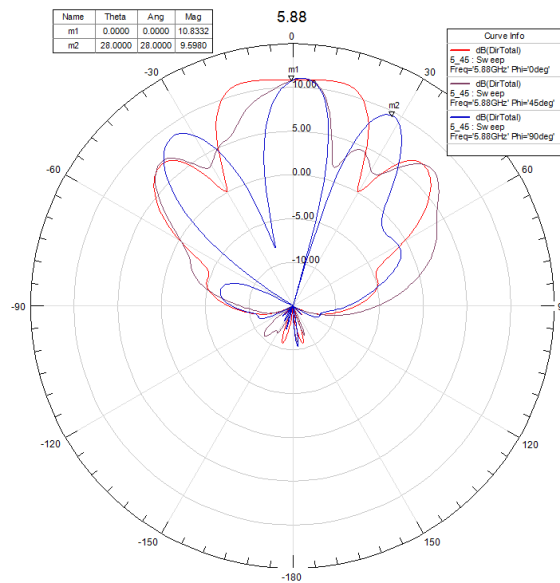
(d) Directividad a 5.45GHz

Figura 3.32: Simulación de directividad de la estructura final en la banda superior



(a) Directividad a 5.6GHz

(b) Directividad a 5.75GHz



(c) Directividad a 5.88GHz

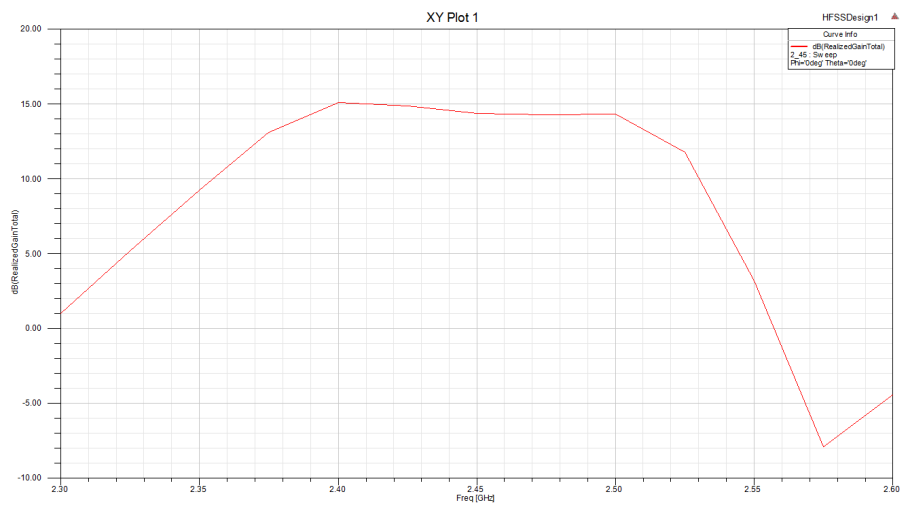
Figura 3.32: (Cont.) Simulación de directividad de la estructura final en la banda superior

Como ya hemos comentado, debemos mantener una relación de compromiso para que la antena se comporte satisfactoriamente en ambas bandas y en todo el ancho de banda. En el caso de este diseño, es complicado conseguir una buena adaptación ($< -10dB$) y a la vez tener unos diagramas de radiación óptimos. La dirección del haz principal varía muy sensiblemente en función del desfase entre los parches de $2.4GHz$. Resulta muy complicado conseguir que $S_{11}(2.4GHz \leq f \leq 2.5GHz) \leq -10dB$ y que además los parches radien en fase. Por eso, se ha optado por tener una peor adaptación a costa de conseguir unos buenos patrones de radiación y de mantener la ganancia lo más estable posible en toda la banda.

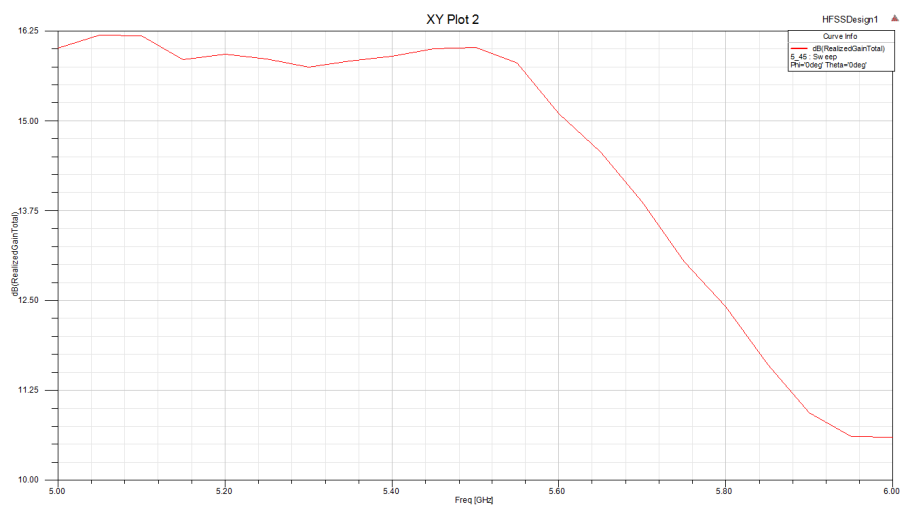
En la práctica, el parámetro más significativo de una antena es la ganancia en la dirección radiación, y puede expresarse como $G(\theta, \phi) = \eta D(\theta, \phi)$, siendo η la eficiencia de radiación. Sin embargo, esta no será la ganancia real de la antena si tenemos en cuenta que el sistema receptor/emisor al que la antena estará conectada tendrá una impedancia característica de 50Ω . Por este motivo se decide añadir el término de desadaptación a esta ganancia, también denominada "Realized Gain". Por tanto la expresión queda como $G'(\theta, \phi) = D(\theta, \phi)(1 - |S_{11}|^2)$, y será la ganancia que se utilizará de aquí en adelante para caracterizar la antena.

Respecto a la banda inferior, si nos fijamos en la *figura 3.30* podemos ver que la adaptación es mejor en los extremos de la banda ($S_{11}(2.4GHz) = -15dB$ y $S_{11}(2.5GHz) = -11dB$) que en la frecuencia central ($S_{11}(2.45GHz) = -5dB$). Sin embargo, ocurre lo contrario con la directividad, *figura 3.31*. La estructura es más directiva en la frecuencia central de la banda ($D(\theta = 0^\circ, \phi = 0^\circ)_{2.45GHz} = 15.8dB$), que en los extremos ($D(\theta = 0^\circ, \phi = 0^\circ)_{2.4GHz} = 15.1dB$, $D(\theta = 0^\circ, \phi = 0^\circ)_{2.5GHz} = 14.7dB$). De esta forma, conseguimos que la ganancia se equilibre en toda la banda.

Lo mismo ocurre en la banda superior, que en las frecuencias donde menor directividad se tiene es donde mejor adaptada esta la estructura, tal y como se aprecia en las *figuras 3.30* y *3.32*. En la *figura 3.33* puede observarse la ganancia en función de la frecuencia. En la banda inferior se tiene una ganancia que oscila entre $14dB - 15dB$, mientras que en la superior la ganancia es estable entre aproximadamente $15.75dB - 16.25$ desde $5GHz$ hasta $5.55GHz$ y después va decayendo linealmente hasta llegar a $11.5dB$ en el extremo de la banda, $5.875GHz$.



(a) Ganancia en la banda inferior



(b) Ganancia en la banda superior

Figura 3.33: Simulación de ganancia en función de la frecuencia de la estructura final en la banda inferior y superior

Fabricación y Medición

Esta sección explica el proceso de fabricación de la antena diseñada y la manera de obtener los parámetros necesarios mediante las medidas pertinentes. A su vez, se exponen los resultados obtenidos y se comparan con los simulados.

4.1. Fabricación

El proceso de fabricación puede desglosarse en las siguientes tareas:

1. **Exportar fichero desde HFSS:** Una vez el diseño esté finalizado, el modelo se exporta a un fichero con formato **.dxf**. HFSS permite exportar el diseño en varios formatos, pero será éste el que nos permita adecuar el dibujo para que sea compatible con la fresadora que utilizaremos para fabricar la estructura superior del diseño.
2. **Adecuar el fichero:** Al exportar el diseño desde HFSS, únicamente lo haremos de una mitad de la parte simétrica de la estructura, *figura 3.28*, por lo que se utiliza el programa autoCAD para confeccionar la estructura completa y para dejar únicamente la líneas que indican el corte que ha de realizar la fresadora.
3. **Cambiar de formato a .cam:** El modelo de la fresadora utilizada es *ProtoMat H100*, de la casa *LPKF*, *figura 4.1*. Esta fresadora admite archivos **.cam**. Por lo tanto, mediante el software *circuitcam* se pasa del formato **.dxf** a **.cam**.
4. **Fresado:** Para el fresado se utiliza una fresa de 1mm de diámetro que realizará el corte sobre una placa de cobre de $70\mu\text{m}$ de espesor. Han sido necesarias hasta cuatro fresas, debido al desgaste producido al realizarse el corte.
5. **Montaje:** Una vez se tiene la estructura superior formada por los parches y las líneas de transmisión, se procede a montar todo el conjunto. Primero se corta una placa de cobre de $24\text{cm}\times 24\text{cm}$ a modo de plano de masa. Se perfora la placa en el centro para que el *pin* del conector llegue hasta la estructura superior. El conector utilizado es *tipo N*, cuya masa es soldada al plano de masa, *figura 4.2(b)*. Se corta el *pin* del conector a 3.5mm , que es precisamente la separación que ha de haber entre el plano de masa y la estructura superior. Aunque el diseño sugiere que el dieléctrico que separa el plano de masa de la estructura superior es el propio aire, para simplificar la fabricación se utilizan dos placas de *foam*

de $25\text{mm}\times 25\text{mm}$ y de 2mm de espesor, cuya permitividad dieléctrica es prácticamente igual a la del aire. Se comprimen ligeramente para conseguir un espesor de 3.5mm , y sobre el *foam* se coloca la estructura superior, soldada al *pin* del conector, *figura 4.2(a)*. A modo de apriete y para conseguir mayor robustez, se coloca otra nueva capa de *foam* sobre la estructura superior y se pega con la inferior, *figura 4.2(d)*.

En el diseño el plano de masa es de $25\text{cm}\times 25\text{cm}$, mientras que la placa utilizada en la fabricación es de $24\text{cm}\times 24\text{cm}$. Para corregir esto se utiliza cinta de cobre pegada tanto al plano de masa como al *foam*, tal y como se aprecia en la *figura 4.2(b)*.

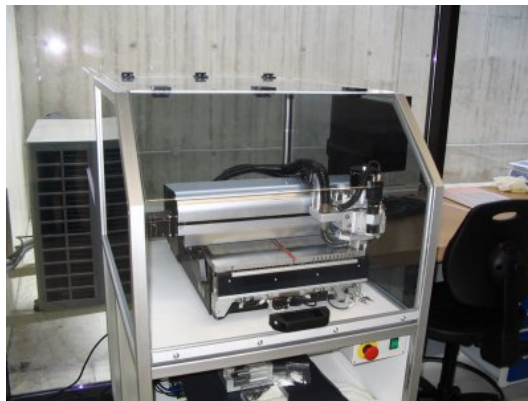


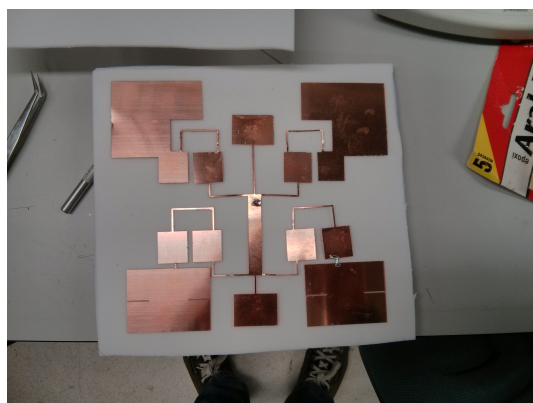
Figura 4.1: *Fresadora LPKF ProtoMat H100*

4.2. Medición

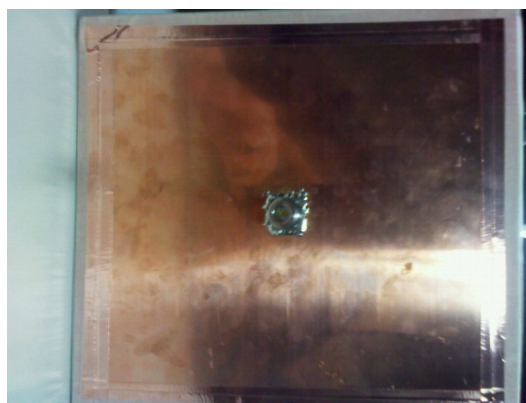
4.2.1. Parámetro S_{11}

Como ya sabemos del apartado 3.2.1, el parámetro S_{11} en nuestro caso será la relación de onda de tensión reflejada e incidente, dándonos una idea de la adaptación que existe en un puerto, es decir, cuánta parte de la energía atravesará el puerto y cuánta será reflejada. Para poder medir este parámetro se ha utilizado un analizador de redes modelo *E3861C* de la casa *Agilent*, como el de la *figura 4.3*.

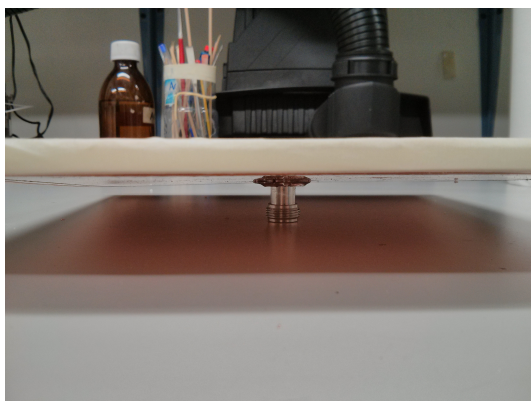
En la *figura 4.5* se aprecia como la formas de los parámetros S_{11} medidos y simulados se asemejan notablemente. También vemos cómo el valor medido difiere del simulado en cuanto a que el medido es algo peor principalmente en la banda superior; el S_{11} medido es cómo mínimo 2.5dB superior al simulado, habiendo diferencias de hasta 10dB en algunas frecuencias. En la banda inferior el valor de mayor desadaptación es menor en la medida que en la simulación. Además presenta una forma más plana en ancho de banda de interés. Estos desajustes son debidos a la fabricación y a las imprecisiones en las medidas, además de las pérdidas añadidas que no han sido tomadas en cuenta en las simulaciones, como son las pérdidas del conductor.



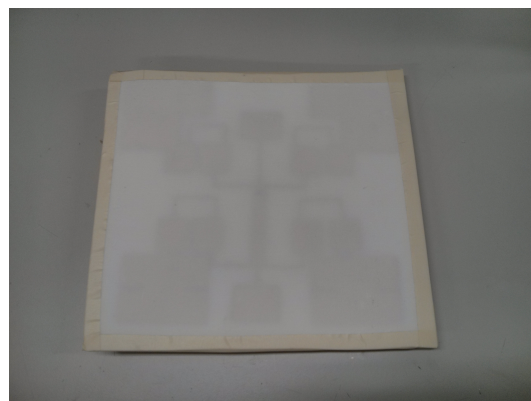
(a) Estructura superior



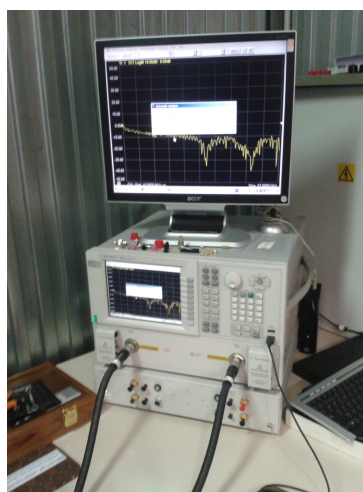
(b) Parte trasera



(c) Perfil



(d) Parte delantera

Figura 4.2: Estructura final fabricada**Figura 4.3:** Analizador vectorial de redes Agilent E3861C

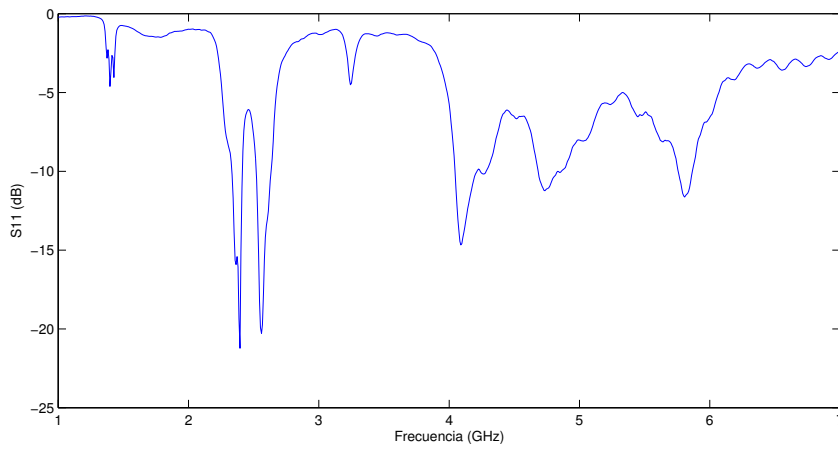
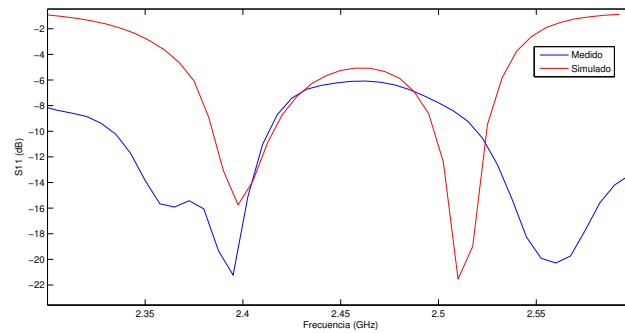
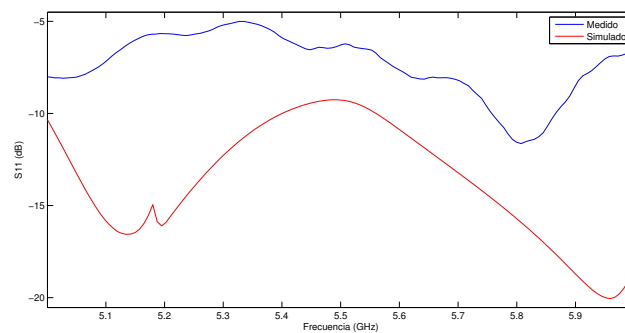


Figura 4.4: Parámetro S_{11} medido en la banda entre 1GHz y 7GHz



(a) Banda inferior



(b) Banda superior

Figura 4.5: Parámetro S_{11} medido y simulado en las bandas superior e inferior

4.2.2. Ganancia

En el escenario de la *figura 4.6*, se tiene dos antenas, una emisora y otra receptora, enfrentadas entre ellas, separadas a cierta distancia y colocadas en una cierta posición. La ecuación de transmisión de *friis* nos indica la potencia después de la antena receptora en función de la potencia aplicada a la entrada de la antena emisora.

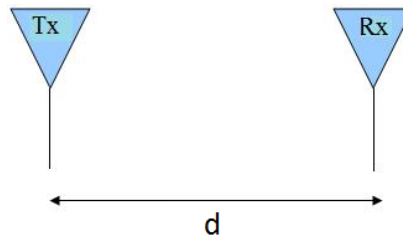


Figura 4.6: Disposición de las antenas para la medición de la ganancia

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 (1 - |S_{11t}|^2)(1 - |S_{11r}|^2) |e_t \bullet e_r|^2 \quad (4.1)$$

P_t y P_r son la potencia transmitida a la entrada de la antena emisora y potencia recibida a la salida de la antena receptora respectivamente. G_t y G_r son las ganancias de la antena emisora y receptora respectivamente cuando ambas están enfrentadas una frente a otra en su dirección de radiación. λ es la longitud de onda y el término que lo acompaña hace referencia a las pérdidas por propagación en el espacio libre. $(1 - |S_{11t}|^2)$ y $(1 - |S_{11r}|^2)$ son las pérdidas por desadaptación de la antena transmisora y receptora respectivamente y el término $|e_t \bullet e_r|^2$ son las pérdidas debidas a la polarización.

Para la medida de la ganancia las antenas serán de la misma polarización, es decir, polarización lineal. Por tanto asumiremos que no existen pérdidas debido a la polarización, $|e_t \bullet e_r|^2 = 1$.

A rasgos generales, el proceso que se ha seguido para medir la ganancia en ambas bandas es el siguiente: Se dispone la configuración de la *figura 4.6* en la cámara anecoica de la universidad (*figura 4.7*), utilizando una antena emisora y una antena receptora calibrada, cuyos valores de ganancia conocemos. Estas antenas se conectan a los puertos del analizador de espectros calibrado de antemano. Se asegura que ambas antenas están perfectamente enfrentadas con sus direcciones de máxima directividad en el mismo eje. Una vez se tiene esta configuración, se obtiene el parámetro S_{21cal} en el analizador de espectros. Éste parámetro nos dirá la relación que existe entre la potencia entregada a la antena emisora y la potencia recibida a la salida de la antena receptora. Una vez tenemos este valor, cambiamos la antena receptora calibrada por la antena a medir, exactamente en la misma posición que la anterior y enfrentada a la antena emisora. Nuevamente obtenemos el parámetro S_{21med} .

Si tenemos en cuenta que $S_{21} \propto \frac{P_t}{P_r}$, entonces $\frac{S_{21med}}{S_{21cal}} = \frac{P_{rmed}}{P_{rcal}}$. Sustituyendo las potencias por la ecuación de *friis* nos queda que

$$\frac{P_{rmed}}{P_{rcal}} = \frac{P_t G_t G_{rmed} \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 (1 - |S_{11t}|^2)(1 - |S_{11rmed}|^2)}{P_t G_t G_{rcal} \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 (1 - |S_{11t}|^2)(1 - |S_{11rcal}|^2)}. \quad (4.2)$$

Los términos $\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$, P_t , G_t y $(1 - |S_{11t}|^2)$ se simplifican, ya que la antena emisora es la misma y la distancia entre antenas también. Finalmente queda que:

$$\frac{P_{rmed}}{P_{rcal}} = \frac{G_{rmed}(1 - |S_{11rmed}|^2)}{G_{rcal}(1 - |S_{11rcal}|^2)}. \quad (4.3)$$

Sin embargo, hemos definido anteriormente que la ganancia tendrá el término de desadaptación incluido. Si se quisiera obtener la ganancia sin este término se deberían añadir los parámetros S_{11} de ambas antenas a la ecuación anterior. Por lo tanto, únicamente nos queda que:

$$\frac{P_{rmed}}{P_{rcal}} = \frac{G'_{rmed}}{G'_{rcal}}. \quad (4.4)$$

Si despejamos y ponemos la expresión en decibelios, finalmente obtenemos que:

$$G'_{rmeddB} = G'_{rcaldB} + S_{21meddB} - S_{21caldB} \quad (4.5)$$

Las antenas calibradas que se han utilizado son antenas de bocina como las que se pueden ver en la *figura 4.8*. La antena de la banda inferior ha sido fabricada en la propia universidad y la de la banda superior es de la casa *NARDA* modelo 643.

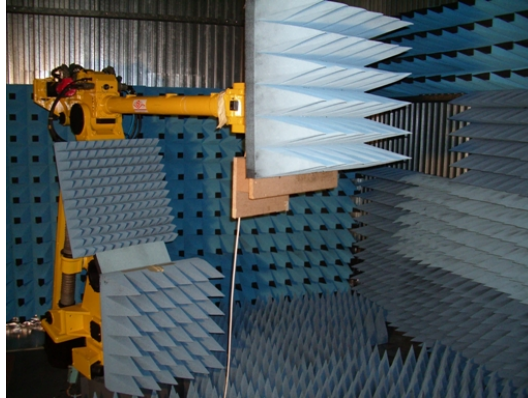


Figura 4.7: Cámara anecoica de la Universidad

Con los parámetros S_{21cal} , S_{21med} y la ganancia de la antena calibrada, obtenemos aplicando la ecuación 4.5 la ganancia de nuestra antena, como se puede ver en la *figura 4.9*. Para la banda inferior se presentan dos ganancias medidas diferentes. Esto es debido a que tenemos dos ganancias de la antena calibrada, una obtenida con el software HFSS, y otra con el Mician. Vemos que la ganancia medida es en general considerablemente menor a las simulada.

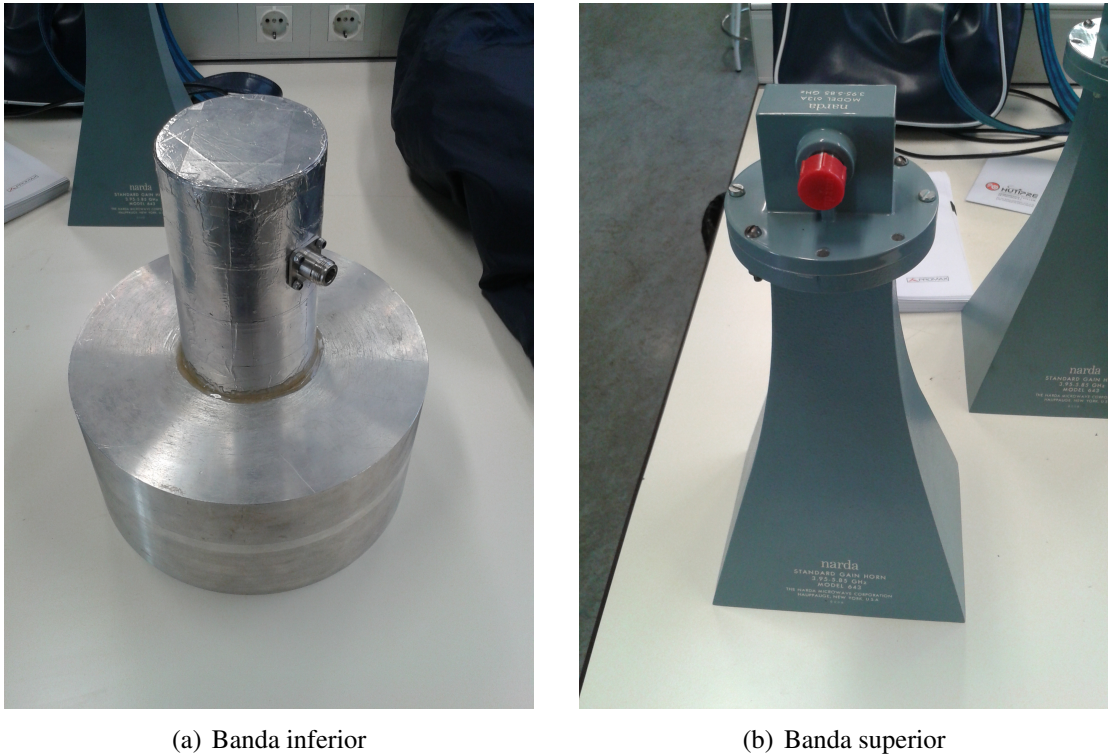
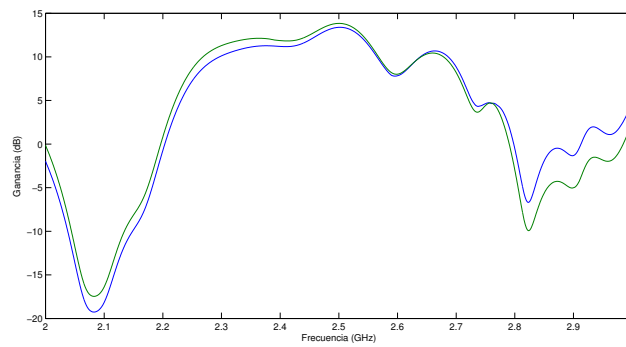


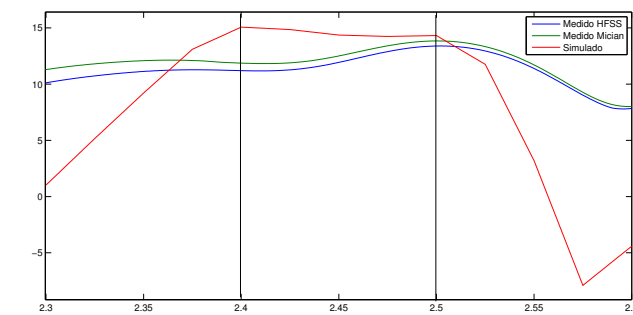
Figura 4.8: Antenas calibradas utilizadas

En la banda inferior tenemos diferencias de hasta casi $4dB$ entre la ganancia simulada y medida, cuyos valores rondan entre $11.2dB - 13.4dB$ en el caso de tener en cuenta la ganancia de la antena calibrada obtenida en HFSS, y $11.9dB - 13.9dB$ si lo hacemos en Mician. En todo caso la diferencia es de alrededor $2dB$.

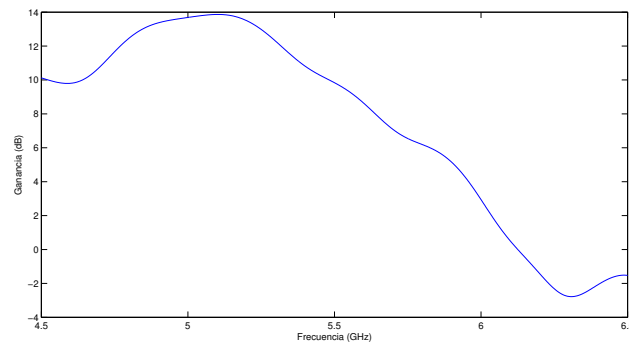
En la banda superior las diferencias entre ganancia simulada y medida son de hasta $6dB$. Se miden ganancias que rondan entre $13.9dB - 6.8dB$ en la banda entre $5.15GHz$ y $5.725GHz$, la banda que comprende las comunicaciones *WLAN*. La sub-banda entre $5.725GHz$ y $5.875GHz$, que puede ser utilizada para otros usos, presenta unas ganancias entre $6.8dB - 5.5dB$. Los valores medidos son menores que los simulados, pero se aprecia la misma tendencia en ambos casos. Por un lado, es razonable pensar que la ganancia se decremente, pues el parámetro S_{11} empeora, aunque también dependerá de las pérdidas que existan en la estructura, que serán más importantes cuanto mayor sea la frecuencia de trabajo.



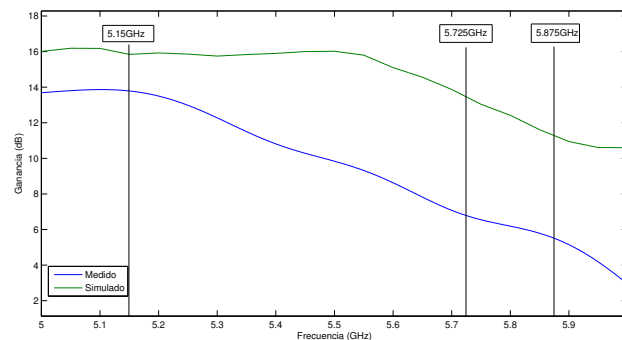
(a) Banda 2GHz – 3GHz medida



(b) Banda inferior (2.4GHz – 2.5GHz) medida



(c) Banda 4.5GHz – 6.5GHz



(d) Banda superior (5.15GHz – 5.875GHz)

Figura 4.9: Ganancia medida y simulada

Capítulo 5

Conclusiones

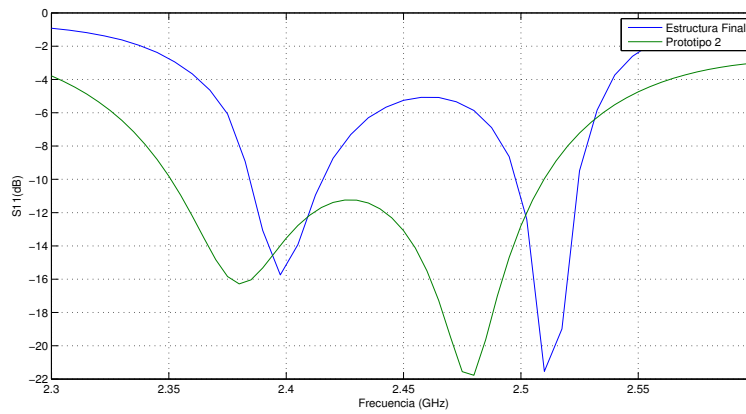
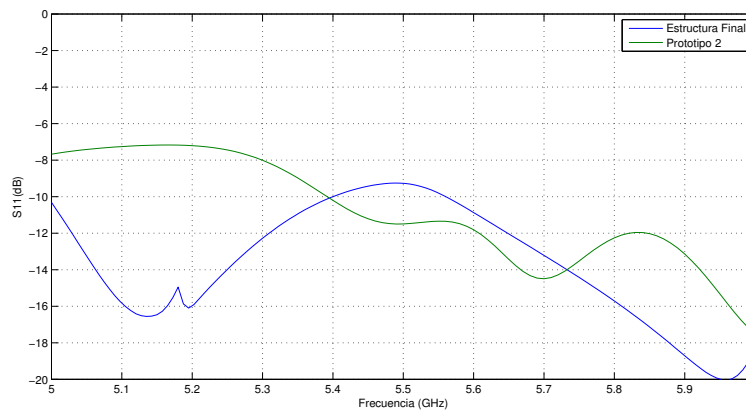
El objetivo principal de este trabajo ha sido mejorar los prototipos ya existentes. En el diseño esto ha ocurrido en casi todos los aspectos. La ganancia ha aumentado y se mantiene más estable en ambas bandas, el haz principal no se desvía en la banda inferior y los lóbulos secundarios se han reducido.

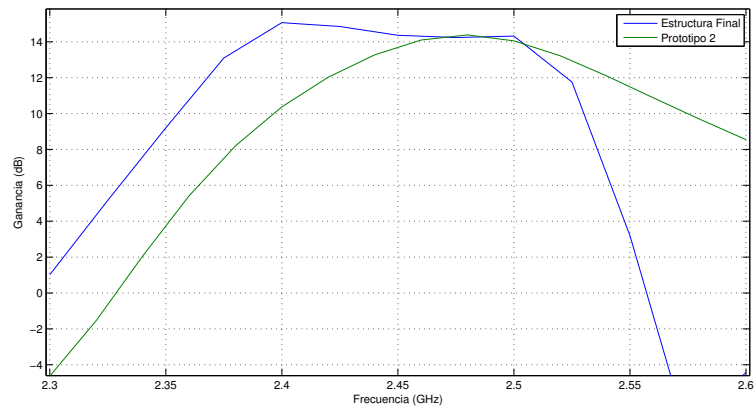
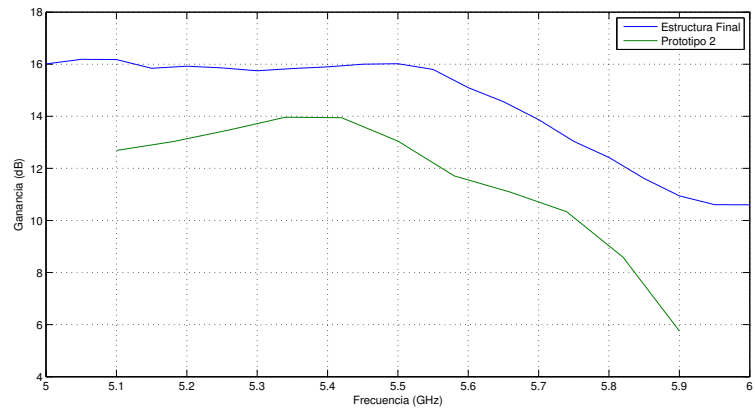
Aunque en la banda inferior el parámetro S_{11} ha empeorado respecto al prototipo 2, *figura 5.1*, la ganancia de la antena ha aumentado hasta $4dB$ y es más estable en todo el ancho de banda, varía menos de $1dB$ mientras que en el prototipo 2 lo hace en $4dB$. Esto indica que las pérdidas por desadaptación se compensan con la directividad más elevada de nuestra antena. Además, los diagramas de radiación han sido mejorados evitando que el haz principal se desvíe tanto en función de la frecuencia y se consiguen unos lóbulos laterales más reducidos, *figura 3.31* y *figura 3.5*.

En la banda superior la mejora se hace patente en todos los aspectos. La adaptación mejora respecto al prototipo 2, *figuras 5.1* y la ganancia incrementa notablemente, además de ser más estable en toda la banda, *figura 5.2*. Esto se ha conseguido añadiendo más radiadores en esta banda, pero sin aumentar el tamaño físico de la antena, lo que es un parámetro a tener en cuenta. Los lóbulos laterales en los diagramas de radiación no han sido reducidos de manera significativa, como se puede comprobar en las *figuras 3.6* y *3.32*. Sin embargo el haz principal aumenta considerable, por lo que la relación de lóbulo principal y secundarios se reduce.

En cuanto a la fabricación, diremos que probablemente podría ser mejorable. Los valores medidos y simulados son en general dispares en ambas bandas, pero la tendencia que siguen tanto los parámetros S_{11} como las ganancias son muy similares. No se consiguen mejoras apreciables respecto al prototipo 2 en ninguno de los casos. La adaptación es mejor en ambas bandas, *figura 5.3*, y las ganancias en ambas bandas están por debajo de lo esperado, *figura 5.4*. En la banda inferior la ganancia es inferior en casi toda la banda y en comparación con los dos modelos. En la superior la diferencias no son tan grandes, teniendo la estructura final mayor ganancia en las frecuencias entre $5GHz$ y $5.3GHz$ que ambos modelos del prototipo 2. Sin embargo, los resultados obtenidos en el diseño podrían haber sido más ajustados a la realidad, ya que se ha diseñado utilizando conductor perfecto con el fin de reducir los tiempos de simulación.

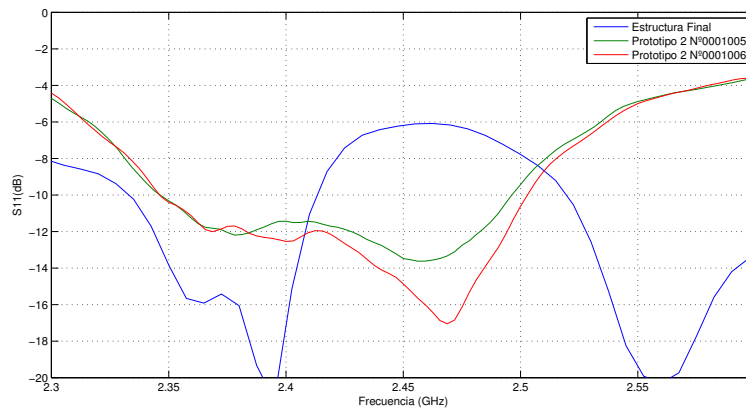
Aunque es habitual obtener peores resultados medidos que simulados, estas disparidades tan grandes entre los valores simulados y medidos pueden ser principalmente por dos razones. Una de ellas y la menos significativa puede ser la imprecisión en la medición. Los rebotes en dentro de la cámara anecoica, no enfrentar con gran precisión las antenas, la polarización o variar la posición en el cambio de la antena calibrada por la antena a medir pueden ocasionar pequeñas

(a) Banda $2.3GHz - 2.6GHz$ (b) Banda $5GHz - 6GHz$ **Figura 5.1:** *Parámetros S_{11} simulados*

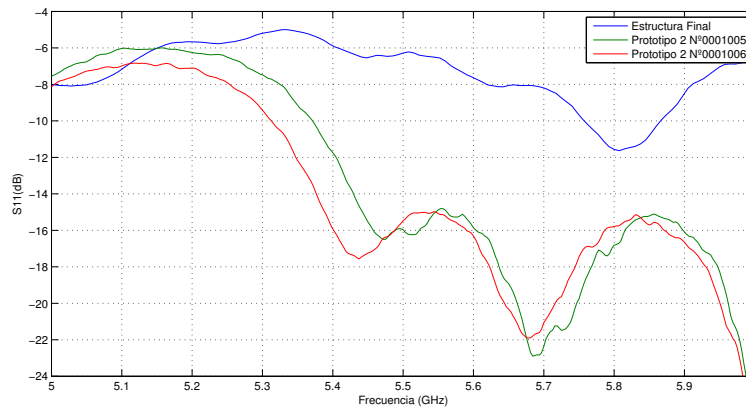
(a) Banda $2.3GHz - 2.6GHz$ (b) Banda $5GHz - 6GHz$ **Figura 5.2:** Comparación de ganancias simuladas

variaciones en la medida. El segundo motivo y probablemente el de mayor importancia es la fabricación. Se ha visto a lo largo del proceso de diseño que a pesar de trabajar con frecuencias relativamente bajas, variaciones de tamaño o de longitudes muy pequeñas en la estructura tenían gran impacto en los parámetros finales. Es posible que con una fabricación más precisa los resultados mejoren.

Este diseño ha sido logrado tras realizar múltiples simulaciones con estructuras similares de todo tipo. Se podría decir que es complicado conseguir mejoras considerables partiendo de configuraciones parecidas.

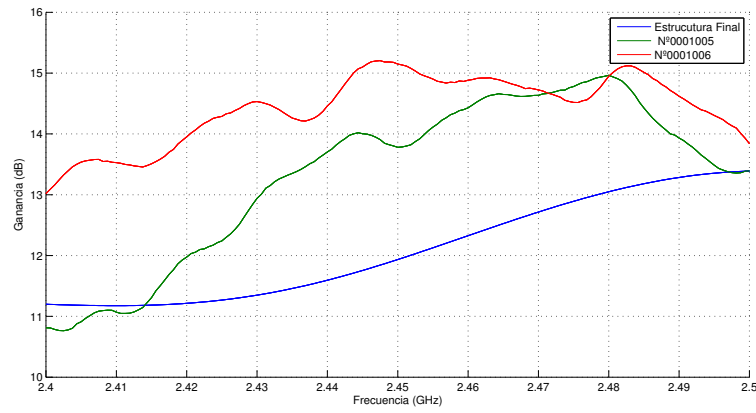
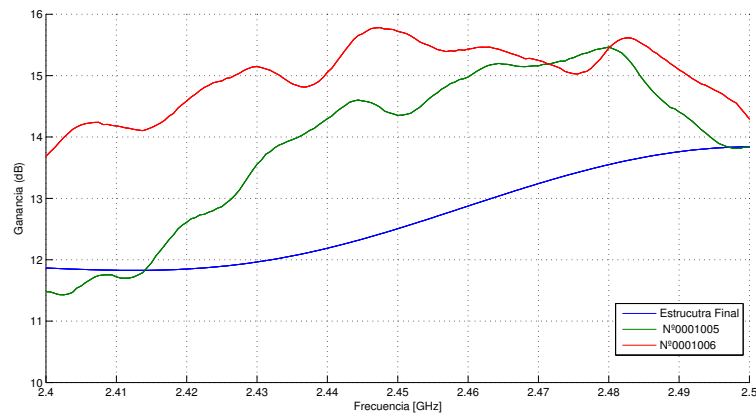
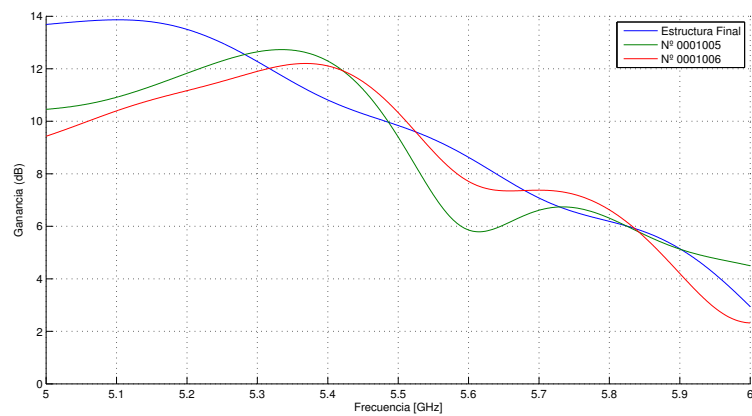


(a) Banda 2.3GHz – 2.6GHz



(b) Banda 5GHz – 6GHz

Figura 5.3: Comparación de parámetros S_{11} medidos

(a) Banda $2.4GHz - 2.5GHz$ con HFSS(b) Banda $2.4GHz - 2.5GHz$ con Mician(c) Banda $5GHz - 6GHz$ **Figura 5.4:** Comparación de ganancias medidas

Bibliografía

- [BAL05] C. A. BALANIS, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3^a ed., John Wiley & Sons, USA, 2004.
- [POZ11] D. M. POZAR, *Microwave Engineering*, 4^a ed., John Wiley & Sons, USA, 2011.
- [SAR06] T. S. SARKAR, R. J. MAILLOUX, A. A. OLINER, M. SALAZAR-PALMA and D. SENGUPTA, *History of Wireless*, John Wiley & Sons, USA, 2006.
- [ZÜR95] J. F. ZÜRCHER, F. E. GARDIOL, *Broadband Patch Antennas*, Artech House, London, 1995.
- [GOD01] L. C. GODARA (EDITOR), *Handbook of Antennas in Wireless Communications*, Cap. 6, CRC Press, USA, 2001.
- [TOH11] W. K. TOH, X. QING, Z. N. CHEN, *A Planar Dualband Antenna Array*, IEEE trans. antennas a propagation, VOL. 59, NO.3, mar.2011.
- [BHA01] P. BHARTIA, R. GARG, I. BAHL, A. ITTIPIBOON, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, London, 2001.
- [CAR01] A. CARDAMA, L. JOFRE, J. M. RIUS, J. ROMEU, S. BLANCH, M. FERRANDO, *Antenas*, Edicions UPC, Barcelona, 2002.
- [Web01] http://www.coit.es/foro/pub/ficheros/libroscapitulo_2_00d786c5.pdf
- [Web02] <http://www.minetur.gob.es/telecomunicaciones/Espectro/CNAF/cuadroAtribuciones2013.pdf>
- [Web03] <http://eur-lex.europa.eu/LexUriServ/LexUriServ.do?uri=OJ:L:2007:041:0010:0010:ES:PDF>
- [Web04] <http://www.erodocdb.dk/docs/doc98/official/pdf/ECCDec0408.pdf>
- [Web05] <http://www.erodocdb.dk/docs/doc98/official/pdf/rec7003e.pdf>
- [Web06] <http://www.minetur.gob.es/telecomunicaciones/Espectro/CNAF/notasUN2013.pdf>

[Web07] http://www.cisco.com/c/en/us/td/docs/solutions/Enterprise/Mobility/emob41dg/emob41dg-wrapper/ch3_WLAN.pdf