

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID  
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



GRADO INGENIERÍA DE SISTEMAS DE COMUNICACIÓN  
DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

TRABAJO FIN DE GRADO

**DISEÑO DE UNA ANTENA DE PARCHE DE BANDA  
ANCHA CON EXCITACIÓN POR ACOPLO  
ELECTROMAGNÉTICO**

Autor: Pablo Escudero Vizcaino

---

Tutor: José Luis Vázquez Roy

Junio 2014

## ABSTRACT

*In this project the design, manufacture and measurement of a broadband patch antenna excited by proximity coupling is described. The antenna is excited by a coupled microstrip line that is printed in a lower layer. The used patches are circular and the geometry of the ground and the substrates is squared. The antenna is designed for the ISM band (2.4 GHz) and its fundamental mode is the  $TM_{10}$ , which provides a broadside radiation pattern. The designs are based on two types of configuration: simple and multilayer. The first one is the most easy to design and fabricate, although is limited by the level of bandwidth. The multilayer configuration uses a circular parasitic patch that generates a new resonance frequency and widens the operating frequency range of the antenna. For improving the coupling between the patch/es and the line, a new feeding technique is proposed: dividing the line into two sections, widening the one nearest to the patch. Thanks to this design strategy, the antenna increases its impedance bandwidth. The manufactured prototype meets the initial specifications reaching a broadband of 408 MHz with a relative value of 17%.*

# Índice general

<b>1. Introduction</b>	<b>6</b>
1.1. Objectives . . . . .	7
1.2. Structure of the document . . . . .	7
<b>2. Teoría antenas de parche</b>	<b>8</b>
2.1. Introducción a los parches . . . . .	8
2.2. Métodos de alimentación . . . . .	10
2.2.1. Línea microstrip . . . . .	11
2.2.2. Sonda coaxial . . . . .	11
2.2.3. Acoplo por proximidad . . . . .	12
2.2.4. Acoplo por ranura . . . . .	13
2.3. Métodos de análisis . . . . .	14
2.3.1. Modelo de línea de transmisión . . . . .	14
2.3.2. Modelo de cavidad . . . . .	16
<b>3. Estado del arte de las antenas de parche</b>	<b>17</b>
3.1. Historia . . . . .	17
3.2. Estudios y tendencias actuales . . . . .	17
3.2.1. Descripción del modelo de Rowe y Waterhouse . . . . .	18
3.3. Especificaciones iniciales . . . . .	19
<b>4. Diseños con el empleo de estructuras simples</b>	<b>20</b>
4.1. Parche alimentado con línea de transmisión convencional . . . . .	20
4.1.1. Diseño de la línea de transmisión y puerto de guía-onda . . . . .	21
4.1.2. Análisis del diseño . . . . .	23
4.1.3. Efecto de la variación de los parámetros . . . . .	26
4.2. Parche alimentado mediante línea de transmisión modificada . . . . .	28
4.2.1. Análisis del diseño . . . . .	28
4.2.2. Efecto de la variación de los parámetros . . . . .	32
<b>5. Diseños con el empleo estructuras multicapa</b>	<b>36</b>
5.1. Introducción a las estructuras multicapa . . . . .	36
5.2. Diseños preliminares . . . . .	38

5.3. Adaptación del modelo de W.S.T. Rowe y R.B. Waterhouse . . . . .	39
5.4. Estructura multicapa con tramo de línea ensanchado . . . . .	42
5.4.1. Análisis del diseño . . . . .	42
5.4.2. Efecto de la variación de los parámetros . . . . .	45
5.5. Diseño final . . . . .	50
<b>6. Construcción y medición del diseño</b>	<b>56</b>
6.1. Proceso de fabricación . . . . .	56
6.2. Proceso de medición y comparativa . . . . .	56
<b>7. Conclusions and future research lines</b>	<b>59</b>
7.1. Conclusions . . . . .	59
7.2. Future research lines . . . . .	60
<b>A. Estudio económico y social</b>	<b>61</b>
A.1. Análisis del entorno socio-económico . . . . .	61
A.2. Regulación . . . . .	63
A.3. Planificación y presupuesto . . . . .	64
<b>Bibliografía</b>	<b>65</b>

# Índice de figuras

1.1. Mobile phone's patch antenna . . . . .	6
2.1. Antena de parche rectangular alimentada por línea microstrip . . . . .	8
2.2. Formas de los elementos de la antena de parche . . . . .	9
2.3. Diagramas de radiación para excitación del modo $TM_{10}$ (a) y $TM_{01}$ (b). . . . .	9
2.4. Alimentación mediante línea microstrip . . . . .	11
2.5. Alimentación mediante sonda coaxial . . . . .	11
2.6. Alimentación mediante acoplo por proximidad . . . . .	12
2.7. Alimentación mediante acoplo por ranura . . . . .	13
2.8. Líneas de campo en línea microstrip . . . . .	14
2.9. Efecto de bordes en antena microstrip con parche rectangular . . . . .	15
2.10. Circuito equivalente modelo línea de transmisión (a) Dipolos magnéticos equivalentes (b). . . . .	15
2.11. Distribución del campo para el modo $TM_{10}$ . . . . .	16
2.12. Distribución de las corrientes magnéticas para el modo $TM_{10}$ . . . . .	16
2.13. Diagrama de radiación para el modo $TM_{10}$ . . . . .	16
3.1. Modelo de Rowe y Waterhouse [16] . . . . .	18
3.2. Estructura de la antena . . . . .	19
4.1. Parche alimentado mediante línea de transmisión convencional . . . . .	20
4.2. Medidas línea microstrip . . . . .	21
4.3. Impedancia característica de la línea microstrip . . . . .	21
4.4. Antena de parche con línea de transmisión y puerto de guía onda adaptados . . . . .	22
4.5. Antena de parche con puerto de guía-onda alterado . . . . .	22
4.6. Representación del parámetro $S_{11}$ en dB . . . . .	23
4.7. Representación del parámetro $S_{11}$ en carta de Smith . . . . .	24
4.8. Diagrama de radiación en tres dimensiones . . . . .	24
4.9. Plano ZX componente $\theta$ (a) Plano ZX componente $\phi$ (b) . . . . .	25
4.10. Plano ZY componente $\phi$ (a) Plano ZY componente $\theta$ (b) . . . . .	25
4.11. Efecto de la variación en el radio del parche . . . . .	26
4.12. Efecto de la variación en la longitud de la línea de transmisión . . . . .	27
4.13. Parche alimentado mediante línea de transmisión modificada . . . . .	28
4.14. Representación del parámetro $S_{11}$ en dB . . . . .	29

4.15. Representación del parámetro $S_{11}$ en carta de Smith . . . . .	30
4.16. Diagrama de radiación en tres dimensiones . . . . .	30
4.17. Plano ZX componente $\theta$ (a) Plano ZX componente $\phi$ (b) . . . . .	31
4.18. Plano ZY componente $\phi$ (a) Plano ZY componente $\theta$ (b) . . . . .	31
4.19. Efecto de la variación en el radio del parche . . . . .	32
4.20. Efecto de la variación en la anchura del segundo tramo de línea . . . . .	33
4.21. Efecto de la variación de la longitud en el segundo tramo de línea . . . . .	34
5.1. Estructura multicapa . . . . .	36
5.2. Comparativa en dB entre configuración simple y parásita. . . . .	37
5.3. Comparativa en Carta de Smith entre configuración simple y parásita. . . . .	37
5.4. Representación del parámetro $S_{11}$ en dB . . . . .	38
5.5. Modelo de Rowe y Waterhouse [16] . . . . .	39
5.6. Representación del parámetro $S_{11}$ tras el cambio de dieléctrico . . . . .	40
5.7. Representación del parámetro $S_{11}$ en dB . . . . .	40
5.8. Representación del parámetro $S_{11}$ en Carta de Smith . . . . .	41
5.9. Estructura multicapa con tramo de línea ensanchado . . . . .	42
5.10. Representación del parámetro $S_{11}$ en dB . . . . .	43
5.11. Representación del parámetro $S_{11}$ en carta de Smith . . . . .	44
5.12. Efecto de la variación en el radio del parche alimentado . . . . .	45
5.13. Efecto de la variación en el radio del parche parásito . . . . .	46
5.14. Efecto de la variación del sustrato del parche parásito . . . . .	46
5.15. Efecto de la variación de la longitud en el segundo tramo de línea . . . . .	47
5.16. Efecto de la variación en la anchura del segundo tramo de línea . . . . .	48
5.17. Efecto de la variación en la longitud de los sustratos y del plano de masa . . . . .	50
5.18. Representación del parámetro $S_{11}$ en dB . . . . .	51
5.19. Representación del parámetro $S_{11}$ en carta de Smith . . . . .	52
5.20. Diagramas de radiación en tres dimensiones para 2.4 GHz (a) y 2.66 GHz (b). . . . .	53
5.21. Plano ZX componente $\theta$ (a) Plano ZX componente $\phi$ (b) para 2.4 GHz . . . . .	54
5.22. Plano ZX componente $\theta$ (a) Plano ZX componente $\phi$ (b) para 2.66 GHz . . . . .	54
5.23. Plano ZY componente $\phi$ (a) Plano ZY componente $\theta$ (b) para 2.4 GHz . . . . .	55
5.24. Plano ZY componente $\phi$ (a) Plano ZY componente $\theta$ (b) para 2.66 GHz . . . . .	55
6.1. Vista superior y lateral del modelo construido . . . . .	56
6.2. Comparativa del parámetro $S_{11}$ entre la medida teórica y la experimental . . . . .	57
6.3. Comparativa del parámetro $S_{11}$ entre la medida teórica y la experimental . . . . .	58
A.1. Planificación del proyecto . . . . .	64

# Índice de tablas

2.1. Efectos del tamaño y $\epsilon_r$ en el substrato. . . . .	10
4.1. Dimensiones de parche alimentado mediante línea de transmisión modificada . . . .	28
5.1. Dimensiones de parche alimentado mediante línea de transmisión modificada . . . .	42
5.2. Dimensiones finales del parche alimentado mediante línea de transmisión modificada	51
A.1. Principales servicios inalámbricos en España.[22][23] . . . . .	62
A.2. Listado de costes de personal . . . . .	65
A.3. Listado de costes de equipo y software informático . . . . .	65
A.4. Listado de costes de materiales y equipos del laboratorio . . . . .	65

# Capítulo 1

## Introduction

According to the conditions of the new study plan schedule (2011 Plan), chapters 1 (Introduction) and 7 (Conclusions and future research lines) are written in English.

In the last years there has been a remarkable evolution of global communication services. These services range from mobile telephony, with the well-known “4G”, to Internet access via Wi-Fi, passing through global positional services like GPS, Glonass or Galileo. This evolution is mainly due to the emergence of new needs and social trends in the technological sector, which are focused on mobility and “always-on” connection.

One of the aspects that has allowed this evolution in wireless communication has been something common for all of them: the antenna. The antennas can be found in any device of our everyday life, like for example mobile phones, radios, TV, routers, etc. With the design improvements it’s possible to cover the bandwidth and efficiency requirements associated to these new services.

From all the types of antennas, one of the most used and most development has had in the last decades are the patch antennas. These types of antennas are characterized by their small size, his easiness to adapt to different kinds of surfaces and by their high quality/price ratio. All this combined with the design flexibility in terms of service requirements, makes it one of the most used antennas in nowadays wireless technology.

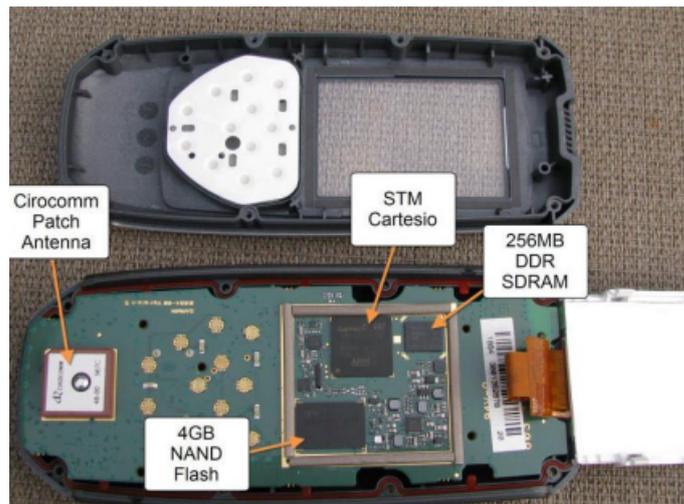


Figura 1.1: Mobile phone's patch antenna

## 1.1. Objectives

The main objective of this project is the study, design and further manufacture of a broadband patch antenna fed by proximity coupling with linear polarization for the mode  $TM_{10}$ . The excitation of this mode will provide a radiation maximum perpendicular to the ground plane (broadside). The used patches are circular (seeking for compact designs) and the geometry of the substrates is squared. The antenna is designed for operating in the ISM band with a frequency of 2.4 GHz. The study will pursue a design that optimizes the operating bandwidth, considering the objective of obtaining a relative bandwidth that exceeds 15 %. For the designs the impedance matching limit is set at -10 dB.

Geometry and materials will be optimized with the aim of reaching the objectives. Furthermore variation in the typical geometry and different designing configurations will be used in order to improve the antenna operational performance.

After designing and simulation process, the fabrication process will take place. The prototype will be manufactured with low cost materials, aiming to be to be most efficient as possible from an economic and physical point of view.

## 1.2. Structure of the document

The document consists of five sections:

- The first one focuses on the theoretical study of patch antennas. Their feeding techniques and operating model will be studied. Furthermore the reader will find a description of two of the most important models of analysis for this type of antennas: the transmission line model and the cavity model.
- The second section will focus on the design process. The document will follow a chronological overview with the different models employed along this study. For each of this models a description of the techniques used accompanied by a series of illustrations that will facilitate the design analysis (prototype perspective, radiation diagrams or representation of the scattering parameters) will be included. Also a study on the effects of variations of the most significant dimensions for the different designs will be done.

All models are designed with the software *CST Studio Suite* [1], which allows to carry out the designs and simulations. Graphical representations such as radiation diagrams, fields distributions or S parameters are obtained with this tool. However, the biggest advantage of this program lies in its ability to provide high quality results, that usually fit very well with the experimental ones. In addition to the simulations we used the mathematical software Matlab [2] in order to optimize the graphics for it's correct viewing in this document.

- In the next section the manufacturing process of antenna and it's measures will be described. A comparison study between the results obtained from simulations and prototype will be made, providing their main differences.
- The fourth section will describe the conclusions and future research lines. It will be important to verify if the initial objectives have been met and to summarize the main ideas and feelings gathered throughout the project. Special emphasis for those aspects that can be improved or can serve as a basis for further basis in a similar area.
- At the end of the document an appendix is included. This contains a brief study about the social and economic impact of this project in the field of Information and Communication Technology (ICT). Therefore, in order to estimate the cost of the projects, a budget is included.

## Capítulo 2

# Teoría antenas de parche

### 2.1. Introducción a los parches

La configuración básica de una antena microstrip se basa principalmente en una superficie metálica (denominada comúnmente parche) impresa sobre un sustrato dieléctrico de espesor muy pequeño en término de longitudes de onda. La estructura se completa con un plano metálico en la parte posterior del sustrato dieléctrico. A partir de este modelo básico se pueden encontrar gran cantidad de diseños, desde lo más sencillos, hasta estructuras con varios niveles de sustratos y parches en paralelo.

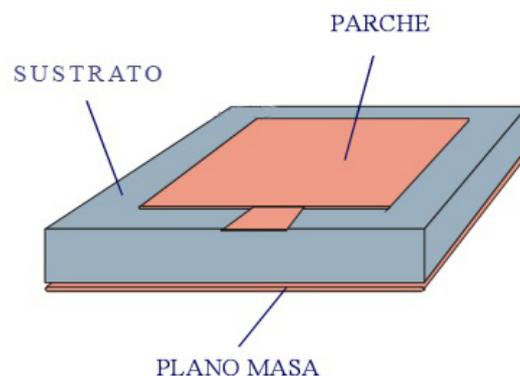


Figura 2.1: Antena de parche rectangular alimentada por línea microstrip

Este tipo de antenas se caracterizan por su bajo perfil, con un peso y volumen reducidos, lo que supone facilidad y reducción de costes en su fabricación. Este diseño ligero permite su uso en todo tipo de superficies; desde superficies rígidas a superficies curvas. Así mismo cabe destacar su alta compatibilidad con otros dispositivos activos y la facilidad de agrupación en arrays. Se tratan de antenas adaptables con versatilidad de funcionamiento en términos de frecuencia, polarización y diagramas de radiación [3]. Todos estos aspectos a favor han motivado que su uso se haya extendido en una amplio número de aplicaciones, entre las que destacan:

- Comunicaciones móviles (estaciones base, teléfono, automóvil).
- Antenas en aviones (navegación, altímetros).
- Satélites de comunicaciones
- Radares y telemetría (guiado de misiles, sensores).
- Sistemas de vigilancia, identificación y control (alarmas, peajes).

Sin embargo este tipo de antenas también presentan una serie de desventajas como la baja potencia de radiación (por su estructura no pueden soportar altas potencias en sus componentes), su no excesiva directividad, su ancho de banda reducido o los altos niveles de radiación espuria, motivadas especialmente por las líneas de transmisión y los bordes de la estructura.

Los elementos radiantes pueden tener distintas formas, pueden ser cuadrados, rectangulares, circulares, elípticos, triangulares o de cualquier otra configuración. Lo más común será recurrir a diseños con formas cuadradas, rectangulares o circulares, ya que son los más fáciles de fabricar y de analizar [3].

En la siguiente figura se muestran las formas más empleadas para el diseño de los parches:

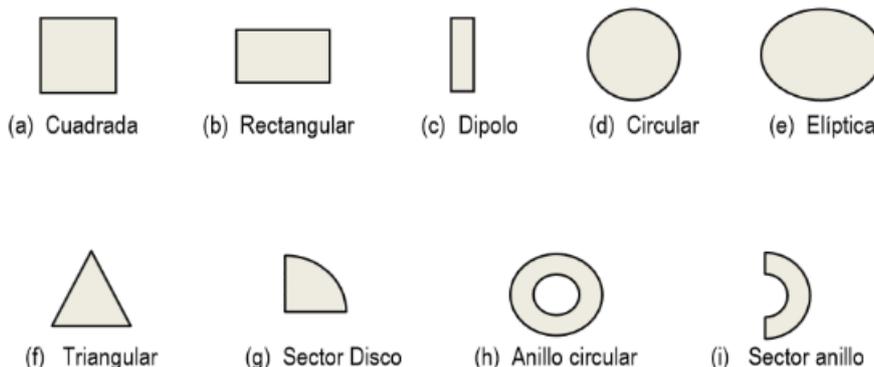


Figura 2.2: Formas de los elementos de la antena de parche

Si se considera una antena de parche circular, según el modelo de cavidad que se describirá más adelante, el modo fundamental excitado es el  $TM_{10}$ . Éste posee un máximo de radiación normal al plano de masa de la antena (broadside). Sin embargo existen además otros diseños orientados a la excitación del modo  $TM_{01}$  como modo fundamental, obteniendo un diagrama de radiación simétrico respecto al eje perpendicular al parche (omniazimutal), similar al de un dipolo (véase el documento [4] para más información).

En la figura 5.20 se muestran los diagramas de radiación del plano ZY para cada uno de los modos.

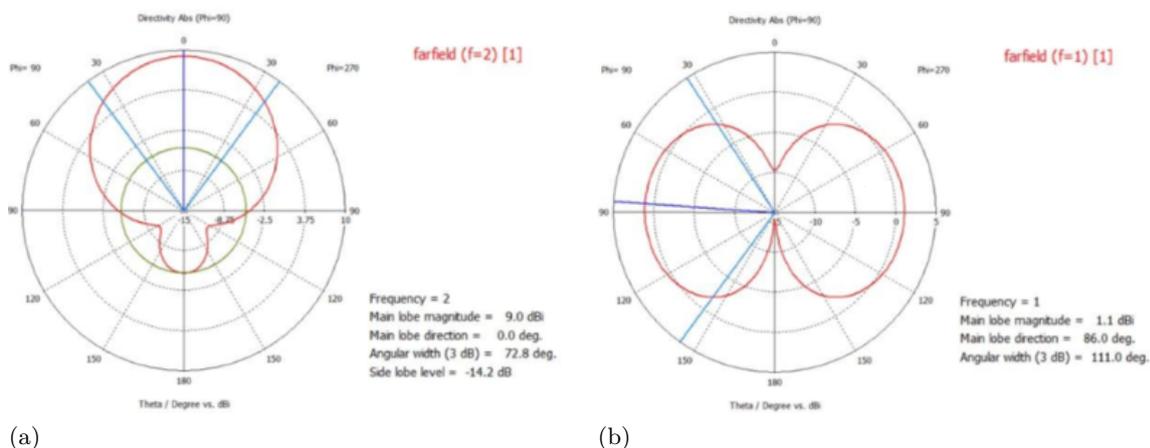


Figura 2.3: Diagramas de radiación para excitación del modo  $TM_{10}$  (a) y  $TM_{01}$  (b).

Uno de los aspectos más importantes a tener en cuenta para el diseño de este tipo de antenas es la selección del sustrato. Se puede recurrir a una gran variedad de sustratos, aunque se recomienda que la constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) quede comprendida entre  $2.1 < \epsilon_r < 12$  [5]. Idealmente los materiales que mejores prestaciones aportan al diseño de antenas de parche son sustratos anchos con constante dieléctricas reducidas ( $\epsilon_r < 5$ ). Esto se debe a que proveen mejores eficiencias de radiación y anchos de banda más elevados, con el inconveniente de precisar mayores dimensiones de los elementos radiantes e incrementar la presencia de ondas de superficie. Para el diseño de la red de alimentación es preciso hacer uso de sustratos más finos y de constantes dieléctricas más altas, de este modo se minimiza el tamaño de los parches y las radiaciones indeseadas, aunque en general tendremos mayores pérdidas, provocando una disminución de la eficiencia de radiación y en el ancho de banda [6]. Por tanto, es necesario buscar una solución que permita alcanzar un compromiso entre el rendimiento de la antena y sus características físicas (tamaño, circuitería, etc).

Prestaciones	Espesor del sustrato	Constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ )
Disminución de radiación en las líneas	Pequeño	Alta
Pequeñas dimensiones de antenas	Pequeño	Alta
Aumentar ancho de banda	Grande	Baja
Mayor eficiencia de radiación	Grande	Baja
Menor sensibilidad frente a tolerancias	Grande	Baja

Tabla 2.1: Efectos del tamaño y  $\epsilon_r$  en el sustrato.

## 2.2. Métodos de alimentación

La elección de la metodología de alimentación de la antena supone un punto crítico en su diseño. En el caso de las antenas impresas los principales modos de alimentación son:

- Línea microstrip.
- Sonda coaxial.
- Acoplamiento por apertura
- Acoplamiento por proximidad

A continuación se lleva a cabo una descripción de cada uno de los métodos propuestos, teniendo en cuenta sus ventajas, desventajas y una serie de ilustraciones gráficas.

### 2.2.1. Línea microstrip

Este método consiste en el uso una línea conductora, con una anchura mucho menor que la del parche, conectada directamente con el elemento radiante. La impedancia característica de la línea microstrip guarda relación con con su anchura, altura y la permitividad del dieléctrico; mientras que por otro lado la antena será vista como una carga. De este modo la línea debe actuar como una herramienta de transformación de impedancias que permita adaptar la antena a la fuente. Sus principales puntos positivos son su facilidad de modelado y de implementación. Por el contrario, los altos valores de impedancia del parche (desde  $200\Omega$  hasta  $1000\Omega$ ) hacen de la adaptación un proceso muy complejo. Otro aspecto negativo a tener en cuenta guarda relación con las radiaciones espurias producidas por las ondas de superficie y el acoplamiento entre la línea microstrip y el propio parche.

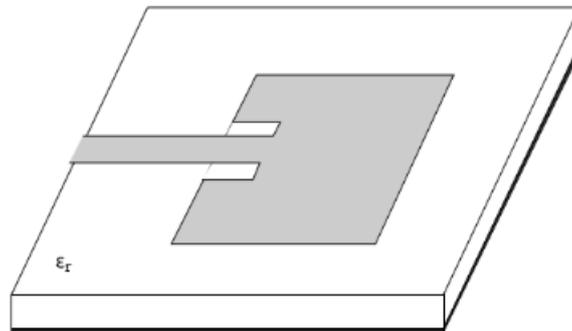


Figura 2.4: Alimentación mediante línea microstrip

### 2.2.2. Sonda coaxial

Otra manera de excitar el parche consiste en la utilización de una sonda coaxial. El conductor interior del coaxial atraviesa el sustrato y se suelda en el parche mientras que el conductor exterior se suelda bajo el plano de masa. De este modo, el circuito de alimentación se encuentra aislado del parche debido al plano de masa, lo que permite reducir las radiaciones espurias producidas por la alimentación. Se pueden dar casos donde la propia vía puede llegar a funcionar como una antena, perturbando la señal generada por el parche y estrechando su ancho de banda.

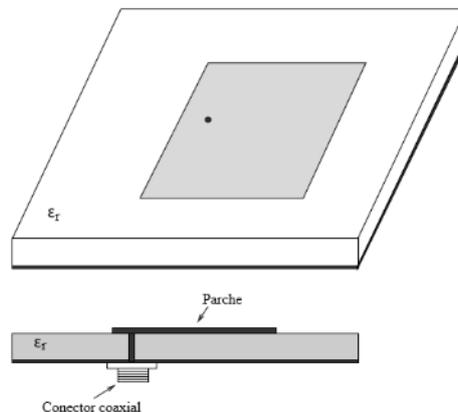


Figura 2.5: Alimentación mediante sonda coaxial

Como se ha comentado anteriormente, el ancho de banda y la eficiencia de las antenas de parche aumenta con el espesor del sustrato. Sin embargo, a medida que aumentamos el espesor también comienzan a aparecer efectos indeseados, como la generación de ondas de superficie, o el aumento de las radiaciones espurias causadas por la circuitería de la antena. En el caso de emplear una sonda coaxial, la alimentación de la antena no interfiere en el diagrama de radiación gracias al aislamiento del plano de masa. Aunque, al aumentar el espesor del sustrato la generación de modos superiores en el parche comienza a ser importante, además, la inductancia de la sonda aumenta con la anchura del sustrato lo que dificulta la adaptación de la impedancia de entrada[7]. En resumen, se debe encontrar un diseño en armonía entre las prestaciones de la antena, y las limitaciones de su red de alimentación.

### 2.2.3. Acoplo por proximidad

Se han desarrollado otras alternativas de excitación basadas en el acoplamiento electromagnético (entre la línea microstrip y el parche), donde la línea y el parche no entran en contacto directo. Esta configuración es la que se emplea en la realización de este trabajo y básicamente consiste en la excitación del parche mediante una línea microstrip impresa en un nivel inferior al del elemento radiante (véase figura 2.6). La principal ventaja de esta herramienta reside en la posibilidad de diseñar cada una de las capas de sustrato de la antena y de la circuitería de modo independiente, es decir, se podrán emplear sustratos más estrechos y con constantes dieléctricas más altas para la alimentación, y otros más anchos con constantes dieléctricas más bajas para los parches. De este modo se alcanza el compromiso de diseño entre antena y línea mencionado anteriormente, permitiendo alcanzar elevados anchos de banda. Como desventaja cabe citar la dificultad de adaptación de la red de alimentación o la complejidad de construcción al contar con varias capas de sustrato, ya que un mal alineamiento de las mismas puede afectar de forma negativa al funcionamiento de la antena, especialmente a frecuencias altas.

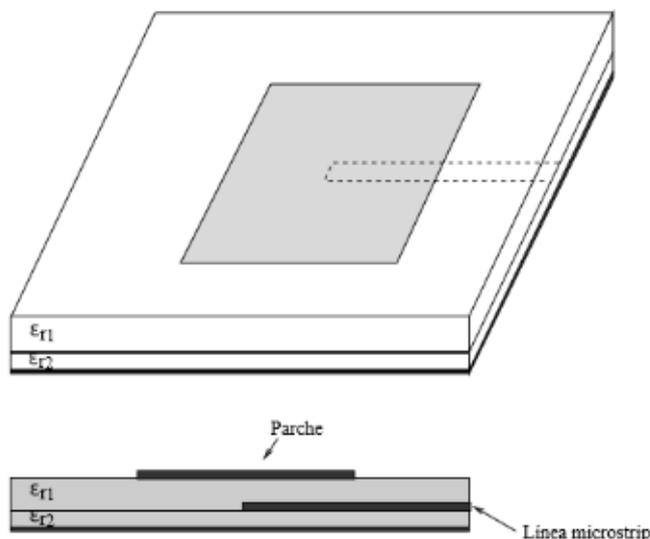


Figura 2.6: Alimentación mediante acoplo por proximidad

#### 2.2.4. Acoplo por ranura

Este modelo de alimentación consiste en una estructura formada por dos dieléctricos sobre los que irán sustentados el parche y la red de alimentación. Entre ambos dieléctricos se coloca un plano de masa que permite aislar la red de alimentación del parche, de este modo prácticamente toda la radiación provendrá del elemento radiante. El plano intermedio de masa posee una pequeña ranura de acoplo mediante la cual se alimenta al elemento radiante. El principal problema de este tipo de alimentaciones reside en su dificultad de adaptación y en la generación de radiaciones espurias traseras a través de la apertura del plano de masa[8].

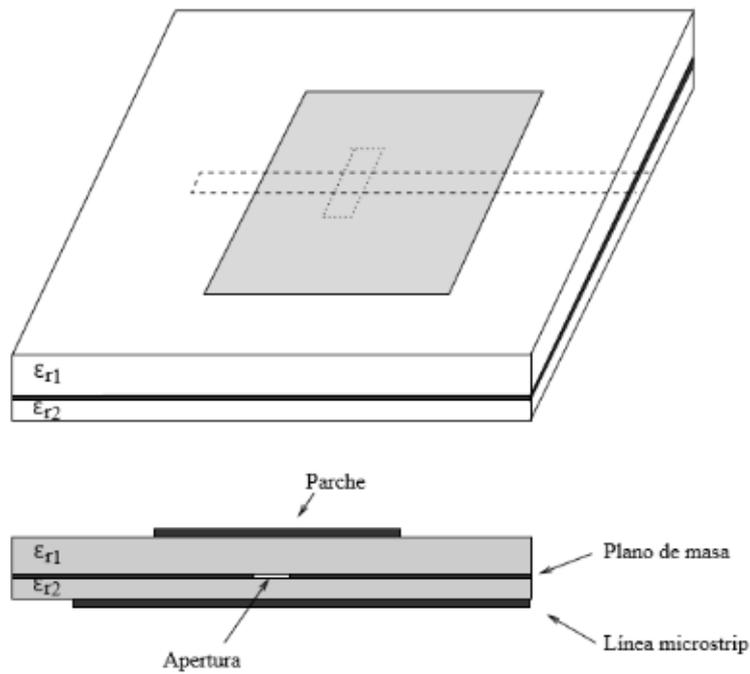


Figura 2.7: Alimentación mediante acoplo por ranura

## 2.3. Métodos de análisis

Las antenas microstrip pueden ser estudiadas con diversos métodos analíticos, los cuales se diferencian principalmente por su precisión y complejidad.

Los modelos más extendidos para el estudio de las antenas microstrip son el de la línea de transmisión y el de la cavidad resonante. El primero de ellos se caracteriza por su simplicidad, sin embargo sus resultados son poco precisos. Aunque este modelo se suele emplear sobre todo para el estudio de parches cuadrados o rectangulares, se ha creído conveniente, debido a su uso generalizado, llevar a cabo una explicación. Por otro lado el modelo de la cavidad se caracteriza por su capacidad de adaptación para el estudio de otras configuraciones, como el parche circular, así como por su precisión y mayor complejidad.

### 2.3.1. Modelo de línea de transmisión

Como se ha comentado anteriormente el modelo de línea de transmisión es el modelo más simple para analizar el comportamiento de la antena, sin embargo, es también el modelo que aporta los resultados menos precisos. Antes de introducirnos en la descripción de este modelo, debemos hacer referencia al denominado “fringing effect” o efecto de bordes en una línea de transmisión:

La línea microstrip está formada por dos conductores (el plano de masa y el de la línea principal) y dos dieléctricos (el vacío y el material sobre el que se apoya la línea). Como se puede observar en la figura 2.8 los campos radian desde el conductor principal, atraviesan el vacío, penetran en el dieléctrico y llegan al plano de masa. En la figura se puede distinguir como el efecto de los bordes se manifiesta en el contorno de la línea, dependiendo éste del grosor y permitividad del dieléctrico. Con la finalidad de poder paliar los efectos de ambos medios (aire y substrato) y simplificar los cálculos, se define una constante dieléctrica efectiva ( $\epsilon_{ref}$ ), la cual se calcula combinando ambas permitividades. De este modo se asume que la línea se encuentra inmersa dentro de un solo medio homogéneo, con dicha permitividad constante en toda su superficie.

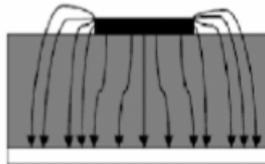


Figura 2.8: Líneas de campo en línea microstrip

Al igual que en las líneas de transmisión, las antenas microstrip también se encuentran inmersas en un medio no homogéneo (substrato y aire). Ante esto también se hace necesario definir una constante dieléctrica ( $\epsilon_{ref}$ ) que permita el análisis de este tipo de antenas. Debe tenerse en cuenta que los efectos de borde ocasionan que la longitud efectiva de la antena sea diferente a la longitud física. Considerando una antena de parche rectangular como la de la figura, observamos como su longitud física “L” se le añade un largo  $\Delta L$  como consecuencia del efecto de desbordamiento en los bordes.

Como se puede observar en la figura 2.13, la componente normal del campo eléctrico decae gradualmente en función de la anchura ( $W$ ) hasta cancelarse en la dirección de broadside, volviendo a incrementarse hacia el otro extremo pero en oposición de fase, haciendo que la radiación de las ranuras laterales se cancelen. En los dos planos paralelos a  $L$  las componentes normales al campo eléctrico están en fase y no varían con su longitud. La radiación de campo lejano broadside (perpendicular a la superficie de la antena) se deberá a la suma de la contribución de todas estas componentes [3].

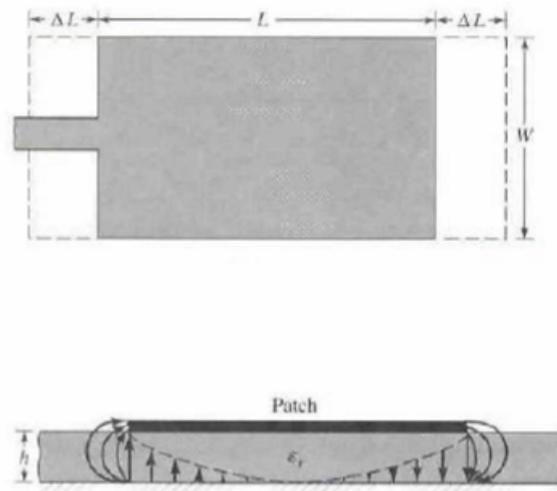


Figura 2.9: Efecto de bordes en antena microstrip con parche rectangular

Desde el punto de vista de la antena, ésta es equivalente a dos ranuras con distribución de campos uniformes. A su vez cada una de estas ranuras puede ser considerada como un elemento que radia el mismo campo que un dipolo magnético con una corriente magnética de superficie equivalente[9].

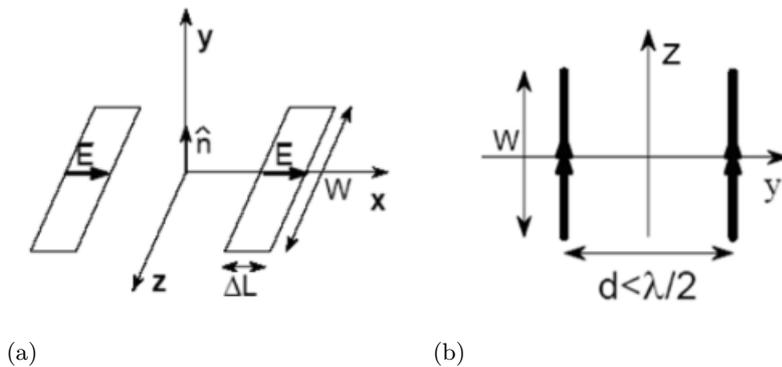


Figura 2.10: Circuito equivalente modelo línea de transmisión (a) Dipolos magnéticos equivalentes (b).

### 2.3.2. Modelo de cavidad

El modelo de cavidad posee mayor complejidad que el modelo de línea de transmisión, sin embargo es el modelo ideal para el análisis de estructuras no rectangulares, pudiendo ser aplicable a cualquier geometría en general. Resulta la aproximación más adecuada y directa para evaluar este tipo de antenas.

Este modelo se basa en el hecho de que las antenas microstrip se comportan como una cavidad resonante formada por dos conductores eléctricos en la pared superior e inferior ( $E_t=0$ ) y por paredes magnéticas en los laterales ( $H_t=0$ )[10]. En el interior de esta cavidad tiene lugar la aparición de las ondas estacionarias.

El comportamiento de la antena es similar a la de un circuito resonante con pérdidas donde a la potencia se consume en la resistencia de radiación a la frecuencia de resonancia. El modo dominante coincide con la frecuencia de resonancia más baja, la cual aparece cuando la longitud de la antena ( $L$ ) equivale a media longitud de onda del dieléctrico.

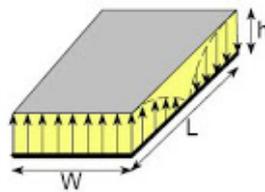


Figura 2.11: Distribución del campo para el modo  $TM_{10}$

Para calcular el diagrama de radiación es necesario considerar las corrientes magnéticas equivalentes en el contorno de la cavidad. Las paredes de la cavidad que contribuyen a la radiación son aquellas en las que las corrientes magnéticas no se cancelan entre sí.

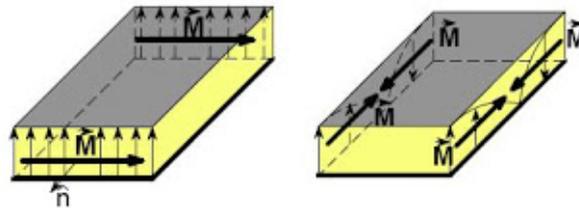


Figura 2.12: Distribución de las corrientes magnéticas para el modo  $TM_{10}$

Para el modo fundamental  $TM_{10}$  la contribución de las componentes no canceladas genera un diagrama de radiación perpendicular al plano del parche (broadside).



Figura 2.13: Diagrama de radiación para el modo  $TM_{10}$

## Capítulo 3

# Estado del arte de las antenas de parche

### 3.1. Historia

El concepto de antena impresa fue propuesto por primera vez en 1953 por George Deschamps[11], el cual sugirió aprovechar de forma práctica las radiaciones parásitas generadas por las discontinuidades en circuitos de microondas. Tras este hecho tuvo lugar en 1956 la presentación de la primera patente[12], ésta se basaba en el aprovechamiento de la radiación generada a través de las discontinuidades de una línea microstrip para el diseño de un elemento aéreo que pudiese ser integrado en el fuselaje de un avión. Sin embargo no fue hasta 1970 cuando se creó el primer prototipo, motivado especialmente por el avance en las técnicas fotolitográficas sobre sustratos de cobre y oro.

Los estudios más importantes y que mayores avances han supuesto en este ámbito fueron los de John Howell para la NASA en las bandas L (1,5-2,7 GHz) y UHF (300 MHz a 3 GHz)[13] [14], o los de Robert Munson, el cual desarrolló patentes para aplicaciones de telemetría sobre lanzamiento de misiles[15]. En la actualidad las antenas de parche son empleadas en infinidad de diseños para gran cantidad de aplicaciones, contando con rangos frecuenciales que oscilan entre los 100 MHz hasta los 100 GHz.

La versatilidad de este tipo de antena ha motivado en los últimos años infinidad de estudios científicos sobre su funcionamiento y la búsqueda de nuevos diseños que permitan optimizar sus prestaciones. Es un sector que se encuentra bajo continua demanda tecnológica y que cuenta con inversiones económicas muy elevadas por parte de los principales centros de investigación.

### 3.2. Estudios y tendencias actuales

Llevando a cabo una búsqueda en las distintas librerías y repositorios científicos se aprecia la gran cantidad de modelos que se han publicado. Sin embargo, realizando un análisis sobre estas publicaciones se pueden distinguir ciertos patrones genéricos en los que se basan estos estudios. El primero de estos patrones suele ser la modificación de las dimensiones del elemento radiante para conseguir la frecuencia de resonancia objetivo a la que radie la antena. Otra de las tendencias en el diseño de estas antenas es la modificación de su estructura, recurriendo a herramientas como el empleo de parches parásitos [16] o el empleo de nuevas redes de alimentación [17], sobre todo orientados al aumento del ancho de banda de funcionamiento. Incluso se han dado estudios de antenas reconfigurables donde se hacen uso de elementos externos como “switches” [18] o “membranas móviles” [19] que modifican las dimensiones de la antena en función del servicio precisado.

Concretando un poco más la búsqueda hacia el estudio de la alimentación por acoplo electromagnético se llega a la conclusión de que las investigaciones para este tipo de excitación son

menores que para el resto de formas de alimentación. Esto principalmente se debe a sus dificultades de diseño, la red de alimentación no entra en contacto directo con el parche lo que puede traer complejidad a la hora de ajustar el acoplo entre los elementos, así como complicaciones de diseño causadas por problemas de alineamiento de las capas. A pesar de esto, es una modalidad que garantiza muy buenos niveles de ancho de banda, por lo que sus estudios suelen ser bastante efectivos. La necesidad de este trabajo surge a raíz de estas circunstancias, un modelo de antena poco explotado y que a pesar de su complejidad de diseño y construcción puede llegar a brindar prestaciones difícilmente alcanzables con otro tipo de modelo. Así mismo se trata de un tipo de antena que es fácilmente compatible con elementos circuitales que se encuentren en una placa de circuito impreso, únicamente se deberá contar con el espacio suficiente para colocarla.

A través de este estudio se hará un recorrido de los distintos diseños estudiados, primero para estructuras simples y después para estructuras multicapa. Para el diseño de estos últimos se recurrirá a un estudio publicado por el Instituto de Tecnología de Melbourne (W.S.T. Rowe y R.B. Waterhouse)[16], el cual propone una estructura dual con el uso de parches parásitos, logrando un ancho de banda relativo de 20 %.

### 3.2.1. Descripción del modelo de Rowe y Waterhouse

Se trata de un diseño centrado en la frecuencia de 5 GHz que combina la alimentación de acoplo por proximidad con el empleo de estructuras apiladas (parche parásito). Se emplea un sustrato de alimentación de Duroid 5880 ( $\epsilon_r=2.2$ ) sobre el cual va impresa una línea microstrip. Sobre la línea se coloca una capa estrecha del mismo sustrato sobre el que se apoya el primer parche, al que denominamos parche alimentado. A continuación se emplea una capa de Rohacell ( $\epsilon_r=1.07$ ) de mayor altura que funciona como soporte de baja permitividad para el parche parásito. Para finalizar se coloca otra capa estrecha de Duroid 5880 sobre el parche parásito que funciona como un recubrimiento empleado para proteger a la antena de condiciones meteorológicas adversas (viento, nieve, lluvia, etc.) sin que afecte significativamente a sus propiedades electromagnéticas.

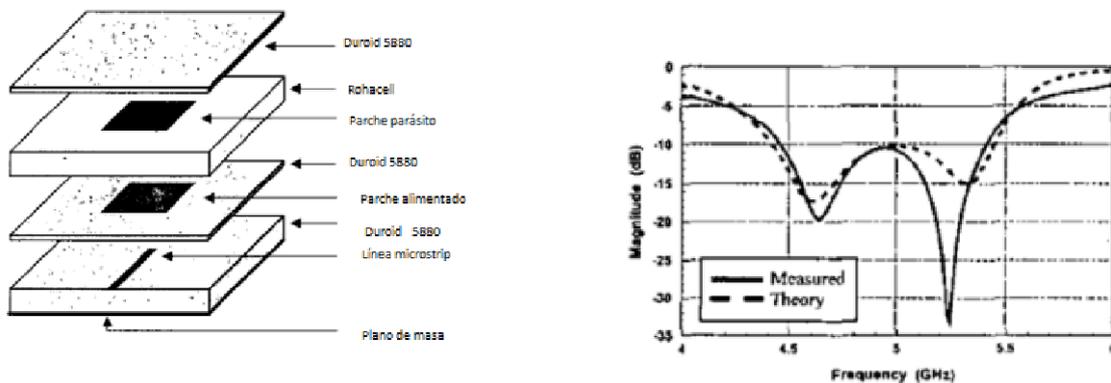


Figura 3.1: Modelo de Rowe y Waterhouse [16]

En este trabajo se recurre a la utilización de parches circulares, obteniendo unos diseños ligeramente más compactos, lo que puede tener utilidad si se desean agrupar en arrays. Sin embargo, el principal sello de distinción en comparación con el resto de publicaciones es la modificación de la línea de alimentación mediante el ensanchamiento de uno de sus tramos. Como se verá más adelante, esta herramienta permitirá mejorar el acoplo entre la línea y el elemento radiante, lo que motivará un aumento de su ancho de banda.

### 3.3. Especificaciones iniciales

El diseño de la antena debe cumplir los requisitos para su funcionamiento en la banda ISM con una frecuencia central de 2.4 GHz. La geometría de las metalizaciones debe ser circular, mientras que para los substratos y plano de masa se empleará una geometría cuadrada. La principal motivación de este trabajo será optimizar el ancho de banda, estableciéndose como objetivo inicial alcanzar un ancho de banda relativo superior a 15% por debajo de -10 dB. Para el cálculo del ancho de banda relativo se emplea la siguiente fórmula:

$$BW_r = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (3.1)$$

Todas las simulaciones de los diseños se llevarán a cabo con una configuración “Open and add space”, la cual establece un carácter finito a los substratos y al plano de masa de la antena.

Como se ha comentado en el capítulo anterior el parche se alimentará mediante la técnica de acoplo por proximidad, empleando una línea microstrip de impedancia característica  $50\Omega$  con un conector coaxial SMA soldado en el centro de uno de los extremos del parche. Una de las variables importantes a tener en cuenta es el tamaño del puerto, éste debe ser lo suficientemente amplio como para reunir la mayoría de las líneas de campo (una anchura que aproximadamente triplique la de la línea [10]).

Otra de las prestaciones a tener en cuenta en el estudio de la antena se ve reflejada en el diagrama de radiación. Por las características de las antenas de parche sabemos que ésta no será excesivamente directiva, aunque si se buscará alcanzar una ganancia notoria localizada en torno a los 7-8 dB.

Como substrato de la línea de transmisión se empleará una capa de FR-4 ( $\epsilon_r=4.3$ ). Los elementos radiantes deberán ir idealmente sustentados sobre una capa de aire ( $\epsilon_r=1$ ), esto se simulará mediante la utilización de unas capas de espuma compuestas por un material de bajas pérdidas denominado Rohacell ( $\epsilon_r=1.07$ ). Se debe tener en cuenta que el objetivo final del trabajo será la construcción del modelo propuesto, por esta razón existen una serie de limitaciones de construcción que se deben tener en cuenta en el planteamiento de los diseños. Esto hace que aumente su complejidad y que en algunas ocasiones no se puedan optimizar por completo. La capa del substrato FR-4 debe tener una altura de 1.5 mm mientras que las capas de Rohacell variarán entre 2, 3 o 10 mm.

Se observa que, a pesar de las limitaciones de construcción, se mantienen las propiedades de elección del substrato para alcanzar los objetivos planteados (2.1), es decir, capas más anchas y con menores constantes dieléctricas para los elementos radiantes, y substratos más estrechos y con mayores constantes dieléctricas para las líneas de transmisión.

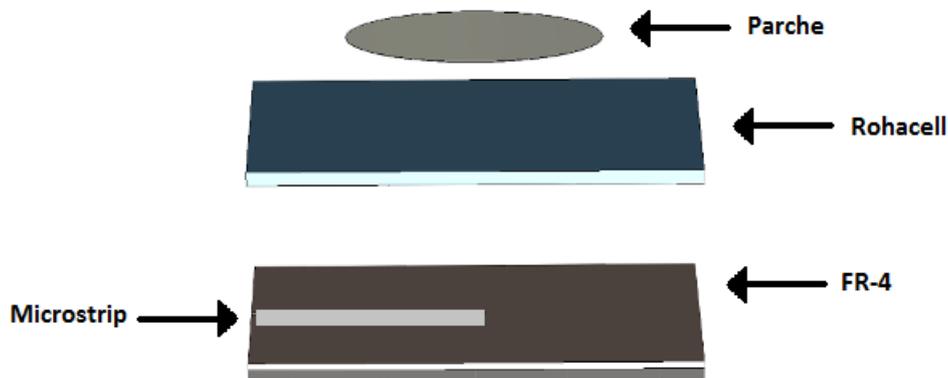


Figura 3.2: Estructura de la antena

## Capítulo 4

# Diseños con el empleo de estructuras simples

En este apartado se va a detallar el proceso de diseño y simulación de la antena de parche con el empleo de configuraciones basadas en estructuras simples (no parásitas). Se seguirá un orden cronológico de los diferentes modelos estudiados. Cada uno de estos modelos irá acompañado de una explicación teórica, imágenes del diseño, diagramas de radiación, diagramas de adaptación de la antena, así como de ilustraciones que permitan comprender el efecto en las variaciones de los parámetros más significativos del diseño. En lo referido a los diagramas de radiación se incluirá un total de cinco diagramas por modelo, uno en tres dimensiones y dos por cada plano (ZY y ZX), uno por cada componente del campo en esféricas ( $\theta$  y  $\phi$ ) con el objetivo de demostrar el efecto de la polarización cruzada.

### 4.1. Parche alimentado con línea de transmisión convencional

Para el primer diseño se trabaja con un plano de masa y capas de substrato de geometría cuadrada con una medida de 10 cm de lado. Sobre el plano de masa se apoya el substrato de FR-4 ( $\epsilon_r=4.3$ ) con una altura de 1.5 mm. Sobre éste se asienta una línea de transmisión que parte desde el centro de uno de los extremos del parche. Sobre la línea se incluye una capa de espuma (Rohacell) de 3 mm de espesor sobre la cual va sustentado el elemento radiante.

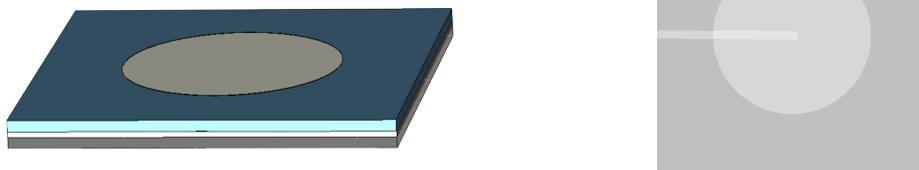


Figura 4.1: Parche alimentado mediante línea de transmisión convencional

Hemos de añadir que, como se verá más adelante, este primer diseño no aportará ninguna solución válida en lo referido a la optimización del ancho de banda o a la adaptación de la antena. Sin embargo, proporcionará la capacidad de diseñar la línea de transmisión y el puerto de guía-onda, diseños que serán empleados para el estudio de los siguientes modelos. Así mismo permitirá obtener una primera toma de contacto en lo referido a la radiación para este tipo de antenas.

#### 4.1.1. Diseño de la línea de transmisión y puerto de guía-onda

La línea de transmisión a emplear debe tener una impedancia característica de  $50\Omega$  de modo que la línea quede completamente normalizada y adaptada, reduciendo las posibles pérdidas de potencia entre el puerto de guía onda y la propia línea. La impedancia de la línea microstrip varía en función de su anchura, la altura del substrato y la constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ). Para este trabajo se emplea una línea microstrip con una anchura de 3 mm y una altura de 0.1 mm, medidas que responden a la altura impuesta del substrato FR-4 de 1.5 mm y que permite obtener una impedancia de  $50\Omega$ .

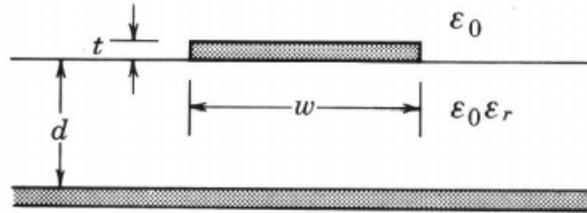


Figura 4.2: Medidas línea microstrip

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d}\right) & \text{for } W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} [W/d + 1.393 + 0.667 \ln(W/d + 1.444)]} & \text{for } W/d \geq 1 \end{cases}$$

Figura 4.3: Impedancia característica de la línea microstrip

Siendo  $\epsilon_e$  la constante dieléctrica efectiva que caracteriza al medio donde se encuentra la línea de transmisión como un medio homogéneo, y cuyo valor se calcula con la siguiente fórmula:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12\frac{d}{w}}} \quad (4.1)$$

Una vez abordado el diseño de la línea microstrip, se debe modelar el puerto a través del cual se excita la misma. El software de diseño empleado (*CST Studio Suite*) hace uso de una herramienta denominada puerto de guía-onda para llevar a cabo la excitación del parche durante el proceso de simulación. Este puerto debe ser lo suficientemente amplio como para confinar la mayor parte de las líneas de campo. En contra, si no se agrupan la mayoría de estas líneas, existirán ciertas componentes de radiación espuria motivadas por la aparición de campos eléctricos en el interior del substrato. En los libros sobre diseño y construcción de antenas se establece una dimensión aproximada del puerto del triple de la línea de transmisión, aunque para garantizar la adaptación en este trabajo se contará con un puerto de 15 mm de ancho y una altura que cubra desde el plano de masa hasta la capa de espuma sobre la que se sustenta el parche (6.5 mm).

La alteración de las dimensiones del puerto se ve reflejada en la impedancia de entrada de la línea, llegando a un punto donde este valor se estabiliza y ya apenas se observa efecto alguno. En las siguientes figuras se puede apreciar la variación de la impedancia de entrada al modificar las dimensiones del puerto.

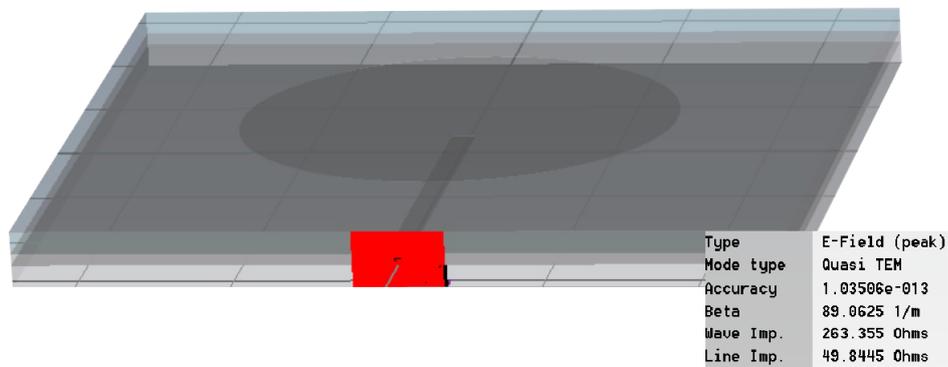


Figura 4.4: Antena de parche con línea de transmisión y puerto de guía onda adaptados

En la figura 4.4 se observa como la impedancia de entrada tiene un valor aproximado de  $50\Omega$ , viéndose reducidas las pérdidas de reflexión entre la línea y el puerto. Para el siguiente análisis se ha decidido aumentar la anchura del puerto a 21 mm de ancho y 9.5 mm de alto con el objetivo de observar los efectos sobre la impedancia de entrada de la línea microstrip.

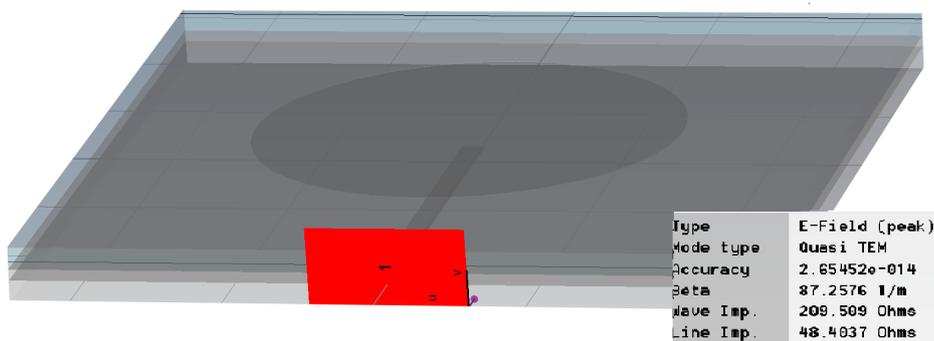


Figura 4.5: Antena de parche con puerto de guía-onda alterado

Analizando la imagen 4.5 se aprecia que al aumentar el tamaño del puerto la impedancia se ha visto ligeramente alterada ( $48.4\Omega$ ), sin embargo esta alteración es prácticamente nula en comparación con la modificación que hemos llevado a cabo sobre el puerto. Para demostrarlo recurrimos a los siguientes cálculos:

$$\frac{48,4\Omega}{50\Omega} = 0,968 \quad (4.2)$$

A partir de este cálculo se deduce que únicamente se produce una reducción del 3.2% con respecto a  $50\Omega$ , un valor muy bajo en comparación con la elevada modificación en las dimensiones del puerto. Con esto queda demostrado que las dimensiones del puerto empleadas inicialmente (6.5 mm de alto y 15 mm de ancho) son completamente válidas.

#### 4.1.2. Análisis del diseño

Las primeras imágenes a analizar son las de los parámetros de dispersión. En concreto en este trabajo se analizará el parámetro  $S_{11}$ , el cual representa el coeficiente de reflexión de la tensión medido desde el puerto de entrada al circuito de la antena. Para el estudio de este parámetro se representan dos diagramas, uno en dB en función de la frecuencia de trabajo, y otro a través del diagrama de la carta de Smith. En el primer caso el resultado ideal para un correcto funcionamiento de la antena sería que se alcanzase un valor menor a los -10 dB en la frecuencia de trabajo (2.4 GHz), es decir, una reflexión menor al 10% de la potencia total aplicada sobre la antena. En el caso del diagrama de Smith la frecuencia de resonancia de la antena se encuentra representada por un “lazo” que refleja el mínimo de la frecuencia de trabajo, a medida que se mejora la adaptación de la antena dicho lazo irá tendiendo a desplazarse hacia el centro del diagrama.

La imagen 3.6 muestra la representación en dB del parámetro  $S_{11}$  para un radio de 28.5 mm apoyado sobre una capa de espuma de 3 mm y con un substrato de alimentación de 1.5 mm de alto. Se observa un mínimo en la frecuencia de trabajo (2.4 GHz), sin embargo dicho valor no es válido puesto que supera la limitación impuesta de -10 dB, lo que hace imposible calcular su ancho de banda relativo. Se refleja aproximadamente un 30% de la potencia aplicada sobre la antena, una pérdida inadmisibles para este tipo de diseños.

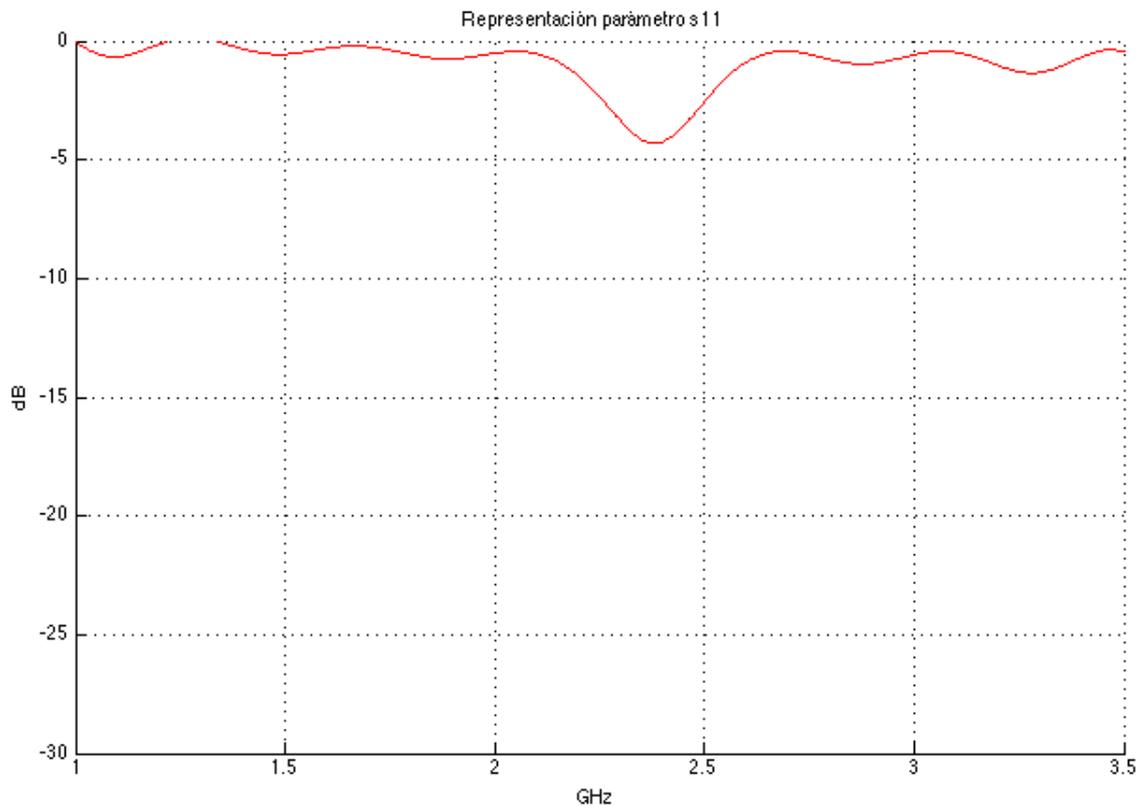


Figura 4.6: Representación del parámetro  $S_{11}$  en dB

En términos de carta de Smith, se aprecia el comportamiento típico de un parche microstrip en forma de circuito resonante. Así mismo se distingue como la frecuencia de resonancia queda bastante alejada del centro del diagrama, lo que se traduce en una mala adaptación.

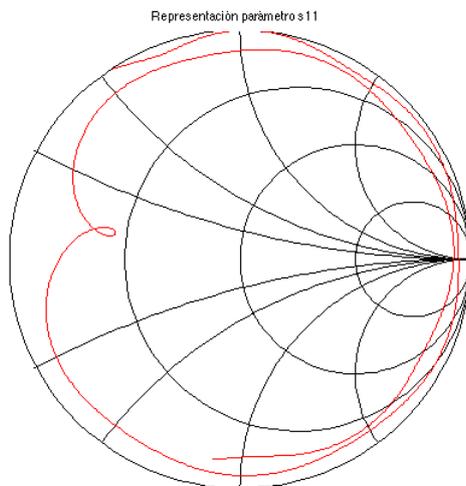


Figura 4.7: Representación del parámetro  $S_{11}$  en carta de Smith

A continuación se pasa a analizar los diagramas de radiación de la antena a la frecuencia central de la banda (2.4 GHz). Se muestra un diagrama de radiación en tres dimensiones y una pareja de diagramas para el plano ZY y ZX con el objetivo de poder estudiar el efecto de la polarización cruzada en este tipo de antenas. Este efecto se verá reflejado a través de la representación del campo en función de las componentes  $\theta$  y  $\phi$ , en el plano ZX el valor del diagrama en función de la componente  $\theta$  (fase) será el predominante mientras que la componente  $\phi$  (contrafase) será prácticamente nula. En el caso del plano YZ el efecto será inverso.

En la imagen 4.8 puede observarse la representación en tres dimensiones del diagrama de radiación para este primer diseño. Se aprecia como el máximo de radiación apunta al eje Z positivo, lo que confirma que nos encontramos ante un modo broadside.

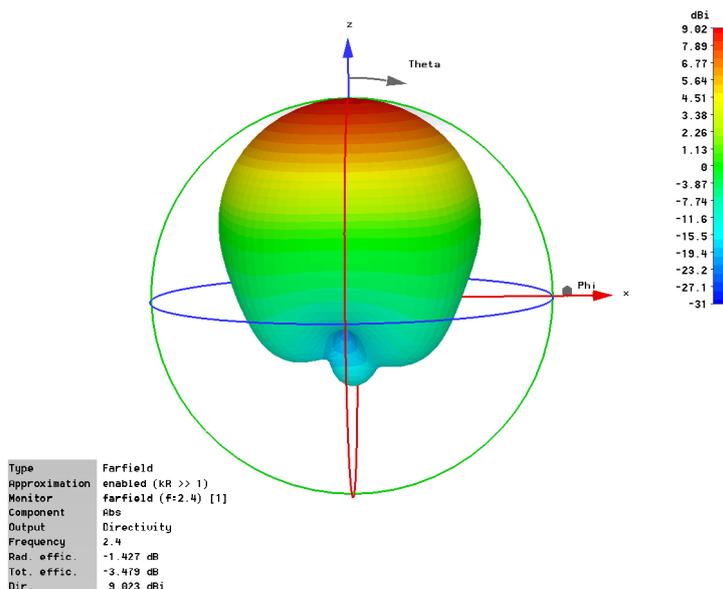


Figura 4.8: Diagrama de radiación en tres dimensiones

En el diagrama para el plano ZX (4.9) se observa como la componente predominante viene dada en función de  $\theta$ , con un valor de 9 dBi de ganancia para el lóbulo principal frente a los -150 dBi en el caso del diagrama en función de  $\phi$ . Se aprecia como en este caso la simetría del diagrama es menos visible como consecuencia de la presencia de la red de alimentación, la cual genera ciertos niveles de radiación espuria. Se puede distinguir también una componente de radiación trasera, aunque no será preocupante contando con una relación front-to-back de unos 20 dB.

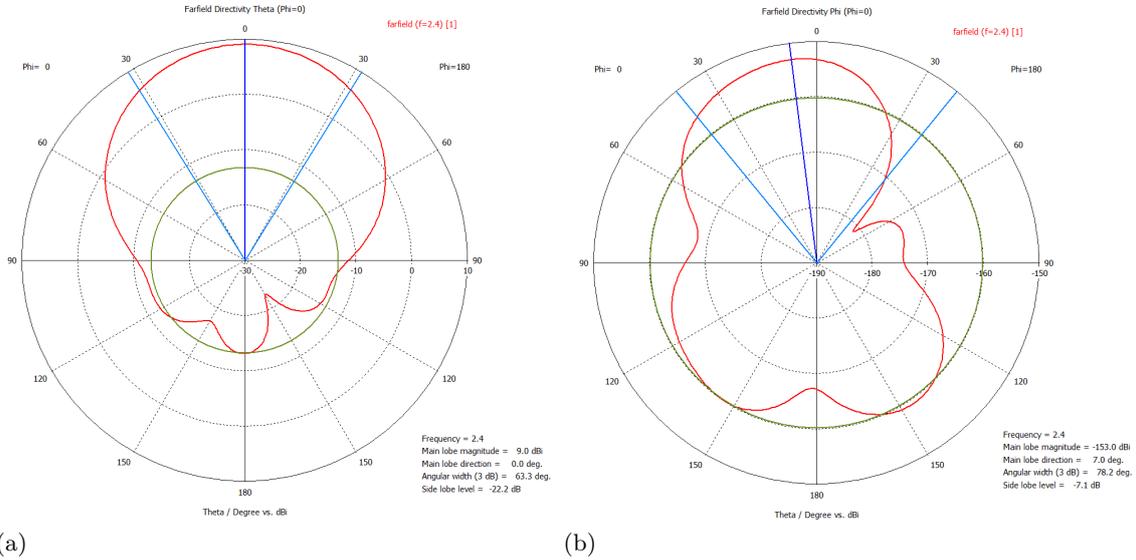


Figura 4.9: Plano ZX componente  $\theta$  (a) Plano ZX componente  $\phi$  (b)

Para el plano ZY el efecto de las componentes es inverso, predomina el diagrama de la componente  $\phi$  con un 9 dBi de ganancia del lóbulo principal frente a los -20 dBi de la componente  $\theta$ . Puesto a que en este plano no se encuentra localizado el puerto de alimentación de la antena, la simetría en el diagrama es mucho más notable. Al igual que en el plano ZX se distingue cierta radiación trasera, aunque su relación front-to-back es de unos 20 dB, por lo que no resulta grave.

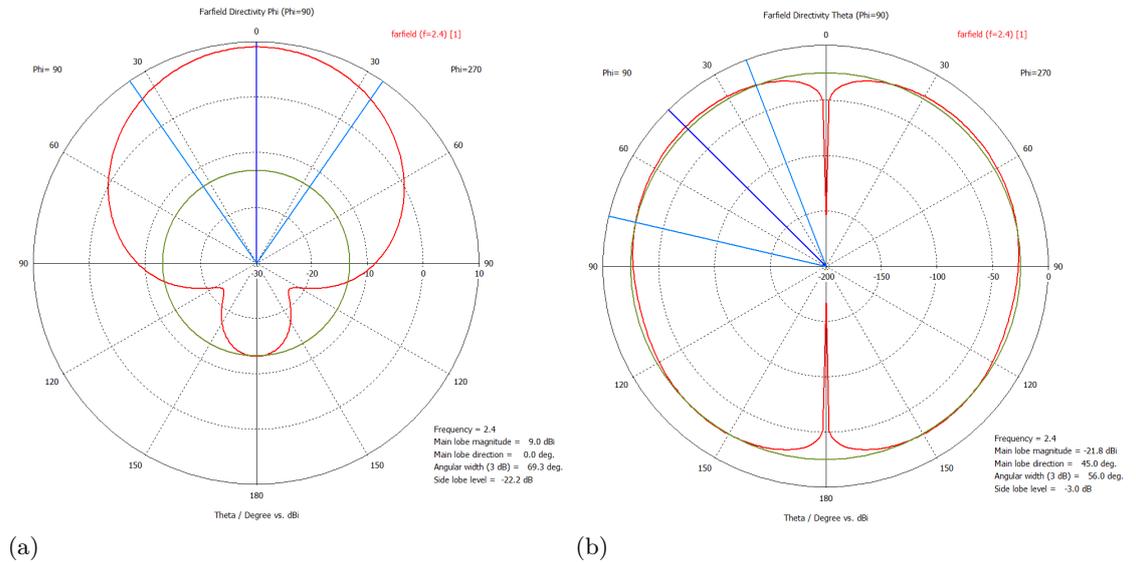


Figura 4.10: Plano ZY componente  $\phi$  (a) Plano ZY componente  $\theta$  (b)

### 4.1.3. Efecto de la variación de los parámetros

En esta sección se analiza el efecto de las variaciones de los parámetros más significativos del diseño, para ello se lleva a cabo un barrido de dichos parámetros acompañándolos de representaciones en dB y carta de Smith que facilita su comprensión.

El tamaño y altura de los substratos y del plano de masa han sido fijados al comienzo del modelo, de este mismo modo las dimensiones del puerto y de la línea de transmisión también han sido diseñados para garantizar una impedancia de entrada de  $50 \Omega$ . Lo único que queda a libre elección del diseño es la longitud de la línea microstrip y el radio del elemento radiante.

El valor del radio a emplear guarda relación con la frecuencia de trabajo a la que opere el parche. Tras llevar a cabo un barrido entre los posibles valores, se concluye que el valor adecuado del radio para una frecuencia de 2.4 GHz oscila entre los 25 y 30 mm. Como se puede denotar en las imágenes, el radio guarda una relación inversamente proporcional con la frecuencia de resonancia. En el diagrama de Smith se aprecia como el lazo se va desplazando desde la parte inductiva (zona superior del diagrama) hacia la parte capacitiva (zona inferior del diagrama) a medida que el radio aumenta.

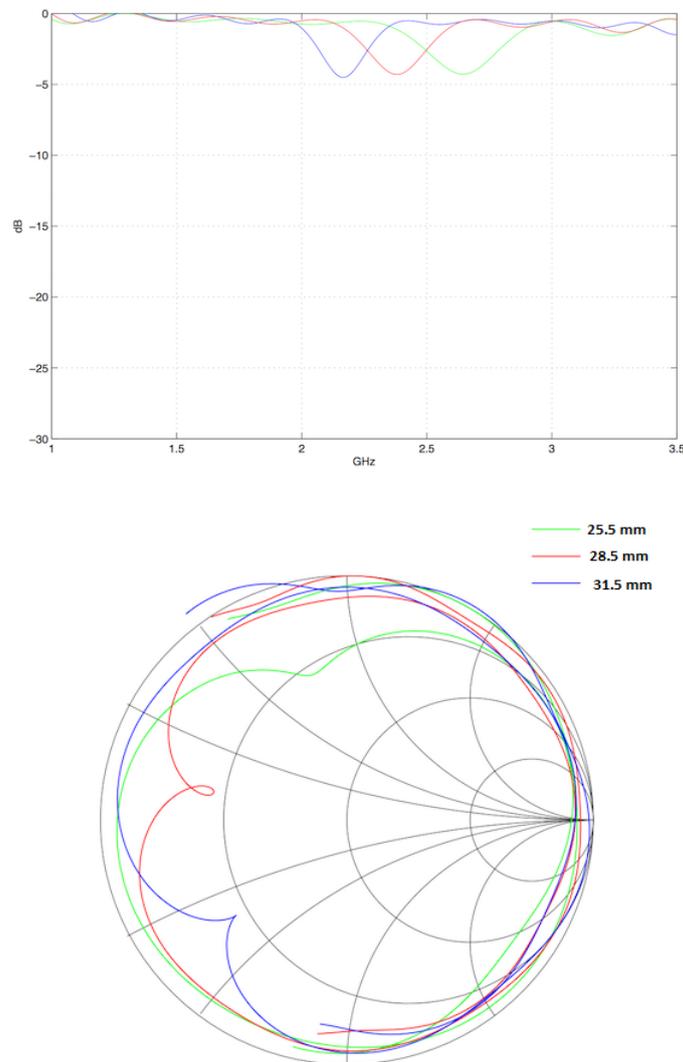


Figura 4.11: Efecto de la variación en el radio del parche

El desplazamiento de la línea a lo largo del eje del parche se emplea como mecanismo en el diseño de este tipo de antenas para reducir la impedancia de la carga y poder mejorar el nivel de adaptación. Sin embargo, también se debe tener en cuenta que la posición de la línea debe de estar en armonía con la simetría de las corrientes del modo que excita el parche [3]. Tras llevar a cabo un barrido se llega a la conclusión de que el valor de la línea debe oscilar en unos valores de entre 40 y 60 mm. En términos de carta de Smith el lazo se hace más notable a medida que la adaptación mejora, hasta llegar a un punto donde desaparece completamente.

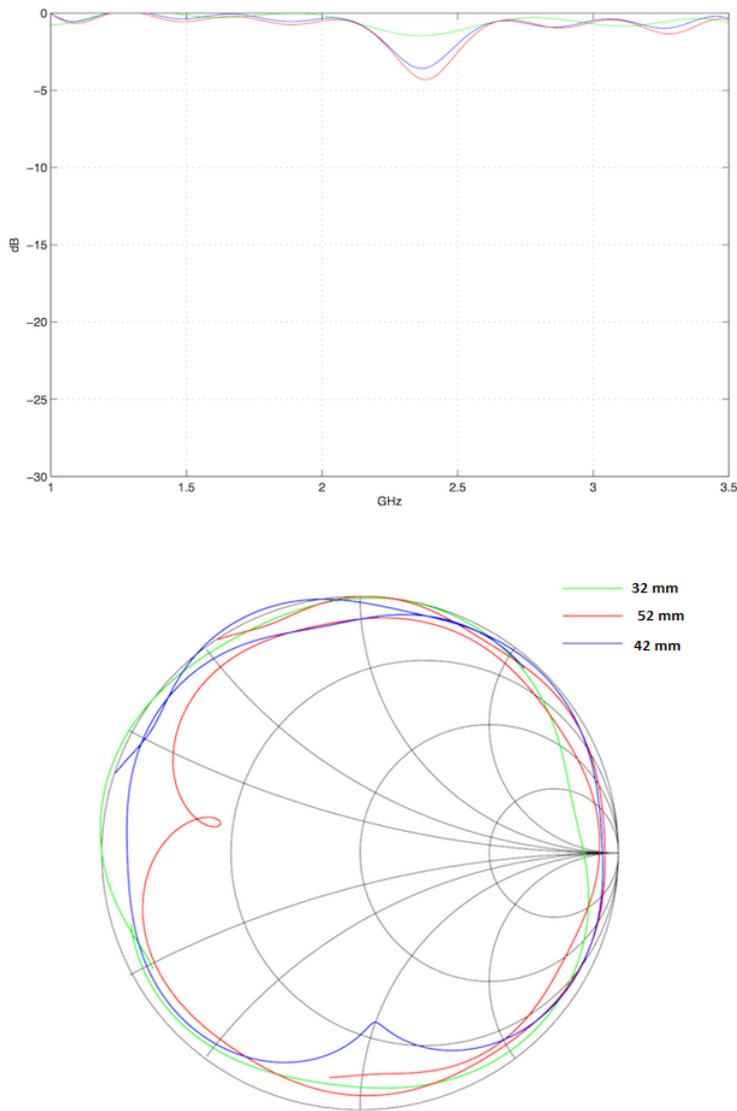


Figura 4.12: Efecto de la variación en la longitud de la línea de transmisión

Se aprecia como a pesar de las modificaciones en el radio y en la longitud de la línea, el nivel de adaptación es bastante bajo, lo que hace imposible el cálculo del ancho de banda relativo. A pesar de esto, este diseño ha sido de utilidad para el diseño de la línea de transmisión y el puerto de guía-onda.

## 4.2. Parche alimentado mediante línea de transmisión modificada

En este segundo diseño se empleará la misma estructura que en el primer caso. La principal diferencia radica en la estructura de la línea de transmisión, la cual se altera para poder alcanzar mejoras de adaptación.

Al analizar el parámetro de dispersión  $S_{11}$  de la figura 4.6 se observa que la mayor parte de la potencia aplicada sobre la antena se refleja, esto hace llegar a la idea de que tal vez sea necesario modificar la metodología de excitación del parche.

Para mejorar el acoplo entre la línea y el elemento radiante se decide hacer uso de una línea de transmisión más ancha. Sin embargo, se debe tener en cuenta que al aumentar la anchura de la línea su impedancia de entrada también se verá modificada. Las pérdidas en la alimentación por reflexión serán muy elevadas debido al cambio de medio, lo que dificultará la construcción del modelo. Ante esta situación se decide optar por dos tramos de línea de distinta anchura, el primero tendrá las mismas dimensiones que las del primer diseño para garantizar una impedancia de entrada de  $50\Omega$ , mientras que el segundo presentará las mismas dimensiones de altura pero con una anchura más elevada.

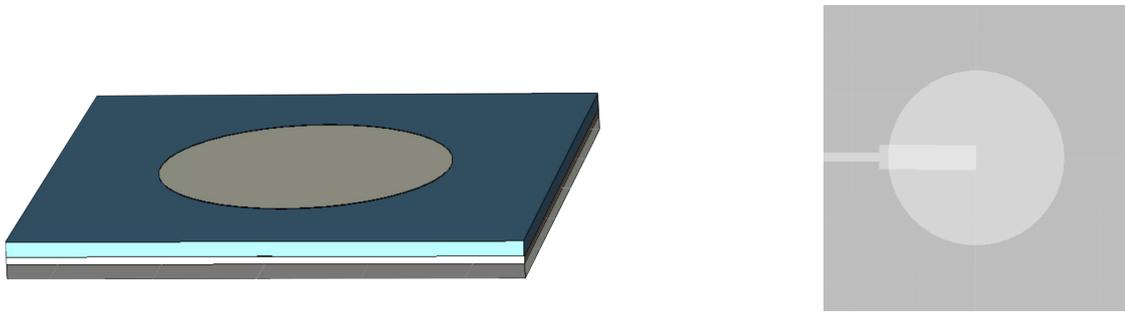


Figura 4.13: Parche alimentado mediante línea de transmisión modificada

### 4.2.1. Análisis del diseño

Tras una serie de simulaciones, se procede a analizar los resultados que más se aproximan a los objetivos planteados. A través del ensanchamiento en un tramo de línea de transmisión se consigue mejorar considerablemente el nivel de adaptación de la antena, sin embargo, el ancho de banda efectivo queda todavía muy lejos del valor del 15% planteado inicialmente.

Las dimensiones que mejor se adaptan a este modelo son las que se exponen en la siguiente tabla:

Descripción	Valor
Radio del elemento radiante	28.2 mm
Altura del substrato de alimentación (FR-4)	1.5 mm
Altura del substrato de la antena (Rohacell)	3 mm
Lado del parche	100 mm
Anchura primer tramo de línea ( $50\ \Omega$ )	3 mm
Anchura del segundo tramo de línea	7.9 mm
Longitud del primer tramo de línea ( $50\ \Omega$ )	19 mm
Longitud del segundo tramo de línea	31 mm
Dimensiones del puerto de guía onda	6.5x15 mm

Tabla 4.1: Dimensiones de parche alimentado mediante línea de transmisión modificada

Se percibe como el radio posee prácticamente la misma dimensión que en el primer diseño, como recordamos la frecuencia de resonancia de la antena dependerá directamente de esta dimensión. El hecho de ensanchar la línea apenas afecta sobre la frecuencia de resonancia de la antena, únicamente tiene efecto sobre las el nivel de adaptación.

En la figura 4.14 se expone una gráfica con el parámetro de dispersión  $S_{11}$  obtenido durante el diseño de la antena. Según refleja la gráfica, al ensanchar la línea de microstrip se consigue mejorar en gran medida la adaptación de la antena. Pasa a tener el mismo funcionamiento que un resonador para una frecuencia de resonancia centrada en 2.4 GHz.

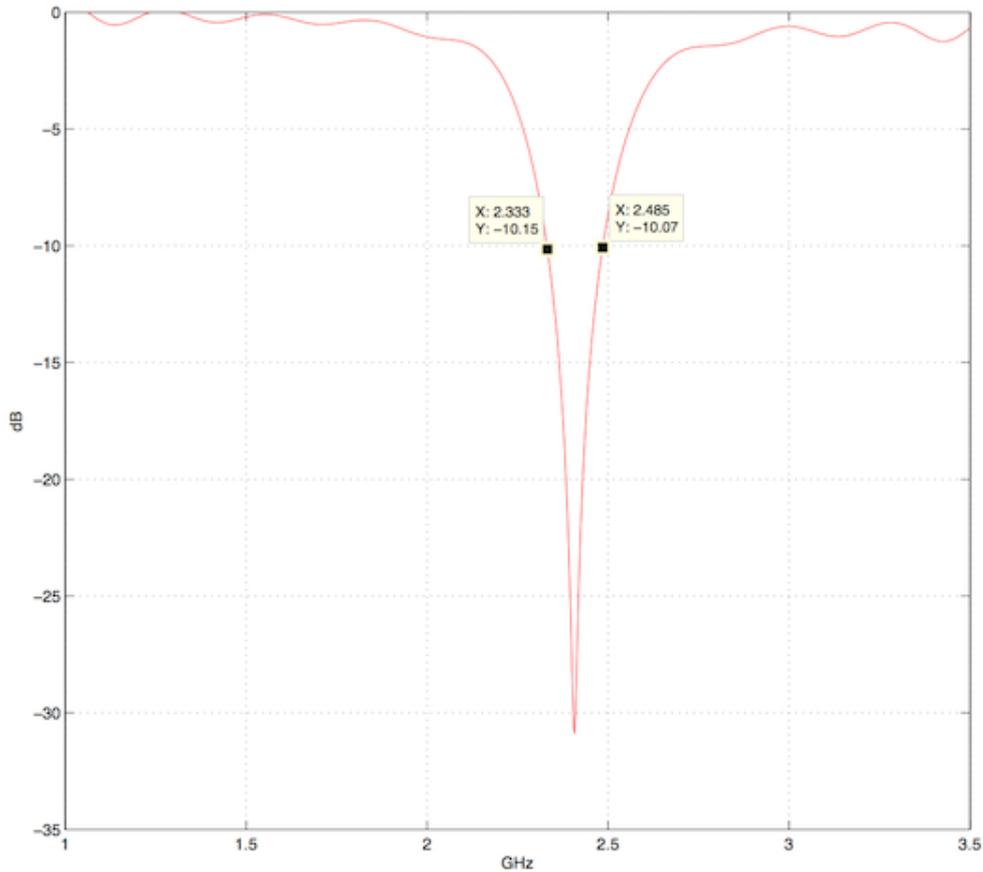


Figura 4.14: Representación del parámetro  $S_{11}$  en dB

Para este diseño si tiene sentido calcular el ancho de banda relativo obtenido a -10 dB:

$$BW_r = \frac{2,485GHz - 2,333GHz}{2,4GHz} = 6,35\% \quad (4.3)$$

Por otro lado, la carta de Smith muestra un lazo perfectamente centrado, lo que refleja una adaptación óptima:

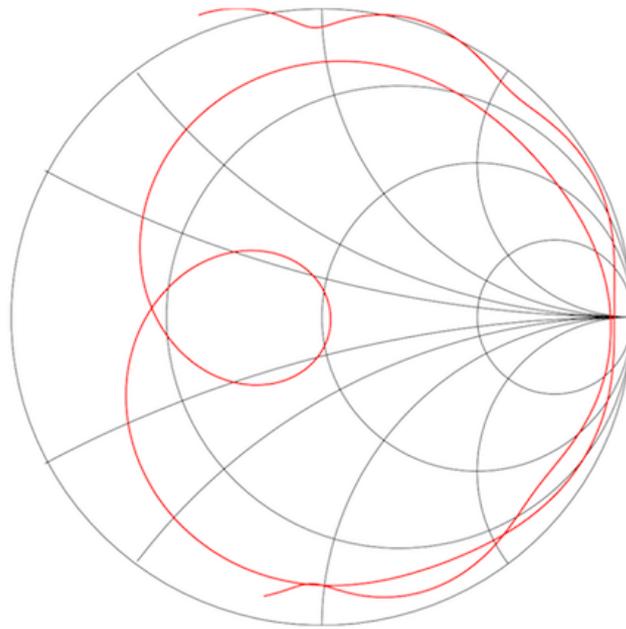


Figura 4.15: Representación del parámetro  $S_{11}$  en carta de Smith

En el diagrama de radiación en tres dimensiones se observa nuevamente como el lóbulo principal apunta hacia el eje Z positivo, es decir, con una dirección broadside.

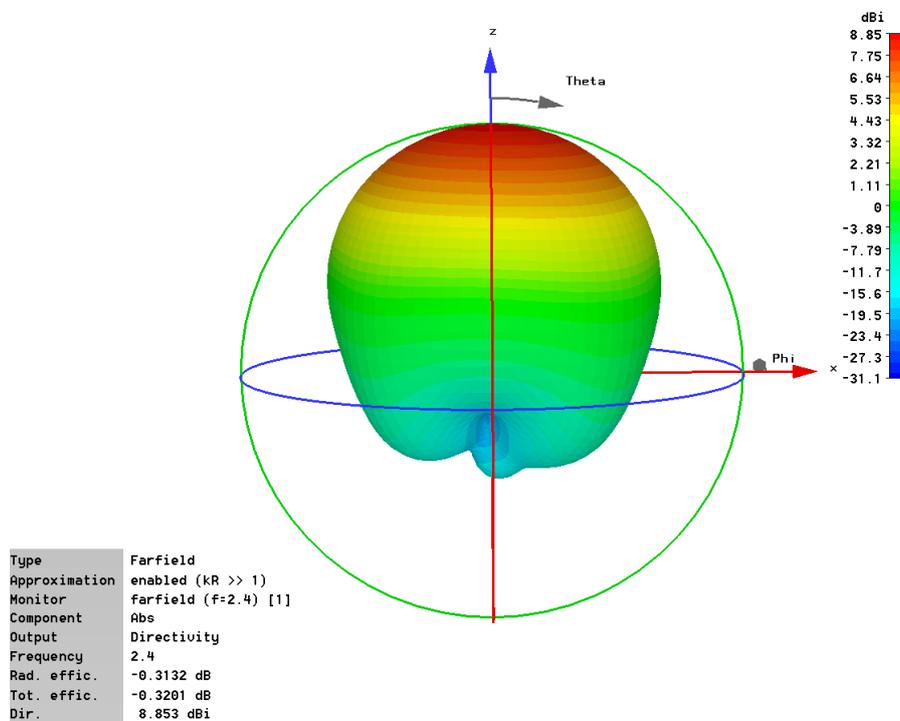


Figura 4.16: Diagrama de radiación en tres dimensiones

Si nos fijamos en el diagrama de radiación en el plano ZX se distingue el efecto de la polarización cruzada, la componente en fase ( $\theta$ ) alcanza una ganancia de 9 dBi en el lóbulo principal mientras que el de la componente en contrafase ( $\phi$ ) es prácticamente nula. En cuanto a la simetría, la presencia de la red de alimentación en este plano hace que se den ciertas deformaciones en el diagrama, aunque no son muy elevadas. Existen también ciertos niveles de radiación trasera, contando con una relación front-to-back de aproximadamente 20 dB, por lo que no es razón para alarmarse.

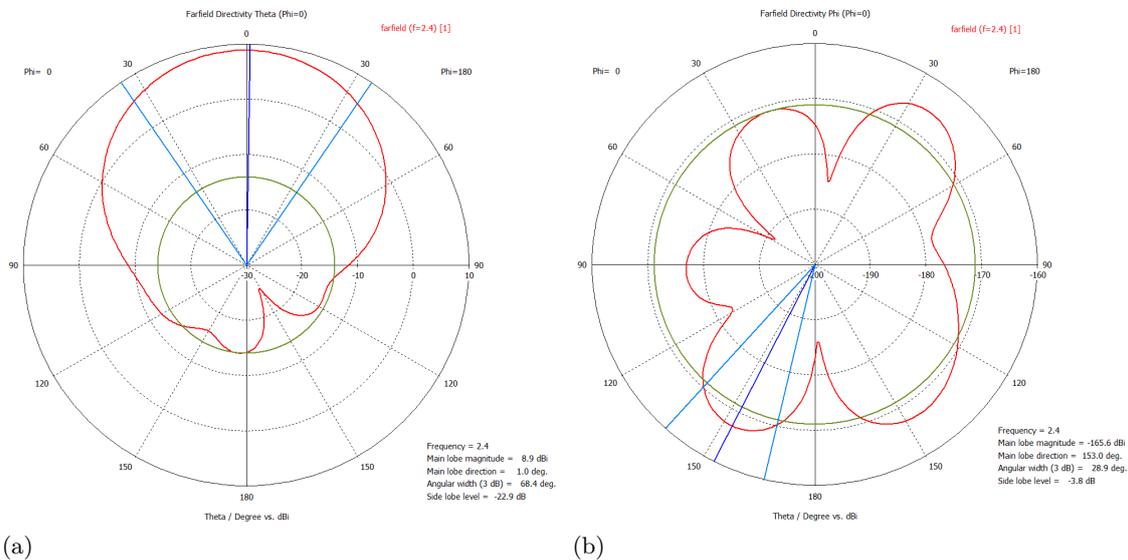


Figura 4.17: Plano ZX componente  $\theta$  (a) Plano ZX componente  $\phi$  (b)

Para el plano ZY la presencia del efecto de la polarización cruzada vuelve a ser evidente, con una diferencia de 35 dB entre la ganancia del lóbulo principal de la componente en fase ( $\phi$ ) y la componente en contrafase ( $\theta$ ). El diagrama es simétrico debido a que no existen redes de adaptación contenidas en este plano. Así mismo existen efectos poco importantes de radiación trasera, con una diferencia de aproximadamente 22 dB entre el lóbulo principal y el lóbulo trasero.

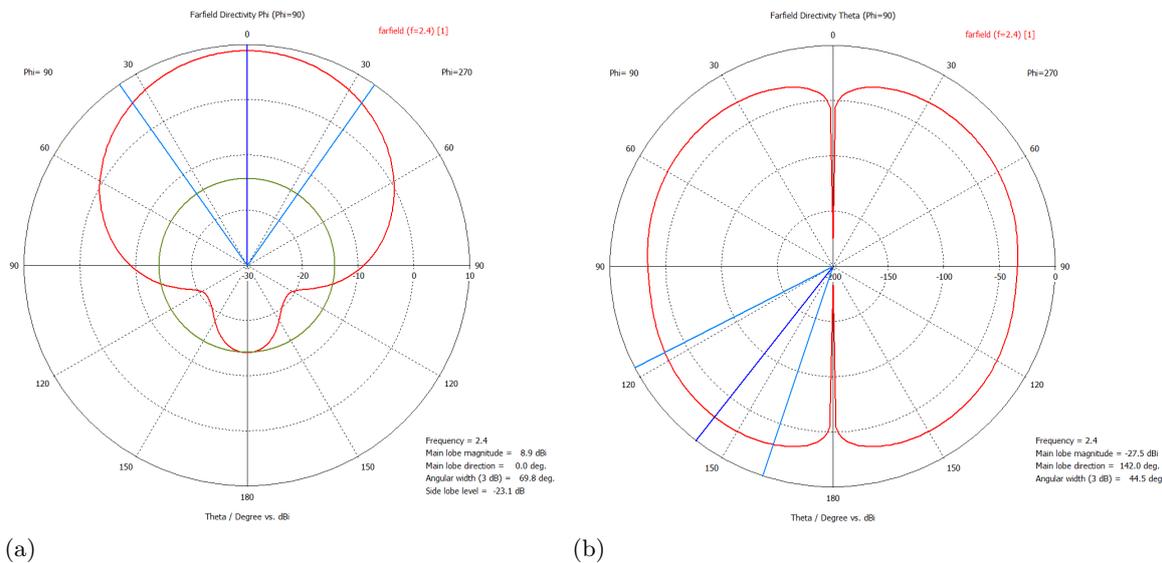


Figura 4.18: Plano ZY componente  $\phi$  (a) Plano ZY componente  $\theta$  (b)

#### 4.2.2. Efecto de la variación de los parámetros

Con el planteamiento de este nuevo modelo basado en el ensanchamiento de un tramo de la línea de transmisión, surgen nuevas variables de diseño que no estaban definidas en las especificaciones iniciales y que afectarán al comportamiento y prestaciones de la antena. A la variación del radio del elemento radiante deben añadirse la anchura y la longitud de ambos tramos de línea.

Como se demostró en el diseño anterior el valor del radio guarda relación con la frecuencia de resonancia del parche. Puesto que la estructura de la antena y las dimensiones de los substratos no han sido alteradas, el valor del radio es muy similar. La relación entre el radio y la frecuencia de operación es inversamente proporcional: al aumentar el radio la frecuencia central disminuye y viceversa. En términos de carta de Smith a medida que aumentamos la dimensión del radio existe un desplazamiento en términos de impedancia desde la zona inductiva hacia la capacitiva.

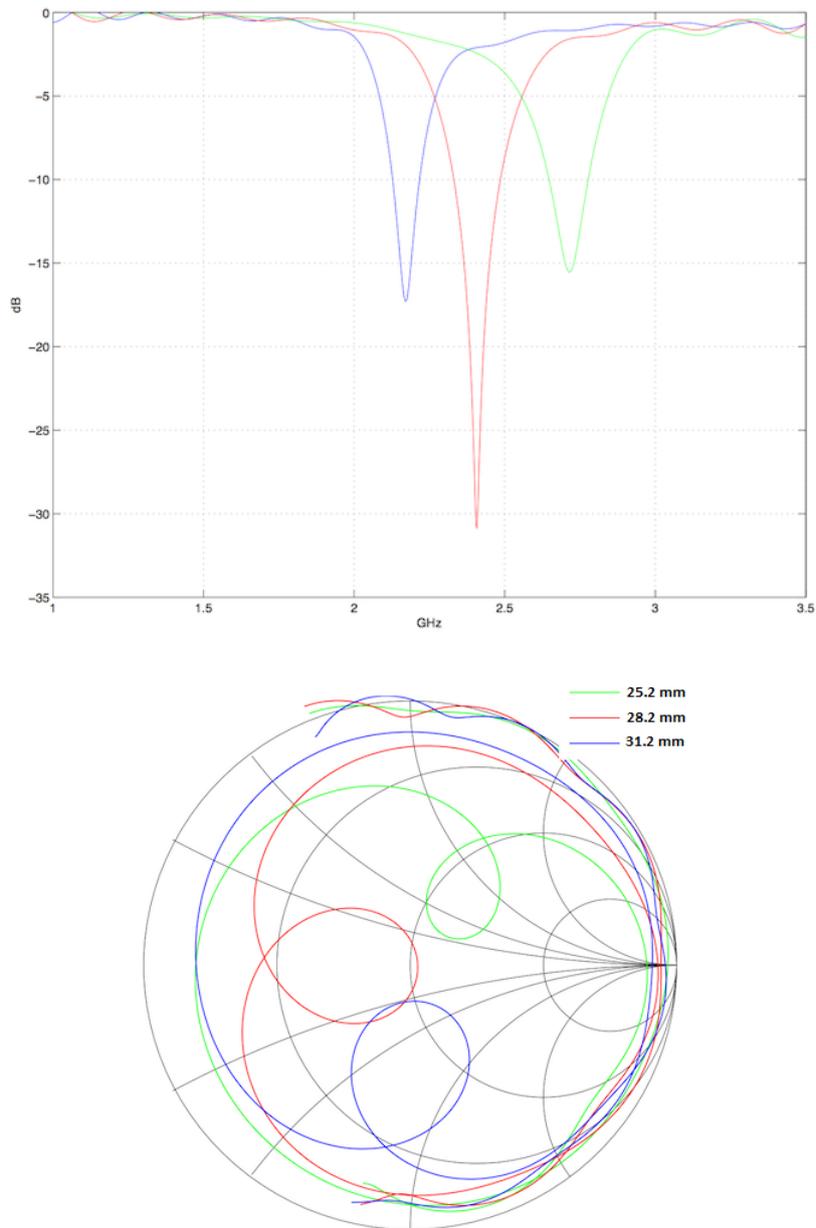


Figura 4.19: Efecto de la variación en el radio del parche

La variación en la anchura de la segunda línea es una herramienta fundamental para el correcto funcionamiento de la antena. En la imagen se aprecia como al ir aumentando la anchura la impedancia va adaptándose, estando su punto máximo en torno a los 7-8 mm. Al superar este punto el nivel de adaptación vuelve a caer, aunque se sigue manteniendo en torno a los -15 dB. Con respecto al diagrama de Smith el lazo de desliza sobre la línea de impedancias reales desde la zona de cortocircuito (extremo izquierdo del diagrama) hacia la zona de circuito abierto (extremo derecho del diagrama). Tras llevar a cabo un barrido más preciso se llega al valor óptimo de anchura de 7.9 mm.

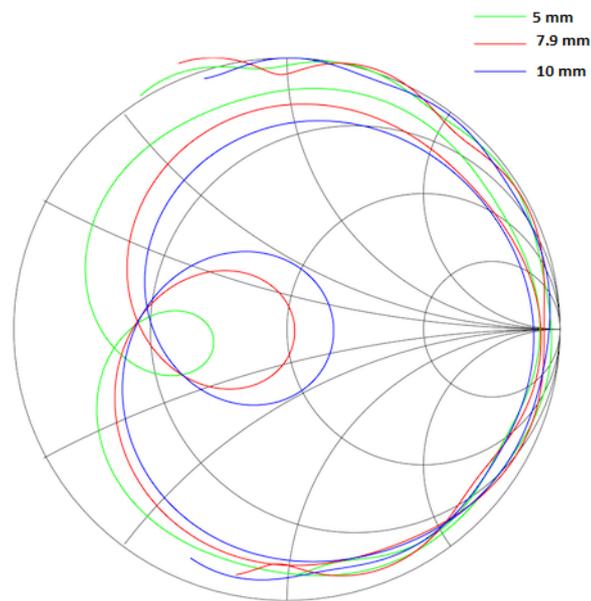
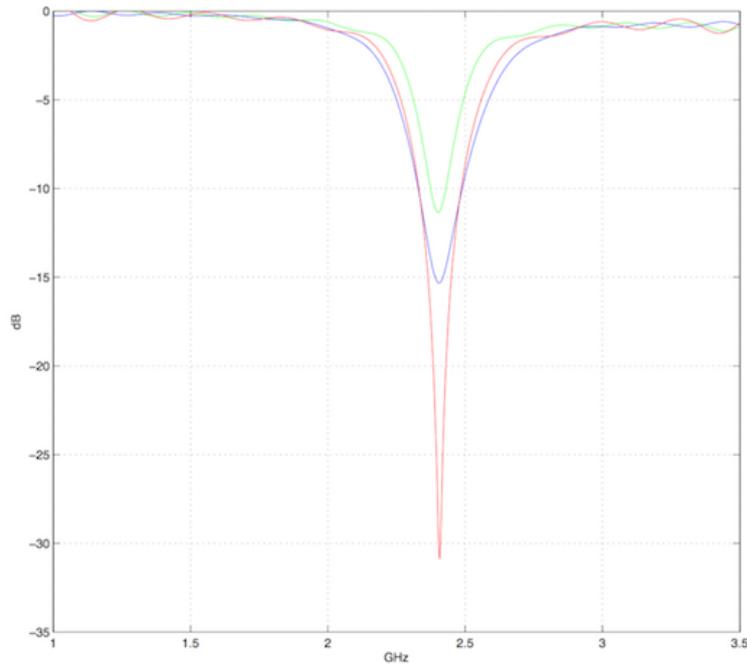


Figura 4.20: Efecto de la variación en la anchura del segundo tramo de línea

En la figura se muestra la variación en el segundo tramo, ante una línea en la que predomina la sección más estrecha las pérdidas son mayores. Al aumentar la longitud del tramo ancho y reducir la del primero la adaptación mejora notablemente llegando a un punto óptimo que oscila en torno a los 30 mm. Sin embargo, si seguimos aumentando la adaptación vuelve a caer. En carta de Smith el efecto es el inverso a la variación del radio, al aumentar la longitud del segundo tramo el lazo se desplaza desde la zona capacitiva del diagrama hacia la inductiva. Siendo el resultado óptimo el de una línea de transmisión de 50 mm de longitud formada por un tramo de impedancia característica  $50 \Omega$  que supone un 40 % de su longitud total, y por otro tramo ensanchado que constituye el 60 % restante.

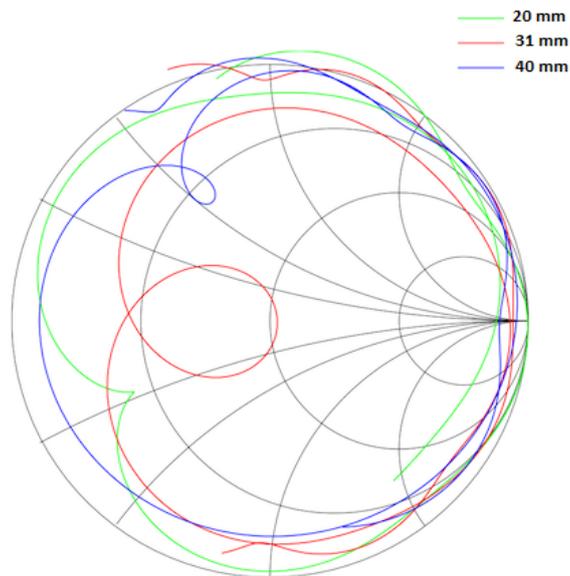
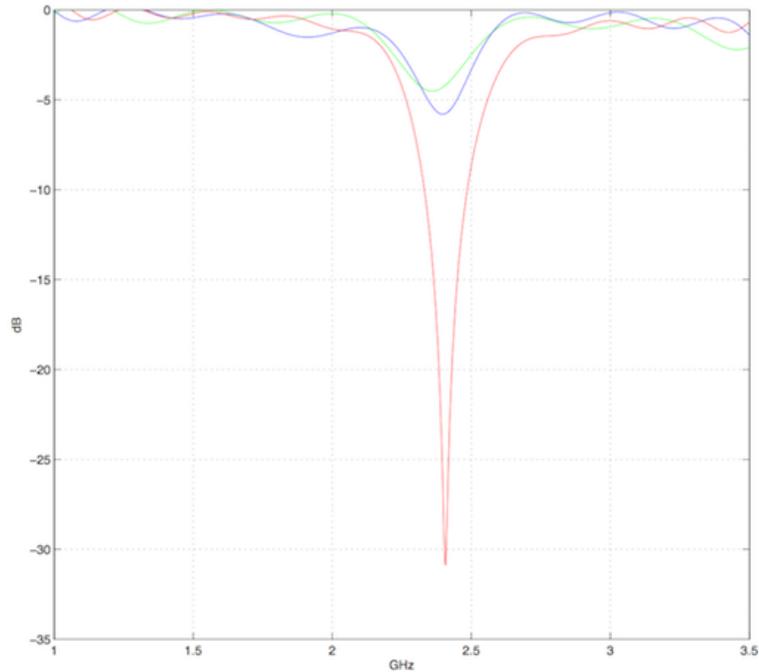


Figura 4.21: Efecto de la variación de la longitud en el segundo tramo de línea

Ha quedado demostrado que mediante la incursión de un segundo tramo de línea ensanchado mejora notablemente la adaptación de la antena. Sin embargo el ancho de banda relativo no es válido, ya que no cumple el objetivo inicial de este trabajo situado en un 15 %. Ante esta situación se recurre a algunos mecanismos de diseño que se centran en el incremento del haz de frecuencias de funcionamiento:

- Empleo de substratos más gruesos.
- Disminución de permitividad de los dieléctricos.
- Empleo de estructuras multicapa con parches apilados.

Debemos recordar que la finalidad de la elaboración del diseño es su posterior construcción en el laboratorio, aspecto que conlleva una serie de limitaciones de materiales y dimensiones que se han comentado en las especificaciones iniciales. Por esta razón la puesta en marcha de herramientas de diseño como las dos primeras sería mucho más complejo de llevar a cabo puesto que esos requisitos ya han sido prefijados, en el siguiente capítulo nos centraremos en el estudio de diseños basados en estructuras multicapa o parásitas.

## Capítulo 5

# Diseños con el empleo estructuras multicapa

En este apartado se va a detallar el proceso de diseño de una antena de parche con el uso de parches apilados. El capítulo comenzará con una breve descripción teórica sobre las estructuras parásitas y sus usos prácticos. A continuación se seguirá un orden cronológico de los diferentes modelos estudiados, basados especialmente en la adaptación del modelo de W.S.T. Rowe y R.B. Waterhouse [16]. Al igual que en el capítulo anterior se acompañará a los diseños de imágenes ilustrativas que faciliten su comprensión. En cuanto a los diagramas de radiación, se debe llevar a cabo un estudio de cada una de las frecuencias de resonancia de la antena. Por cada resonancia se incluirá un total de cinco diagramas, uno en tres dimensiones y dos por cada plano principal (ZY y ZX), uno por cada componente del campo en esféricas ( $\theta$  y  $\phi$ ).

### 5.1. Introducción a las estructuras multicapa

Hasta este punto únicamente se ha trabajado con configuraciones básicas, las cuales se caracterizan por el empleo de un único parche apoyado sobre un sustrato dieléctrico y alimentado por una línea de transmisión. Se trata de una configuración sencilla de diseñar y construir, pero se encuentra limitada en sus capacidades (ancho de banda limitado). Este capítulo se centrará en aquellas antenas formadas por dos o más parches apoyados sobre dos o más dieléctricos. Existirá un parche excitado por la línea de transmisión, al que denominaremos parche alimentado, y otro parche, denominado parásito, que se excitará gracias al acoplamiento electromagnético con el primero. Estas configuraciones son más complejas de diseñar y fabricar, pero ofrecen beneficios que no suelen obtenerse mediante el empleo de una configuración básica, como por ejemplo el incremento del ancho de banda, la operación multi-frecuencia o la polarización dual.

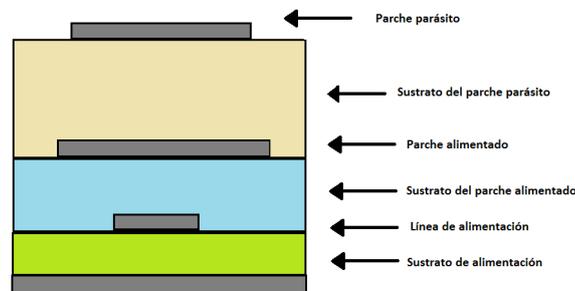


Figura 5.1: Estructura multicapa

La incursión de un nuevo elemento radiante supone la presencia de otra frecuencia de resonancia, viéndose claramente reflejada en la representación del parámetro  $S_{11}$ . En el caso de la representación en dB existe un nuevo mínimo de adaptación, mientras que en la representación en Carta de Smith se aprecia la presencia de un nuevo lazo, uno por cada frecuencia de resonancia. A continuación se expone una comparativa entre ambas configuraciones.

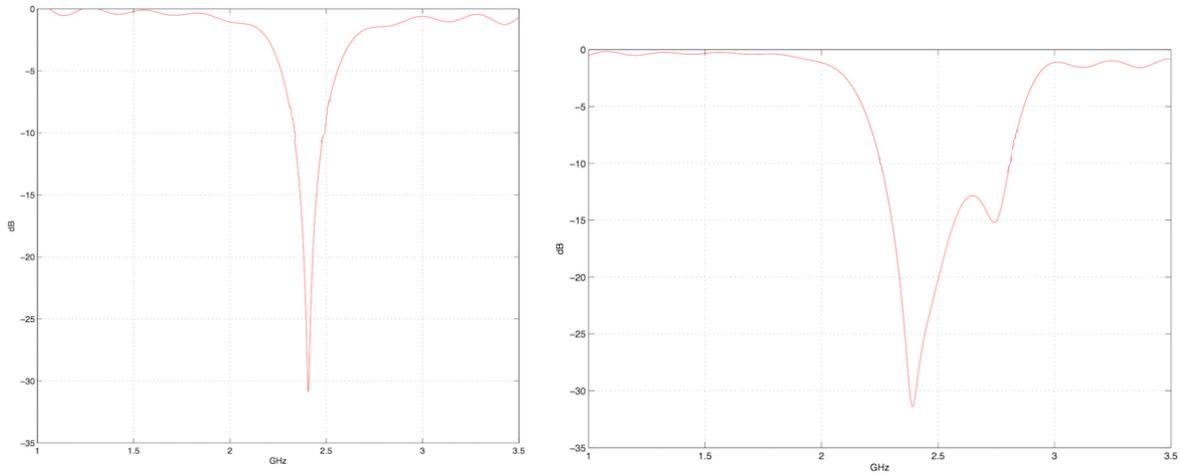


Figura 5.2: Comparativa en dB entre configuración simple y parásita.

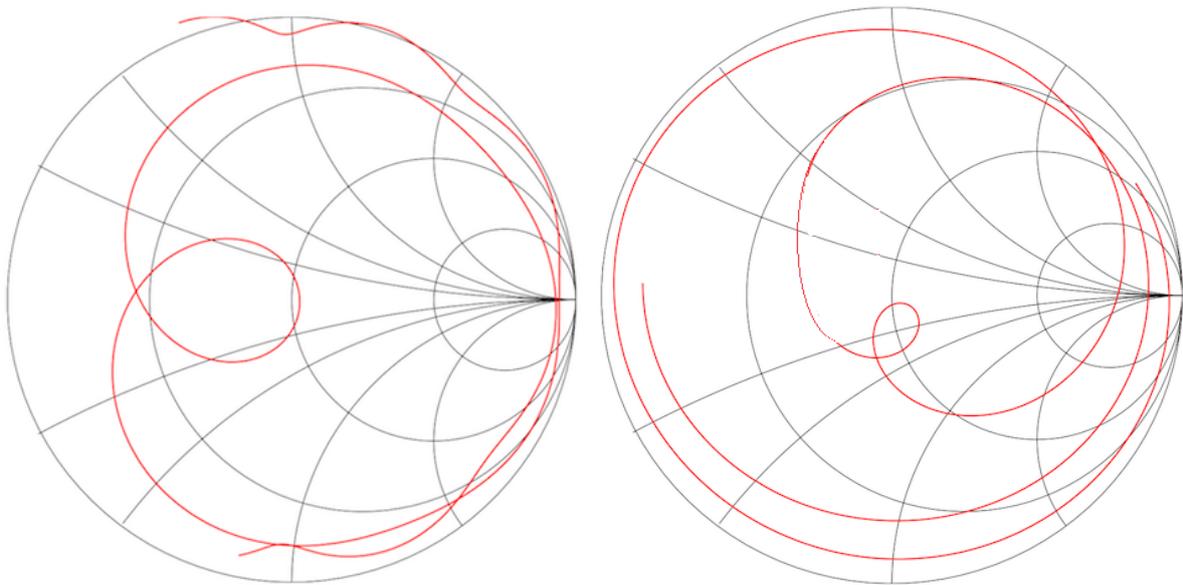


Figura 5.3: Comparativa en Carta de Smith entre configuración simple y parásita.

Queda reflejado como el acoplo entre ambas resonancias provoca una mejora de adaptación para las frecuencias intermedias, lo cual se traduce en un claro ensanchamiento del ancho de banda de funcionamiento.

## 5.2. Diseños preliminares

Para los primeros diseños se hace uso del diseño óptimo propuesto en el capítulo anterior, basado en una configuración simple con un tramo de línea ensanchado (4.2). A continuación se procede a colocar un parche parásito de dimensiones similares al alimentado, y que al igual que este último, se sustenta sobre una capa de Rohacell ( $\epsilon_r=1.07$ ). El fundamento teórico a seguir se basa en que la colocación del parche parásito supondrá la aparición de una nueva resonancia y que mediante un ajuste en las dimensiones de altura de su substrato se conseguirá mejorar el nivel de adaptación y ensanchar el ancho de banda. Sin embargo, en la práctica, esta predicción no se cumple:

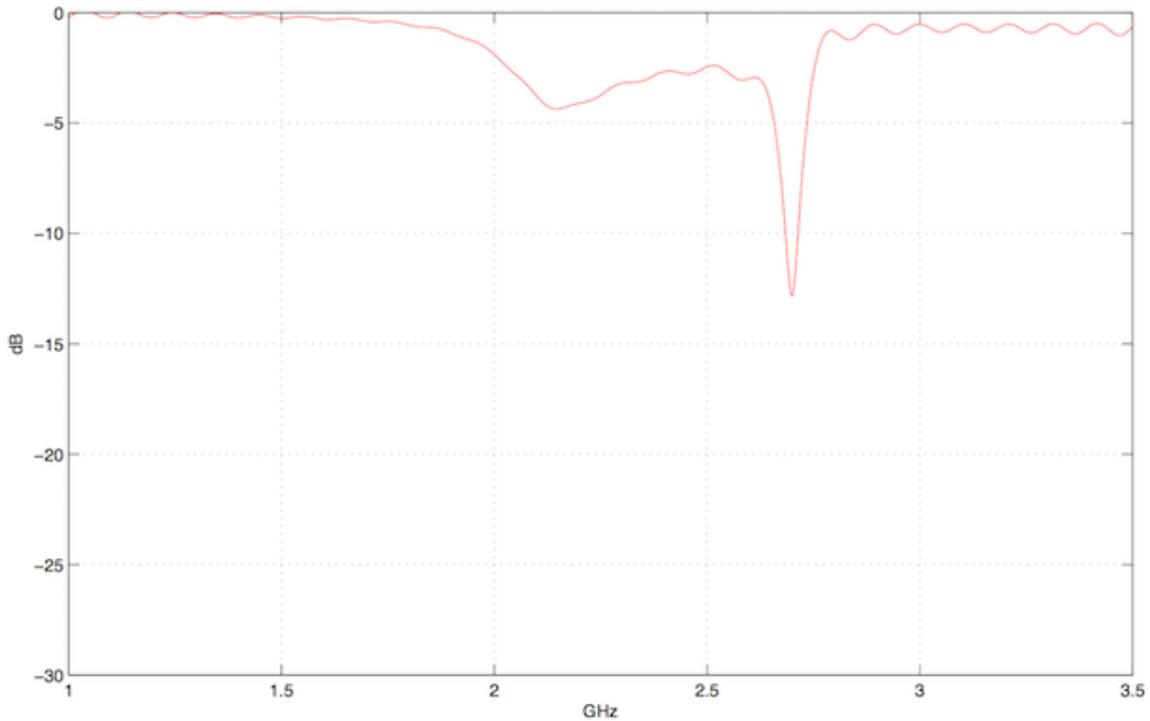


Figura 5.4: Representación del parámetro  $S_{11}$  en dB

En la imagen 5.4 se representa el caso “óptimo” alcanzado con este diseño para una capa de Rohacell de 10 mm sobre la que se colca el parásito. Se distingue un efecto de rizado con una cavidad localizada en torno a los 2.7 GHz y con un ancho de banda de funcionamiento reducido. Analizando el efecto del rizado, se hace suponer la necesidad de aumentar las dimensiones del plano de masa y de los substratos, de modo que pueda optimizarse el acoplo entre la línea y ambos parches.

### 5.3. Adaptación del modelo de W.S.T. Rowe y R.B. Waterhouse

Debido a los buenos resultados obtenidos con el modelo de Rowe y Waterhouse en términos de ancho de banda para estructuras multicapa [16], se decide utilizarlo como base para la elaboración de nuestro diseño.

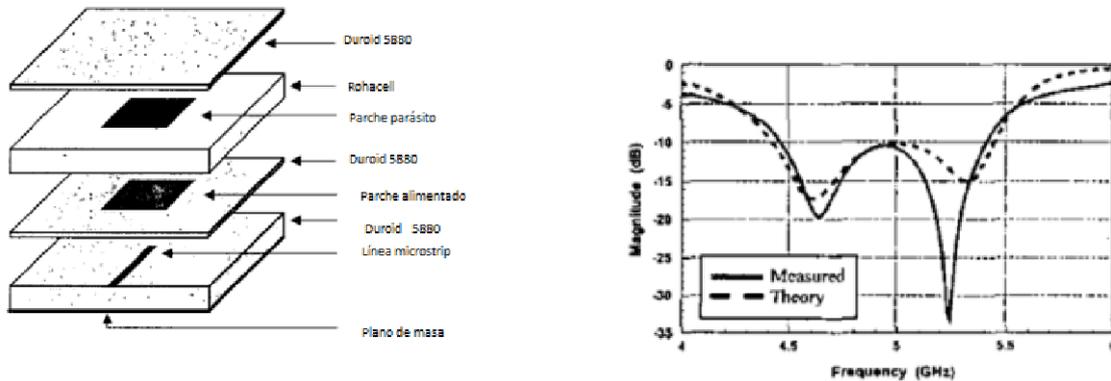


Figura 5.5: Modelo de Rowe y Waterhouse [16]

Como se ha descrito en el Capítulo 3, dicho diseño se encuentra centrado en la banda de los 5 GHz, empleando parches de geometría cuadrada. Hace uso de un material denominado Duroid 5880 ( $\epsilon_r=2.2$ ) tanto para el substrato de alimentación como para el de la antena alimentada. Como recordamos, nuestro diseño se encuentra limitado tanto a nivel de tipología de materiales como en sus dimensiones, por esta razón es necesario llevar a cabo un proceso que consiste en su adaptación a las siguientes condiciones:

- Substrato de alimentación FR-4 ( $\epsilon_r=4.3$ )
- Banda de 2.4 GHz
- Substratos de antenas de Rohacell ( $\epsilon_r=1.07$ )
- Limitaciones de construcción con capas de 1.5 mm de alto para FR-4 y de 2, 3 y 10 mm para Rohacell
- Empleo de parches con geometría circular

Debido a que en este estudio no se tiene en cuenta ningún tipo de efecto adverso causado por razones meteorológicas, se decide retirar por simplicidad la capa superior del diseño original (radomo).

El primer paso en el proceso de adaptación consiste en la sustitución de substratos: el de alimentación pasa a ser de FR-4 mientras que el de la antena alimentada se sustituye por Rohacell. El hecho de aumentar la constante dieléctrica en el substrato de alimentación (paso de  $\epsilon_r=2.2$  a  $\epsilon_r=4.3$ ) causa una pérdida de ancho de banda (ver tabla 2.1). Aunque por otro lado, esta reducción se ve compensada por la disminución de la constante dieléctrica en el substrato de la antena alimentada (paso de  $\epsilon_r=2.2$  a  $\epsilon_r=1.07$ ).

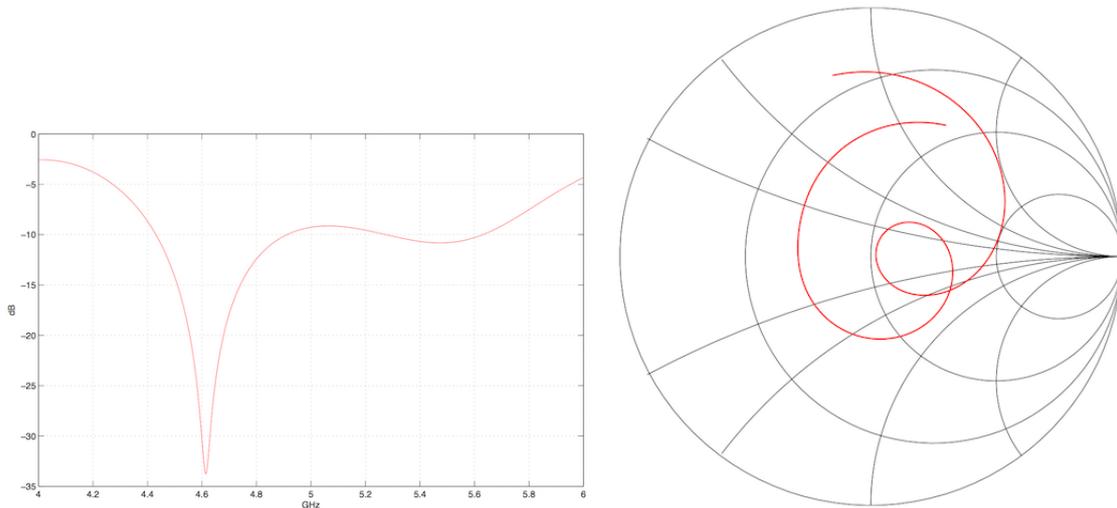


Figura 5.6: Representación del parámetro  $S_{11}$  tras el cambio de dieléctrico

El cambio del material dieléctrico provoca una pérdida de adaptación, hasta tal punto que se pierde la influencia de una de sus frecuencias de resonancia (5.25 GHz). A pesar de esto, el ancho de banda de funcionamiento continúa siendo bastante amplio, estando al límite del funcionamiento por debajo de -10 dB.

El siguiente paso va a consistir en el desplazamiento del rango frecuencial de funcionamiento. La frecuencia posee una relación inversamente proporcional con las dimensiones de la antena, por lo que para conseguir una frecuencia de operación menor se debe aumentar su tamaño. Considerando un medio sin pérdidas, se estima un factor multiplicativo para cada uno de las dimensiones de la antena basado en la relación entre ambas frecuencias centrales:

$$Factor Escala = \frac{5GHz}{2,4GHz} = 2,083 \quad (5.1)$$

Aplicando este factor de aproximadamente el doble en cada una de las dimensiones y realizando algunos reajustes en las medidas, se consigue el efecto deseado:

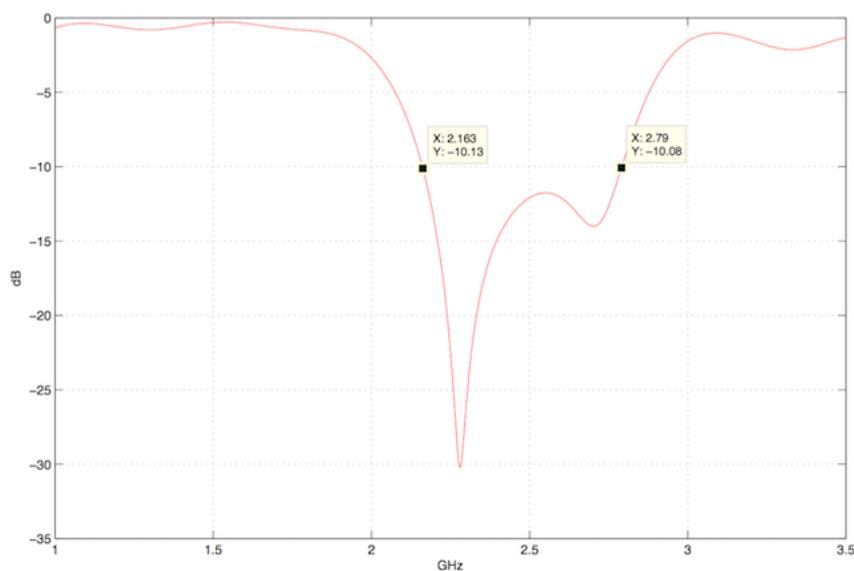


Figura 5.7: Representación del parámetro  $S_{11}$  en dB

Se observa como efectivamente el diagrama vuelve a centrarse en el rango de frecuencias establecidas. Así mismo queda reflejado la presencia de las dos frecuencias de resonancia, una localizada en 2.4 GHz y la otra en 2.7 GHz. A continuación se procede al cálculo del ancho de banda relativo:

$$BW_r = \frac{2,79GHz - 2,163GHz}{2,4GHz} = 26,125 \% \quad (5.2)$$

El ancho de banda relativo teórico medido en esta simulación supera en 6 puntos al modelo propuesto por Rowe y Waterhouse, dispone de un rango de 627 MHz de funcionamiento por debajo de -10 dB.

En cuanto a la representación en Carta de Smith se distinguen 2 lazos, uno por cada frecuencia de resonancia:

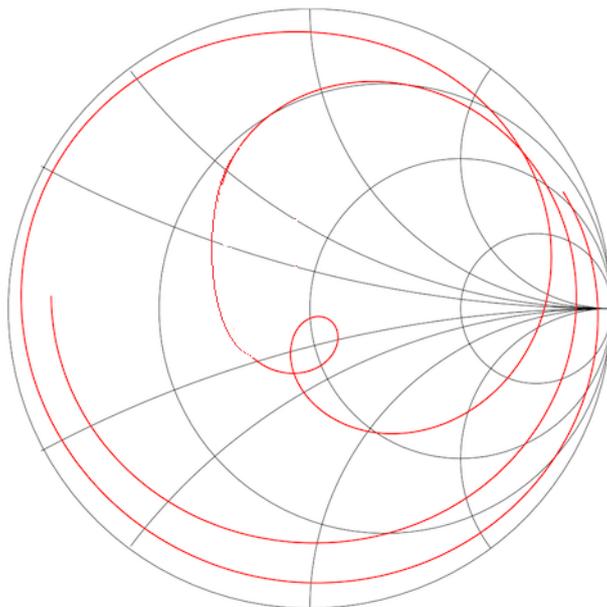


Figura 5.8: Representación del parámetro  $S_{11}$  en Carta de Smith

A pesar de las altas prestaciones de este diseño, no puede ser considerado como válido para la realización de este trabajo. El hecho de haber aplicado un factor multiplicativo del doble sobre cada una de las variables ha provocado un tamaño excesivo en sus dimensiones que no respeta las limitaciones impuestas por los materiales del laboratorio, dificultando su proceso de construcción.

## 5.4. Estructura multicapa con tramo de línea ensanchado

Tras haber modificado los materiales de los substratos y la frecuencia de operación, será necesario llevar a cabo un reajuste del modelo, primero reduciendo las medidas del substrato de la línea y después adaptando los valores de las espumas.

La altura del substrato de alimentación (FR-4) guarda una relación directa con el cálculo de la impedancia de entrada de la línea microstrip (ver figura 4.3), por lo que al reducir la altura del substrato será necesario reducir también la anchura de la línea de transmisión, de modo que se siga manteniendo una impedancia característica de  $50 \Omega$ . Como se ha comentado y ha quedado demostrado en diseños del capítulo anterior (4.2), este tipo de alimentación requiere de líneas de transmisión anchas que facilite el acoplamiento. Como solución, se opta nuevamente por dividir la línea en dos tramos: uno con impedancia de entrada  $50 \Omega$ , y otro más ancho que será el que se encuentre en la parte inferior del parche.

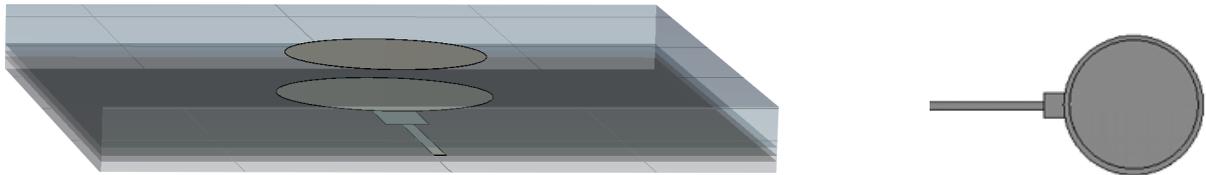


Figura 5.9: Estructura multicapa con tramo de línea ensanchado

### 5.4.1. Análisis del diseño

El incremento en el número de variables hace que la optimización del diseño sea una tarea mucho más compleja, el hecho de alterar una variable puede repercutir de forma radical en el funcionamiento de la antena. Aunque supone también un incremento en los grados de libertad para su diseño, siendo esta una oportunidad de alcanzar las máximas prestaciones de la antena.

Las dimensiones que mejor se adaptan a este modelo son las que se exponen en la siguiente tabla:

Descripción	Valor
Radio del parche alimentado	26.7 mm
Radio del parche alimentado	24.8 mm
Altura del substrato de alimentación (FR-4)	1.5 mm
Altura del substrato de la antena alimentada (Rohacell)	2 mm
Altura del substrato de la antena parásita (Rohacell)	10 mm
Lado del parche	165 mm
Anchura primer tramo de línea ( $50 \Omega$ )	3 mm
Anchura segundo tramo de línea	10.7 mm
Longitud del primer tramo de línea ( $50 \Omega$ )	48.2 mm
Longitud del segundo tramo de línea	30.6 mm
Dimensiones del puerto de guía onda	6.5x15 mm

Tabla 5.1: Dimensiones de parche alimentado mediante línea de transmisión modificada

Se distingue el claro aumento en el tamaño de los substratos y en el plano de masa para contrarrestar los efectos de rizado. Así mismo se puede apreciar como tras el reajuste de los substratos, el valor de ambos radios sigue estando en el mismo rango de valores que en el resto de diseños, valores que garantizan la operación de la antena en la banda de 2.4 GHz. En comparación con el modelo 4.2, el cual emplea la misma técnica pero para una configuración simple, cabe destacar la necesidad de un segundo tramo más ancho, pero con una longitud menor a la del primero.

En la siguiente figura se expone una gráfica con el parámetro de dispersión  $S_{11}$  obtenido durante el proceso de simulación.

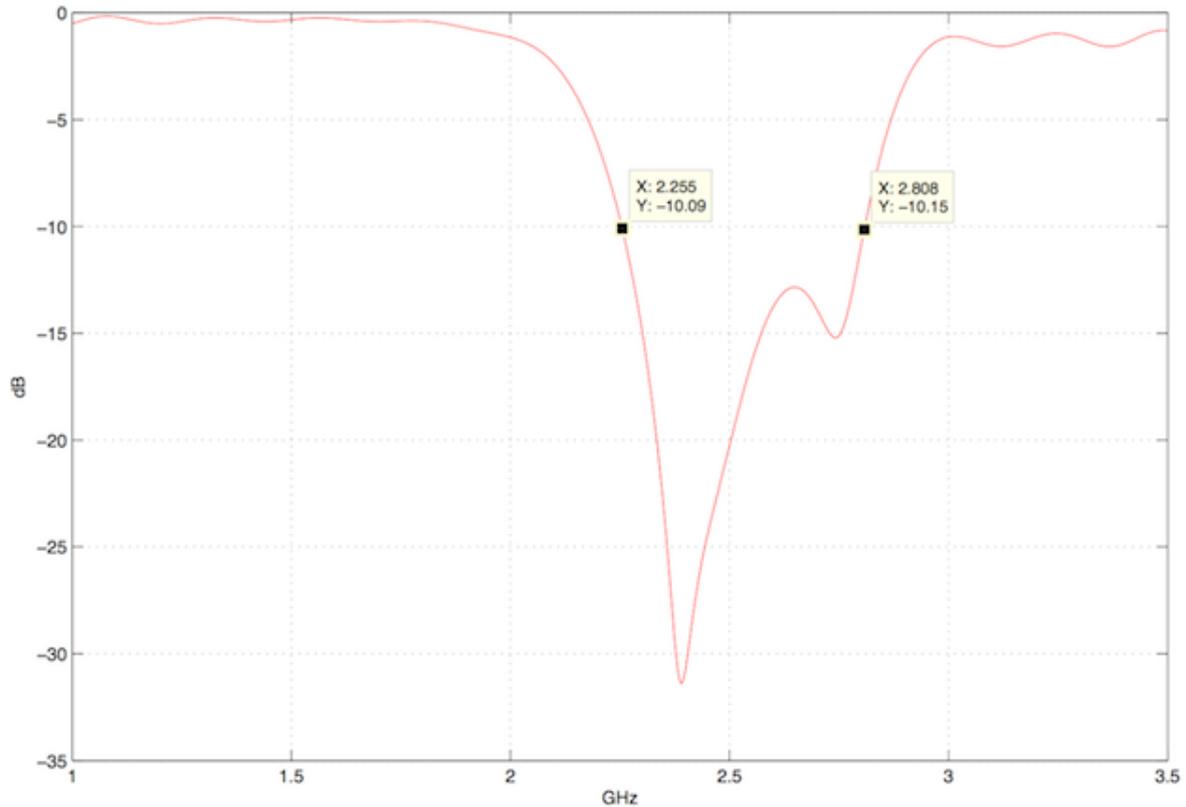


Figura 5.10: Representación del parámetro  $S_{11}$  en dB

A continuación se procede a calcular el ancho de banda relativo obtenido a -10 dB:

$$BW_r = \frac{2,808GHz - 2,255GHz}{2,4GHz} = 23,041 \% \quad (5.3)$$

Si se observa la carta de Smith se distinguen claramente dos lazos, uno por cada parche. Sin embargo, si se analiza detenidamente el diagrama se puede distinguir una tercera resonancia de un tamaño mucho menor al resto. Se trata de una resonancia muy débil y que no queda plasmada en la representación en dB, únicamente es apreciable a través del diagrama de Smith. Ésta tiene su origen en el ensanchamiento del tramo de línea, debido a su elevado tamaño hace que funcione como un elemento radiante en sí mismo. A pesar de esto, este efecto no se aprecia cuando se hace uso de esta misma técnica para configuraciones simples (4.2). Esto nos lleva a la conclusión de que el acoplo electromagnético entre ambos parches propicia su aparición.

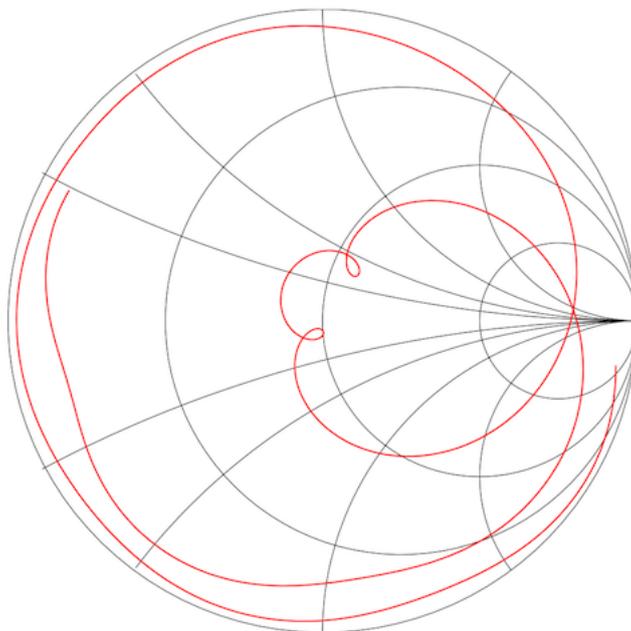


Figura 5.11: Representación del parámetro  $S_{11}$  en carta de Smith

### 5.4.2. Efecto de la variación de los parámetros

Con el empleo de esta nueva configuración basada en la utilización de un parche parásito, surgen nuevas variables de diseño que no estaban contempladas en la configuración simple. A las que teníamos inicialmente deben sumarse el radio del parche parásito y la altura de su sustrato. Si además añadimos la técnica del segundo tramo de línea, se debe tener en cuenta su longitud y la anchura del segundo tramo.

La variación del radio del parche alimentado guarda una relación inversa con las frecuencias de resonancia. En este caso queda reflejado como ambas resonancias se desplazan a medida que se altera el valor del radio. En término de carta de Smith se pueden observar dos efectos: por un lado el desplazamiento en términos de impedancia desde la zona inductiva hacia la capacitiva, y por otro la presencia de la tercera resonancia. Para un valor de 25.7 mm se contempla una pequeña deformación en el diagrama que se hace más visible al aumentar el radio hasta 26.7 mm. Sin embargo, al seguir aumentando dicha resonancia acaba por desaparecer.

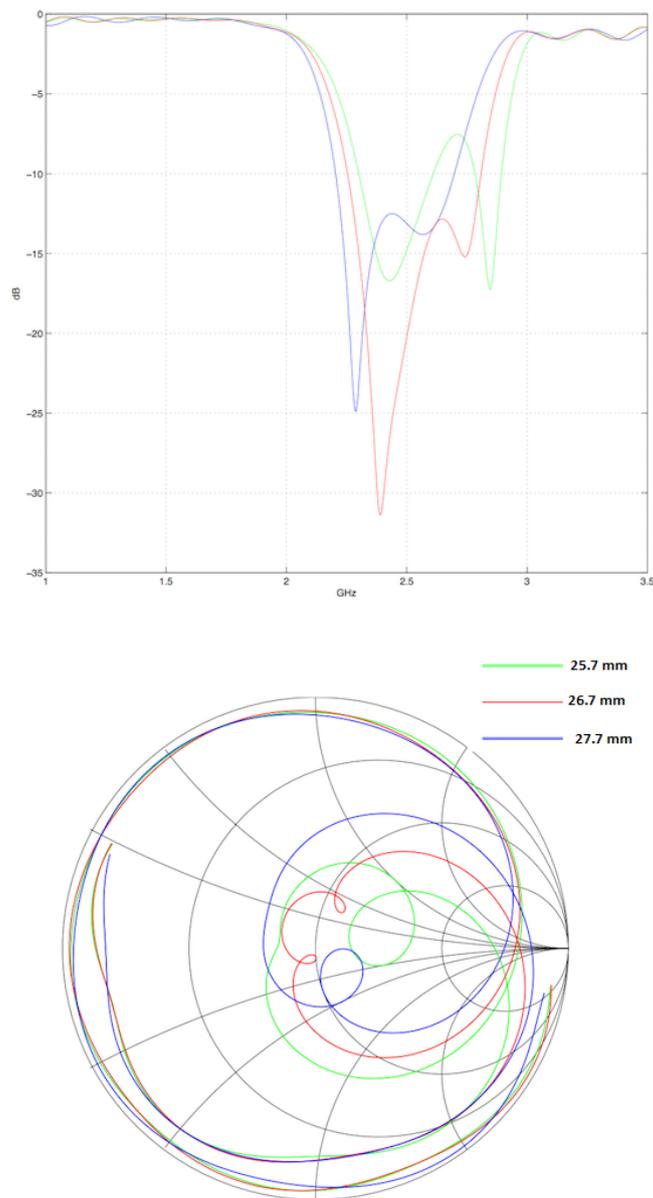


Figura 5.12: Efecto de la variación en el radio del parche alimentado

Al alterar el radio del parche parásito se distingue un efecto contrario en la adaptación de ambas impedancias, es decir, el nivel de adaptación para 2.4 GHz mejora al empeorar la de 2.74 GHz y viceversa. El aumento del radio provoca una mejora de adaptación para la primera resonancia hasta llegar a un umbral localizado en torno a los 24 mm donde comienza a empeorar a favor de la segunda.

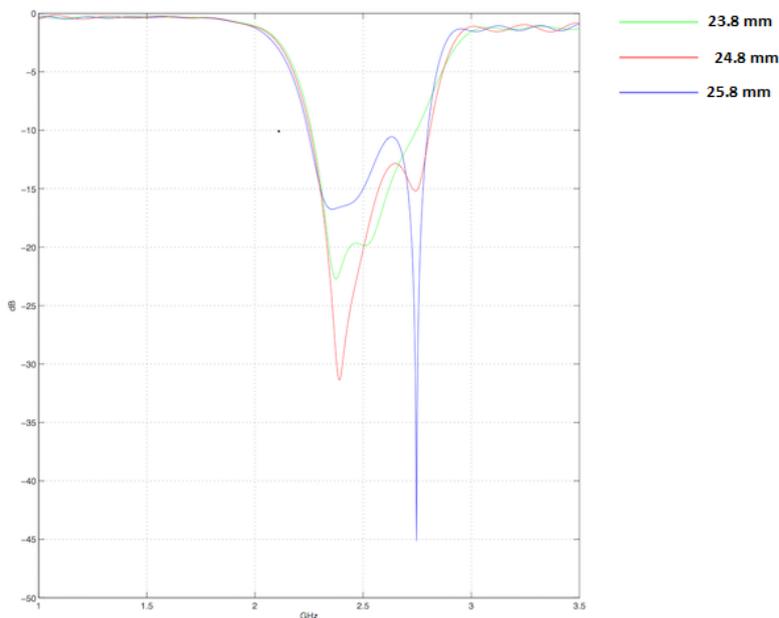


Figura 5.13: Efecto de la variación en el radio del parche parásito

Se producen cambios importantes en la forma de la curva del parámetro  $S_{11}$  en función del valor de la altura de sustrato por la que se opte. El aumento hasta los 10 mm provoca un aumento notable en la anchura de la banda en comparación con los 8 mm, con una mejora de adaptación en las bajas frecuencias (2.4 GHz). Sin embargo si seguimos incrementando su valor, la adaptación de las bajas frecuencias va reduciéndose a favor de las altas (2.74 GHz).

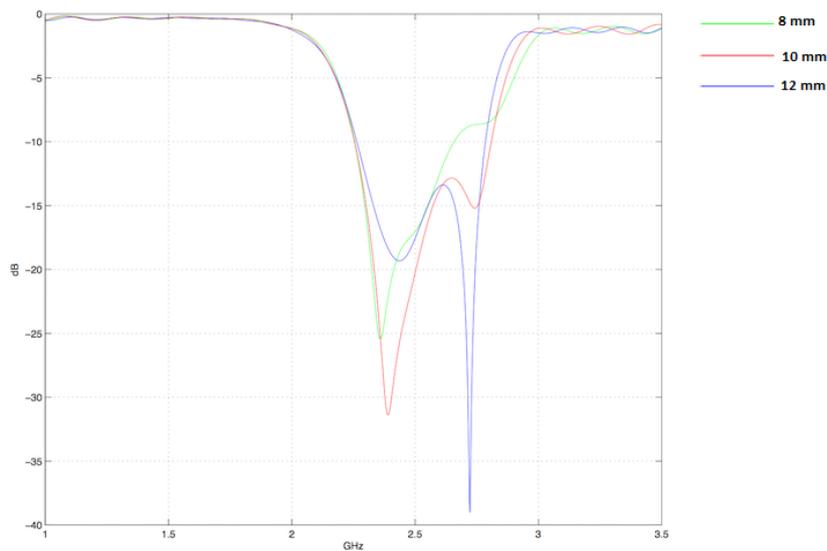


Figura 5.14: Efecto de la variación del sustrato del parche parásito

La anchura del segundo tramo, al igual que su longitud, se pueden definir como las variables de diseño que más influencia ejercen sobre el nivel de adaptación y en el ensanchamiento de la banda. Empleando como base el resto de diseños, se estima que la longitud total de la línea debe estar próxima al centro del parche, por lo que al aumentar la longitud de un tramo deberá reducirse la del otro.

Tras llevar a cabo un barrido se llega a la conclusión que el valor óptimo de longitud para el segundo tramo se encuentra en torno a los 30 mm, en caso de superarlo, la adaptación para ambas resonancias y el ancho de banda comienzan a verse reducidos. Este efecto queda claramente plasmado en la representación en carta de Smith, donde las curvas van alejándose del centro del diagrama a medida que aumenta su dimensión.

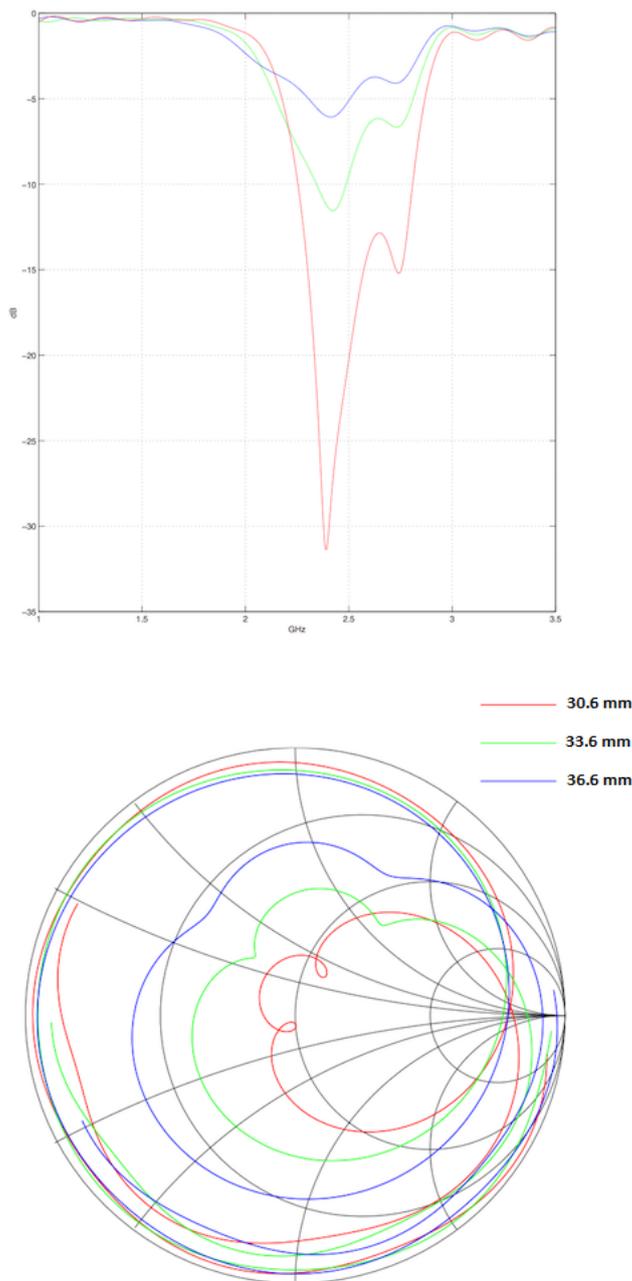


Figura 5.15: Efecto de la variación de la longitud en el segundo tramo de línea

A través de la imagen 5.16 se comprueba como a medida que se aumenta la anchura de la línea mejoran las prestaciones. Por un lado las dos resonancias mejoran su adaptación, y por otro las frecuencias intermedias también ven mejorada su adaptación, incrementando el ancho de banda de funcionamiento de la antenna. En el diagrama de Smith queda reflejado como las curvas se aproximan al centro del diagrama a medida que aumentamos su anchura, de este mismo modo las resonancias van siendo más visibles con el aumento de la dimensión.

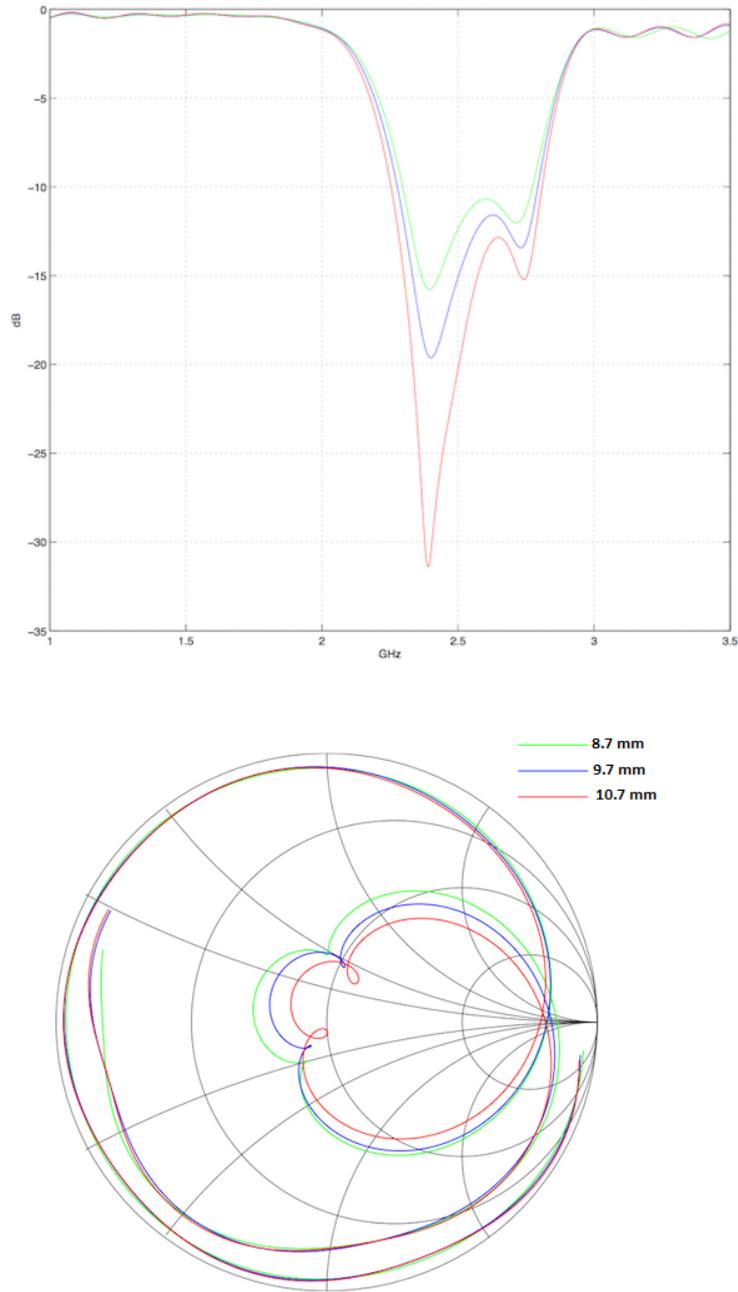


Figura 5.16: Efecto de la variación en la anchura del segundo tramo de línea

A pesar de la limitación en la tipología y dimensiones de los materiales se ha llegado a un diseño con unas prestaciones elevadas. El ancho de banda relativo llega a superar en 3 puntos el modelo propuesto por Rowe y Waterhouse, y hasta en 8 puntos el objetivo planteado inicialmente (15%). El empleo de la técnica de ensanchado ha sido indispensable para el correcto funcionamiento de la antena, paliando los efectos causados por las modificaciones, quedando demostrado una vez más la necesidad de líneas de transmisión anchas para este tipo de excitación. Incluso se ha descubierto la presencia de una tercera resonancia aparte de las dos generadas por los elementos radiantes, la cual tiene su origen en el acoplo electromagnético entre el tramo ensanchado de línea y los dos parches.

Aunque este diseño es plenamente válido tanto en prestaciones como en limitaciones de construcción, hay un aspecto negativo que debe ser tomado en cuenta. Las longitudes del plano de masa y de los substratos pueden ser consideradas demasiado elevadas (165 mm) en términos de posibles aplicaciones prácticas. Si por ejemplo se aprovecha el funcionamiento de la antena en la frecuencia de 2.4 GHz para darle un uso orientado a la tecnología Wi-Fi, el hecho de contar con unas dimensiones muy elevadas puede suponer serias dificultades para su adaptación dentro de un router. Por esta razón se decide realizar un nuevo reajuste del diseño.

## 5.5. Diseño final

Con el objetivo de poder facilitar la integración del diseño hacia aplicaciones prácticas, se aplica una reducción de las longitudes del plano de masa y del sustrato para reducir su tamaño. A pesar de esta alteración, se pretende conservar de la mejor forma posible las prestaciones del diseño.

El primer paso para el reajuste consiste en estudiar el efecto de la variación de la longitud sobre las prestaciones de la antena.

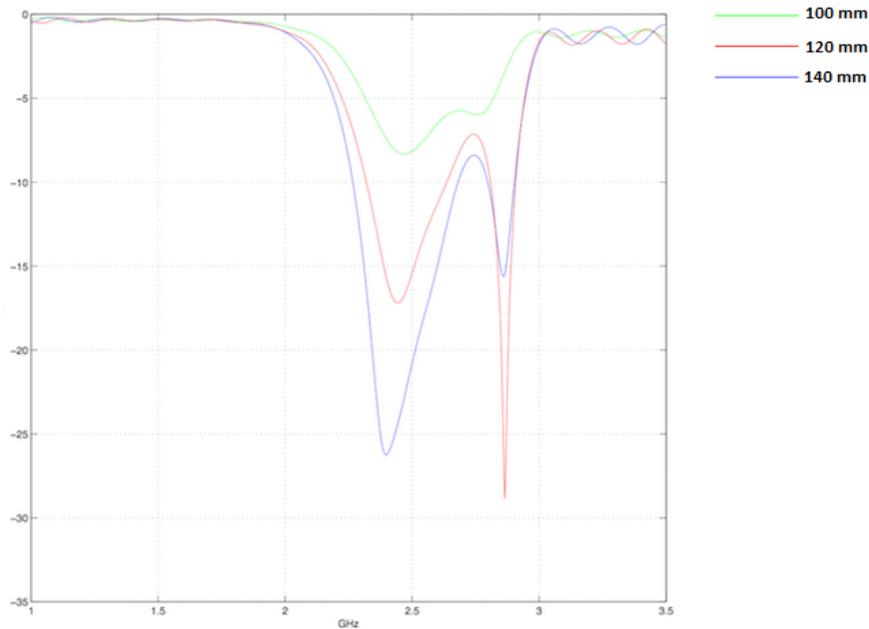


Figura 5.17: Efecto de la variación en la longitud de los sustratos y del plano de masa

La figura muestra la representación del parámetro  $S_{11}$  para tres medidas. Lo primero que se aprecia es la pérdida de adaptación para las frecuencias intermedias a medida que se va reduciendo el tamaño, lo que provoca una pérdida notoria de ancho de banda. Así mismo se puede distinguir un ligero desplazamiento de la frecuencia central. A simple vista la medida que mejor conserva las características del modelo anterior es la de 140 mm, aunque dicho tamaño aún sigue considerándose excesivo. A pesar de haber perdido nivel de adaptación a favor de la segunda resonancia, se decide escoger la medida de 120 mm, siendo esta la segunda opción en cuanto a prestaciones de ancho de banda se refiere.

Si se vuelve a analizar la figura 5.17, partiendo de un diagrama donde la resonancia de mayor frecuencia es la que presenta una mejor adaptación, si se aumenta el valor del parche alimentado no sólo se logrará una reducción en la frecuencia de funcionamiento, sino que también mejorará la adaptación para las frecuencias más bajas.

Con la finalidad de evitar el incremento de radiaciones espurias tras la modificación de las dimensiones, se reduce 1 mm la anchura del segundo tramo de línea.

A continuación se presentan las medidas finales del diseño:

Descripción	Valor
Radio del parche alimentado	28.1 mm
Radio del parche alimentado	24.8 mm
Altura del substrato de alimentación (FR-4)	1.5 mm
Altura del substrato de la antena alimentada (Rohacell)	2 mm
Altura del substrato de la antena parásita (Rohacell)	10 mm
Lado del parche	165 mm
Anchura primer tramo de línea ( $50 \Omega$ )	3 mm
Anchura segundo tramo de línea	9.7 mm
Longitud del primer tramo de línea ( $50 \Omega$ )	48.2 mm
Longitud del segundo tramo de línea	30.6 mm
Dimensiones del puerto de guía onda	6.5x15 mm

Tabla 5.2: Dimensiones finales del parche alimentado mediante línea de transmisión modificada

La gráfica del parámetro  $S_{11}$  vuelve a mostrar el comportamiento típico de las configuraciones parásitas. Si bien se distingue como la resonancia más alta ha visto reducido ligeramente su frecuencia central, estando ahora centrada en 2.66 GHz. Este efecto se debe a la ligera modificación del parche alimentado.

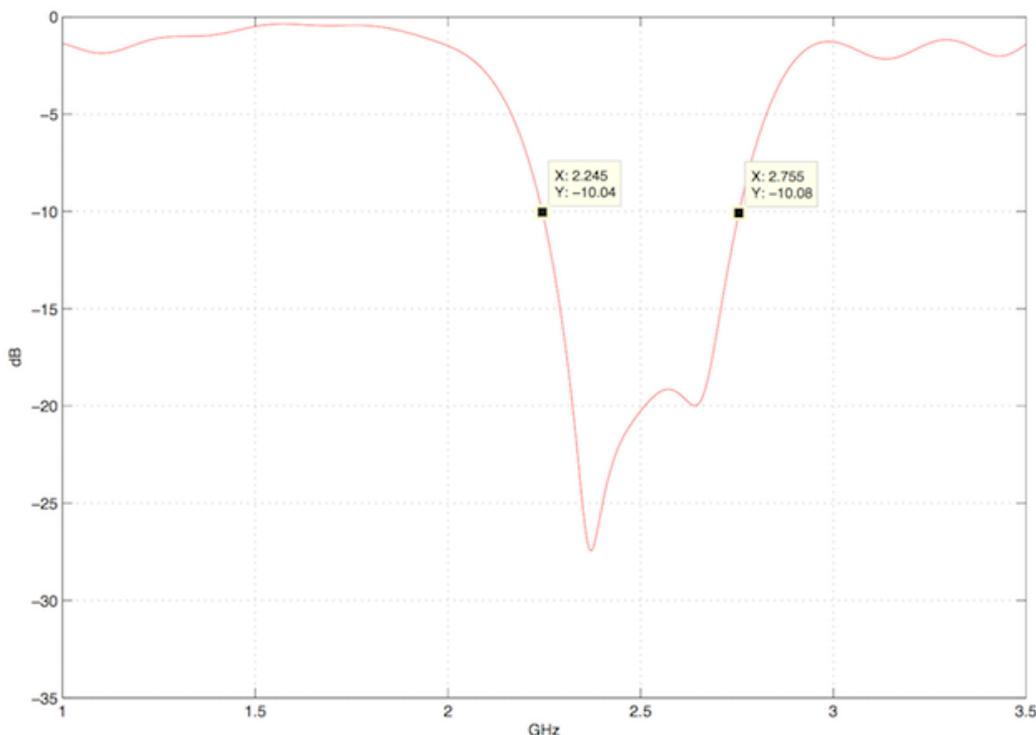


Figura 5.18: Representación del parámetro  $S_{11}$  en dB

Si calculamos el ancho de banda relativo de este diseño se distingue como a pesar del reajuste de tamaño se siguen manteniendo unas prestaciones bastante elevadas.

$$BW_r = \frac{2,755GHz - 2,245GHz}{2,4GHz} = 21,25\% \quad (5.4)$$

A nivel teórico tras la simulación se consigue un ancho de banda que ligeramente vuelve a superar al modelo de Rowe y Waterhouse, así como el objetivo del 15%.

En el diagrama de Smith se vuelven a apreciar las resonancias de ambos parches parásitos, mientras que la generada por el acoplamiento de la línea ve reducido su efecto tras la reducción de su anchura.

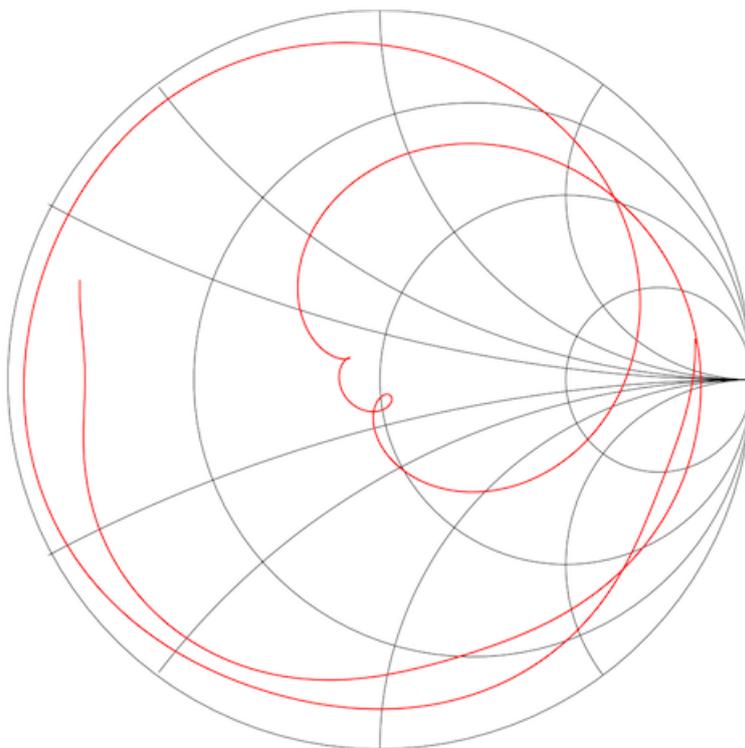
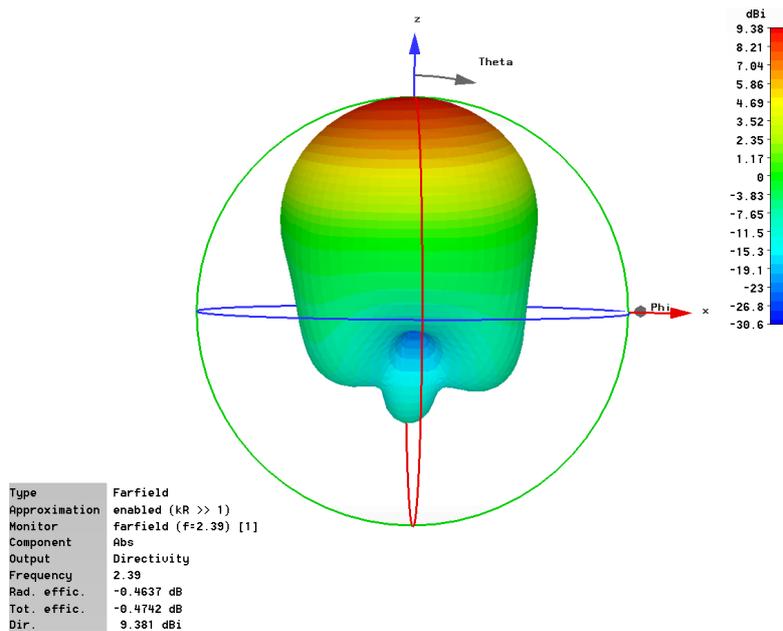


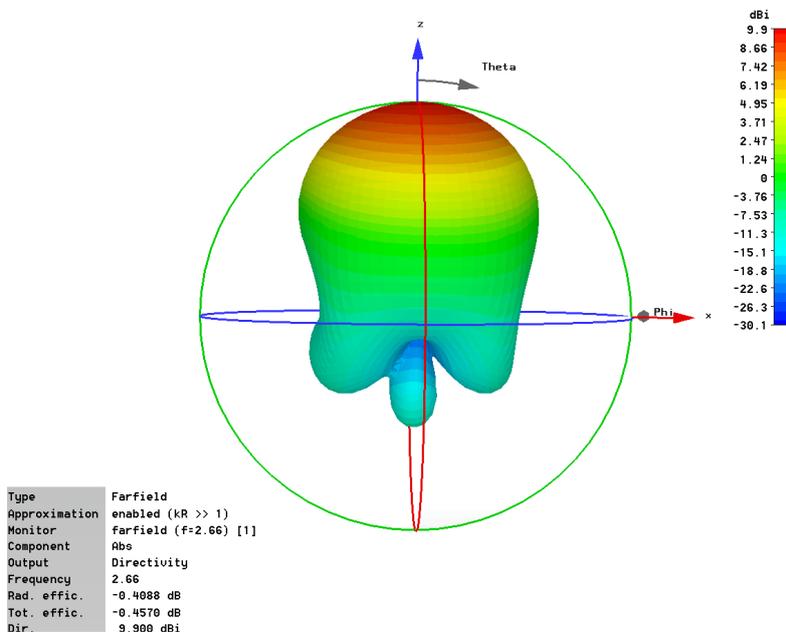
Figura 5.19: Representación del parámetro  $S_{11}$  en carta de Smith

El empleo de estas configuraciones puede causar diagramas de radiación inestables (no constantes) al variar la frecuencia dentro de la banda. Esto es debido al acoplamiento entre los parches y la línea de transmisión. Con el objetivo de asegurar el correcto funcionamiento del modelo, se decide llevar a cabo un estudio para cada una de las frecuencias resonantes (2.4 GHz y 2.74 GHz). Los resultados esperados serán diagramas con características similares para ambas frecuencias, con ciertos niveles de radiación espuria causados por la incursión de elementos parásitos.

En la figura 5.19 puede observarse la representación en tres dimensiones del diagrama de radiación para las dos frecuencias. Ambas apuntan hacia el eje Z positivo, confirmando que se trata de un diagrama broadside en el que se excita el modo  $TM_{10}$ . Aunque el nivel de radiación espuria es reducido en comparación con el lóbulo principal, queda reflejado como su efecto es más visible para las altas frecuencias.



(a)



(b)

Figura 5.20: Diagramas de radiación en tres dimensiones para 2.4 GHz (a) y 2.66 GHz (b).

Para el plano ZX se observa el efecto de la polarización cruzada característico en estas antenas con polarización lineal. Predomina la componente  $\theta$ , con una ganancia similar en ambas frecuencias para el lóbulo principal de 9.5 dBi, frente a la componente  $\phi$ . Al igual que en el resto de diseños vuelve a apreciarse diagramas asimétricos causado por la red de alimentación.

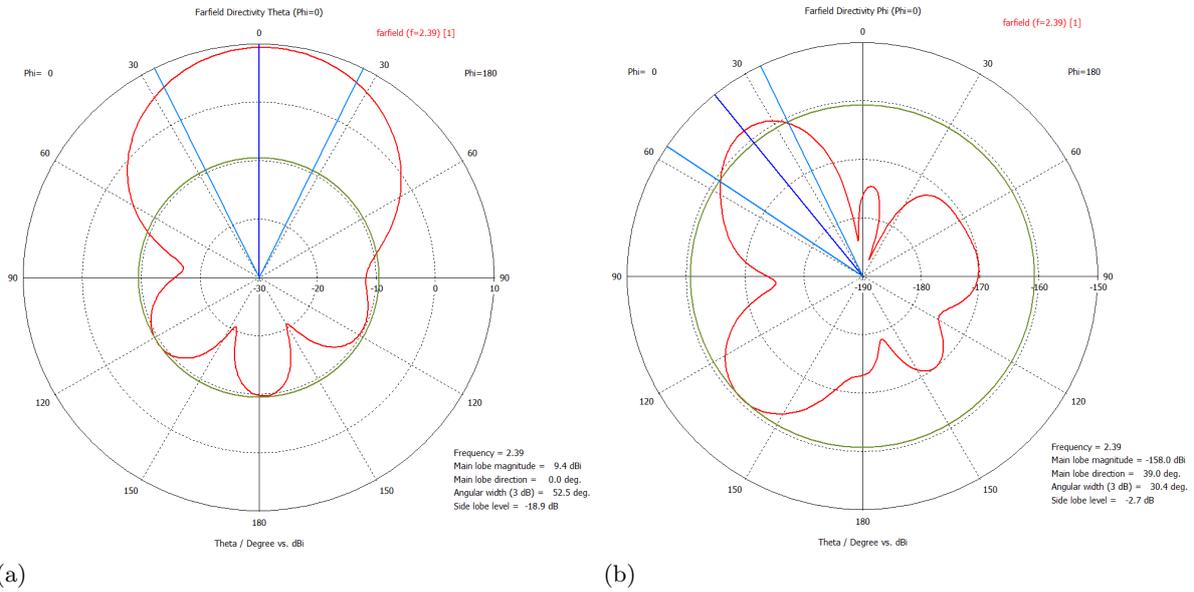


Figura 5.21: Plano ZX componente  $\theta$  (a) Plano ZX componente  $\phi$  (b) para 2.4 GHz

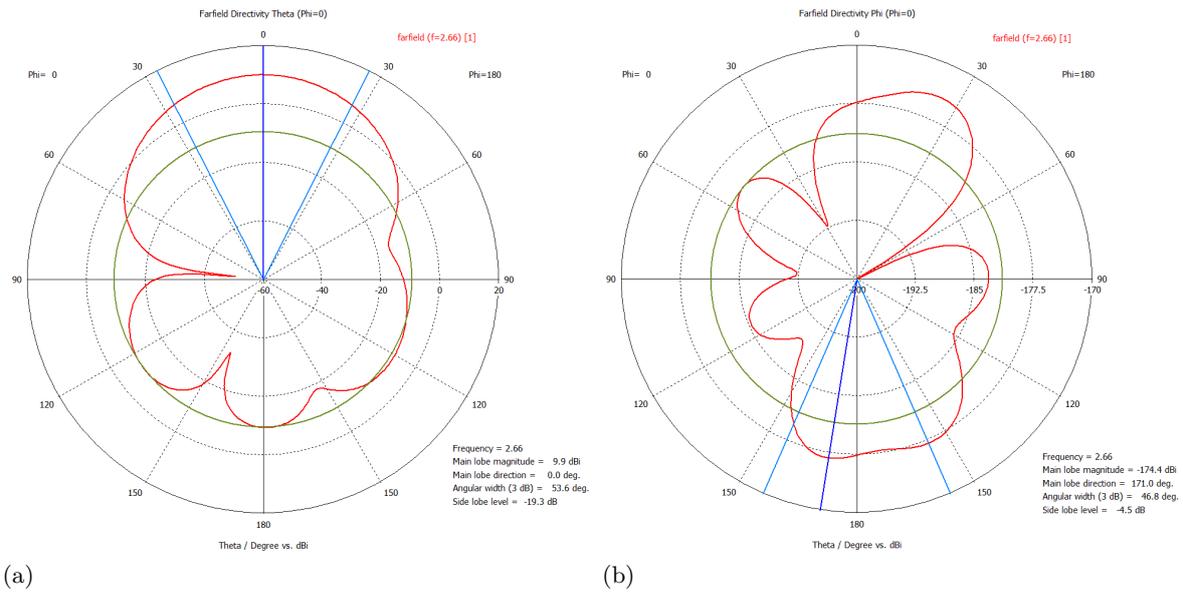


Figura 5.22: Plano ZX componente  $\theta$  (a) Plano ZX componente  $\phi$  (b) para 2.66 GHz

En el plano ZY predomina la componente  $\phi$  frente a la componente  $\theta$ . Al no encontrarse localizada la red de alimentación en este plano, el diagrama es simétrico. Cabe destacar también la presencia de un lóbulo secundario trasero, aunque su relación con el principal es aproximadamente de 20 dB para ambas resonancias, valor que no conlleva preocupación.

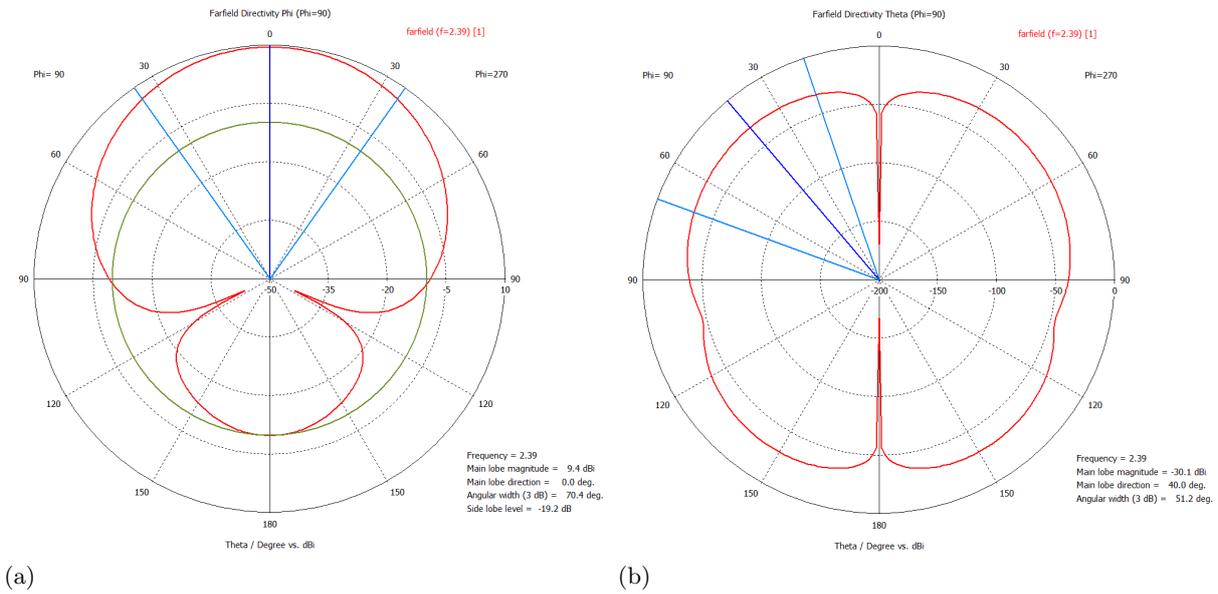


Figura 5.23: Plano ZY componente  $\phi$  (a) Plano ZY componente  $\theta$  (b) para 2.4 GHz

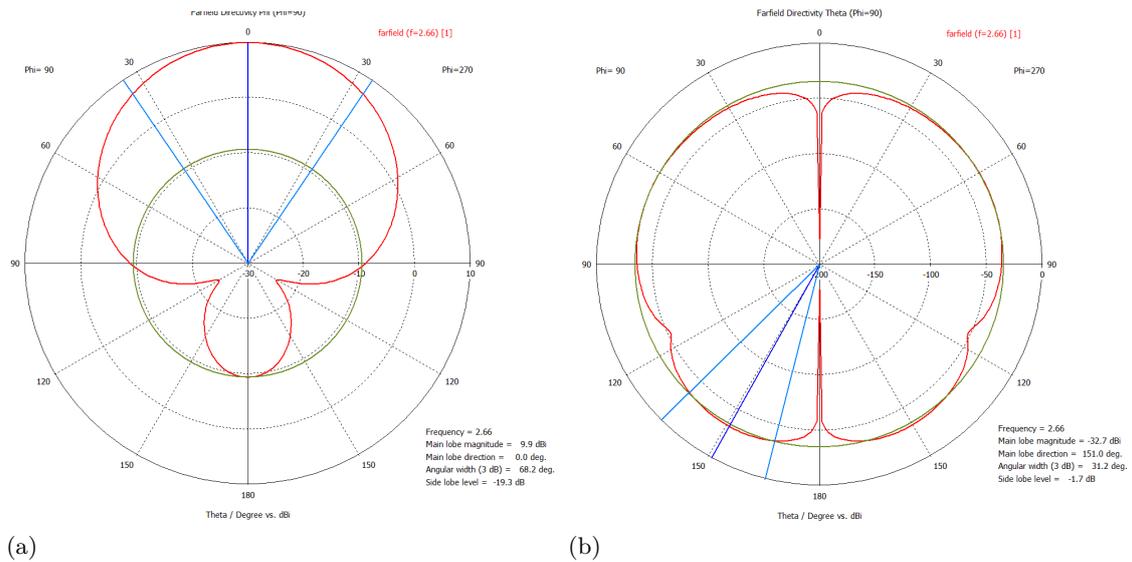


Figura 5.24: Plano ZY componente  $\phi$  (a) Plano ZY componente  $\theta$  (b) para 2.66 GHz

## Capítulo 6

# Construcción y medición del diseño

En esta fase se incluye los procesos de fabricación y montaje de la antena, así como su posterior medición. Todo esto se ha llevado a cabo en los talleres de la oficina técnica de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid.

### 6.1. Proceso de fabricación

La fabricación de la línea de transmisión y de los parches se realiza mediante una técnica llamada ‘fotograbado’, donde las placas de cobre quedan impresas sobre una película fotosensible. Se hace uso de tornillos de nylon con el objetivo de que los parches queden completamente alineados ya que cualquier desplazamiento lateral puede producir alteraciones en las prestaciones de la antena

En la figura 6.1 se puede ver la antena tras su montaje. En la vista de perfil se aprecia el conector coaxial SMA por el cual se excita la antena.

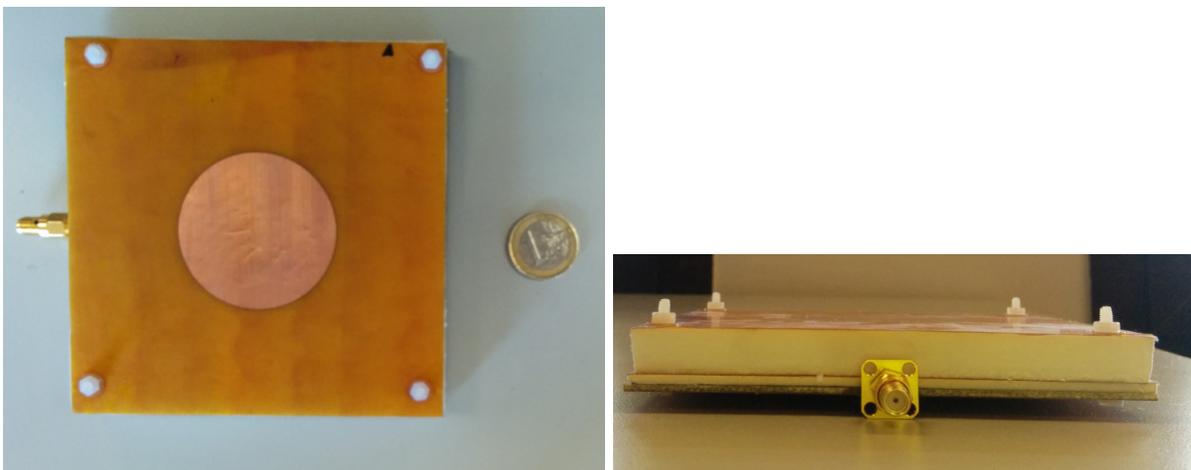


Figura 6.1: Vista superior y lateral del modelo construido

### 6.2. Proceso de medición y comparativa

A continuación se van a exponer las medidas tomadas durante la fase experimental del trabajo. Se han recogido los gráficos correspondientes al parámetro de adaptación  $S_{11}$  tanto en dB como en representación en carta de Smith. Se lleva a cabo una comparativa entre estas medidas y el resultado

obtenido durante la fase de simulación con la finalidad de poder identificar las variaciones entre el término teórico y el práctico.

Para recoger estas medidas se emplea un analizador vectorial de redes Agilent 8753E. Este analizador permite el cálculo de parámetros de dispersión (parámetros S) a través de un par de puertos, en el primero se mide la potencia introducida y la reflejada, y en el otro la potencia transmitida. En este caso, al tratarse de una terminación dipolar, únicamente es necesario llevar a cabo una medida de reflexión. Antes de comenzar la medición es importante eliminar el efecto de la impedancia de ambas sondas, para ello el dispositivo realiza una serie de cálculos internos a partir de cortocircuitos y circuitos abiertos aplicados sobre los conectores. Tras esto se establece la potencia de entrada, unos 10 mW para evitar excesivas radiaciones, y se ajusta la frecuencia central de la antena (2.4 GHz).

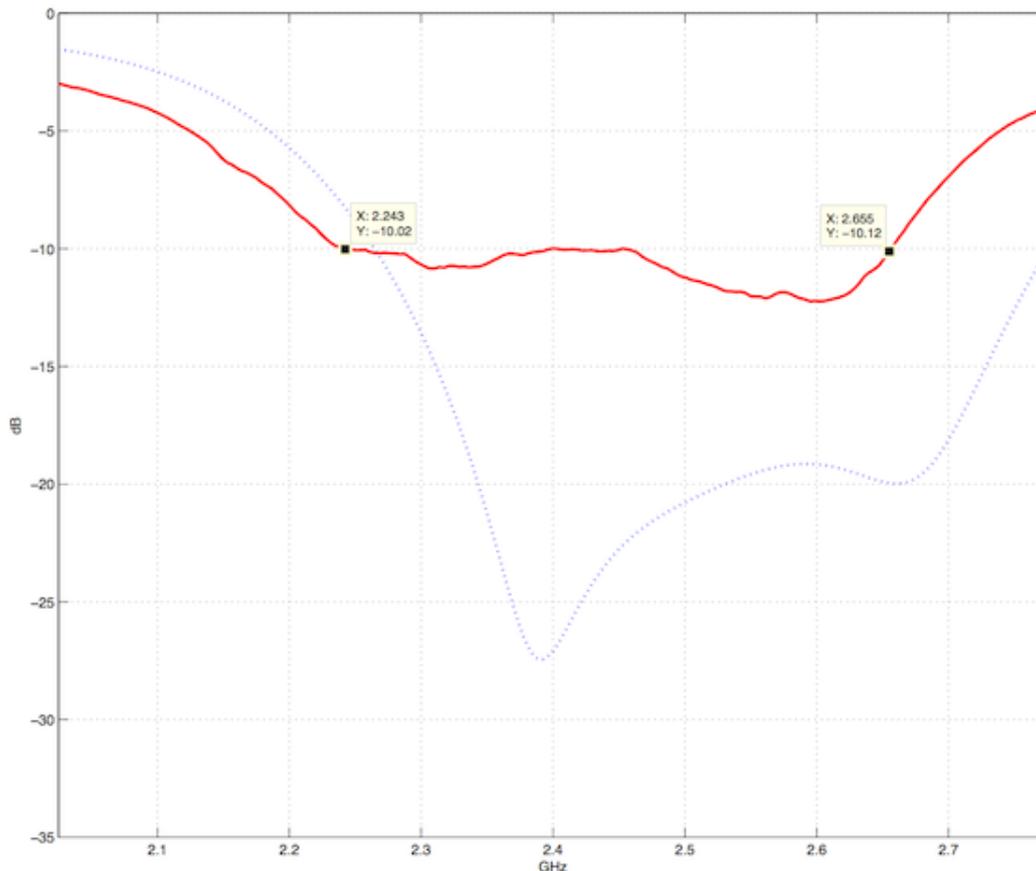


Figura 6.2: Comparativa del parámetro  $S_{11}$  entre la medida teórica y la experimental

$$BW_r = \frac{2,655GHz - 2,243GHz}{2,4GHz} = 17,16\% \quad (6.1)$$

Como se comprueba en la figura 6.2 existen ciertas diferencias entre el modelo teórico y el medido con el analizador vectorial de redes. Tiene lugar una notable pérdida de adaptación para ambas resonancias, así como un desplazamiento de las frecuencias de resonancia. Para la más baja se da una reducción de unos 100 MHz, mientras que la más alta ha sufrido una variación de 60 MHz con respecto al modelo simulado.

Todas estas diferencias encuentran su origen en ciertos defectos sufridos durante el proceso de fabricación. El hecho de existir un desplazamiento en frecuencia hace pensar en una minúscula variación en las dimensiones de los parches, así como un ligero desplazamiento de su localización original que haya podido romper la simetría de la estructura apilada. A estas causas deben añadirse el empleo de materiales de bajo coste, estando sometidos a posibles desviaciones en las propiedades de los materiales que hace imposible ajustar perfectamente las especificaciones del elemento radiante. Esto se ve reflejado en el error de estimación de la permitividad de los substratos, cuyo valor viene caracterizado únicamente para determinadas frecuencias, mientras que en nuestro caso trabajamos con frecuencias mayores. Por último, a todos estos factores hay que añadir que estas mediciones se han llevado a cabo en el interior del laboratorio de la universidad, siendo este un entorno muy poblado de dispositivos que pueden interferir en la medición (ordenadores, herramientas de medición,...).

Si analizamos la carta de Smith se pueden distinguir las tres frecuencias de resonancia generadas por la presencia de ambos parches y por el acoplamiento de la línea ensanchada. Se puede observar como las resonancias se alejan del centro del diagrama debido a la pérdida de adaptación. También se ve como el diagrama se encuentra girado en comparación con el simulado, esto se debe a un cambio de fase introducido por el medidor vectorial de redes, el cual no ha sido eliminado correctamente durante el proceso de calibración.

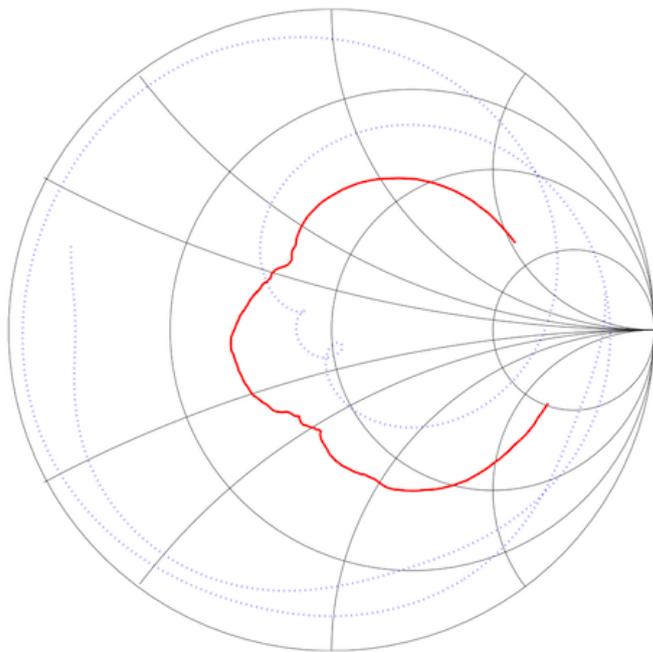


Figura 6.3: Comparativa del parámetro  $S_{11}$  entre la medida teórica y la experimental

El ligero empeoramiento de la adaptación que pone de manifiesto la medida es un factor con el que se contaba debido a la dificultad que presentan este tipo de excitación en términos de adaptación. El verdadero objetivo del estudio se centra en el ensanchamiento de la banda de funcionamiento. La medida, a pesar de perder 4 puntos con respecto a la simulación, mantiene un ancho de banda relativo de 17% con un rango de funcionamiento de 408 MHz. Este resultado supera con creces el objetivo planteado al comienzo del proyecto del 15% y aún estando limitado por condiciones de dimensionamiento y por el empleo de materiales de bajo coste, se aproxima al resultado del modelo propuesto por Rowe y Waterhouse (20%).

# Capítulo 7

## Conclusions and future research lines

This chapter deals with the main contributions of the thesis and the future research lines.

### 7.1. Conclusions

The investigation developed during this study gives rise to the following conclusions:

- This thesis deals with the design of a broadband patch antenna excited by proximity coupling.
- In order to optimize the bandwidth of the antenna, studies based in two design configurations (simple and multilayer) have been carried out.
- The simple configuration provides results limited in bandwidth. Although this study is useful for designing the wave-guide port used in the simulations and the feeding transmission line.
- For the simulation, the port must at least triple the size of the transmission line in order to cover most of the field lines. The line must have an input impedance of  $50\Omega$  to minimize the return losses between the port and the feeding line.
- To improve the coupling between the patch and the feeding line a new design technique is used. To keep the input impedance normalized the line is divided into two sections. The one that enters inside the patch is the section that increases his width. This specific configuration requires a line where the wide section predominates over the normalized one.
- With the aim of increasing the bandwidth of the antenna, a multilayer configuration is used. The presence of a parasite patch generates a new resonance frequency that improves the bandwidth. Multilayer configurations are more complex and critical because of the increase in the number of design variables.
- The combination of the wide line section and the multilayer configuration allows to face up the bandwidth decrease caused by the lab limitations.
- For the multilayer configuration, the increase of the microstrip width plus the coupling between the line and the two patches, make the line acts as an own radiant element. This could be the responsible of the appearance of a third resonance frequency in the response of the antenna.
- There is a reasonable fit between simulations and measurements. Matching differences are visible, caused by the usage of low cost materials and small variations on the prototype's dimensions that confirm the complexity of these designs.

- Despite this, the presence of a parasite patch and the use of a new technique, based on the widening of a transmission line section, have allowed to achieve a broadband model with more than 400 MHz that exceeds the initial targets.

## 7.2. Future research lines

Next, some research lines arising from this thesis are presented:

1. Absence of lab limitations that allow maximum adjustment of the designs. This will make possible the manufacturing of the optimum design (5.3) that reaches a percent bandwidth of 26 %.
2. To perform the meas process in an anechoic chamber in order to absorb the reflections and isolate the prototype from external sources of noise and interference. With this, the measurement will be much more reliable.
3. The radiation patterns, which are also of great interest, should be also measured.
4. Carry out a study of the third resonance caused by the coupling between the line and the patches with the aim of improving the bandwidth of the antenna.
5. Taking advantage of the range of operation of the antenna (2.4 GHz), a study of integration for it's usage in Wi-Fi technology is proposed.
6. Calculate the specific absorption rate (SAR) of the design and study the possibility of adapting it for it's usage as a "textile antenna".
7. The fact of reaching a bandwidth greater than 400 MHz, suggests the possibility to use this design as a multi-service antenna. For example, in this range it could be used for Wi-Fi (2400 MHz-2483.5 MHz) and WiMAX (2500 MHz-3500 MHz) applications, for those frequencies located in the operating range of our antenna (22430 MHz-2655 MHz). Also scale the frequency range operation in order to be used for different applications (LTE, UMTS, GPRS...).
8. Add a slot in the feeding patch to improve the coupling conditions.

# Apéndice A

## Estudio económico y social

En este capítulo se llevará a cabo un estudio orientado al impacto social y económico de este trabajo. El primer punto hará referencia a la repercusión que ha supuesto la evolución de las antenas en España en las últimas décadas. Dicho estudio estará enfocado especialmente hacia el mercado de las comunicaciones móviles, siendo este uno de los que más ha proliferado y que mejor integración ha tenido en el uso de antenas de parche. Así mismo se calculará un presupuesto aproximado del coste total del proyecto.

### A.1. Análisis del entorno socio-económico

El contexto de este documento se encuentra enmarcado por la expansión del sector de las comunicaciones móviles y de las tecnologías inalámbricas. Es tal la expansión en España que desde 1997 se ha pasado de unos 4 millones de líneas de telefonía móvil a más de 55 millones en el último año, llegando a superar el número de líneas móviles al número de habitantes (según las cifras de 2013, el número de líneas de telefonía móvil era de 52,19 millones [20] frente a 46.727.890 habitantes [21]).

Los primeros servicios de telefonía móvil que operaron en España se remontan a los años 80, eran los sistemas TACS (Total Access Communication System), los cuales empleaban una única banda de trabajo en el rango de los 900 MHz. A comienzos de la década de los 90 tuvo lugar la aparición del sistema GSM (Global System for Mobile Communication) en España, el cual se convirtió en un mecanismo de universalización de la telefonía móvil. Entre sus principales características cabe destacar la ampliación de la banda de trabajo (900 Mhz y 1800 Mhz), la mejora en la calidad de voz, el aumento de los mecanismos de seguridad o la independencia entre el usuario y el terminal móvil a través de la tarjeta SIM (Subscriber Identity Module).

Poco a poco, a pesar de su éxito, este sistema comenzó a quedarse obsoleto, motivado fundamentalmente por la necesidad de mercado orientado hacia los servicios multimedia, y que GSM, por su baja capacidad de datos (9.6 kbps), no podía cubrir. A partir de este contexto surge la idea de un nuevo sistema, GPRS (Global Packet Radio Service), el cual incorpora sobre la estructura existente de GSM una nueva interfaz basada en la conmutación de paquetes y orientada al tráfico de datos. Con este nuevo sistema se lograría alcanzar velocidades de transferencia de datos de hasta 144 kbps, siendo posible el funcionamiento de nuevos protocolos y servicios multimedia, como el servicio de mensajería multimedia (MMS) o el acceso a Internet, entre otros.

Continuando con esta tendencia alcista del mercado hacia el tráfico de datos y sumado al avance tecnológico (mejoras de codificación, aumento de capacidad, mayor ancho de banda, etc.) fue posible la puesta en marcha de la Tercera Generación de Comunicaciones Móviles (3G). La tecnología empleada fue el estándar UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), el cual cuenta con una frecuencia de trabajo localizada en los 2.1 GHz, llegando a alcanzar velocidades de hasta

2 Mbps por usuario móvil. Este notable aumento de la capacidad se traduce en la incursión de nuevos servicios en los dispositivos móviles, como la incorporación progresiva del protocolo IP, la descarga de archivos en tiempo real o las videoconferencias.

Para finalizar este breve recorrido por la evolución de las comunicaciones móviles, se debe señalar la progresiva adaptación hacia la Cuarta Generación (4G), centrado en el acercamiento hacia *ALL-IP*. Gracias a las últimas tecnologías móviles (HSDPA, HSUPA o HSPA+) sumado al reciente LTE (Long Term Evolution) se han llegado a alcanzar velocidades de más de 150 Mbps, contando con avances importantes como el empleo de la modulación OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplex Access), la tecnología MIMO (Multiple-input Multiple-output) para el aumento de la eficiencia espectral o el ancho de banda adaptativo (1.4, 3, 5, 10, 15 y 20 MHz) [22].

Otro aspecto a destacar dentro del contexto de este proyecto es la evolución que han sufrido otras tecnologías inalámbricas a lo largo de los últimos años (WIFI, WIMAX, Bluetooth, GPS, etc.), siendo clave para el desarrollo de los terminales móviles de última generación, cuya aceptación cotidiana se debe en gran parte a estas tecnologías. A continuación se detallan las principales características relativas a la frecuencia y a la capacidad de las tecnologías inalámbricas más destacadas.

Servicio inalámbrico	Frecuencia de Transmisión	Frecuencia de Recepción	Tasa Datos DL
GSM-900	890-915 MHz	935-960 MHz	13 kbps
GSM-1800	1710-1785 MHz	1805-1880 MHz	9.6 kbps
GPRS	890-915 MHz	935-960 MHz	144 kbps
GPRS	1710-1785 MHz	1805-1880 MHz	144 kbps
UMTS	1920-1880 MHz	2110-2170 MHz	2 Mbps
LTE	2500-2570 MHz	2620-2690 MHz	150 Mbps
WiMAX 802.16	2500-3500 MHz		124 Mbps
Wi-Fi 802.11	2400-2483.5 MHz		11-54 Mbps

Tabla A.1: Principales servicios inalámbricos en España.[22][23]

Toda esta evolución de los sistemas inalámbricos no sería posible sin el avance en el diseño de los elementos radiantes. La necesidad de contar con antenas capaces de ofrecer buenas prestaciones sumado a la tendencia actual en la ergonomía de los diseños de los terminales hace que la tarea sea cada vez más compleja.

El mercado se centrará especialmente en antenas de pequeñas dimensiones, con capacidad de adaptarse a cualquier superficie y con buenas prestaciones aún empleando materiales de bajo coste. Antenas que permitan flexibilidad en su diseño en función de los requisitos precisados, con elevados anchos de banda y con capacidad de permitir diseños multibanda que permita operar al terminal con distintos servicios.

Las antenas de parche son las antenas que mejor responden a estos requisitos del mercado, gracias a ventajas como su versatilidad o bajo coste; hacen que cobren cada día mayor protagonismo.

## A.2. Regulación

Quizás uno de los aspectos más importantes a tener en cuenta desde el punto de vista social y del cual la población se encuentra cada vez más concienciada, tiene que ver con los niveles de radiación perjudiciales para la salud.

Existe una tasa conocida como tasa de absorción específica (SAR), la cual mide la potencia máxima con que un campo electromagnético es absorbido por el tejido vivo. Se define como la potencia absorbida por la masa de los tejidos y tiene unidades de W/Kg. El valor de esta tasa dependerá en gran medida de la forma que tenga la parte del cuerpo expuesta al campo, así como de la ubicación exacta y geometría de la fuente emisora. La mayor parte de gobiernos, han definido límites de seguridad para la exposición máxima electromagnética:

- En Estados Unidos, la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC) establecen un valor límite de SAR inferior a 1,6 W/Kg medidos en un volumen de 1 gramo de tejido vivo.
- La Unión Europea fija como límite 2 W/Kg, promedidados en 10 gramos de tejido.

La regulación para la medida del valor SAR y sus máximos admisibles son establecidos por la ANSI (American National Standards Institute), IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers) y la ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection).

### A.3. Planificación y presupuesto

Antes de llevar a cabo el presupuesto se decide exponer la planificación seguida durante el proyecto con la finalidad justificar su tiempo de realización.

El estudio se ha llevado a cabo en 6 fases diferentes: Documentación, Familiarización con el software de diseño, Diseños de configuraciones simples, Diseños de configuraciones parásitas, Construcción, Mediciones y Elaboración de la memoria. En principio se calculó un tiempo de realización de unos 5 o 6 meses, sin embargo, la evolución en el diseño de las estructuras parásitas supuso más tiempo del estimado. Ante la dificultad de diseño fue necesario llevar una búsqueda de estudios anteriores basados en este modelo para su posterior adaptación, lo que ralentizó el transcurso.

A continuación se expone un gráfico con un cálculo aproximado del número de semanas invertidas para cada fase:

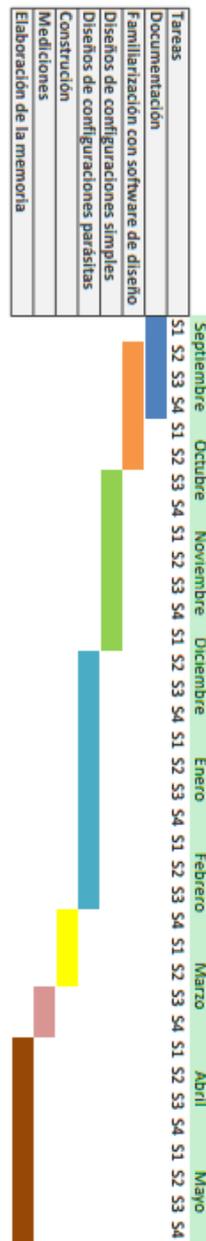


Figura A.1: Planificación del proyecto

Para el cálculo del presupuesto se dividen los costes en 3 grupos: costes de personal, costes de equipo y software informático, y costes de material de laboratorio:

### ***Costes de personal***

Ha sido necesario el trabajo de un ingeniero de telecomunicación junior y de un ingeniero de telecomunicación senior (tutor del proyecto). Se ha de señalar que las horas de trabajo aquí incluidas son las necesarias para cuadrar el número de créditos (12 Créditos/ECTS x 25 Horas/Crédito), aunque como se ha expuesto en la planificación el número real es más elevado.

<b>Concepto</b>	<b>Coste</b>	<b>Horas invertidas</b>	<b>Total</b>
Ingeniero junior sin experiencia	7 €/Hora	300 Horas	2.100 €
Ingeniero senior	30 €/Hora	30 Horas	900 €
<b>Total:</b>			<b>3.000 €</b>

Tabla A.2: Listado de costes de personal

### ***Costes de equipos y software informático***

Para la fase de simulación ha sido necesario el uso de un ordenador con el correspondiente software de diseño (*CST Studio Suite*). También se ha hecho uso de la herramienta matemática *Matlab* para la representación de gráficas. El precio de ambas licencias es bastante elevado, sin embargo su uso académico se encuentra subvencionado, por lo que el precio se verá reducido.

<b>Concepto</b>	<b>Duración</b>	<b>Coste</b>
Ordenador	-	600 €
CST Studio: Licencia universitaria	1 año	2.000 €
Matlab: Licencia universitaria	1 año	2.000 €
<b>Total:</b>		<b>4.600 €</b>

Tabla A.3: Listado de costes de equipo y software informático

### ***Costes de materiales y equipos del laboratorio***

Teniendo en cuenta la tipología de substratos, así como el resto de materiales empleados en el proceso de fabricación se estima un precio total de unos 65 € destinados a la construcción del prototipo. El analizador vectorial de redes tiene un precio que puede ascender hasta los 55.000 €, por lo que se decide alquilar uno durante el período de un mes para tomar las medidas necesarias.

<b>Concepto</b>	<b>Coste</b>
Circuitería	65 €
Analizador vectorial de redes	120 €/Mes
<b>Total:</b>	<b>185 €</b>

Tabla A.4: Listado de costes de materiales y equipos del laboratorio

Con la suma de estos cálculos se llega a la totalidad del presupuesto inicial: **7.785 €**

# Bibliografía

- [1] *CST-Computer Simulation Technology* <http://www.cst.com>
- [2] *MathWorks-MATLAB* <http://www.mathworks.es/products/matlab/>
- [3] Lluís Jofre, Marta Martínez-Vázquez, Raquel Serrano, Gemma Roqueta. “*Handbook of Small Antennas*”. EurAAP AISBL, Marzo 2012.
- [4] Guillermo Fernández Lanao *Proyecto Fin de Carrera: “Diseño de una antena impresa circular omniazimutal con adaptacion mejorada”*. Universidad Carlos III de Madrid, Noviembre 2012.
- [5] Fernando González Fernández *Proyecto Fín de Carrera: “Diseño de antena impresa de banda ancha y polarización circular para sistemas WiMax a 3.5 GHz”*. Universidad Autónoma de Madrid, Octubre de 2008.
- [6] J.R. James, P.S. Hall “*Handbook of Microstrip Antennas Volume 1*”. Peter Peregrinus LTD, Londres, 1989.
- [7] José Luis Jiménez Martín, José María Rodríguez Martín y Vicente González Posadas. “*Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip*”. Artículo publicado por la Universidad Politécnica de Madrid. 26 Noviembre 2011
- [8] Raúl Domínguez Domínguez. *Proyecto Fin de Carrera: “Análisis de antenas de parche alimentadas mediante acoplo por ranura”*. Universidad Carlos III de Madrid, Julio 2004.
- [9] K. Hirasawa, M. Haenishi. “*Analysis, Design and Measurements of Small and Low Profile Antennas*”. Artech House Antenna Library. October 1, 1991.
- [10] C.A. Balanis “*Antena theory: Analysis and Design*”. Second edition, John Wiley and Sons, New York, 1997.
- [11] Deschamps G. A. “*Microstrip Microwaves Antennas*”. 3rd USAF Symposium on Antennas, 1953
- [12] Gutton H., Boissinot G. “*Aèrien incorporable pour engins mobiles*”. Brevets FR 1123769, September 1956.
- [13] Howell J.Q. “*Microstrip Antennas*”. IEE AP-S Int. Symposium, 1972, pp. 177-180.
- [14] Howell J.Q. “*Microstrip Antennas*”. IEE Transactions on Antennas and Propagation Society International Symposium Digest, pp 177-180. December 1992
- [15] Munson R. E., Krutsinger J.K. “*Single Slot Cavity Antennas Assembly*”. US Patent N°3713162, January 1973.

- [16] W. S. T. Rowe and R. B. Waterhouse. “*Investigation of proximity coupled patch antennas suitable for MMIC integration*”. Proc. IEEE Antennas Propagation Symp. Dig., pp.1591-1594 2004
- [17] Kshitiz Agarwal (a), G.P. RAO (a), M.V Karthikeyan (a) and M.K Thumm (b,c) “*Proximity fed circularly polarized microstrip path antenna with a cross slot in the ground plane*”. (a) Indian Institute of Technology Roorke. (b) Forschungszentrum Karlsruhe, Institut für Hochleistungsimpuls und Mikrowellentechnik (IHM).  
(c) Universität Karlsruhe, IHE, Kaiserstr. 12, D-76128 Karlsruhe, Germany.
- [18] D.E. Anagnostou, Guizhen Zheng, S.E. Barbin, M.T. Chryssomallis, J. Papapolymerou, and C.G. Christodoulou. “*An x-band reconfigurable planar dipole antenna*”. In Microwave and Optoelectronics, 2005 SBMO/IEEE MTT-S International Conference on, pages 654-656, July 2005.
- [19] C. Shafai, L. Shafai, R. Al-Dahleh, D.D. Chrusch, and S.K. Sharma. “*Reconfigurable ground plane membranes for analog/digital microstrip phase shifters and frequency agile antenna*”. In MEMS, NANO and Smart Systems, 2005. Proceedings. 2005 International Conference on, pages 287-289, July 2005.
- [20] Observatorio Nacional de las Telecomunicaciones y de la Sociedad de la Información (ONTSI). *Evolución del número de clientes de telefonía móvil en España*. Junio de 2013.
- [21] Instituto Nacional de Estadística (INE). *Estudio poblacional en España definitivo*. Enero de 2013.
- [22] José Manuel Huidobro Moya. “*Comunicaciones Móviles. Sistemas GSM, UMTS y LTE*”. RA-MA Editorial, 2012.
- [23] Jeffrey G. Andrews, Arunabha Ghosh, Rias Muhamed. “*Fundamentals of WiMAX understanding broadband wireless networking*”. Hall 2007
- [24] J.R. James, P.S. Hall “*Handbook of Microstrip Antennas Volume 2*”. Peter Peregrinus LTD, London, 1989.