



Proyecto Final de Carrera

Ingeniería Técnica de Telecomunicación
Especialidad en Sistemas Electrónicos

**2569 DIPOLO IMPRESO PARA APLICACIONES
WI-FI Y CARACTERIZACIÓN DE LA GANANCIA
POR MEDIO DE LA CELDA TEM**

Cristina Amor Jiménez

Directores:

Ferran Paredes

Francisco Javier Herraiz

Escola d'Enginyeria (EE)

Universitat Autònoma de Barcelona (UAB)

19 Septiembre 2011



El tribunal de evaluación de este Proyecto Final de Carrera, reunido el día 19 de septiembre de 2011, ha acordado conceder la siguiente cualificación:

A large rectangular empty box is positioned in the center of the page, likely intended for the signature or stamp of the academic authority.

Presidente:

Vocal:

Secretario:



Los abajo firmantes, Ferran Paredes y Francisco Javier Herraiz, Profesores de l'Escola d'Enginyeria (EE) de la Universitat Autònoma de Barcelona (UAB),

CERTIFICAN:

Que el trabajo presentado en esta memoria de Proyecto Final de Carrera ha estado realizado bajo su dirección por la alumna Cristina Amor Jiménez.

Y, para que conste a todos los efectos, firman el presente certificado.

Bellaterra, 12 de Septiembre de 2011.

Firman: Ferran Paredes Francisco Javier Herraiz

Mi más sincero agradecimiento a todos los que me han ayudado a recorrer este camino, en especial a Ferran Paredes y Francisco Javier Herraiz, por ofrecerme en todo momento su apoyo y dedicación.

A todos ellos, gracias.

Índice de Contenidos

Lista de acrónimos	11
Índice de Figuras.....	13
Índice de Tablas	15
Capítulo 1: Introducción al proyecto.....	17
1.1 Motivación	17
1.2 Objetivos	17
1.3 Estructura del proyecto.....	18
Capítulo 2: Parámetros básicos de antenas	19
2.1 Introducción	19
2.2 Parámetros de antenas en transmisión	19
2.2.1 Impedancia	20
2.2.2 Intensidad de radiación.....	21
2.2.3 Diagrama de radiación	21
2.2.4 Directividad, ganancia y eficiencia.....	24
2.2.5 Polarización	25
2.2.6 Ancho de banda	25
2.3 Parámetros de antenas en recepción	26
2.3.1 Adaptación	26
2.3.2 Área y longitud efectiva	27
2.3.3 Ecuación de transmisión.....	28
Capítulo 3: Dipolo cilíndrico y dipolo de media onda.....	31
3.1 Introducción.....	31
3.2 Dipolo cilíndrico	31
3.3 Dipolo de media onda ($\lambda/2$).....	36
Capítulo 4: Diseño del dipolo impreso.....	39
4.1 Introducción	39
4.1.1 Parámetros iniciales para un dipolo de media onda ($\lambda/2$) en el vacío.....	40
4.1.2 Parámetros iniciales para un dipolo de media onda ($\lambda/2$) impreso	41

4.2 Simulación del dipolo.....	42
4.2.1 Dependencia con la longitud del brazo de la antena (L/2).....	44
4.2.2 Dependencia con la longitud de la línea de alimentación (Lf)	45
4.2.3 Dependencia con el ancho del brazo de la antena (W)	46
4.2.4 Dependencia con el ancho de la línea de alimentación (Wf)	47
4.2.5 Compromiso entre frecuencia de trabajo y ancho de banda	48
4.2.6 Dependencia con el ancho de la pista de soldadura (Wp).....	49
4.3 Parámetros de diseño finales	50
4.3.1 Distribución de corriente en el dipolo	51
4.3.2 Diagramas de radiación del dipolo	52
Capítulo 5: Fabricación y análisis.....	55
5.1 Proceso de fabricación y medida de la adaptación	55
5.2 Medida de la ganancia mediante el balance de enlace.....	56
5.2.1 Configuración de la medida de ganancia.....	57
5.2.2 Resultados de la medida	60
5.3 Medida de la ganancia mediante la celda TEM.....	62
5.3.1 Configuración de la medida de ganancia.....	63
5.3.2 Resultados de la medida	64
Capítulo 6: Conclusiones.....	71
Capítulo 7: Referencias bibliográficas.....	73
Resumen	75
Resum	75
Summary	75

Lista de acrónimos

BW Bandwidth (Ancho de Banda)

CST Computer Simulation Technology

dB Decibelio

dBW Decibelio vatio

EMC Compatibilidad Electromagnética

IEE Institute of Electrical and Electronics

LT Línea de Transmisión

PIRE Potencia Isótropa Radiada Equivalente

SMA SubMiniature versión A

TEM Transversal Electromagnético

Índice de Figuras

Figura 2.1: Sistema de coordenadas polares [2].....	21
Figura 2.2: Diagrama de radiación isótropo, omnidireccional y directivo [2]	22
Figura 2.3: Diagrama de radiación tridimensional [2]	23
Figura 2.4: Representación de la directividad	24
Figura 2.5: Balance de potencia entre dos antenas [2]	29
Figura 3.1: Representación de una antena cilíndrica.....	31
Figura 3.2: Distribución de corriente en dos líneas de transmisión sin pérdidas, líneas de transmisión ensanchadas y dipolo elemental	32
Figura 3.3: Distribución de corriente en un dipolo de media onda [5]	33
Figura 3.4: Variación de la directividad en función de $L/2$	35
Figura 3.5: Sistema de coordenadas cilíndricas	35
Figura 3.6: Parámetros para un dipolo de media onda.....	36
Figura 4.1: Representación de las dimensiones iniciales para el dipolo en el vacío	40
Figura 4.2: Representación de las dimensiones iniciales para el dipolo impreso	42
Figura 4.3: Pérdidas de retorno, frecuencia y ancho de banda para la antena con los parámetros iniciales.....	42
Figura 4.4: Diagramas polares que representan los cortes en el plano E, en el plano H y en el plano XZ.....	43
Figura 4.5: Diagrama de radiación tridimensional para la antena con dimensiones iniciales.....	43
Figura 4.6: Barrido del valor de longitud de la antena ($L/2$) entre $17 \text{ mm} < L/2 < 20 \text{ mm}$	44
Figura 4.7: Detalle de la frecuencia y las pérdidas de retorno para el barrido entre $17 \text{ mm} < L/2 < 20 \text{ mm}$	44
Figura 4.8: Barrido del valor de longitud de la línea de alimentación (L_f) entre $15 \text{ mm} < L_f < 25 \text{ mm}$	45
Figura 4.9: Detalle del valor de pérdidas de retorno y ancho de banda para $L/2=18.34 \text{ mm}$	46
Figura 4.10: Barrido del valor del ancho de la antena (W) entre $2.3 \text{ mm} < W < 2.4 \text{ mm}$	46
Figura 4.11: Detalle de la frecuencia y las pérdidas de retorno para el barrido entre $2.3 \text{ mm} < W < 2.4 \text{ mm}$	46
Figura 4.12: Barrido del valor del ancho de la antena (W_f) entre $1.1 \text{ mm} < W_f < 1.2 \text{ mm}$	47
Figura 4.13: Detalle de la frecuencia y las pérdidas de retorno para el barrido entre $1.1 \text{ mm} < W_f < 1.2 \text{ mm}$	47
Figura 4.14: Barrido del valor de longitud de la línea de alimentación (L_f) entre 24.5 mm y 25.5 mm	48

Figura 4.15: Barrido del valor del ancho de la pista de soldadura (Wp) entre 1 mm y 3 mm	49
Figura 4.16: Detalle del ancho de banda a -10 dB y de la frecuencia para los parámetros finales de diseño	50
Figura 4.17: Representación de la intensidad y la tensión en un dipolo clásico	51
Figura 4.18: Corriente superficial del dipolo tras la simulación.....	51
Figura 4.19: Representación de la antena y su diagrama de radiación respecto al sistema de coordenadas tridimensional	52
Figura 4.20: a) representación en coordenadas polares del plano E del diagrama de radiación del dipolo b) Representación en coordenadas polares del plano H del diagrama de radiación del dipolo. c) Representación del plano XZ.....	53
Figura: 4.21: Diagrama de radiación tridimensional del dipolo.....	53
Figura 5.1: Dipolos impresos obtenidos tras la fabricación	55
Figura 5.2: Representación del coeficiente de reflexión del dipolo 1.	56
Figura 5.3: Representación del coeficiente de reflexión del dipolo 2.	56
Figura 5.4: Representación del montaje de las antenas en el analizador de redes	57
Figura 5.5: Representación del montaje del dipolo en la celda TEM	62
Figura 5.6: Representación de la medida de ganancia de las antenas 1 y 2 en la celda TEM y en simulación.	67
Figura 5.7: Representación de los diagramas de radiación de las antenas en función de su orientación, para el montaje realizado en el analizador de redes.....	68
Figura 5.8: Representación del diagrama de radiación del dipolo en función de su orientación para el montaje realizado dentro de la celda TEM	68
Figura 5.9: Orientación del dipolo dentro de la celda para poder comparar la medida de ganancia con la obtenida mediante el analizador de redes.	69

Índice de Tablas

Tabla 4.1: Dimensiones iniciales del dipolo	42
Tabla 4.2: Frecuencia, pérdidas de retorno y ancho de banda obtenidos para los diferentes valores de Lf	48
Tabla 4.3: Dimensiones finales del dipolo	50
Tabla 5.1: Valores de ganancia obtenidos para cada una de las distancias entre las antenas.....	61
Tabla 5.2: Medida de potencia recibida en el cable que conecta la antena con la celda TEM	64
Tabla 5.3: Medida de potencia recibida en el cable que conecta la antena con el analizador de espectro	64
Tabla 5.4: Cálculo de la ganancia para cada punto de frecuencia de la antena 1.....	66
Tabla 5.5: Cálculo de la ganancia para cada punto de frecuencia para la antena 2.....	66

Capítulo 1:

Introducción al proyecto

1.1 Motivación

Este proyecto tiene como objeto el estudio, diseño, fabricación y medida de dos dipolos impresos de media onda para aplicaciones Wi-Fi y la posterior caracterización de sus ganancias. Para ello, se pretende inicialmente adquirir unos conocimientos básicos sobre teoría de antenas y dipolos de media onda en particular, que permitan desarrollar posteriormente la parte práctica del proyecto. Una vez adquiridos estos conocimientos, se procederá al diseño y simulación de un dipolo de media onda mediante el software CST Microwave Studio, cumpliendo con unas especificaciones técnicas que permitan fabricar dos dipolos operando satisfactoriamente en la banda de los 2.45 GHz.

Dada la dificultad para realizar los estudios en una cámara anecoica por el elevado coste que supondría para el proyecto, se pretende utilizar dos métodos alternativos para caracterizar la ganancia de las antenas. El primer método consistirá en la utilización de un analizador de redes mediante un montaje que permita la observación del balance de enlace entre los dos dipolos, a partir del cual y mediante las ecuaciones desarrolladas en los primeros apartados del proyecto, se intentará extraer el valor de la ganancia en función de la distancia entre las antenas. El segundo método consistirá en la utilización de una celda TEM. A pesar de ser utilizada normalmente para realizar estudios de compatibilidad electromagnética, como la polarización de los campos eléctricos y magnéticos en su interior está bien definida y son homogéneos, es posible utilizarla para analizar la respuesta de dispositivos que operen en un rango inferior a los 3 GHz, tales como los dipolos objeto de este proyecto. La celda se alimentará con un generador de señales y se introducirán sucesivamente las antenas en su interior, sometiéndolas a la radiación electromagnética de la misma. La ganancia se podrá calcular a partir de la señal recibida en un analizador de espectro.

17

1.2 Objetivos

Los objetivos que se pretenden alcanzar con la realización de este proyecto son, en primer lugar, realizar un estudio sobre la geometría de un dipolo de media onda fabricado con tecnología planar, analizando como sus dimensiones afectan a los parámetros básicos del mismo. Se pretende diseñar dos dipolos impresos que trabajen en la banda de frecuencias de los 2.45 GHz para aplicaciones Wi-Fi, de tal forma que la potencia de señal entregada sea mayor del 90% de potencia máxima disponible. Para ello, las dos antenas deberán presentar adaptación a la frecuencia de 2.45 GHz menor de

-10 dB. Dado que los 12 canales especificados para aplicaciones Wi-fi ocupan un rango de frecuencias comprendidas entre los 2.41 GHz y 2.48 GHz, el ancho de banda que se obtenga debe ser mayor de 100 MHz. Teniendo en cuenta la tolerancia de fabricación y los posibles efectos que pueda introducir el entorno, se fijará como valor óptimo a conseguir un ancho de banda de 500 MHz, para evitar así posibles desplazamientos en frecuencia.

En segundo lugar y tras la fabricación de los dos dipolos, se pretende cumplir con el objetivo principal del proyecto, que consiste en caracterizar la ganancia de cada una de las antenas utilizando dos instrumentos de medida distintos, un analizador de redes y una celda TEM.

1.3 Estructura del proyecto

La memoria de este proyecto se compone de 4 grandes bloques que recogen la caracterización de la ganancia de dos dipolos de media onda, partiendo del estudio de sus fundamentos básicos en los primeros capítulos, hasta el diseño, fabricación y posterior medida de sus parámetros mediante los equipos de medida mencionados anteriormente. En los dos primeros capítulos del documento, capítulos 2 y 3, se analiza la teoría básica de antenas y la teoría básica del dipolo de media onda respectivamente, permitiendo así familiarizarse con las bases teóricas en las que se fundamentará el resto del análisis.

18

En el capítulo 4 se detalla el proceso de diseño seguido para crear el dipolo mediante la utilización del software CST Microwave Studio, así como las sucesivas simulaciones que han sido necesarias para ajustar los requisitos de adaptación y ancho de banda a los valores deseados. Se analiza, además, la dependencia observada entre estos parámetros y las dimensiones físicas de las antenas.

En el capítulo 5 se muestran los resultados obtenidos durante la medida y análisis de la ganancia, así como las bases teóricas que fundamentan el procedimiento práctico seguido para realizarla. Se detalla previamente el proceso de fabricación utilizado y la tecnología implementada para la producción de las dos antenas para, posteriormente, mostrar los resultados de ganancia obtenidos mediante el montaje realizado en el analizador de redes, a partir del enlace entre las dos antenas. A continuación se muestran los resultados obtenidos durante la medida de la ganancia mediante la celda TEM.

Finalmente el capítulo 6 expone las conclusiones observadas a partir de los resultados obtenidos durante la realización práctica del proyecto, mientras que en el capítulo 7 se recoge la documentación bibliográfica consultada.

Capítulo 2:

Parámetros básicos de antenas

2.1 Introducción

Según la definición del *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)* [1] una antena es aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEE Std. 145 - 1983). En un sistema de comunicación radiado, las antenas constituyen la zona de transición entre una región con una onda electromagnética guiada, que puede representarse mediante voltajes y corrientes (hilos conductores y líneas de transmisión) y otra con una onda electromagnética en el espacio libre, que puede representarse mediante campos y tiene una cierta direccionalidad. Así, la antena transmisora transforma la onda guiada en ondas electromagnéticas que radiará al espacio libre con objeto de que la antena receptora las reciba y realice la acción inversa. Además, deberán transmitir y recibir cumpliendo unas características adecuadas a la aplicación para la que han sido diseñadas, por lo que ésta impondrá unas condiciones y restricciones sobre la región del espacio en la que se desea radiar, como por ejemplo la frecuencia de trabajo o la direccionalidad, entre otros [2].

19

Por todo ello, en este capítulo, se pretende estudiar los parámetros que puedan verse afectados por las restricciones de diseño impuestas al inicio del proyecto, para los dipolos que se desea fabricar. Estas características dependen, como se podrá comprobar más adelante, de la relación entre sus dimensiones y la longitud de onda de la señal radiada. Si las dimensiones de la antena son mucho menores que su longitud de onda se denomina *antena elemental*, si las dimensiones son del orden de la mitad de la longitud de onda se consideran *antenas resonantes* y si su tamaño es mucho mayor que la longitud de onda son *antenas directivas*.

Los parámetros de una antena pueden clasificarse en dos grupos dependiendo de si afectan a la transmisión o la recepción. A continuación, se introducirán conceptos básicos sobre algunos parámetros que resultarán importantes durante el diseño de los dipolos.

2.2 Parámetros de antenas en transmisión

Tal como se ha comentado anteriormente, una antena forma parte de un sistema más complejo de comunicación, por lo que resulta necesario definir una serie de parámetros

que permitan caracterizarla y evaluar el efecto que tendrá sobre el resto del sistema. A continuación, se detallarán las características más relevantes de los parámetros habituales en transmisión.

2.2.1 Impedancia

La función principal de una antena conectada a un transmisor es radiar la máxima potencia posible con un mínimo de pérdidas, es decir, produciendo una máxima transferencia de potencia. Para ello, la antena y el transmisor deben estar correctamente adaptados. Normalmente, el transmisor se encuentra lejos de la antena, conectándose a ésta mediante una línea de transmisión o guía de ondas, por lo que se deben considerar la impedancia característica, la atenuación y la longitud de dichas guías de onda.

La impedancia de entrada Z_a de una antena puede definirse como la relación entre la tensión y la corriente de entrada en sus terminales. Es un número complejo formado por una componente real $R_a(\omega)$ o *resistencia de antena* y una componente imaginaria $X_a(\omega)$ o *reactancia*, dependientes de la frecuencia.

$$Z_a = R_a(\omega) + jX_a(\omega) \quad (2.1)$$

20

Si la impedancia de entrada Z_a no presenta una componente reactiva o reactancia $X_a(\omega)$ o ésta se anula, se dice que la antena es resonante. Debido a que la antena radia energía y se produce una pérdida neta de potencia hacia el espacio, la componente real de la impedancia $R_a(\omega)$ se puede descomponer en $R_a(\omega) = R_r + R_L$ donde R_r es la *resistencia de radiación* y corresponde al valor de la resistencia que disiparía óhmicamente la misma potencia que la radiada por la antena, pudiendo expresarse ésta como

$$P_{radiada} = I^2 R_r \quad (2.2)$$

y R_L corresponde a las pérdidas óhmicas que se producen en la antena. Esto, permite expresar la potencia entregada a la antena como la suma de la potencia radiada y la potencia disipada por las pérdidas que se producen en ella

$$P_{entregada} = P_{radiada} + P_{pérdidas} = I^2 R_r + I^2 R_L \quad (2.3)$$

2.2.2 Intensidad de radiación

Se puede definir la intensidad de radiación como la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección y mide la capacidad que tiene una antena de concentrar su radiación en unas determinadas direcciones del espacio. A grandes distancias, la intensidad de radiación tiene la propiedad de ser independiente de la distancia a la que se encuentre la antena. Para caracterizarla, se emplea habitualmente como marco de referencia el sistema de coordenadas esféricas, que puede verse representado en la figura 2.1, ya que permite definir de forma sencilla una dirección del espacio utilizando dos ángulos, θ y ϕ y definiendo los vectores unitarios $\hat{r}, \hat{\theta}, \hat{\phi}$, que forman una base ortogonal.

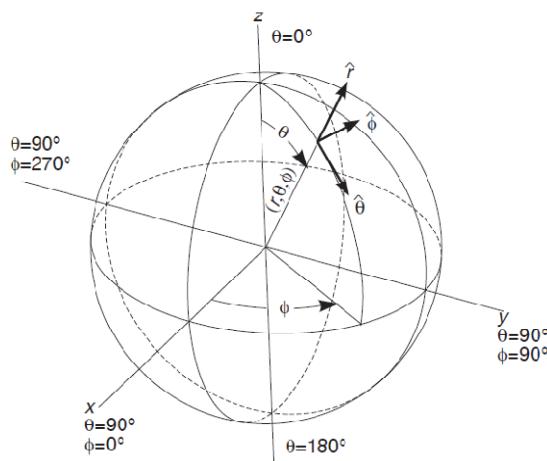


Figura 2.1: Sistema de coordenadas polares [2]

21

2.2.3 Diagrama de radiación

El diagrama de radiación es una forma de representar gráficamente las características de radiación de una antena en función de las distintas direcciones del espacio, situando la antena en el origen de coordenadas y manteniendo constante la distancia. Así, es posible expresar el campo eléctrico en función de dos variables angulares θ, ϕ , a partir del cual se puede obtener directamente el campo magnético, por lo que la representación se podría realizar a partir de cualquiera de ellos, aunque habitualmente se acostumbra a utilizar el primero. Dado que la densidad de potencia es proporcional al cuadrado del módulo del campo eléctrico, tanto el diagrama de potencia como el diagrama de radiación de campo de la antena proporcionan la misma información.

Si se observara una antena desde una gran distancia, se podría ver la radiación electromagnética como si se propagara hacia el exterior a partir de un punto o un conjunto de puntos, de forma que sus frentes de onda serían esféricos, siendo la fase de

la señal igual en cualquier punto de la esfera. Este punto se conoce como el *centro de fase* de la antena y corresponde al centro de curvatura de las superficies de fase constante. Esto significa que el valor de la fase es constante en un área angular determinada cuando se mide respecto a un sistema de coordenadas en el que el centro de fase está situado en el origen. Sin embargo, la posición exacta del centro de fase es ambigua para la mayoría de las antenas, ya que puede variar en función de diversos factores como la longitud de onda, la frecuencia o el ángulo de incidencia, por lo que normalmente el centro de fase no se encuentra en el origen del sistema de coordenadas.

Los desplazamientos del centro de fase de las antenas pueden producir efectos no deseados, como acoplamiento mutuo o, debido a la adaptación, un diagrama de radiación que no sea constante. Sin embargo, si las dos antenas utilizadas son iguales, se cancelan los errores que éstas comparten, de forma que los desplazamientos no resultan ser un factor tan crítico.

Según como se distribuya el diagrama de radiación en función de las distintas direcciones del espacio, las antenas pueden clasificarse en antenas isótropas, omnidireccionales o directivas, tal como se puede observar en la figura 2.2. Aunque no existe, la antena que radia de forma ideal una intensidad de radiación igual para todas las direcciones del espacio se denomina *antena isótropa* y se utiliza para definir los parámetros del resto de antenas en comparación a ella. Si su diagrama de radiación presenta simetría de revolución entorno a un eje, se dice que la antena es *omnidireccional* y es posible representar totalmente la información del diagrama en un único corte que contenga el eje. Si en el diagrama de radiación se observa que la radiación se concentra en unas determinadas direcciones del espacio, se dice que la antena es *directiva*. En este caso, dado que el campo de aplicación del proyecto es Wi-fi, se trabajará con antenas que radian al espacio de forma omnidireccional.

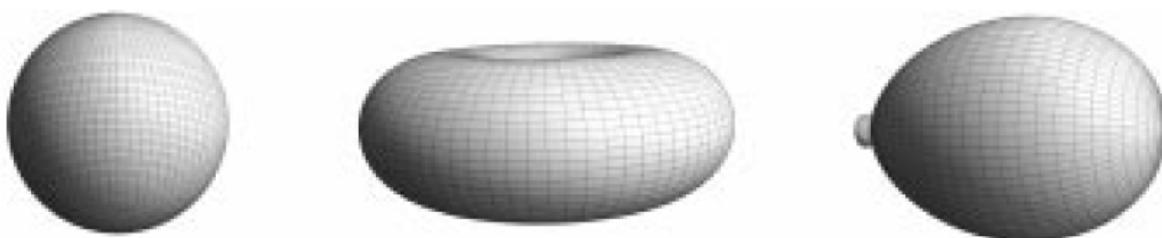
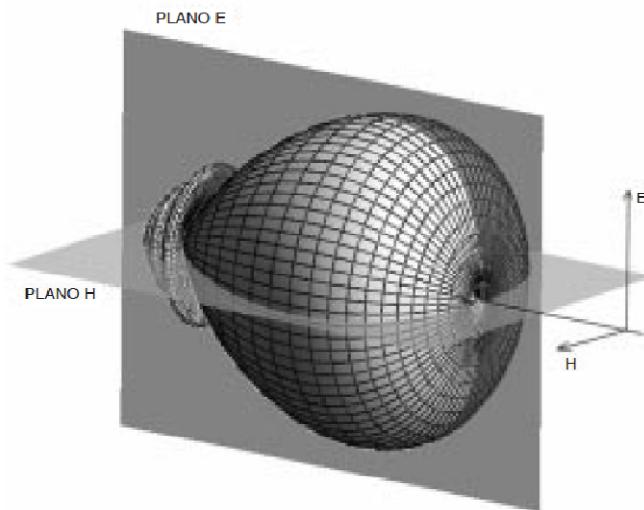


Figura 2.2: Diagrama de radiación isótropo, omnidireccional y directivo [2]

El diagrama de radiación de una antena puede representarse de forma tridimensional, mostrando los planos E y H tal como se puede observar en la figura 2.3 y expresando los niveles respecto al punto de máxima radiación en decibelios, o puede representarse utilizando cortes bidimensionales en forma polar o cartesiana, siguiendo los meridianos

en una hipotética esfera (cortes para ϕ constante) o los paralelos (cortes con θ constante), representando únicamente la información en los planos principales. Para antenas con polarización lineal, como las que serán de estudio en este proyecto, se puede definir el plano E como el que forman la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección y el campo H como el formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección. Estos planos son perpendiculares y su intersección define una línea que representa la dirección de máxima radiación de la antena [3].



23

Figura 2.3: Diagrama de radiación tridimensional [2]

En coordenadas polares, el ángulo representa la dirección del espacio, mientras que el radio representa la intensidad del campo eléctrico o la densidad de potencia radiada. En coordenadas cartesianas se representa el ángulo en abscisas y el campo o la densidad de potencia en ordenadas. Dado que las antenas que se pretenden estudiar son antenas omnidireccionales, se utilizará la representación del diagrama de radiación en forma polar, además de la tridimensional, ya que proporciona una información más general de cómo se distribuye la potencia en las distintas direcciones del espacio, mientras que la representación en coordenadas cartesianas aporta una información más detallada para antenas directivas.

Suele ser habitual utilizar la escala en decibelios, correspondiendo los 0 decibelios al valor máximo del diagrama y los valores negativos al resto de direcciones del espacio. Utilizando esta escala, los diagramas de campo y de potencia son idénticos. Observando el diagrama de radiación, es posible diferenciar una zona en la que la radiación es máxima, denominada *haz o lóbulo principal* y otras zonas que rodean a los máximos y que son de menor amplitud denominadas *lóbulos laterales*, siendo denominado el lóbulo lateral de mayor amplitud *lóbulo secundario*.

2.2.4 Directividad, ganancia y eficiencia

La directividad es la relación entre la densidad de potencia radiada en la dirección de máxima radiación de la antena, a una cierta distancia, y la densidad de potencia que radiaría una antena isótropa a la misma distancia, radiando con la misma potencia total, lo que puede definirse como

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\rho(\theta, \varphi)}{P_r/(4\pi r^2)} = \frac{\rho_{máx}}{P_r/(4\pi r^2)} \quad (2.4)$$

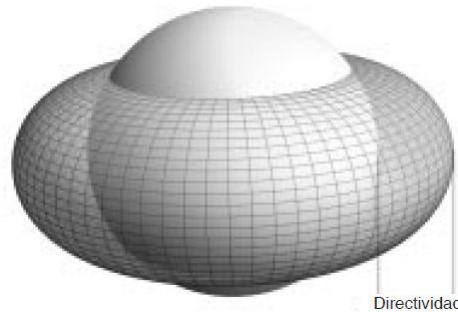


Figura 2.4: Representación de la directividad

24

La directividad de una antena isótropa es igual a uno. La ganancia de una antena es la ganancia de potencia en la dirección de máxima radiación de la antena, producida al concentrarse la potencia en ciertas zonas del diagrama de radiación, por efecto de la directividad. Sus definiciones son parecidas, pero para el caso de la ganancia la relación se establece con la potencia entregada a la antena y no con la potencia radiada. Como no toda la potencia entregada por el transmisor es radiada al espacio, esto permite tener en cuenta las posibles pérdidas de la antena mediante un factor adimensional de 0 a 1 denominado *eficiencia* (η), que permite relacionar la directividad con la ganancia tal como se observa en la ecuación (2.5). Si no se producen pérdidas en la antena, como ocurre habitualmente a altas frecuencias, la eficiencia es igual a la unidad y la directividad y la ganancia son equivalentes.

$$\eta = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{G}{D} \quad (2.5)$$

Así, la eficiencia es un parámetro que permite medir el rendimiento de la antena. De forma equivalente también se puede expresar como la relación entre la resistencia de la entrada de la antena si hubiera sido ideal (sin pérdidas) y la que presenta realmente como

$$\eta = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \quad (2.6)$$

2.2.5 Polarización

La polarización de una antena es un parámetro que indica como varía la orientación del vector de campo eléctrico $\vec{E}(\vec{r}, t)$, en un punto fijo del espacio a medida que transcurre el tiempo. Se usa para analizar la radiación de la antena en cada punto del espacio. La polarización de la antena en una dirección es igual a la polarización de la onda radiada por ella en esa misma dirección y se representa como la figura geométrica que describe el vector de campo eléctrico en un punto fijo con el transcurrir del tiempo, en el plano perpendicular a la dirección de propagación [2].

Existen tres tipos distintos de polarización, lineal, circular y elíptica. Si la figura que describe la variación temporal del campo eléctrico es un segmento, se dice que la onda tiene polarización lineal, si es un círculo su polarización se denomina circular, mientras que si tiene forma de elipse se denomina elíptica. Tanto para las ondas circularmente polarizadas como en las elípticas, si el sentido de giro del campo eléctrico avanza en la dirección de propagación o siguiendo el sentido de las agujas de un reloj se dice que la polarización es a derechas, mientras que si la rotación es en sentido contrario se dice que es a izquierdas.

25

La polarización lineal, que es la que corresponde al tipo de antenas que se pretenden estudiar en capítulos posteriores, se produce cuando las dos componentes ortogonales del campo eléctrico tienen fases iguales o éstas difieren en un número entero de π radianes. Se conoce como polarización de referencia o copolar a la radiación electromagnética de una antena en una polarización especificada. La radiación en la polarización ortogonal a la polarización de referencia se denomina polarización cruzada o contrapolar ("crosspolar" en inglés). La *discriminación de polarización cruzada* es un parámetro que se utiliza para medir la pureza de la polarización y se puede definir como el cociente de las potencias contenidas en las dos polarizaciones [2].

2.2.6 Ancho de banda

El ancho de banda (BW) se define como el rango o margen de frecuencias dentro del cual los parámetros de la antena satisfacen las características y requisitos de diseño impuestos por el sistema. Este se puede definir como la relación entre el rango de frecuencias en las que se cumplen las especificaciones deseadas $f_{max} - f_{min}$ y la frecuencia central f_0 , pudiéndose expresar en forma de porcentaje como

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \cdot 100 \quad (2.7)$$

El ancho de banda de la antena dependerá del sistema en el que esté integrada y afectará al parámetro más sensible. Es posible definir un ancho de banda en función de cada uno de los parámetros de la antena, obteniendo así, por ejemplo, el ancho de banda de impedancia, el de polarización o el de ganancia, entre otros.

Para este caso en concreto, el ancho de banda resulta ser un parámetro fundamental a tener en cuenta durante la fase de diseño de las antenas, ya que determinará el rango de frecuencias en el que se asegure la adaptación de $|S_{11}| < -10$ dB y que, debido a imposiciones iniciales de diseño, deberá ser como mínimo de 500MHz.

2.3 Parámetros de antenas en recepción

En recepción, las antenas captan parte de la potencia transportada por las ondas que inciden en ellas y la transfieren al receptor, dando lugar a una serie de parámetros relacionados con la conexión de circuitos al receptor y otra serie relacionada con la interacción electromagnética de la antena con la onda incidente.

26

2.3.1 Adaptación

En recepción, la antena se conecta a una línea de transmisión o directamente al receptor y su impedancia es la misma que en transmisión. La adaptación es un parámetro que mide la acomodación de las impedancias de entrada y salida del sistema, es decir, permite medir el emparejamiento existente entre la impedancia de salida de la antena y la impedancia de entrada al receptor, con el objetivo de conseguir una máxima transferencia de potencia entre ambos y disminuir así las pérdidas de potencia debidas a reflexiones en éste último. Para ello, las impedancias deben ser iguales y tanto la de la antena $Z_a = R_a + jX_a$ como la de carga del receptor $Z_L = R_L + jX_L$ deben ser complejas conjugadas $Z_L = Z_a^*$, de forma que la máxima potencia entregada a la carga pueda expresarse como

$$P_{Lmax} = \frac{|V_{ca}|^2}{4R_a} \quad (2.8)$$

En general si no se produce adaptación la potencia entregada a la carga se puede expresar como

$$P_L = P_{Lmax} C_a = P_{Lmax} (1 - |\rho|^2) \quad (2.9)$$

donde C_a corresponde al coeficiente de desadaptación, que puede calcularse como

$$C_a = \frac{4R_a R_L}{(R_a + R_L)^2 + (X_a + X_L)^2} \quad (2.10)$$

También es posible determinar la adaptación de las antenas a partir de la observación de la representación gráfica del *coeficiente de reflexión* (S_{11}) de las mismas, que proporciona información sobre la transferencia de potencia. El coeficiente de reflexión de una antena respecto a la línea de transmisión o el receptor, es un parámetro que describe la amplitud o intensidad de la onda reflejada, que se produce cuando la onda incidente atraviesa dos medios con propiedades de propagación de onda distintas. Se puede expresar tal y como se describe en la ecuación (2.11) donde Z_a es la impedancia de entrada de la antena y Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión, representándose habitualmente a escala logarítmica. Para considerar que la antena está adaptada, la gráfica debe presentar un valor inferior a -10 dB en la frecuencia o banda de frecuencias para la que se desea obtener adaptación, lo que indica que las pérdidas por reflexión son despreciables y se transmite un mínimo del 90% de la potencia máxima a la carga.

27

$$\rho = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (2.11)$$

2.3.2 Área y longitud efectiva

El área efectiva (A_{ef}) de una antena receptora es el área del frente de onda incidente a partir de la cual la antena extrae la potencia. Esta se puede calcular mediante la ecuación (2.12) que la define como la relación entre la potencia que la antena entrega a su carga (que se supone sin pérdidas y adaptada) y la densidad de potencia que representa dicha porción del frente de onda.

$$A_{ef} = \frac{P_L}{\rho} \quad (2.12)$$

El área efectiva depende de la impedancia de la carga, la adaptación y la polarización de la onda. Teniendo en cuenta que $\rho = |E|^2/\eta$ y sustituyendo la ecuación (2.8) en la (2.12), se puede expresar el área efectiva como

$$A_{ef} = \frac{|V_{ca}|^2}{4R_a\rho} = \frac{|V_{ca}|^2\eta}{|E|^2 4R_a} = \frac{l_{ef}^2 \eta}{4R_a} \quad (2.13)$$

donde parámetro l_{ef} , que también depende de la polarización de la onda, corresponde a la *longitud efectiva* de la antena [4], y se expresa como la relación entre el módulo de la tensión inducida en el circuito abierto en bornes de la antena y el módulo de la intensidad del campo incidente en la onda

$$l_{ef} = \frac{|V_{ca}|}{|E|} \quad (2.14)$$

La longitud efectiva es un indicador de la efectividad de la antena como radiador o como colector de la radiación electromagnética. Tanto el área efectiva como la longitud de onda se definen a partir de magnitudes eléctricas y no tienen por qué coincidir con las magnitudes físicas reales de la antena, aunque para algunos tipos de antenas puede existir una relación directa entre ellas. Éstas están definidas para la dirección de máxima recepción de señal y el área efectiva dependerá de la dirección angular en la que incidan las ondas, de forma similar a la directividad [2].

2.3.3 Ecuación de transmisión

En un sistema de comunicaciones, la potencia mínima que se debe suministrar al transmisor depende del nivel mínimo de señal que detecte el receptor, por lo que resulta muy importante conocer el balance de potencia que se produce entre ellos. Considerando idealmente una antena transmisora isótropa radiando con una potencia P_r en un medio de propagación libre de pérdidas y sin absorción de energía, ésta estaría radiando por igual en todas las direcciones del espacio y la potencia que atravesara cualquier superficie esférica con centro en la antena sería constante. La densidad de potencia es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia r a la antena y se puede expresar como

$$\rho = \frac{P_r}{4\pi r^2} \quad (2.15)$$

Esto implica que al doblar la distancia a la antena la densidad de potencia se reduce a la cuarta parte o en 6 dB. Cerca del foco, la señal decae rápidamente con la distancia, mientras que en la lejanía lo hace lentamente. Es por ello que las pérdidas por kilómetro son reducidas lejos de la antena. La densidad de potencia es proporcional al cuadrado de la intensidad de campo, por lo que los campos radiados decrecerán inversamente con la distancia. Sin embargo, las antenas no son isótropas, sino que concentran energía en

ciertas direcciones del espacio, por lo que la densidad de potencia se calcula partiendo de la densidad que tendría si fuera realmente isótropa multiplicada por la directividad, y se expresa en función de la potencia radiada y la directividad o la potencia entregada a la carga y la ganancia resultando

$$\rho(\theta, \varphi) = \frac{P_r}{4\pi r^2} D(\theta, \varphi) = \frac{P_e}{4\pi r^2} G(\theta, \varphi) \quad (2.16)$$

Este producto se denomina *potencia isótropa radiada equivalente* o *PIRE* y normalmente se expresa en dBW

$$PIRE = P_r D(\theta, \varphi) = P_e G(\theta, \varphi) \quad (2.17)$$

Considerando dos antenas conectadas respectivamente al transmisor y al receptor del sistema, separadas entre sí por una distancia r , tal como se muestra en la figura 2.5, la *Ecuación de Friis* permite representar la potencia que la antena receptora entregará a su carga adaptada como

$$P_L = \frac{P_r}{4\pi r^2} D_T A_{efR} \quad (2.18)$$

29

estableciendo la relación entre la potencia recibida y la radiada, que se denomina *pérdida de transmisión* entre las antenas, y habitualmente se indica en decibelios.

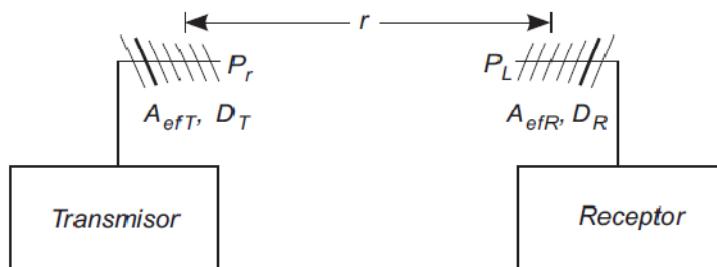


Figura 2.5: Balance de potencia entre dos antenas [2]

Entre la directividad y el área efectiva de toda antena, existe una relación que puede expresarse como

$$\frac{A_{ef}}{D} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (2.19)$$

y que permite reescribir la ecuación (2.18) en función de la directividad que tendría la antena receptora si actuara como transmisora, resultando

$$\frac{P_L}{P_r} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 D_T D_R \quad (2.20)$$

El término $\left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$ indica la *pérdida de transmisión en el espacio libre* (L_o) [2], que se corresponde con la pérdida de transmisión entre antenas isótropas y toma un valor en decibelios de

$$L_o = 20 \log \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right) = 22 + 20 \log \left(\frac{r}{\lambda} \right) = 32,5 + 20 \log f_{(MHz)} + 20 \log r_{(km)} \quad (2.21)$$

En general, la relación entre la potencia entregada a la carga y la potencia radiada se puede expresar en función L_o en decibelios como

$$\frac{P_L}{P_r} = -L_o + D_T + D_R - L \text{ (dB)} \quad (2.22)$$

donde L comprende todos los factores de desadaptación y pérdidas.

En sistemas de comunicaciones, considerando el cómputo del balance de potencia, es conveniente describir el ratio entre la potencia recibida y la potencia transmitida, entendida como la entregada a la antena, de manera que se puede reescribir la ecuación de transmisión (2.22) en función de las ganancias de las antenas como

$$\frac{P_R}{P_T} = -L_o + G_T + G_R - L' \text{ (dB)} \quad (2.23)$$

donde el factor de pérdidas L' no contempla las pérdidas en las antenas, puesto que éstas ya están incluidas en las ganancias.

Capítulo 3:

Dipolo cilíndrico y dipolo de media onda

3.1 Introducción.

El dipolo elemental es la antena más básica que existe, formado por un hilo conductor de longitud L y alimentado en el centro por un generador o una línea de transmisión. Sus dimensiones son pequeñas comparadas con la longitud de onda (λ) y la corriente que lo recorre es uniforme. Sin embargo, los dipolos que se pretenden desarrollar en este proyecto tienen unas dimensiones que no son pequeñas comparadas con su longitud de onda, por lo que se estudiarán los campos y parámetros de radiación de un elemento de corriente cuyas dimensiones son del orden de la longitud de onda (λ) y en particular para $L = \lambda/2$, correspondiente a la longitud de la antena de media onda, objeto de estudio. Con esta relación entre L y λ no se puede considerar que la corriente sea uniforme, ya que se producen retardos e interacciones entre los elementos de la antena. En este capítulo, en primer lugar, se analizará el modelo de antena más sencillo, la antena cilíndrica, para posteriormente analizar las características de radiación el dipolo de media onda ($\lambda/2$).

31

3.2 Dipolo cilíndrico

Un dipolo cilíndrico consiste en un hilo conductor fino y recto, de dimensión L y radio $a \ll \lambda$, alimentado con un generador en su centro, tal como se puede observar en la figura 3.1.

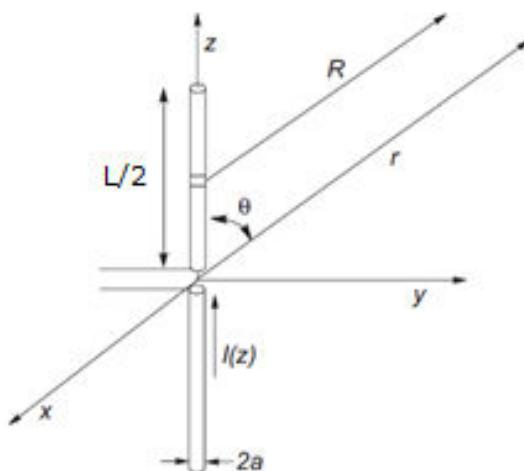
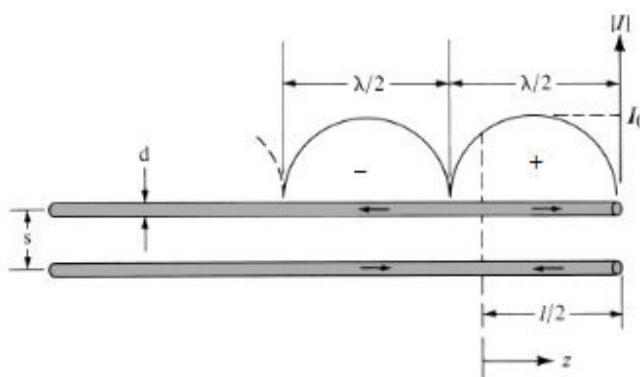
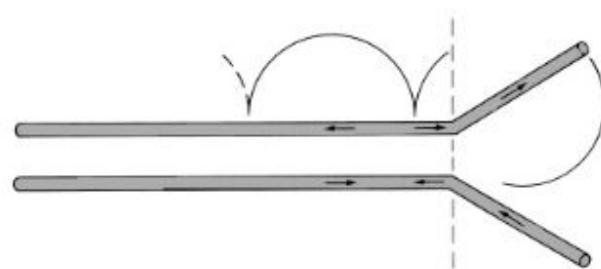


Figura 3.1: Representación de una antena cilíndrica

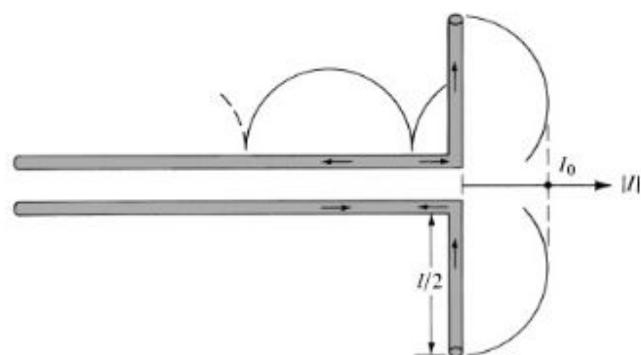
La distribución de corriente en el dipolo se puede ilustrar considerando la antena como dos líneas de transmisión de longitud $L/2$ paralelas y sin pérdidas en circuito abierto, que se han abierto hacia los extremos hasta formar una fila perpendicular a la línea de transmisión. El movimiento de las cargas dentro de las líneas produce una onda de corriente de magnitud $I_0/2$ que viaja a través de ellas hasta llegar al final de cada uno de los cables, donde se ve sometida a una reflexión completa de igual magnitud y 180° de inversión de fase. La onda reflejada combinada con la onda incidente y viajando dentro del cable, crean en cada uno de ellos un patrón de onda estacionaria sinusoidal pura que puede observarse en la figura 3.2 a), así como la inversión de fase de 180° indicada en la inversión de la dirección de la flecha [5].



(a) Two-wire transmission line



(b) Flared transmission line



(c) Linear dipole

Figura 3.2: Distribución de corriente en dos líneas de transmisión sin pérdidas, líneas de transmisión ensanchadas y dipolo elemental

Dada la simetría de las líneas, la corriente en un semicírculo de uno de los cables es igual en magnitud al semicírculo correspondiente al otro cable pero desfasada en 180° . Si además el espacio entre los dos cables es muy pequeño, del orden de $s \ll \lambda$ siendo s el espacio entre ellos, los campos radiados por la corriente de uno de los cables se cancelan con los campos radiados por el otro, dando como resultado una línea de transmisión prácticamente ideal que no irradia energía.

A medida que el tramo entre $0 \leq z \leq l/2$ empieza a separarse, tal como se puede observar en la figura 3.2 b), se puede seguir suponiendo que la distribución de corriente permanece sin cambio en cada uno de los cables. Sin embargo, debido a que los dos cables de la sección acampanada no tienen por qué estar necesariamente cerca el uno del otro, los campos radiados por cada uno de ellos no se cancelarán mutuamente, de tal forma que se producirá una radiación neta.

Finalmente, cuando la sección ensanchada se sitúa perpendicularmente a la línea de transmisión como se muestra en la figura 3.2 c), se obtiene la geometría típica del dipolo. Si $L < \lambda$, la fase del patrón de onda de corriente estacionaria es la misma en toda la longitud del brazo y está orientada espacialmente en la misma dirección que la del otro brazo. Así, los campos radiados por los dos brazos del dipolo se reforzarán entre sí hacia la mayoría de direcciones de observación, produciendo una onda estacionaria de corriente con un valor nulo en cada extremo si el diámetro de cada cable es muy pequeño comparado con la longitud de onda ($d \ll \lambda$). Sin embargo, su forma global depende de la longitud de cada brazo. El patrón de corriente del dipolo de media onda ($\lambda/2$) se puede ver representado en la figura 3.3.

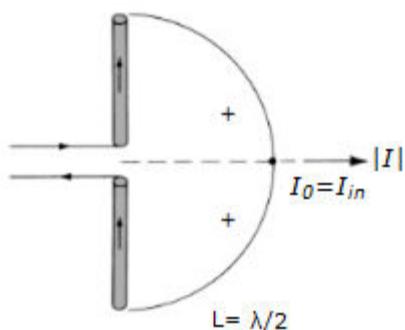


Figura 3.3: Distribución de corriente en un dipolo de media onda [5]

Así, experimentalmente a través del desarrollo en [2] se ha podido observar que la distribución de corriente del dipolo es aproximadamente sinusoidal con un cero de corriente en sus extremos pudiéndose expresar como

$$\vec{J}(\vec{r}') = \hat{z}I(z')\delta(x')\delta(y') \quad (3.1)$$

donde

$$I(z') = I_m \operatorname{sen} k(H - |z'|) = \begin{cases} I_m \operatorname{sen} k(H - z') & 0 \leq z' \leq H \\ I_m \operatorname{sen} k(H + z') & -H \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

donde $k = 2\pi/\lambda$ y $H = L/2$ correspondiendo a la longitud de uno de los brazos de la antena. I_m es el valor máximo de la distribución de corriente, que no tiene por qué coincidir necesariamente con el valor de corriente en la entrada de la antena o bornes del generador y se calcula como

$$I(0) = I_m \operatorname{sen} kH \quad (3.3)$$

A partir de la distribución de corriente se halla el vector de radiación y a partir de éste los campos radiados se pueden expresar como

$$\begin{aligned} \vec{N} &= \int_{-H}^H \hat{z}I(z')e^{jkr',\vec{r}'} dz' = \hat{z} \int_{-H}^H I_m \operatorname{sen} k(H - |z'|)e^{jkr',\vec{r}'} dz' = \\ &= \hat{z}2I_m \int_0^H \operatorname{sen} k(H - z') \cos k_z z' dz' = \hat{z}2kI_m \frac{\cos(k_z H) - \cos(kH)}{k^2 - k_z^2} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Su expresión en función de θ , teniendo en cuenta que $k_z = k \cos \theta$, es

$$\vec{N} = \hat{z}2I_m \frac{\cos(kH \cos \theta) - \cos kH}{k \operatorname{sen}^2 \theta} \quad (3.5)$$

Del vector de radiación se obtienen los campos radiados

$$E_\theta = j \frac{\eta}{2\pi r} e^{-jkr} I_m \frac{\cos(kH \cos \theta) - \cos kH}{\operatorname{sen} \theta}, \quad E_\varphi = 0 \quad (3.6)$$

$$H_\theta = 0, \quad H_\varphi = \frac{E_\theta}{\eta} \quad (3.7)$$

La densidad de potencia radiada será

$$\rho = \operatorname{Re}[E_\theta H_\varphi^*] = \frac{\eta I_m^2}{4\pi^2 r^2} \left(\frac{\cos(kH\cos\theta) - \cos kH}{\sin\theta} \right)^2 \quad (3.8)$$

A partir de la expresión anterior, integrando sobre una superficie esférica cerrada se obtiene la potencia total radiada

$$P_r = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \rho r^2 \sin\theta \, d\theta \, d\varphi = I_m^2 \frac{\eta}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{\cos(kH\cos\theta) - \cos kH}{\sin\theta} \right)^2 d\theta \quad (3.9)$$

Esta integral no tiene una solución analítica, aunque puede escribirse en función de senos y cosenos integrales, por lo que se suele resolver numéricamente para cada valor de H . A partir de la potencia total radiada se pueden obtener la directividad y la resistencia de radiación

$$D = \frac{\rho_{\max} 4\pi r^2}{P_r} \quad (3.10)$$

$$R_r = \frac{P_r}{I(0)^2} \quad (3.11)$$

La figura 3.4 muestra la variación de la directividad de un dipolo en función de su longitud y la figura 3.5 la representación del dipolo en coordenadas cilíndricas. En la siguiente sección se particularizarán las expresiones anteriores para el caso de la antena en $\lambda/2$.

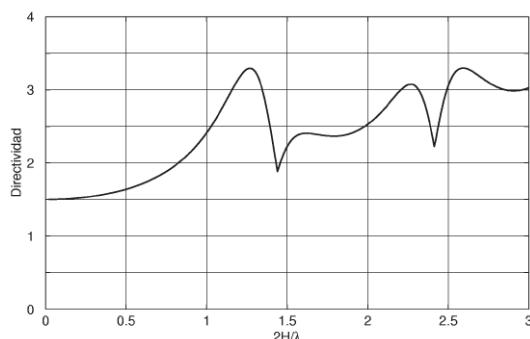


Figura 3.4: Variación de la directividad en función de $L/2$

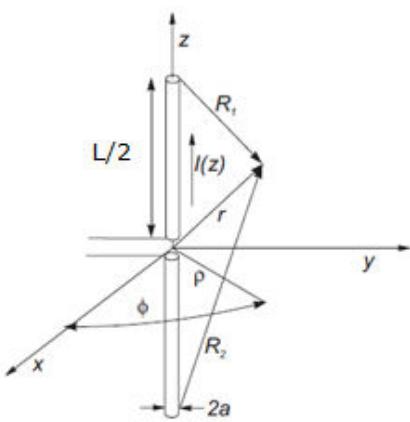


Figura 3.5: Sistema de coordenadas cilíndricas

3.3 Dipolo de media onda ($\lambda/2$)

A partir de las expresiones (3.5) y (3.6) y teniendo en cuenta que $k = 2\pi/\lambda$ y que $H = L/2 = \lambda/4$, se pueden particularizar las expresiones del dipolo cilíndrico anteriores para el caso del dipolo de media onda como

$$\vec{N} = \hat{z} I_m 2 \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{k \sin^2\theta} \quad (3.12)$$

$$E_\theta = j60 \frac{e^{-jkr}}{r} I_m \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \quad (3.13)$$

$$\rho = \frac{30I_m^2}{\pi r^2} \left(\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right)^2 \quad (3.14)$$

$$R_r = 73\Omega \quad (3.15)$$

36

$$D = 1,64 \quad (3.16)$$

El diagrama de radiación es similar al del dipolo elemental, en forma de toroide, con simetría de revolución según el eje z y haz ligeramente más estrecho. En la figura 3.6 se puede observar un resumen del valor de los parámetros para un dipolo de media onda, en el que se representa la distribución de corriente, el diagrama de radiación en el plano E, el ancho de banda de haz a -3 dB ($\Delta\theta_{-3dB}$), la directividad (D) y la resistencia de radiación (R_r).

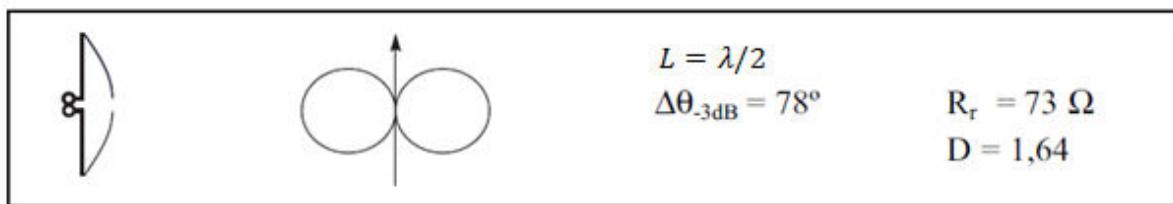


Figura 3.6: Parámetros para un dipolo de media onda

Como se puede observar a partir de la figura 3.6, la configuración del dipolo presenta simetría de revolución, lo que origina un diagrama de radiación toroidal. La impedancia de entrada del dipolo es generalmente compleja. Para el caso de un dipolo de media onda con una longitud de brazo $L = \lambda/2$, la reactancia de entrada es nula, por lo que la antena es resonante.

La directividad en lineal para esta longitud del brazo es de 1.64, lo que equivale en decibelios a 2.14 dB y corresponde al valor más pequeño de todas las configuraciones posibles. Esto implica que la configuración con $L = \lambda/2$ sea la que presenta un diagrama de radiación más omnidireccional. El ancho de haz a -3 dB es de 78° y su resistencia de radiación de $73\ \Omega$.

Capítulo 4:

Diseño del dipolo impreso

4.1 Introducción

Una vez estudiados los parámetros básicos que determinan el comportamiento de las antenas y del dipolo de media onda en particular, en este capítulo se procederá al diseño del mismo utilizando las estructuras definidas en los capítulos anteriores, pero aplicadas de forma planar, ya que por simplificación de diseño, su bajo coste y una mejor integración con otros dispositivos, se ha optado por usar la tecnología impresa para su fabricación.

Las dimensiones de las antenas deben escogerse de tal forma que cumplan con las especificaciones de frecuencia de resonancia, pérdidas de retorno y ancho de banda impuestas al inicio del proyecto. Como ya se ha comentado anteriormente, se desea obtener una potencia de señal entregada mayor del 90%, por lo que la antena debe presentar adaptación a la frecuencia de 2.45 GHz inferior a -10 dB. Considerando que el rango de frecuencias Wi-fi se encuentra entre los 2.4 GHz y 2.5 GHz y teniendo en cuenta que normalmente, tras la fabricación, los valores de adaptación y ancho de banda pueden empeorar, se deberá intentar conseguir un margen de 500 MHz en el que la antena pueda considerarse adaptada, con el objetivo de que, una vez fabricados, los dipolos sigan cumpliendo con las especificaciones mencionadas.

39

Para ello, se realiza un estudio de la dependencia existente entre los parámetros físicos y eléctricos del dipolo, mediante sucesivas simulaciones con la herramienta CST Microwave Studio. Antes de simular, se definen las dimensiones básicas de la antena para el caso de un dipolo en el vacío, especialmente la longitud de sus brazos y la expresión para calcularla, dado que, como se verá tras la simulación, es el parámetro que determinará la frecuencia de resonancia de la antena. Posteriormente y a partir de esta expresión, se encontrará la ecuación equivalente para el caso del dipolo impreso que se está estudiando.

Una vez obtenidos unos parámetros de diseño óptimos, se procede a estudiar las características de distribución de corriente del dipolo, su diagrama de radiación y su ganancia, para compararlas con las teóricas presentadas en los capítulos anteriores.

4.1.1 Parámetros iniciales para un dipolo de media onda ($\lambda/2$) en el vacío

La longitud de onda (λ) y la frecuencia (f) de una onda electromagnética están relacionadas por la velocidad de propagación en el vacío $c=3\cdot10^8$ m/s, tal como se puede observar en la expresión (4.1).

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (4.1)$$

La longitud total de los brazos del dipolo es el parámetro fundamental que se necesita conocer para definir la frecuencia de trabajo de la antena y empezar a diseñarla. Partiendo de la ecuación definida anteriormente para la longitud de onda y conociendo que la longitud total de los brazos ha de ser igual a $\lambda/2$, podemos obtener dicha longitud total como:

$$L = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 2.45 \cdot 10^9} = 61.2 \text{ mm} \quad (4.2)$$

por lo que la longitud de cada brazo vendrá dada por

$$\frac{L}{2} = \frac{61.2}{2} = 30.61 \text{ mm} \quad (4.3)$$

Una vez conocida la longitud de la antena, el resto de parámetros de diseño se pueden ver representados en la figura 4.1, donde L es la longitud total del dipolo, $L/2$ es la longitud de uno de sus brazos, W es el ancho del brazo, L_f y W_f son la longitud y el ancho de la línea de alimentación y t es el grosor de pista (thickness).

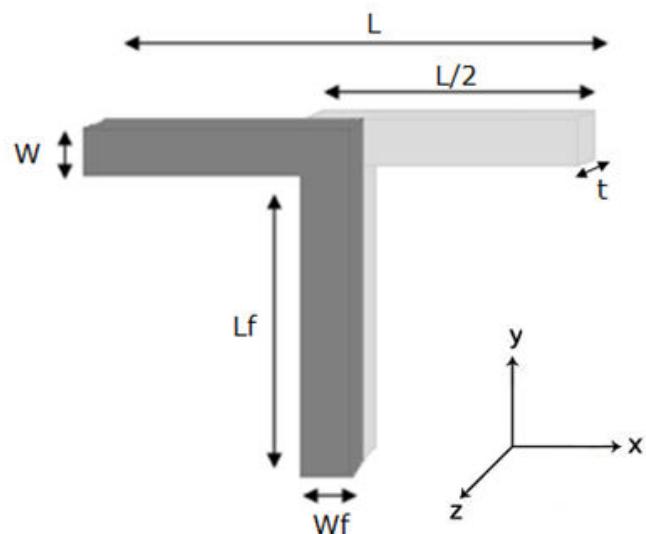


Figura 4.1: Representación de las dimensiones iniciales para el dipolo en el vacío

Sin embargo, los valores encontrados para L y L/2 en el vacío no serán los utilizados durante la fase de diseño, ya que la antena que se pretende fabricar es un dipolo impreso. Esto implica que, partiendo de las ecuaciones encontradas en esta sección, se deberán desarrollar nuevas expresiones que contemplen la permitividad del sustrato.

4.1.2 Parámetros iniciales para un dipolo de media onda ($\lambda/2$) impreso

El dipolo impreso se fabricará sobre un sustrato dieléctrico *Rogers RO3010*, con constante dieléctrica $\epsilon_r = 10.2$ y grosor de la lámina de 1.27 mm, por lo que partiendo de la expresión (4.2) desarrollada en el punto anterior para calcular la longitud total del brazo de la antena, se deberá incluir en la misma el factor de la permitividad del sustrato. En análisis anteriores realizados por el grupo de investigación con este mismo sustrato, se obtuvo empíricamente que incluyendo un factor raíz cuarta de la constante dieléctrica en la expresión (4.1) la longitud de onda de la antena impresa podía calcularse como

$$\lambda = \frac{c}{f \sqrt[4]{\epsilon_r}} \quad (4.4)$$

de tal forma que la longitud total del dipolo se puede calcular como

$$L = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f \sqrt[4]{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 2.45 \cdot 10^9 \sqrt[4]{10.2}} = 34.25 \text{ mm} \quad (4.5)$$

y la longitud de cada uno de sus brazos será

$$\frac{L}{2} = \frac{34.25}{2} = 17.13 \text{ mm} \quad (4.6)$$

En este caso, tal como se puede observar a partir de la representación en la figura 4.2, se debe incluir un parámetro más en el diseño de la antena, que corresponderá al grosor de la pista de soldadura W_p y se utilizará para soldar el conector SMA al dipolo impreso. Una vez conocida la longitud de los brazos de la antena, se escogen los valores iniciales para el resto de parámetros del dipolo que pueden observarse en la tabla 4.1.

PARÁMETROS DE DISEÑO	
$L = 34,25 \text{ mm}$	
$L/2 = 17,13 \text{ mm}$	
$W = 2,3 \text{ mm}$	
$L_f = 20 \text{ mm}$	
$W_f = 1,15 \text{ mm}$	
$L_p = 10 \text{ mm}$	
$W_p = 1,5 \text{ mm}$	
$t = 0,035 \text{ mm}$	
Feed = 10	
$\tan\delta = 0,0023$	
$\epsilon_r = 10.2$	

Tabla 4.1: Dimensiones iniciales del dipolo

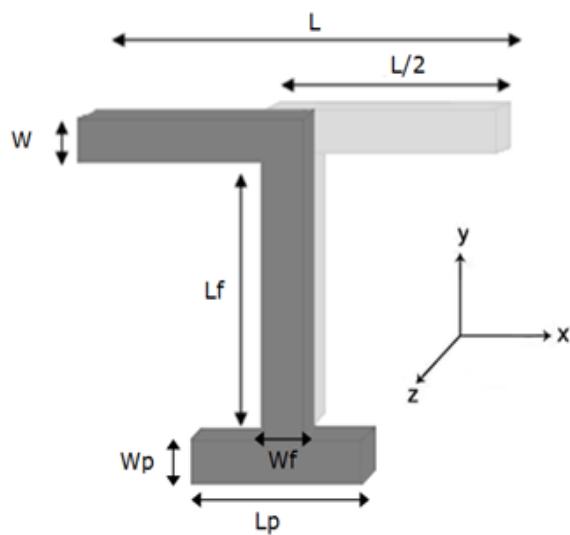


Figura 4.2: Representación de las dimensiones iniciales para el dipolo impreso

4.2 Simulación del dipolo

42

Tras diseñar la antena con CST Microwave Studio, utilizando los parámetros calculados en el punto anterior, se simula la respuesta temporal del coeficiente de reflexión (S_{11}). Como se puede observar a partir de la gráfica representada en la figura 4.3, partiendo de los valores iniciales, se obtiene una respuesta desplazada en frecuencia a 2.6 GHz y, a pesar de que las pérdidas de retorno de aproximadamente -20 dB podrían considerarse correctas, el ancho de banda obtenido de 394 MHz tampoco cumple con las especificaciones deseadas.

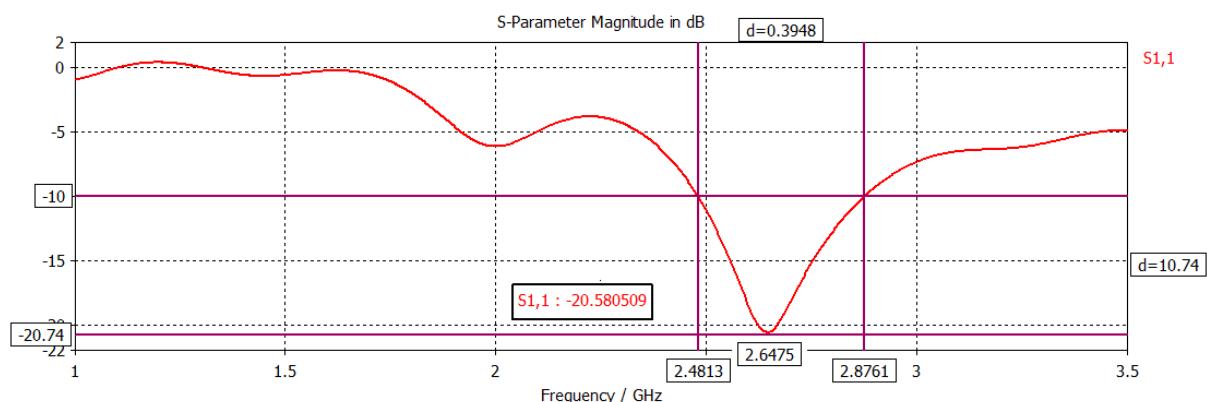


Figura 4.3: Pérdidas de retorno, frecuencia y ancho de banda para la antena con los parámetros iniciales

Observando el diagrama de radiación de la antena, representado en coordenadas polares con cortes en los planos E y H en la figura 4.4 y tridimensionalmente en la figura 4.5, se

puede ver que éste no es totalmente omnidireccional, ya que presenta un valor mínimo de ganancia de 1.5 dB en la dirección de los brazos de la antena y un máximo de 2.9 dB en la dirección de la línea de alimentación.

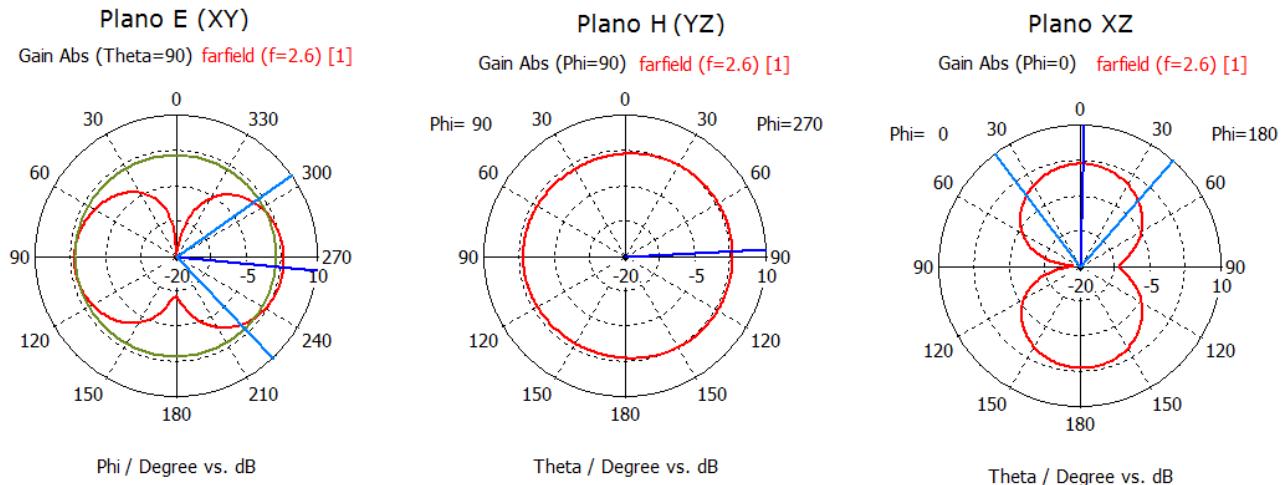


Figura 4.4: Diagramas polares que representan los cortes en el plano E, en el plano H y en el plano XZ

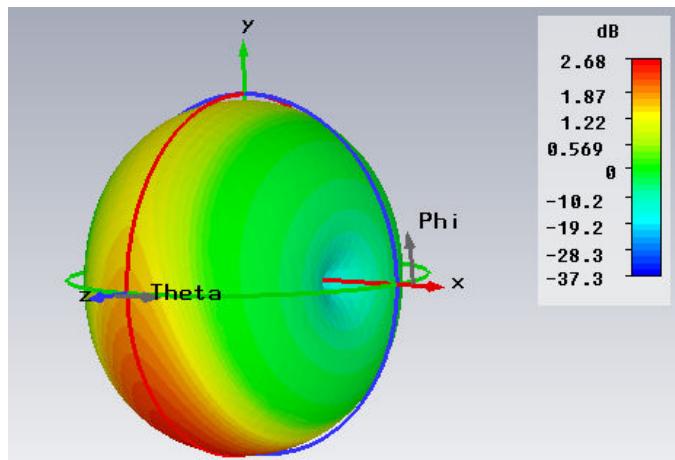


Figura 4.5: Diagrama de radiación tridimensional para la antena con dimensiones iniciales

43

La eficiencia de radiación de la antena se puede calcular a partir del valor obtenido en decibelios de -0.08420 dB como

$$\eta(\%) = (10^{-0.08420/10}) \cdot 100 = 98.08\% \quad (4.7)$$

Para obtener una respuesta que cumpla con las especificaciones deseadas, se realizará un barrido (sweep) de cada parámetro de la antena, para ajustar tanto el valor de la frecuencia de trabajo a los 2.45 GHz, como optimizar las pérdidas de retorno y el ancho de banda.

4.2.1 Dependencia con la longitud del brazo de la antena ($L/2$)

Como la frecuencia obtenida a partir de los parámetros iniciales no es la adecuada, se realiza un barrido del valor de longitud de la antena ($L/2$) para ajustarlo el máximo posible a la frecuencia de trabajo deseada de 2.45 GHz, para lo que se realizan 10 capturas entre $17 \text{ mm} < L/2 < 20 \text{ mm}$, que pueden observarse en las gráficas de las figuras 4.6 y 4.7. Como se puede ver a partir de las mismas, la frecuencia de resonancia de la antena depende estrechamente de su longitud. Dado que la longitud del dipolo es igual a la mitad de la longitud de onda y ésta es a su vez inversamente proporcional a la frecuencia de trabajo de la antena, si se aumenta el valor de la longitud del brazo ($L/2$) disminuye la frecuencia y viceversa.

El resto de parámetros, tanto las pérdidas de retorno como el ancho de banda, permanecen prácticamente constantes con la variación de $L/2$. Así, la longitud para este tipo de antena es equivalente a una línea de transmisión (LT) en la que la impedancia se mantiene constante y solo varía la longitud eléctrica del dipolo, que es proporcional a modificar la frecuencia. De los resultados obtenidos, el valor de $L/2$ que proporciona una frecuencia más próxima a 2.45 GHz es $L/2=19 \text{ mm}$.

44

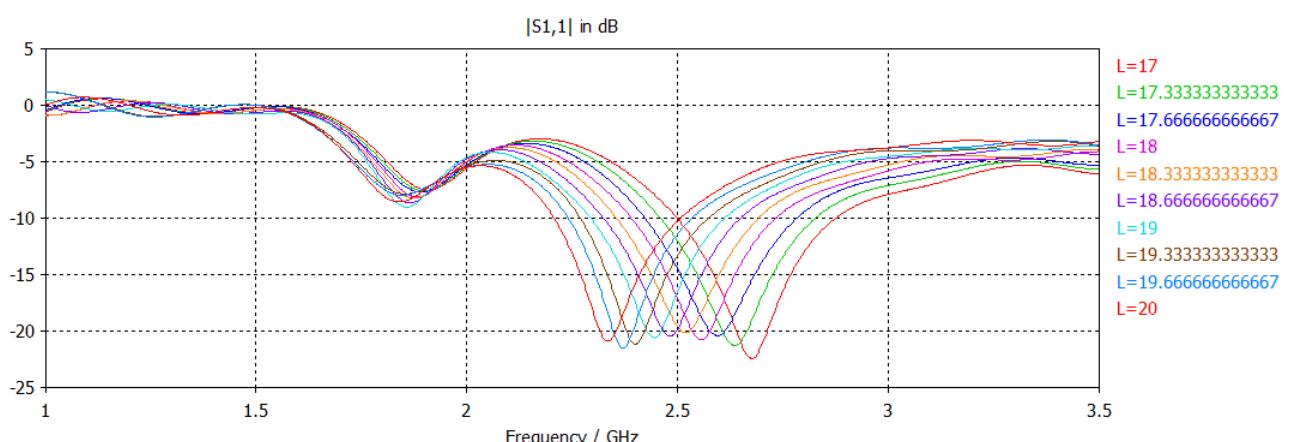


Figura 4.6: Barrido del valor de longitud de la antena ($L/2$) entre $17 \text{ mm} < L/2 < 20 \text{ mm}$

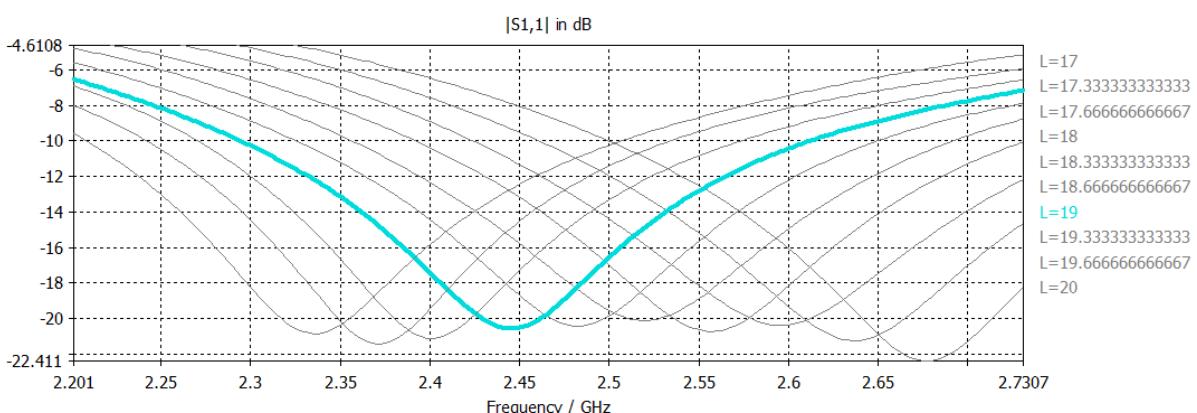


Figura 4.7: Detalle de la frecuencia y las pérdidas de retorno para el barrido entre $17 \text{ mm} < L/2 < 20 \text{ mm}$

4.2.2 Dependencia con la longitud de la línea de alimentación (Lf)

Una vez ajustado el valor de frecuencia con $L/2 = 19$ mm, se realiza un barrido del valor de longitud de la línea de alimentación (Lf) para optimizar el ancho de banda y las pérdidas de retorno, para lo que se realizan 10 capturas entre $15 \text{ mm} < Lf < 25 \text{ mm}$, que pueden observarse en la figura 4.8. Como se puede ver, la variación de la longitud de la alimentación afecta a todos los parámetros de estudio, tanto a la frecuencia de resonancia del dipolo que aumenta a medida que disminuye Lf, al ancho de banda que disminuye obteniendo una respuesta más estrecha a medida que aumenta el valor de Lf y especialmente al valor de las pérdidas de retorno, que disminuyen a medida que aumenta Lf, hasta un valor aproximado de $Lf=24$ mm, a partir del cual las pérdidas vuelven a aumentar.

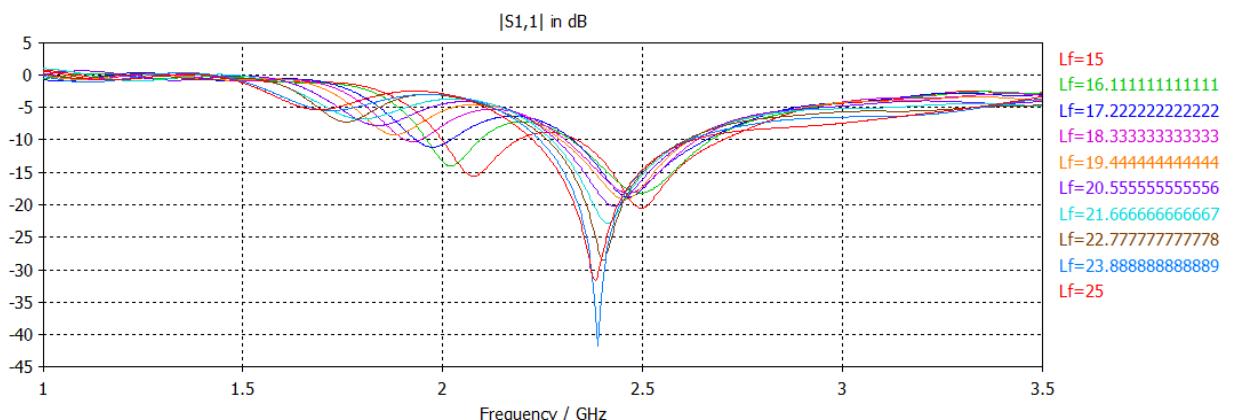
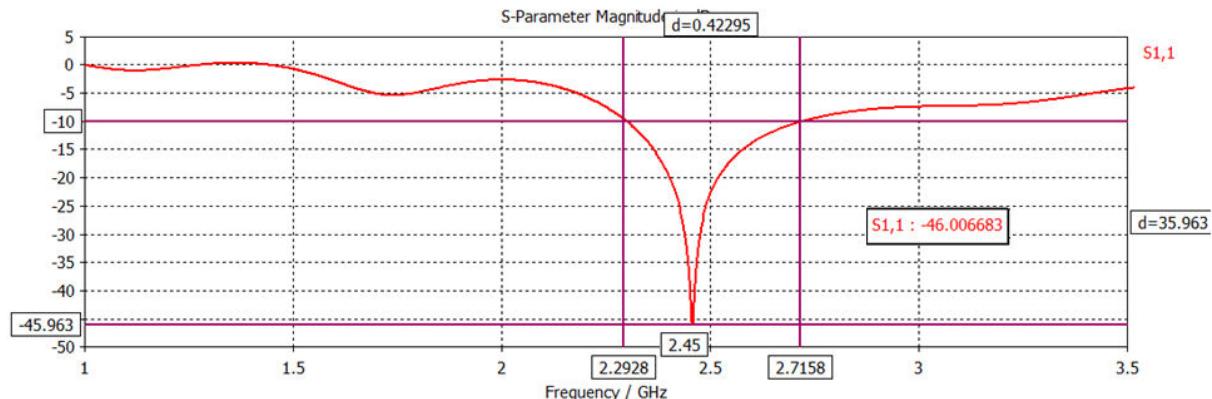


Figura 4.8: Barrido del valor de longitud de la línea de alimentación (Lf) entre $15 \text{ mm} < Lf < 25 \text{ mm}$

45

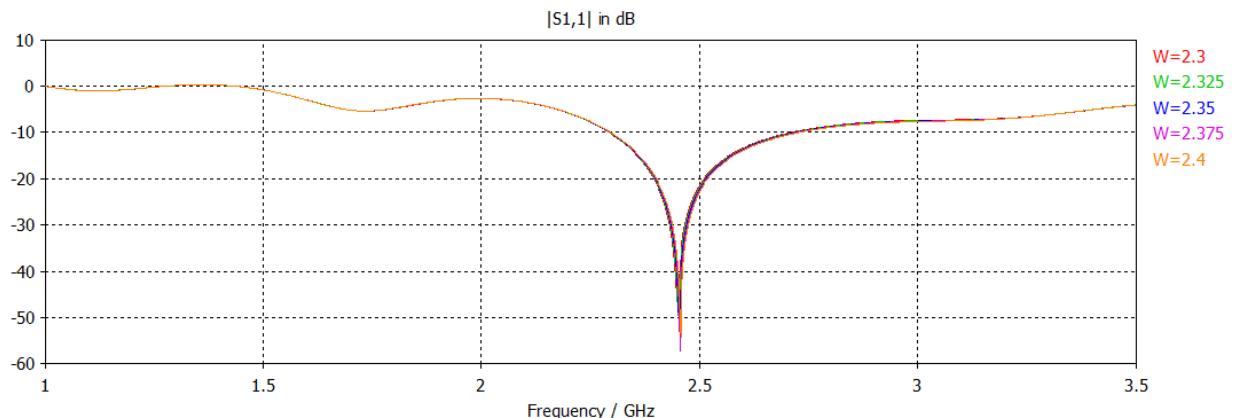
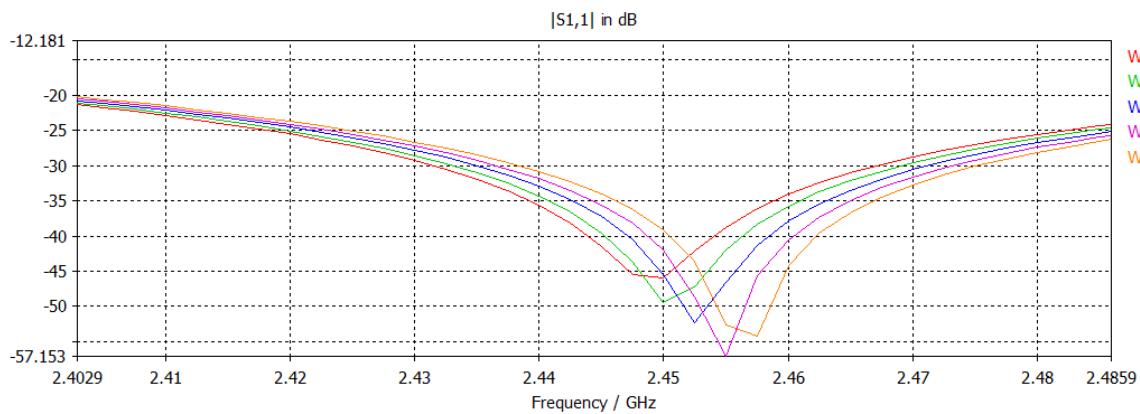
Tal como se puede observar en la figura 4.8, el valor de Lf que proporciona un valor de pérdidas de retorno más reducido es $Lf = 23.89$ mm, pero su respuesta se ha hecho más estrecha y se ha vuelto a desplazar en frecuencia. Tras sustituir este valor, se realizan nuevas simulaciones de la longitud del brazo de la antena $L/2$, para reajustar el valor de la frecuencia a 2.45 GHz. De los diferentes barridos realizados entre 19 mm y 18 mm, el mejor resultado se obtiene con $L/2 = 18.34$ mm, como se puede observar en la figura 4.9, ya que proporciona una frecuencia de trabajo exacta de 2.45GHz. Las pérdidas de retorno para estos valores de $L/2$ y Lf son de entorno a los -46 dB y el ancho de banda es de aproximadamente 423 MHz. Los resultados obtenidos con los parámetros simulados hasta ahora, proporcionan unos valores óptimos para la frecuencia de trabajo y las pérdidas de retorno pero, sin embargo, el ancho de banda no se obtiene dentro de las especificaciones requeridas. Este se puede calcular en porcentaje como

$$BW(\%) = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_o} \cdot 100 = 17\% \quad (4.8)$$

Figura 4.9: Detalle del valor de pérdidas de retorno y ancho de banda para $L/2=18.34$ mm

4.2.3 Dependencia con el ancho del brazo de la antena (W)

Para observar la dependencia que guarda el ancho del brazo de la antena (W) con los diferentes parámetros en estudio, se realiza un barrido de W con 5 capturas entre $2.3 \text{ mm} < W < 2.4 \text{ mm}$.

Figura 4.10: Barrido del valor del ancho de la antena (W) entre $2.3 \text{ mm} < W < 2.4 \text{ mm}$ Figura 4.11: Detalle de la frecuencia y las pérdidas de retorno para el barrido entre $2.3 \text{ mm} < W < 2.4 \text{ mm}$

Observando las gráficas 4.10 y 4.11 obtenidas durante la simulación, se puede ver que apenas se producen diferencias entre las distintas respuestas obtenidas, aunque sí se puede apreciar un aumento de la frecuencia a medida que aumenta el ancho del brazo de la antena, alejándose del valor deseado. Las pérdidas de retorno disminuyen considerablemente a medida que aumenta el ancho del brazo comparado con los resultados obtenidos hasta ahora, logrando alcanzar los -50 dB para los valores más altos de W. El ancho de banda se mantiene prácticamente constante con la variación del W alrededor de los 450 MHz, siendo $W=2.32$ mm el valor que proporciona una frecuencia de trabajo más próxima a los 2.45 GHz.

4.2.4 Dependencia con el ancho de la línea de alimentación (Wf)

De igual forma que en el apartado anterior, se realiza un barrido del ancho de la línea de alimentación (Wf) con 5 capturas entre $1.1 \text{ mm} \leq W_f \leq 1.2 \text{ mm}$, para observar la dependencia que guarda con respecto a los parámetros en estudio. Observando las gráficas de las figuras 4.12 y 4.13, se puede ver que al aumentar el ancho de la línea de alimentación Wf, disminuye el valor de las pérdidas de retorno y aumenta al mismo tiempo el valor de la frecuencia de trabajo. El valor del ancho de banda permanece prácticamente igual al obtenido con la variación de W en el apartado anterior. La frecuencia de resonancia más cercana a los 2.45 GHz se obtiene con $W_f=1.15$ mm.

47

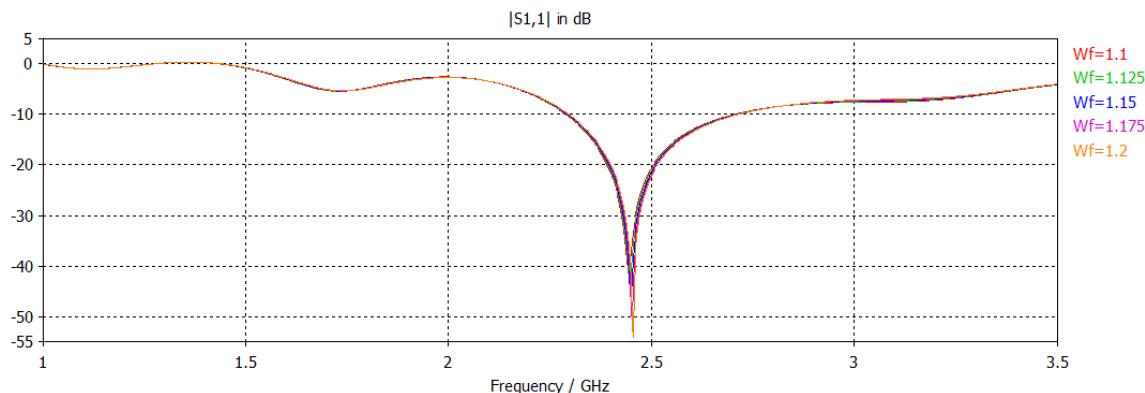


Figura 4.12: Barrido del valor del ancho de la antena (Wf) entre $1.1 \text{ mm} < W_f < 1.2 \text{ mm}$

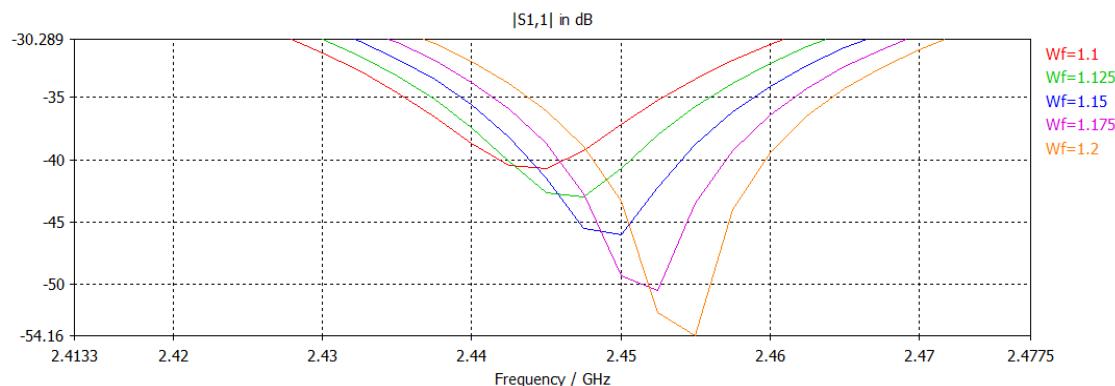
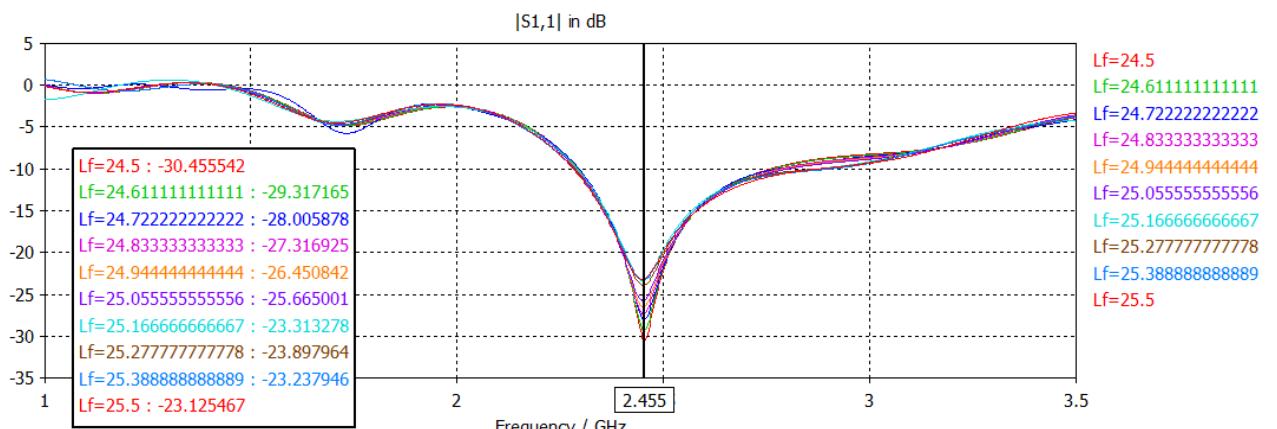


Figura 4.13: Detalle de la frecuencia y las pérdidas de retorno para el barrido entre $1.1 \text{ mm} < W_f < 1.2 \text{ mm}$

4.2.5 Compromiso entre frecuencia de trabajo y ancho de banda

Con los mejores valores encontrados en las simulaciones anteriores, se obtiene una antena trabajando a la frecuencia de 2.45 GHz, con unas pérdidas de retorno de aproximadamente -46 dB y un ancho de banda a -10 dB de 422.95 MHz. Como se puede ver, para la adaptación de la antena y su frecuencia de trabajo se obtienen unos valores óptimos que se encuentran dentro de las especificaciones deseadas, sin embargo, para el caso del ancho de banda y tal como se ha comentado anteriormente, se desea obtener un rango mayor, fijado en los 500 MHz, por lo que se realizan nuevas simulaciones para intentar ajustar este parámetro. Se realiza un barrido más acotado de L_f entre 24.5 mm < L_f < 25.5 mm, ya que es el parámetro que parece afectar en mayor grado al ancho de banda, cuyos resultados se pueden observar en la figura 4.14 y en la tabla 4.2.



L_f (mm)	f (GHz)	BW (MHz)	S_{11} (dB)
24.5	2.46	446	-30.45
24.61	2.45	462	-29.31
24.72	2.45	473	-28.00
24.83	2.45	481	-27.31
24.94	2.45	504	-26.45
25.05	2.44	516	-25.66
25.16	2.44	503	-23.31
25.27	2.44	559	-23.89
25.38	2.44	587	-23.23
25.5	2.43	562	-23.12

Tabla 4.2: Frecuencia, pérdidas de retorno y ancho de banda obtenidos para los diferentes valores de L_f

Durante la simulación se ha podido constatar que, en el rango entre $24.5 \text{ mm} < L_f < 25.5 \text{ mm}$, al aumentar el valor de la longitud de la línea de alimentación aumenta también el ancho de banda a -10 dB, con lo que los resultados obtenidos para las 6 últimas simulaciones proporcionan un rango de frecuencias que cumple con las especificaciones deseadas. De igual manera, las pérdidas de retorno también aumentan a medida que aumenta el valor de L_f . Sin embargo, si por el contrario se analiza qué ocurre con la frecuencia de trabajo, es posible ver que ésta se aleja un poco del valor deseado cuando se aumenta L_f , disminuyendo hasta los 2.43 GHz. Realizando este procedimiento a la inversa, es decir, disminuyendo la longitud de la línea de alimentación, es posible obtener una frecuencia de trabajo de 2.45 GHz, pero se pierde en ancho de banda, que vuelve a caer alrededor de los 450MHz, como se obtenía para los valores utilizados en las simulaciones anteriores y que pueden observarse en la figura 4.9. Es necesario, por tanto, llegar a un compromiso entre la frecuencia de trabajo y el ancho de banda a -10dB que se desea conseguir, manteniendo el valor del parámetro más importante como restricción y adaptando el otro lo máximo posible al valor deseado. Para este caso, es preferible que la antena esté correctamente adaptada para un rango de frecuencias mayor aunque la frecuencia de trabajo no sea exactamente la deseada, por lo que, de los valores obtenidos en las gráficas de las simulaciones anteriores, se escoge $L_f = 24.94 \text{ mm}$, dado que proporciona una mejor relación de frecuencia.

4.2.6 Dependencia con el ancho de la pista de soldadura (W_p)

49

Para poder soldar a la antena el puerto SMA durante el proceso de fabricación, se ha dibujado una pista de grosor W_p y longitud L_p fija de 10 mm, correspondiendo con la longitud del conector y que se pueden ver representadas en la figura 4.2. Para analizar el efecto del grosor de esta pista sobre los parámetros que se están estudiando, se realiza un barrido con 5 capturas entre $1 \text{ mm} < W_p < 3 \text{ mm}$ cuyos resultados pueden observarse en la figura 4.15. Como se puede ver en dicha figura, todos los valores de W_p simulados se concentran alrededor de los 2.45 GHz de frecuencia y tienen un ancho de banda similar alrededor de los 500 MHz, siendo la variación más destacable la correspondiente a las pérdidas de retorno, que oscilan entre -24 dB y -26 dB aproximadamente.

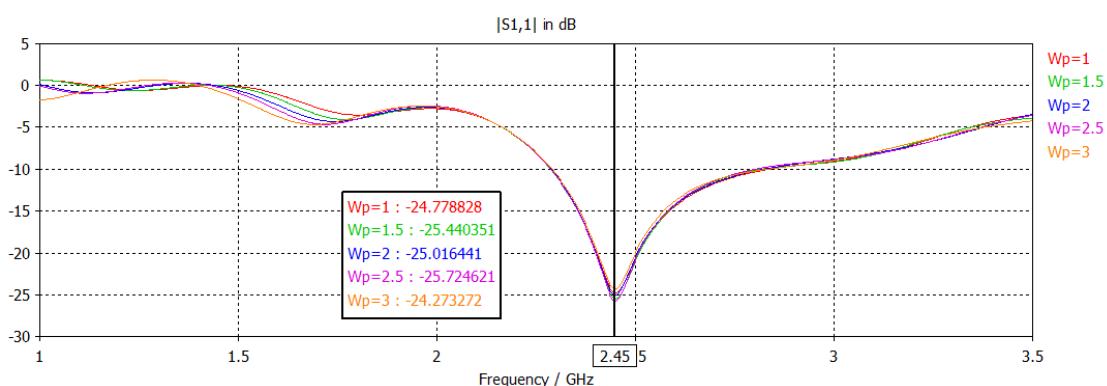


Figura 4.15: Barrido del valor del ancho de la pista de soldadura (W_p) entre 1 mm y 3 mm

Se escoge como mejor valor el proporcionado por el parámetro $W_p=2.5$ mm, ya que proporciona el valor de pérdidas de retorno más bajo situado en -25.72 dB.

4.3 Parámetros de diseño finales

Tras todas las simulaciones realizadas, la mejor respuesta obtenida se consigue con las dimensiones de la antena que pueden observarse en la tabla 4.3. Con estos valores se obtiene una antena con una frecuencia de resonancia de 2.45 GHz, un ancho de banda a -10 dB de 504MHz y unas pérdidas de retorno superiores a los -26 dB, cumpliendo con los requisitos de diseños planteados al inicio de esta sección tal como se puede ver en la gráfica de la figura 4.16.

PARÁMETROS FINALES DE DISEÑO	
$L = 36,68$ mm	
$L/2 = 18,34$ mm	
$W = 2,32$ mm	
$L_f = 24,94$ mm	
$W_f = 1,15$ mm	
$L_p = 10$ mm	
$W_p = 2,5$ mm	
$t = 0,035$ mm	
Feed = 10	
$\tan\delta = 0,0023$ a 10GHz	
$\epsilon_r = 10,2$	
Medidas sustrato: 40 mm x 40 mm x 1,27 mm	

Tabla 4.3: Dimensiones finales del dipolo

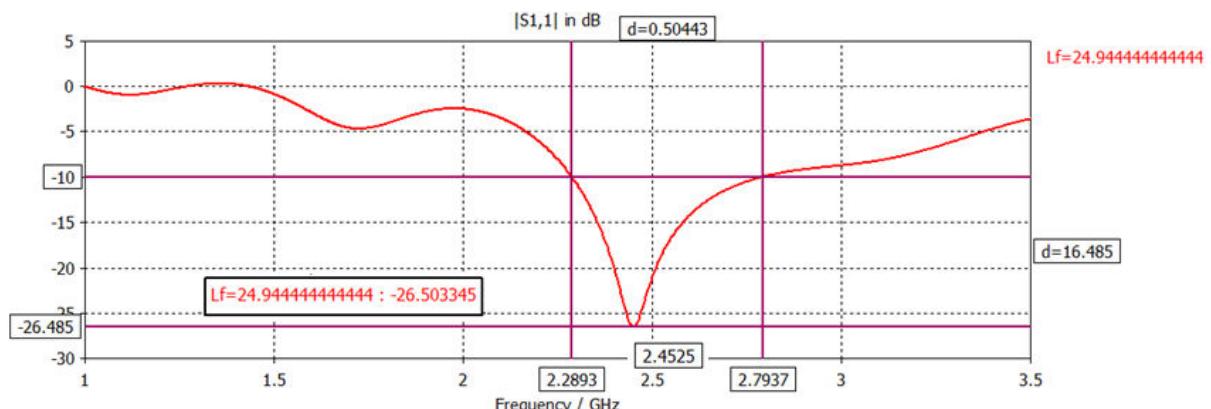


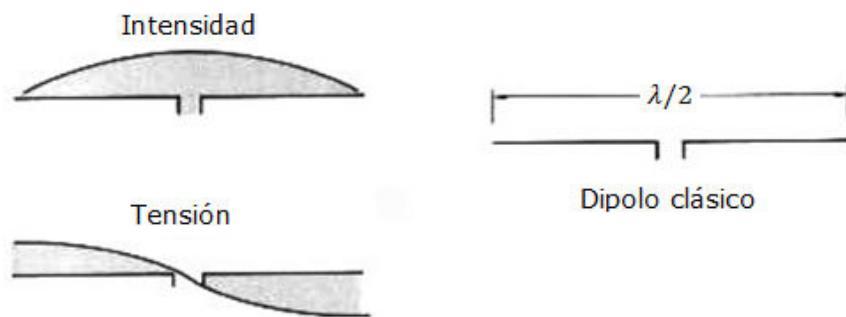
Figura 4.16: Detalle del ancho de banda a -10 dB y de la frecuencia para los parámetros finales de diseño

El ancho de banda en porcentaje de la antena se puede calcular como

$$BW(\%) = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_o} \cdot 100 = 20\% \quad (4.9)$$

4.3.1 Distribución de corriente en el dipolo

La tensión y la corriente en el dipolo se distribuyen tal y como se puede observar en la figura 4.17 [6]. En el centro de la antena la tensión es nula, mientras que la intensidad es máxima (I_0). En los extremos, sin embargo, se produce justamente lo contrario, una tensión máxima y una intensidad nula. Es posible observar la misma distribución de corriente en la gráfica de la figura 4.18, para la corriente superficial del dipolo obtenida tras la simulación, donde dicha intensidad es elevada en el centro del brazo de la antena y va decreciendo a lo largo de cada uno de ellos, alcanzando una intensidad nula en sus extremos.



51

Figura 4.17: Representación de la intensidad y la tensión en un dipolo clásico

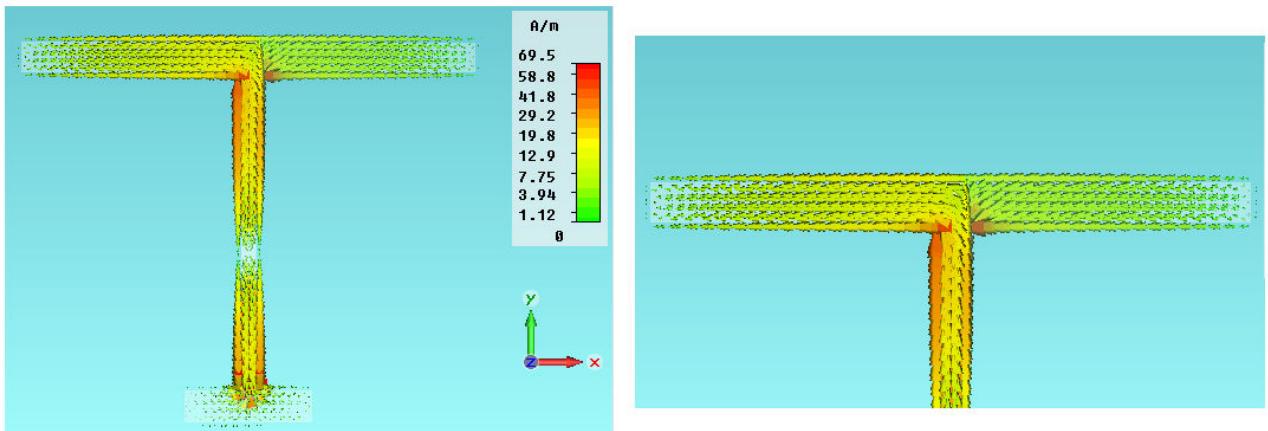


Figura 4.18: Corriente superficial del dipolo tras la simulación

4.3.2 Diagramas de radiación del dipolo

La posición de la antena respecto al sistema de coordenadas tridimensionales, así como la de su respectivo diagrama de radiación, se pueden ver representados en la figura 4.19. En ella se puede observar la geometría clásica toroidal de una antena omnidireccional ideal. La radiación en el espacio libre es exactamente igual en todas las direcciones para un plano vertical y perpendicular al hilo del dipolo, denominado plano H, definido mediante el corte en el plano YZ con $\varphi=90^\circ$ constante y θ variando entre 0 y 2π . Mientras que en el plano horizontal del dipolo, denominado plano E y definido por el corte en el plano XY con $\theta=90^\circ$ constante y φ variando entre 0 y 2π , la antena radia con un máximo en la dirección perpendicular a la dirección del hilo y un mínimo en el hilo.

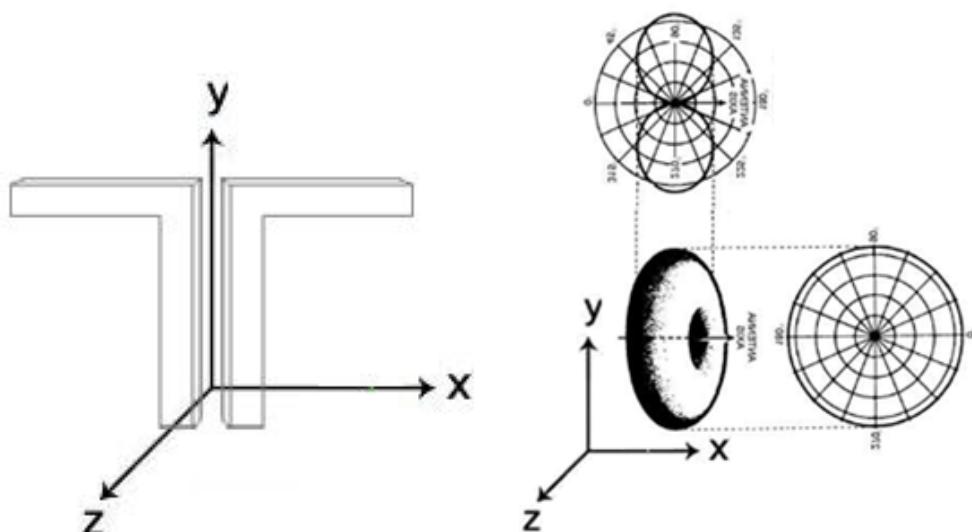


Figura 4.19: Representación de la antena y su diagrama de radiación respecto al sistema de coordenadas tridimensional

En los diagramas de radiación bidimensionales en coordenadas polares obtenidos tras la simulación del dipolo, se pueden ver representados el plano E en la figura 4.20 a), el plano H en la figura 4.20 b) y el plano XZ en la figura 4.20 c). Como se puede observar, el diagrama de radiación de la antena no es exactamente omnidireccional, ya que presenta un valor mínimo de ganancia de 1.5 dB en la dirección de los brazos del dipolo y un máximo de 2.9 dB en la dirección opuesta. Por tanto, el resultado obtenido no se corresponde con la ganancia teórica del dipolo convencional de 2.14 dB. Esta diferencia de ganancia, que se puede observar también a partir de las diferencias de color del diagrama tridimensional representado en la figura 4.21, se produce por efecto de las dimensiones del conjunto formado por la línea de transmisión y la línea para soldar. Normalmente, en un dipolo elemental las líneas de alimentación son cortas. Sin embargo en este caso, se desea fabricar el dipolo utilizando la tecnología impresa y colocando sus brazos de forma antipodal, con el objetivo de conseguir adaptación entre la línea de transmisión y la antena sin la necesidad de incorporar un balun al diseño [7].

Durante la fase de simulación, se ha podido comprobar que esto implica tener que diseñar la antena con unas líneas de alimentación suficientemente largas para acoplar la potencia y conseguir desfase, lo que a su vez repercute en la omnidireccionalidad del diagrama de radiación.

Sin embargo, dado que la ganancia aumenta en 0.6 dB en una dirección y disminuye en la otra, se puede considerar que en promedio la ganancia del dipolo queda compensada. Por otra parte, en una antena omnidireccional ideal los cortes en XZ y XY son idénticos. Como se puede observar a partir de las figuras 4.20 a) y c), esto no se cumple exactamente en el caso del dipolo diseñado, ya que el valor de la ganancia en el plano XZ es de 1.7 dB tanto en la dirección de los brazos del dipolo como para la dirección opuesta, mientras que para el plano XY el valor de la ganancia en la dirección de los brazos del dipolo es de 1.5 dB y en la dirección opuesta es de 2.9 dB.

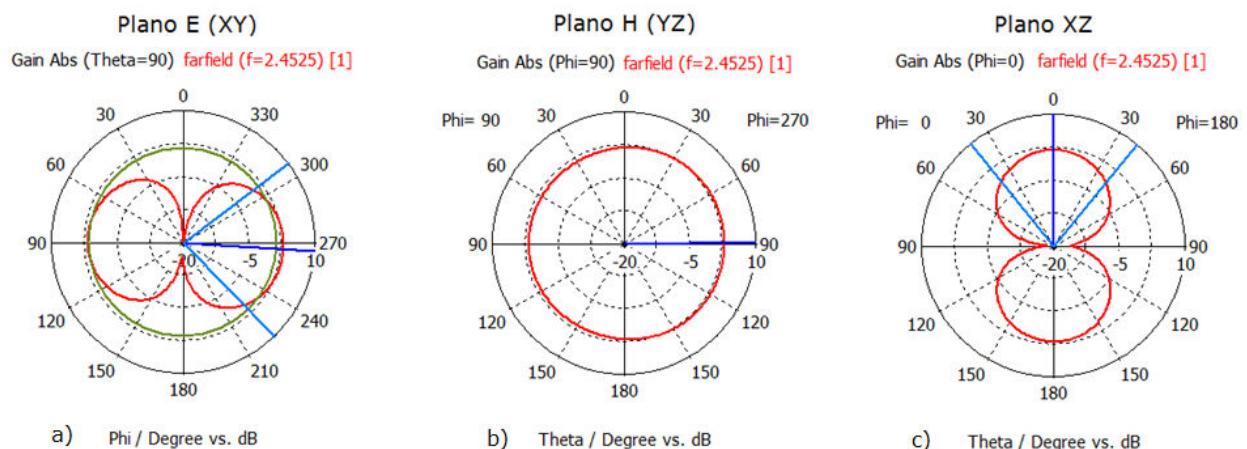


Figura 4.20: a) representación en coordenadas polares del plano E del diagrama de radiación del dipolo b) Representación en coordenadas polares del plano H del diagrama de radiación del dipolo. c) Representación del plano XZ.

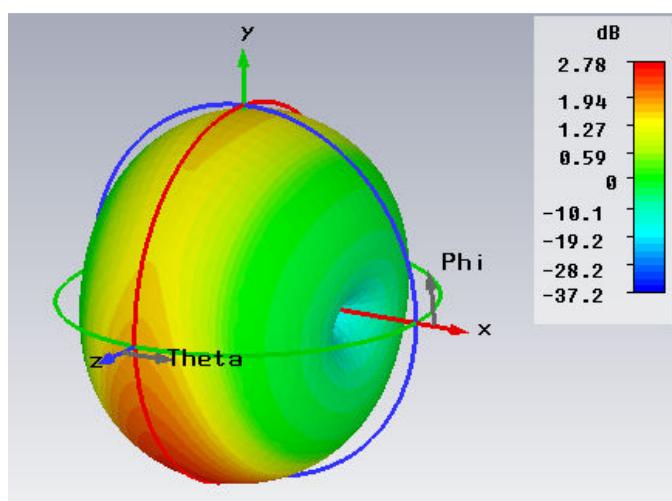


Figura: 4.21: Diagrama de radiación tridimensional del dipolo

Comparando el diagrama de radiación de la figura 4.21 para la antena de dimensiones finales, con el obtenido para los parámetros iniciales de diseño de la figura 4.5, se puede observar que, tras el proceso de ajuste de las especificaciones, se ha logrado obtener un dipolo con los mismos valores de ganancia obtenidos al inicio. Sin embargo, en el nuevo diseño del dipolo se han logrado optimizar, además, los valores de adaptación, frecuencia de resonancia y ancho de banda, cumpliendo con los requisitos impuestos al inicio del proyecto. La eficiencia total de la antena es de -0.003445 dB, que en lineal se puede calcular como

$$\eta(\%) = \left(10^{-0.003445/10}\right) \cdot 100 = 99.92\% \quad (4.10)$$

lo que permite afirmar que, al ser el valor de la eficiencia muy próximo a 1, la ganancia de la antena es igual a su directividad.

Capítulo 5:

Fabricación y análisis

5.1 Proceso de fabricación y medida de la adaptación

Una vez obtenidos los parámetros de diseño óptimos del dipolo a partir de las simulaciones del capítulo anterior, se procede a la fabricación del mismo y al posterior análisis de su ganancia mediante dos metodologías distintas: primero, analizando el balance de enlace entre los dipolos mediante el uso de un analizador de redes y posteriormente mediante una celda TEM, como ya se ha mencionado en capítulos anteriores.

Puesto que la medida de ganancia en el analizador de redes se pretende realizar a partir del balance de enlace entre dos antenas, es necesario fabricar dos dipolos que trabajen a la misma frecuencia de resonancia de 2.45 GHz. Inicialmente, para poder verificar que el dipolo que se obtiene tras la fabricación sigue cumpliendo con las especificaciones de adaptación, frecuencia de resonancia y ancho de banda deseados, se fabrica un primer dipolo y se analizan los parámetros mencionados para, una vez verificado que son correctos, proceder a la fabricación y medida del segundo dipolo. Para ello se ha utilizado una fresadora mecánica *LPKF ProtoMat H100*, sobre un sustrato *Rogers RO3010* con constante dieléctrica $\epsilon_r = 10.2$ y grosor de la lámina de 1.27 mm. Finalmente, se han soldado a las antenas los respectivos conectores SMA, obteniendo como resultado dos dipolos impresos de media onda que pueden observarse en la figura 5.1.

55

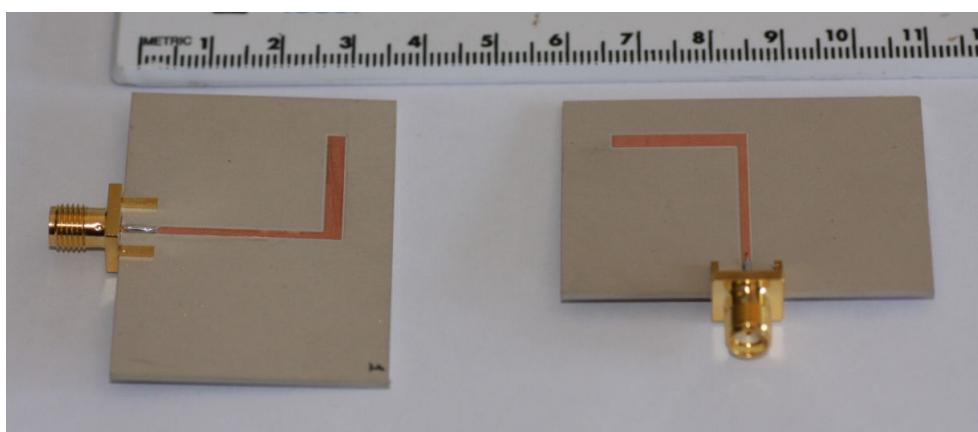


Figura 5.1: Dipolos impresos obtenidos tras la fabricación

Tras calibrar el analizador de redes para una entrada, se conectan sucesivamente cada uno de los dipolos por separado, y se configura el instrumento para visualizar el coeficiente de reflexión (S_{11}). A partir de la representación de este parámetro, que puede observarse en las gráficas de las figuras 5.2 y 5.3, es posible analizar la adaptación y ancho de banda de las antenas. Como se puede observar en las figuras mencionadas, los dipolos presentan, para la frecuencia de trabajo deseada de 2.45 GHz, unas pérdidas de retorno de aproximadamente -34 dB para el dipolo 1 y -24 dB, algo superiores, para el caso del dipolo 2. Los resultados obtenidos permiten constatar que, tal como ocurría durante la fase de diseño en la que se obtenían -26 dB, las antenas están correctamente adaptadas dado que todos los valores se encuentran por debajo de los -10 dB. En cuanto al ancho de banda, de 220 MHz para el dipolo 1 y 230 MHz para el dipolo 2, es posible ver, comparándolos con los 503 MHz obtenidos durante la simulación en CST, que se ha producido una pérdida de ancho de banda tras la fabricación, tal como se adelantó que ocurriría durante la fase de diseño. No obstante, el amplio margen de ancho de banda con el que se ha diseñado la antena asegura un valor tras la fabricación superior al mínimo requerido de 100 MHz.

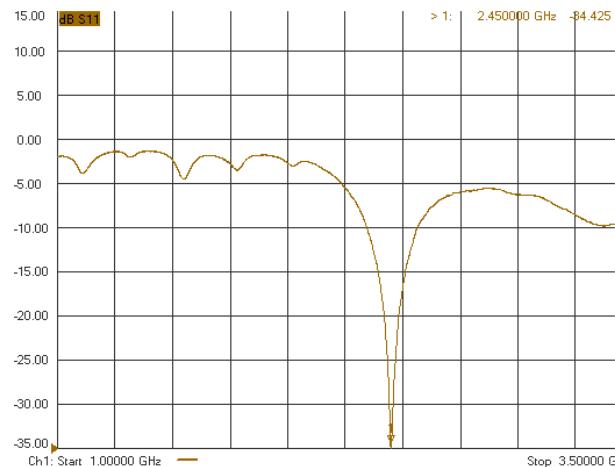


Figura 5.2: Representación del coeficiente de reflexión del dipolo 1.

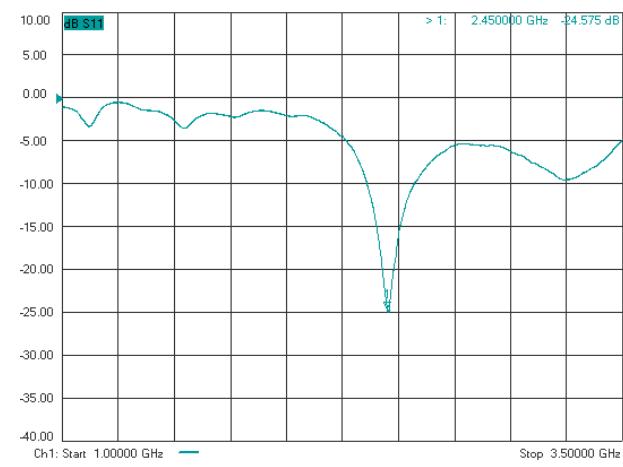


Figura 5.3: Representación del coeficiente de reflexión del dipolo 2.

5.2 Medida de la ganancia mediante el balance de enlace

En este primer análisis, se procede a conectar los dipolos fabricados al analizador de redes Agilent E8364B PNA Series siguiendo el montaje de la figura 5.4. El objetivo consiste en analizar el balance de enlace entre los dipolos a partir de la medida de la ganancia de transmisión (S_{21}). Para calcular la ganancia de las antenas, se necesita encontrar una expresión que la relacione con los parámetros conocidos del sistema, es decir, que permita relacionar la ganancia de los dipolos con la distancia r que se aplicará entre ellos y la ganancia de transmisión S_{21} que se medirá a través del analizador de redes.

Para ello, es necesario que las antenas se encuentren funcionando dentro de la región de campo lejano o campos radiados, por lo que previamente se deberán establecer los límites teóricos de dicha región de funcionamiento, que determinan la distancia mínima a la que se debe situar una antena respecto a la otra. Para evitar efectos de reflexión no deseados que pueden afectar al diagrama de radiación y producir desplazamientos en la frecuencia de resonancia de la antena, se debe realizar el montaje lo más alejado posible del entorno del laboratorio, sujetando las antenas en el espacio libre y enfrentándolas paralelamente para evitar errores de polarización. Puesto que las antenas están adaptadas, no se consideran las pérdidas en el medio y se supone que existe adaptación de polarización, no se tendrán en cuenta los coeficientes de desadaptación C_a , pérdidas en el medio C_m y de desacople de polarización C_p .

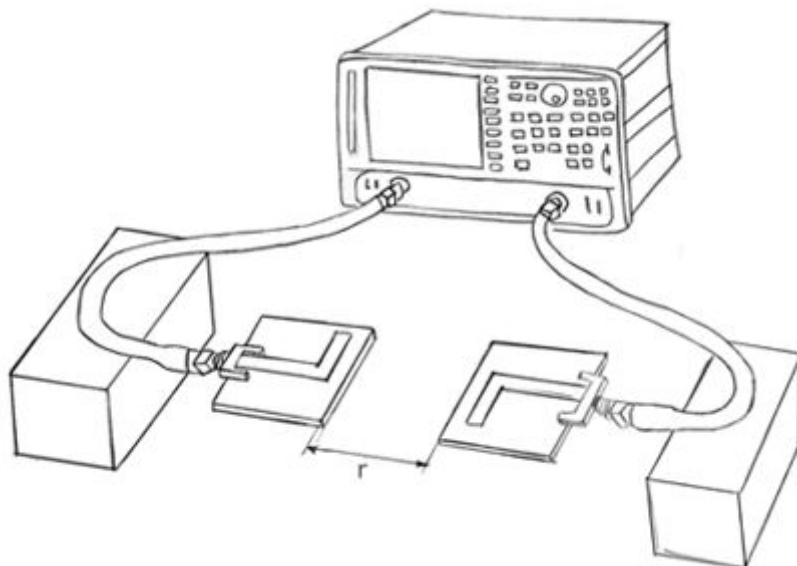


Figura 5.4: Representación del montaje de las antenas en el analizador de redes

5.2.1 Configuración de la medida de ganancia

En el campo de radiación electromagnética que emana de una antena típica, es posible definir tres regiones con características distintas, en función de la distancia a la que se encuentran de la fuente radiante y con respecto a la longitud de onda de la radiación. Estas tres regiones se denominan región de campo cercano o de campos inducidos, región de transición y región de campo lejano o de campos de radiación.

La región de campo cercano también llamada región de Fresnel, se establece dentro de una distancia igual a la longitud de onda de la antena. Se trata de una región en la que actúan fuertes efectos inductivos y capacitivos provenientes de las corrientes y de las cargas en la antena. Estos efectos hacen que la potencia decaiga rápidamente con la

distancia. Además, la absorción de la potencia radiada en esta región tiene efectos que realimentan al transmisor.

La región de campo lejano o región de Fraunhofer, se extiende desde una distancia igual a dos veces la longitud de onda de la antena hasta el infinito, y se caracteriza por ser una región donde el campo actúa como una radiación electromagnética con características típicas, con campos E y H ortogonales entre sí y dirección de propagación como la de una onda plana. En esta región el patrón de radiación no cambia con la distancia, aunque la potencia de radiación si decrece con el cuadrado de la misma ($1/r^2$) y la absorción de la radiación no tiene ningún efecto en el transmisor.

La región de transición entre las dos regiones anteriores, se encuentra comprendida entre una y dos veces la longitud de onda de la antena. En esta región tanto los efectos del campo cercano como los de campo lejano se producen simultáneamente y son importantes.

A pesar de la dificultad para establecer límites exactos entre dichas regiones debido a la variabilidad que se produce en la caracterización del campo respecto de la distancia, sí se pueden establecer expresiones que proporcionen unos límites aproximados. Para este caso de estudio en concreto, en el que interesa caracterizar la ganancia de las antenas dentro de la región de campo lejano o región de Fraunhofer, se necesita establecer la frontera inferior entre esta región y la región de Fresnel. Para hallarla es posible aplicar el procedimiento que se seguiría en el caso de un problema unidimensional y que se desarrolla en detalle en [2], de tal forma que la región de Fraunhofer queda definida mediante

$$\frac{2D^2}{\lambda} \leq r < \infty \quad (5.1)$$

donde D corresponde a la dimensión lineal de la antena y λ a la longitud de onda en el espacio libre. Sustituyendo en la ecuación 5.1 los valores de los parámetros de diseño obtenidos, el límite inferior de la región se calcula como

$$D = 2 \cdot L = 2 \cdot 18.34 = 36.68 \text{ mm} \quad (5.2)$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{2.45 \cdot 10^9} \cong 0.12 \text{ m} \quad (5.3)$$

$$\frac{2 \cdot 0.03668^2}{0.12} \leq r \quad (5.4)$$

$$0.02m \leq r \quad (5.5)$$

Así, la región de Fraunhofer o de campos de radiación, para la antena en estudio, queda comprendida entre:

$$2cm \leq r < \infty \quad (5.6)$$

Establecido el límite inferior en 2 cm y utilizando el montaje de la figura 5.4, se realiza la medida de la ganancia de transmisión (S_{21}) para diferentes distancias entre antenas, cuyos resultados pueden observarse en detalle en la sección 5.2.2. En ajustes iniciales del montaje se observó que para distancias menores a 10 cm se obtenían valores erróneos de ganancia, por lo que únicamente se han tomado en consideración los valores iguales o superiores a dicha distancia.

Una vez obtenida la ganancia de transmisión (S_{21}) para cada una de las distancias r utilizadas, se necesita encontrar una expresión que permita relacionar estos dos parámetros conocidos con la ganancia de los dipolos, para lo que se empezará considerando la *ecuación de transmisión de Friis*, que establece que para el caso de dos antenas separadas entre sí una distancia r conectadas a sus respectivos transmisor y receptor, la potencia recibida en la antena receptora puede expresarse como

$$P_L = \frac{P_r}{4\pi r^2} D_T A_{efR} \quad (5.7)$$

La relación entre la potencia recibida y la potencia radiada se denomina pérdida de transmisión entre las antenas y suele expresarse en decibelios. Conociendo que la relación existente entre el área efectiva y la directividad de cualquier antena se puede expresar como

$$\frac{A_{efR}}{D} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (5.8)$$

es posible reescribir la ecuación 5.7 en términos de la directividad que tendría la antena receptora si actuara como la transmisora, de forma que

$$\frac{P_L}{P_r} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 D_T D_R \quad (5.9)$$

Teniendo en cuenta que la directividad de los dipolos es igual en transmisión que en recepción $D_T = D_R = D$

$$\frac{P_L}{P_r} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 D^2 \quad (5.10)$$

Como además la eficiencia obtenida en simulación durante la fase de diseño es muy elevada, alrededor del 99.92%, es posible considerar que la directividad de las antenas es igual a su ganancia, lo que permite reescribir la ecuación anterior en términos de esta última como

$$\frac{P_L}{P_r} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G^2 \quad (5.11)$$

Finalmente, teniendo en cuenta que $\lambda=c/f$ y aislando la ganancia en la ecuación anterior se puede obtener la siguiente expresión en decibelios para la ganancia

$$(P_L - P_r)|_{dB} = 20\log \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right) + 2 \cdot 10\log G = 20\log \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right) + 2G|_{dB} \quad (5.12)$$

$$G|_{dB} = \frac{(P_L - P_r)|_{dB} - 20\log \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)}{2} \quad (5.13)$$

60

donde $(P_L - P_r)|_{dB} = S_{21}$, y S_{21} es la ganancia de transmisión, r es la distancia entre antenas y el término $20\log(\lambda/4\pi r)$ corresponde a las pérdidas de transmisión entre antenas en el espacio libre expresado en decibelios, por lo que la expresión final en función de la ganancia se puede expresar como

$$G|_{dB} = \frac{S_{21} - 20\log \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)}{2} \quad (5.14)$$

5.2.2 Resultados de la medida

Siguiendo el procedimiento desarrollado en los apartados anteriores de este capítulo, tras calibrar el analizador de redes para las dos antenas y utilizando el montaje de la figura 5.4 a diferentes distancias entre ellas, se obtienen los valores de ganancia de transmisión en inversa (S_{21}) que pueden observarse en la tabla 5.1. A partir de la ecuación 5.14 encontrada en el apartado 5.2.1, es posible hallar la ganancia de los dipolos sustituyendo los valores de la ganancia de transmisión (S_{21}) medidos y de las distancias r aplicadas. Todos estos parámetros, así como los valores de ganancia calculados a partir de ellos quedan recogidos en la tabla 5.1.

r (cm)	S_{21} (dB)	Ganancia (dB)
10	-18.22	1.00
15	-20.37	1.69
20	-23.16	1.54
25	-24.81	1.69
30	-26.99	1.39

Tabla 5.1: Valores de ganancia obtenidos para cada una de las distancias entre las antenas

Como se puede observar a partir de los resultados, el valor de ganancia para cada una de las distancias, a pesar de no ser constante, se mantiene cercano a los 1.5 dB para la mayoría de los casos. Este resultado se corresponde con el valor de ganancia observado anteriormente durante la fase de diseño del dipolo en el capítulo 4, en el que se obtenía un diagrama de radiación que no era exactamente omnidireccional y cuyo valor de ganancia para la dirección correspondiente al montaje realizado era de 1.5 dB. Tras este resultado es posible concluir que el procedimiento utilizado en este capítulo para la medida de la ganancia reporta resultados coherentes con los obtenidos en simulación durante la fase de diseño de los dipolos.

61

No obstante, considerando que el valor de la ganancia debería ser constante para todas las distancias aplicadas entre las antenas, se puede decir que las diferencias o errores entre unas medidas y otras son debidos a la naturaleza del entorno del laboratorio en el que se ha realizado el montaje, en el que se producen reflexiones de la señal no deseadas. Los cálculos teóricos se han realizado considerando la radiación de la antena en un medio aislado, mientras que en la práctica, la presencia de obstáculos, especialmente si se hallan cerca de la antena, puede alterar el diagrama de radiación de la misma o producir desplazamientos de la frecuencia de resonancia. La energía radiada por la antena en la dirección de estos obstáculos será reflejada en mayor o menor grado y dependerá de las características físicas de dichos obstáculos, en especial de la conductividad. Por otra parte, la imposibilidad de calcular el centro de fase de cada una de las antenas introduce un error en la medida de la distancia entre ellas.

Idealmente, la caracterización de los parámetros de los dipolos debería realizarse en una cámara anecoica, una sala con un revestimiento especial en sus paredes, a manera de una jaula de Faraday, diseñada para aislar de las interferencias externas. En su interior se simulan las condiciones de espacio libre, absorbiendo las ondas y radiaciones que inciden sobre las paredes, el suelo y el techo, anulando los posibles efectos que las

reflexiones puedan introducir en la medida de la antena. En un ambiente como el del laboratorio, sin embargo, se debe tener en cuenta que pueden producirse reflexiones que afecten y enmascaren el valor real de la medida.

5.3 Medida de la ganancia mediante la celda TEM

Una Celda Electromagnética Transversal (TEM) es una guía de ondas TEM completamente cerrada, en la que se producen ondas que se propagan en el modo transversal electromagnético (modo TEM) [8] y [9]. Son instalaciones que generalmente se utilizan en ensayos de Compatibilidad Electromagnética (EMC) y medida de radiaciones pero, dado que la polarización de los campos eléctricos y magnéticos dentro de la celda está bien definida y son homogéneos, también puede utilizarse, como es objeto de este proyecto, para la medida de antenas a un menor coste que en una sala anechoica y bajo un ambiente de medida fiable [10].

Para esta segunda medida de la ganancia, se procede a colocar sucesivamente dentro de la celda cada dipolo por separado, siguiendo el montaje de la figura 5.5. El sistema consta de un generador de señales N5182A MXG Vector Signal Generator que proporciona a la celda TEM la señal de entrada a partir de la que se crean los campos a los que se exponen los dipolos y de un analizador de espectro MXA Signal Analyzer N9020A conectado a la antena, con el que se mide la potencia de señal recibida. Antes de calcular dicha potencia se deben tener en cuenta las pérdidas existentes en los cables, así como medir el valor del campo eléctrico en el punto de medida para cada frecuencia dentro del rango de estudio, para lo que se utiliza una sonda de campo eléctrico. Para calcular la ganancia se debe encontrar una expresión que la relacione con la potencia recibida y el valor del campo eléctrico para cada una de las frecuencias, teniendo en cuenta además las pérdidas calculadas.

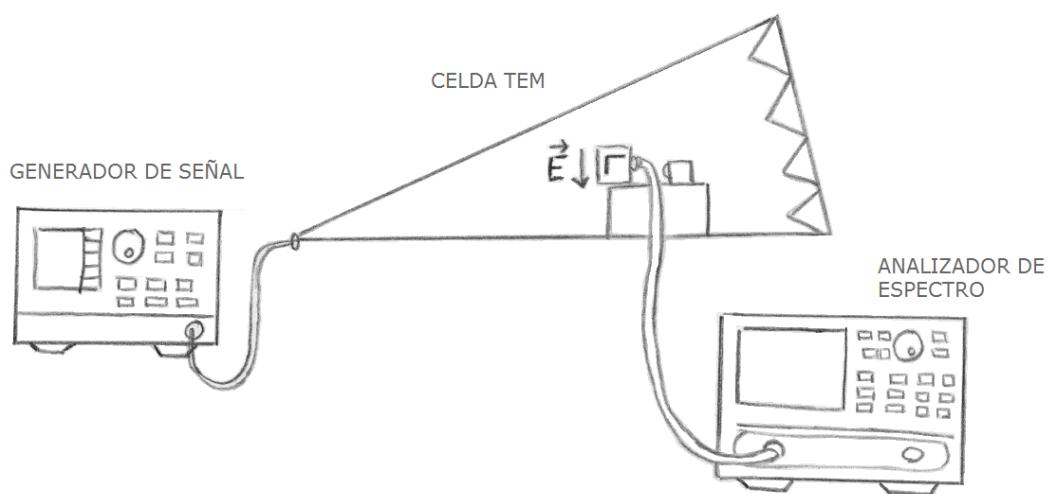


Figura 5.5: Representación del montaje del dipolo en la celda TEM

5.3.1 Configuración de la medida de ganancia

Dado que dentro de la celda TEM las ondas se propagan en el modo TEM, la ganancia del dipolo se puede calcular tal como se desarrolla en [10] a partir de la ecuación:

$$P_{rec} = S_i \cdot A_{ef} = \frac{E_i^2}{Z_0} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G \quad (5.15)$$

donde P_{rec} es la potencia recibida en la antena para un campo eléctrico incidente E_i , S_i es la densidad de potencia incidente, A_{ef} es la apertura o área efectiva de la antena, Z_0 es la impedancia de la onda en el espacio libre $Z_0 = 120 \pi \Omega$ y λ es la longitud de onda.

Aplicando a la ecuación 5.15 la relación entre la longitud de onda y la frecuencia dada por la ecuación $c = \lambda \cdot f$, donde c es la velocidad de la luz y f es la frecuencia de la señal, podemos expresar la ganancia como:

$$G = Z_0 \cdot \frac{4\pi}{c^2} \cdot f^2 \cdot \frac{P_{rec}}{E_i^2} = 120\pi \cdot \frac{4\pi}{(3 \cdot 10^8)^2} \cdot f^2 \cdot \frac{P_{rec}}{E_i^2} = 525.84 \cdot 10^{-16} \cdot f^2 \cdot \frac{P_{rec}}{E_i^2} \quad (5.16)$$

o en decibelios

63

$$G[dBi] = -132.8 + 20\log f + P_{rec}[dB] - E_i[dBV/m] \quad (5.17)$$

A partir de la ecuación 5.17 y teniendo en cuenta que $P_{rec}[dB] = P_{SA}[dB] + L_{coax}[dB]$ donde P_{SA} es la potencia medida en el analizador de espectro y L_{coax} es el factor de la atenuación de los cables coaxiales, la expresión final para la ganancia queda definida como

$$G[dBi] = -132.8 + 20\log f + P_{SA}[dB] + L_{coax}[dB] - E_i[dBV/m] \quad (5.18)$$

Para realizar las medidas, tanto del campo eléctrico en el punto de medida como de potencia de señal recibida, se utiliza un rango de frecuencias entre 2.2 GHz y 2.7 GHz, con un paso de 50MHz, lo que proporciona 11 puntos de frecuencia en la banda especificada. Se realiza además un zoom entre 2.4 GHz y 2.5 GHz con un paso de 20MHz y por tanto 4 puntos más de frecuencia, para observar con más exactitud la respuesta obtenida en la banda de interés.

Tras calcular las pérdidas de los cables, exceptuando el cable óptico de la sonda que se considera libre de pérdidas, se colocan los dipolos individualmente en el centro de la celda para realizar las medidas, sobre una espuma de poliestireno a la mitad de altura

del tabique realizando las funciones de soporte. En una primera medida, se coloca una sonda de campo eléctrico en el punto de medida donde posteriormente se colocarán las antenas, para conocer la magnitud del campo eléctrico que incidirá sobre ellas. Finalmente se realiza la medida de la potencia recibida para cada uno de los dipolos para los mismos puntos de frecuencia definidos.

5.3.2 Resultados de la medida

Como se ha comentado en la sección anterior, antes de realizar la medida se deben calcular las pérdidas en los cables coaxiales, para lo que se conectan al analizador de espectro y se mide la potencia recibida para las frecuencias 2.2 GHz, 2.45 GHz y 2.7 GHz, considerando una señal de entrada de 15 dBm. Los valores obtenidos tras la medida se muestran en las tablas 5.2 y 5.3. El factor de pérdidas L_{coax} se obtiene calculando la media de los valores de potencia medidos y sustituyéndolos en la expresión

$$L_{coax} = P_T - P_{SA} \quad (5.19)$$

Frecuencia (GHz)	P _{SA} (dBm)
2.2	14.51
2.45	14.52
2.7	14.53

Tabla 5.2: Medida de potencia recibida en el cable que conecta la antena con la celda TEM

$$P_{SAmedia} = \frac{14.51 + 14.52 + 14.53}{3} = 14.52 \text{ dB} \approx 14.5 \text{ dB} \quad (5.20)$$

$$L_{coax} = P_T - P_{SA} = 15 - 14.52 = 0.48 \text{ dB} \approx 0.5 \text{ dB} \quad (5.21)$$

Frecuencia (GHz)	P _{SA} (dBm)
2.2	14.29
2.45	14.22
2.7	14.27

Tabla 5.3: Medida de potencia recibida en el cable que conecta la antena con el analizador de espectro

$$P_{SAmedia} = \frac{14.29 + 14.22 + 14.27}{3} = 14.26 \text{ dB} \approx 14.3 \text{ dB} \quad (5.22)$$

$$L_{coax} = P_T - P_{SA} = 15 - 14.26 = 0.74 \text{ dB} \approx 0.7 \text{ dB} \quad (5.23)$$

Una vez conocidas las pérdidas de los cables, se procede a medir el valor del campo eléctrico y la potencia de señal recibida, para el rango de frecuencias especificado anteriormente entre 2.2 GHz y 2.7 GHz, con un zoom entre 2.4 GHz y 2.5 GHz.

Para calcular la ganancia en cada punto de frecuencia, es posible utilizar la expresión 5.24 sustituyendo los valores correspondientes a las medidas de pérdidas, campo eléctrico y potencia recibida. Los resultados de ganancia obtenidos para cada dipolo se muestran a su vez en las tablas 5.4 y 5.5.

$$G[dBi] = -132.8 + 20\log f + P_{SA}[dB] + L_{coax}[dB] - E_i[dBV/m] \quad (5.24)$$

$$G[dBi] = -132.8 + 20\log f + P_{SA}[dB] + 0.48 \text{ dBm} + 0.74 \text{ dBm} - E_i[dBV/m] \quad (5.25)$$

Frecuencia (GHz)	Campo Eléctrico (dBV/m)	P _{SA} (dBm)	Ganancia (dB)
2.2	5.89	-19.31	0.07
2.25	10.37	-16.93	-1.84
2.3	10.81	-15.85	-1
2.35	11.60	-12.90	1.34
2.4	12	-11.68	2.34
2.42	12.67	-11.45	1.98
2.44	12.61	-12.41	1.15
2.45	12.04	-13.30	1.66
2.46	11.62	-13.64	0.98
2.48	12.23	-12.19	1.89
2.5	12.38	-11.61	2.39
2.55	12.40	-12.25	1.9

2.6	10.81	-12.99	2.92
2.65	12.19	-11.32	3.37
2.7	12.36	-12.91	1.78

Tabla 5.4: Cálculo de la ganancia para cada punto de frecuencia de la antena 1.

Frecuencia (GHz)	Campo Eléctrico (dBV/m)	P _{SA} (dBm)	Ganancia (dB)
2.2	4.19	-22	-0.92
2.25	10.58	-18.23	-3.35
2.3	11.20	-15.82	-1.37
2.35	11.36	-13.5	0.98
2.4	12.23	-11.87	1.92
2.42	13.03	-11.94	1.13
2.44	13.20	-12.43	0.54
2.45	12.59	-13	0.61
2.46	12.26	-13.41	0.57
2.48	12.51	-12.57	1.23
2.5	12.42	-12.38	1.58
2.55	12.65	-13.56	0.34
2.6	10.66	-13.92	2.14
2.65	11.43	-11.05	4.4
2.7	12.02	-12.4	2.63

Tabla 5.5: Cálculo de la ganancia para cada punto de frecuencia para la antena 2.

Como se puede advertir a partir de los valores de las tablas mencionadas, el campo eléctrico medido en el punto donde se colocan los dipolos no es homogéneo, al contrario de como se había considerado al inicio de este capítulo. Sin embargo, las diferencias entre la mayoría de medidas son lo suficientemente pequeñas como para considerar que se satisface la demanda de homogeneidad de campo eléctrico.

Analizando los resultados obtenidos para la medida de ganancia en la celda TEM, que también pueden observarse a partir de las gráficas representadas en la figura 5.6, se

puede ver que los valores de ganancia obtenidos para el rango de frecuencia entre los 2.4 GHz y 2.5 GHz son cercanos a los 2.14 dB deseados. Exceptuando algunas medidas erróneas en puntos de frecuencia dentro de este rango, si se promedian el resto de los valores obtenidos, es posible afirmar que las antenas proporcionan una ganancia correcta en la banda de frecuencias deseada. Los valores obtenidos para la banda de los 2 GHz a los 2.35 GHz también son los esperados y decaen a medida que disminuye la frecuencia. Sin embargo, los obtenidos para las frecuencias superiores a 2.5 GHz son claramente erróneos, ya que proporcionan valores de ganancia bastante superiores a los 2.14 dB, cuando el valor de ganancia debería decaer con el aumento de la frecuencia. Esto evidencia que la celda TEM no trabaja adecuadamente a partir de los 2.5 GHz, por lo que no cumple los requisitos necesarios para realizar mediciones a partir de esta frecuencia. Además, algún elemento del setup podría estar ocasionando errores en la medida.

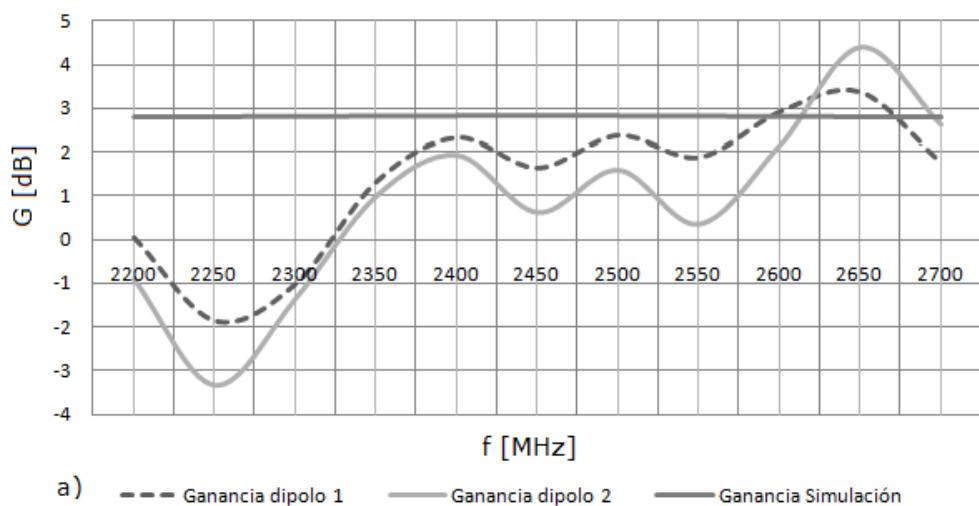


Figura 5.6: Representación de la medida de ganancia de las antenas 1 y 2 en la celda TEM y en simulación.

En cuanto a la orientación de los dipolos dentro de la celda TEM, éstos se han colocado de forma que se produzca adaptación de polarización con el campo eléctrico de la onda radiada. En el primer montaje realizado en la sección 5.2 mediante el analizador de redes, las antenas también se orientaron para conseguir adaptación de polarización entre ellas, pero posteriormente, comparando su posición con la que ocupan en el montaje dentro de la celda, se observó que ésta no fue exactamente igual para ambos casos. Esta diferencia también se puede advertir si se representan, en función de la orientación de los dipolos, los diagramas de radiación obtenidos en simulación. Como se puede ver a partir de la figura 5.7, en el primer montaje mediante el analizador de redes, las antenas se orientaron enfrentadas la una a la otra, de forma que la medida de la ganancia se realizó sobre la dirección de los brazos del dipolo, en la que el diagrama de radiación presenta un mínimo de ganancia de 1.5 dB.

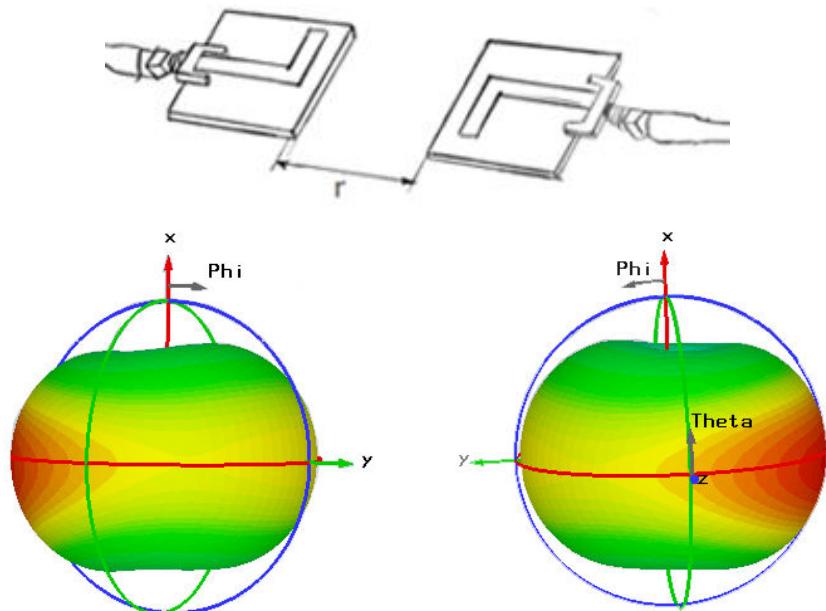


Figura 5.7: Representación de los diagramas de radiación de las antenas en función de su orientación, para el montaje realizado en el analizador de redes

En el segundo montaje, tal como se ha orientado la antena dentro de la celda TEM, el diagrama de radiación debería ser perpendicular a la dirección de propagación de la onda electromagnética radiada por la celda, tal como se puede observar en la figura 5.8. De esta forma la medida de la ganancia se realizaría sobre la dirección en la que el diagrama de radiación presenta un valor de ganancia de 1.7 dB. Sin embargo, en este caso, es difícil conseguir que el montaje real de los dipolos sea exactamente perpendicular al foco de radiación de la celda, debido a que ciertos elementos como los cables dificultan la colocación de las antenas. Así, observando los resultados de la tabla 5.4 obtenidos para el primer dipolo, se puede ver que debido a su orientación, la medida de ganancia se realizó sobre una dirección próxima a la dirección en la que el diagrama presenta un máximo de ganancia de 2.9 dB.

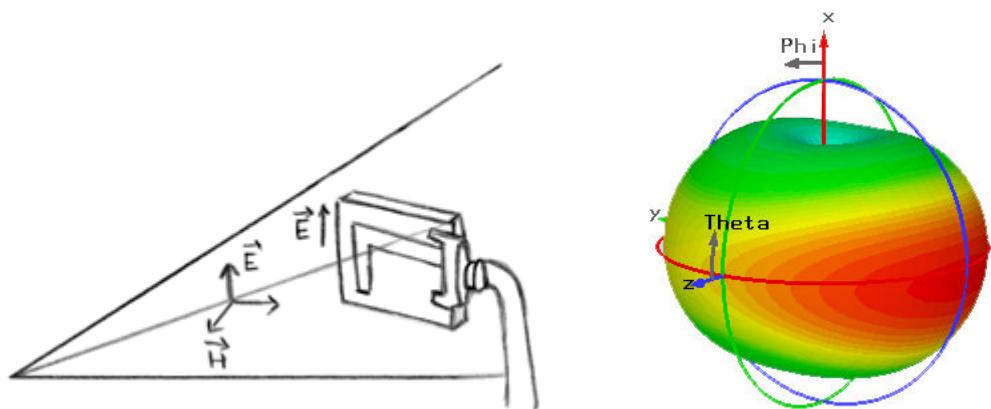


Figura 5.8: Representación del diagrama de radiación del dipolo en función de su orientación para el montaje realizado dentro de la celda TEM

Para el caso de la segunda antena, cuyos resultados de ganancia se pueden observar a partir de la tabla 5.5, se consiguió una orientación más perpendicular, de forma que la medida de la ganancia se realizó sobre una dirección del diagrama de radiación que presenta una ganancia próxima a 1.7 dB.

Para poder comparar los resultados de la medida de la ganancia obtenidos en la celda TEM, con los obtenidos en el primer montaje mediante el analizador de redes, se deberían colocar las antenas dentro de la celda con la misma orientación que se siguió en el primer caso, tal como se puede ver representado en la figura 5.9.

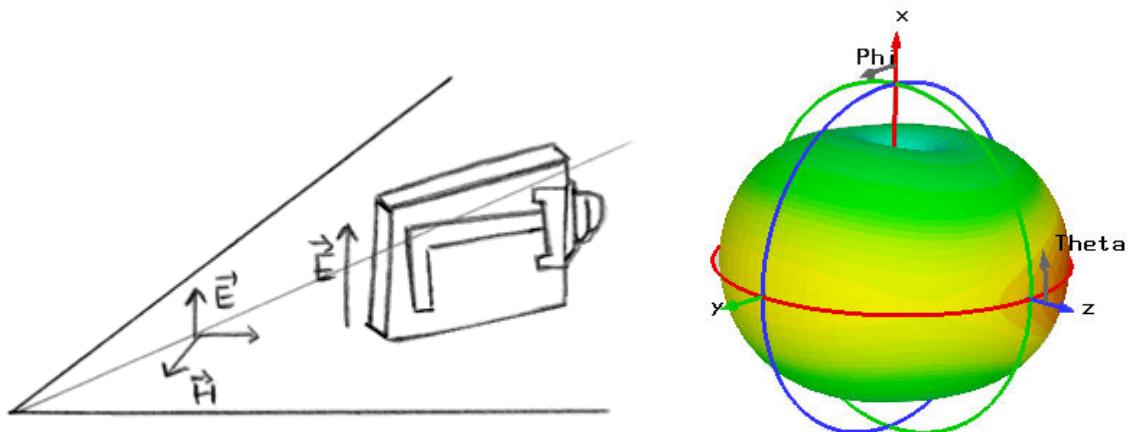


Figura 5.9: Orientación del dipolo dentro de la celda para poder comparar la medida de ganancia con la obtenida mediante el analizador de redes.

Capítulo 6:

Conclusiones

Tras el análisis de los dos dipolos mediante el analizador de redes y la celda TEM es posible concluir que, tanto en el diseño como tras la fabricación del mismo, se han alcanzado los objetivos marcados al inicio del proyecto. Se ha conseguido cumplir satisfactoriamente con las especificaciones técnicas impuestas, diseñando dos antenas que presentan una adaptación menor de -10 dB, con un ancho de banda de 500 MHz suficiente para contener los canales Wi-fi situados entre los 2.41 GHz y 2.48 GHz, tal como se indicó al inicio del proyecto. En lo que se refiere a la parte específica de fabricación, se han podido mantener en gran medida las especificaciones teóricas del diseño en ambos dipolos, exceptuando el ancho de banda que tras la fabricación se ha visto reducido a la mitad. Esto ha comportado, a su vez, una disminución de las pérdidas de retorno respecto al valor obtenido en simulación. Se ha conseguido además, minimizar las diferencias que podían producirse en la respuesta proporcionada por cada uno de los dipolos, sin encontrar problemas de desplazamientos en la frecuencia de resonancia, por lo que se puede afirmar que ambos operan en condiciones muy similares.

En cuanto a los métodos de análisis utilizados, se ha podido verificar que, tanto para el montaje en el analizador de redes como para la celda TEM, se han obtenido resultados que en promedio y para un rango entre los 2.4 GHz y los 2.5 GHz pueden considerarse óptimos y similares a los obtenidos durante la fase de diseño de la antena.

Como línea futura de este proyecto, se podría optimizar el diseño de los dipolos para eliminar las diferencias de ganancia encontradas en el diagrama de radiación y mejorar así su omnidireccionalidad. Una primera opción, consistiría en realizar un estudio más exhaustivo de la dependencia entre el diagrama de radiación y las dimensiones físicas de la antena. Por otra parte, la antena fabricada cumple las especificaciones de diseño en unos márgenes bastante amplios. Reduciendo los requisitos de ancho de banda y adaptación, se obtendría una mayor flexibilidad a la hora de diseñar las dimensiones de la misma.

Otra línea de mejora consistiría en realizar un nuevo setup de los dipolos dentro de la celda TEM, siguiendo la orientación aplicada en el primer sistema de medida mediante el analizador de redes, con el objetivo de poder comparar los valores de ganancia obtenidos en cada caso. Además, sería interesante poder medir el diagrama de radiación y la ganancia en una cámara anecoica, ya que, si bien los resultados obtenidos con los instrumentos utilizados pueden considerarse correctos en promedio para el ancho de banda especificado, no han demostrado ser métodos de medida muy precisos ya que no aportan valores válidos para todas las frecuencias.

A nivel personal, la realización de este proyecto me ha resultado muy gratificante, no sólo porque me ha permitido adquirir conocimientos básicos sobre antenas y en particular sobre el dipolo de media onda operando en la banda de los 2.45 GHz, completamente desconocidos para mí dada mi formación técnica en telecomunicaciones, sino también por la posibilidad de conocer y aprender a manejar una herramienta de diseño de antenas tan completa y avanzada como es CST Microwave Studio. Además, me ha ofrecido la posibilidad de completar todas las fases de un proyecto, desde su estudio analítico y diseño, hasta su fabricación y parametrización, dado que ésta no ha exigido una inversión elevada y se dispone de todos los equipos necesarios para realizarla.

Capítulo 7:

Referencias bibliográficas

[1] www.ieee.org

[2] Ángel Cardama, Lluís Jofre, José Manuel Rius, Sebastián Blanch, "Antenas". Edicions UPC. 2^a ed. 2002.

[3]http://www.diac.upm.es/acceso_profesores/asignaturas/tpo2/material/diagrama_radiacion.pdf

[4] http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_elementales.pdf

[5] Constantine A. Balanis. "Antenna Theory Analysis and Design". Wiley-Interscience. 3^a ed. 2005.

73

[6] <http://www.radiocomunicaciones.net/antenas-dipolo.html>

[7] Thomas A. Milligan. "Modern Antenna Design". John Wiley & Sons. 2nd edition. 2005.

[8] David K. Cheng "Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería". Pearson Educación, 1998

[9] David M. Pozar. "Microwave Engineering". Wiley-Interscience. 2nd edition. 1998.

[10] Zlatko Zivkovic, Antonio Sarolic. "Gain and Impedance Measurement of Microstrip Patch Antennas in GTEM Cell". University of Split – FESB, Croatia 2011.

Resumen

Este trabajo recoge el estudio, diseño, fabricación y análisis de dos dipolos de media onda para aplicaciones Wi-fi, con objeto de caracterizar sus respectivas ganancias mediante el uso de dos sistemas de medida distintos, el primero basado en el análisis del balance de enlace entre antenas mediante un analizador de redes y el segundo mediante una celda TEM.

Para obtener un correcto funcionamiento de los dipolos, resulta de vital importancia conseguir un buen ajuste de las dimensiones de los mismos durante el desarrollo práctico del proyecto, consiguiendo una máxima transferencia de potencia y un ancho de banda suficientemente amplio para asegurar que las antenas presenten una buena adaptación en la banda de los 2.4 GHz – 2.5 GHz.

Resum

Aquest treball recull l'estudi, disseny, fabricació i anàlisi de dos dipols de mitja ona per a aplicacions Wi-fi, amb la finalitat de caracteritzar els seus respectius guanys mitjançant l'ús de dos sistemes de mesura diferents, el primer basat en l'anàlisi del balanç d'enllaç entre antenes mitjançant un analitzador de xarxes i el segon mitjançant una cel·la TEM.

75

Per a obtenir un correcte funcionament dels dipols, resulta de vital importància aconseguir un bon ajustament de les dimensions del mateixos durant el desenvolupament pràctic del projecte, aconseguint una màxima transferència de potència i un ample de banda suficientment gran per a garantir que les antenes presentin una bona adaptació a la banda dels 2.4 GHz – 2.5 GHz,.

Summary

This project covers the research, design, manufacturing and analysis of two half-wave length dipoles for Wi-fi applications, to characterize their gains by using two different measuring setups, the first one based on the analysis of power budget between antennas using a network analyzer and the second one using a TEM cell.

For proper operation of the dipoles, in order to achieve a maxim power transfer and a bandwidth wide enough to allow operation cover on range between 2.4 GHz – 2.5 GHz, a fine adjustment of the antennas dimensions is an important goal to achieve during the practical development of the project.

