



DISEÑO Y FABRICACIÓN DE UNA ANTENA CON DIVERSIDAD EN POLARIZACIÓN PARA REDES WIFI A 2,4 GHz

Memoria del Trabajo Final de Carrera
de Ingeniería de Telecomunicaciones

realizado por

Jordi Verdú Tirado

y dirigido por

Dr. Josep Parrón Granados

Bellaterra, 23 de junio de 2006

ÍNDICE

1	INTRODUCCIÓN	6
1.1	MOTIVACIÓN DEL PROYECTO	6
1.2	OBJETIVOS	7
1.3	ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO	8
2	PARÁMETROS BÁSICOS DE ANTENAS	10
2.1	INTRODUCCIÓN	10
2.2	IMPEDANCIA	11
2.3	ADAPTACIÓN.	12
2.4	RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA (SWR)	14
2.5	INTENSIDAD DE RADIACIÓN	14
2.6	DIAGRAMA DE RADIACIÓN	16
2.7	DIRECTIVIDAD	18
2.8	POLARIZACIÓN	19
2.9	ANCHO DE BANDA	20
3	DIPOLO BÁSICO	22
3.1	INTRODUCCIÓN	22
3.2	DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTES EN DIPOLO.	23
3.3	PARÁMETROS BÁSICOS DE RADIACIÓN	24
3.4	IMPEDANCIA DE ENTRADA DE UN DIPOLO BÁSICO	25
4	DIPOLO MICROSTRIP	28
4.1	INTRODUCCIÓN	28
4.2	DEPENDENCIA DE LOS PARÁMETROS DEL DIPOLO CON EL ANCHO DE PISTA.	29
4.3	DEPENDENCIA DE LOS PARÁMETROS DEL DIPOLO CON LONGITUD DE PISTA	32
4.4	DEPENDENCIA DE LOS PARÁMETROS DEL DIPOLO CON LA SEPARACIÓN ENTRE BRAZOS.	36
5	ALIMENTACIÓN DEL DIPOLO	40
5.1	INTRODUCCIÓN	40
5.2	BALUN CON MICROSTRIP	43
5.3	CONFIGURACIONES POSIBLES PARA EL DISEÑO DEL BALUN	44
6	DIVERSIDAD EN POLARIZACIÓN	48
6.1	INTRODUCCIÓN	48
6.2	FACTOR DE PÉRDIDAS DE POLARIZACIÓN	48
6.3	PROPUESTA CON DOS DIPOLOS	50

6.3.1	EFFECTOS DEL PLANO DE MASA	51
6.3.2	CROSS TALK	56
6.3.3	SIMETRÍA EN LA LÍNEA DE ALIMENTACIÓN	58
6.4	CIRCUITO DE CONMUTACIÓN:	59
6.4.1	DIODO PIN:	60
6.4.2	DC FEED:	61
6.4.3	DC BLOCK:	63
6.4.4	RED DE POLARIZACIÓN DE LOS DIODOS	63
6.5	COMPORTAMIENTO GENERAL DEL CIRCUITO DE CONMUTACIÓN.	64
6.6	PÉRDIDAS DE ADAPTACIÓN Y REDISEÑO DE LA ANTENA	65
7	<i>FABRICACIÓN DE LA ANTENA Y MEDIDAS</i>	70
7.1	PROCESO DE FABRICACIÓN	70
7.2	MEDIDAS	73
7.3	ASPECTOS DIFERENCIALES DEL DISEÑO REALIZADO RESPECTO AL DISEÑO DEL ARTÍCULO	79
8	<i>CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS</i>	82
9	<i>REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS</i>	84

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 2.3.1 Circuito de 2 puertos mediante líneas de transmisión. [2].....</i>	<i>12</i>
<i>Figura 2.5.1 Sistema de coordenadas esférico. [1].....</i>	<i>15</i>
<i>Figura 2.6.1 Diagrama de radiación en coordenadas polares (izquierda), tridimensional (centro) y en coordenadas cartesianas (derecha). [1].....</i>	<i>17</i>
<i>Figura 2.7.1 Directividad de una antena. [1].....</i>	<i>18</i>
<i>Figura 2.8.1 Diferentes trazos descritos por una onda en el tiempo. [2].....</i>	<i>19</i>
<i>Figura 3.2.1 Dipolo básico dispuesto según z (izquierda). Modelo de antena cilíndrica como línea de transmisión abierta (derecha). [1].....</i>	<i>23</i>
<i>Figura 3.3.1 Variación de la directividad en función de $2H/\lambda$. [1].....</i>	<i>24</i>
<i>Figura 3.3.2 Tabla resumen de los parámetros de radiación en función de H. [1].....</i>	<i>25</i>
<i>Figura 3.4.1 Resistencia de entrada de un dipolo [1].....</i>	<i>26</i>
<i>Figura 3.4.2 Reactancia de entrada de un dipolo [1].....</i>	<i>26</i>
<i>Figura 4.1.1. Geometría de un dipolo básico con tecnología microstrip.....</i>	<i>29</i>
<i>Figura 4.2.1. Descripción del ancho del brazo del dipolo W.....</i>	<i>29</i>
<i>Figura 4.2.2 Comparativa en la resistencia de la impedancia de entrada en función de W.....</i>	<i>30</i>
<i>Figura 4.2.3 Comparativa de la reactancia de la impedancia de entrada para diferentes valores de W.</i>	<i>30</i>
<i>Figura 4.2.4 Comparativa del parámetro $S(1,1)$ en función de W.....</i>	<i>31</i>
<i>Figura 4.2.5 Comparativa del valor de relación de onda estacionaria para diferentes valores de W.....</i>	<i>32</i>
<i>Figura 4.3.1 Descripción de la longitud del brazo del dipolo.....</i>	<i>33</i>
<i>Figura 4.3.2 Comparativa de la resistencia de la impedancia de entrada para diferentes valores de H.</i>	<i>33</i>
<i>Figura 4.3.3 Comparativa de la reactancia de la impedancia de entrada para diferentes valores de H.</i>	<i>33</i>
<i>Figura 4.3.4 Comparativa del parámetro $S(1,1)$ en función de H.</i>	<i>34</i>
<i>Figura 4.3.5 Comparativa del valor de relación de onda estacionaria para diferentes valores de H.....</i>	<i>35</i>
<i>Figura 4.4.1 Descripción del GAP del dipolo básico.....</i>	<i>36</i>
<i>Figura 4.4.2 Comparativa para la resistencia de la impedancia de entrada en función del GAP.</i>	<i>36</i>
<i>Figura 4.4.3 Comparativa de la reactancia de la impedancia de entrada en función del GAP.....</i>	<i>37</i>
<i>Figura 4.4.4 Comparativa del parámetro $S(1,1)$ en función del GAP.....</i>	<i>37</i>
<i>Figura 4.4.5 Comparativa de la relación de onda estacionaria en función del GAP.....</i>	<i>38</i>
<i>Figura 5.1.1 Esquema de un conector SMA.....</i>	<i>41</i>
<i>Figura 5.1.2 Diferencia de corrientes debidas a la naturaleza.....</i>	<i>41</i>
<i>Figura 5.1.3 Simetrización mediante estructura Balun [1].</i>	<i>42</i>
<i>Figura 5.1.4 Simetrización mediante estructura Balun [1].</i>	<i>42</i>
<i>Figura 5.3.1 Estructura de red balun mediante via-hole.....</i>	<i>45</i>
<i>Figura 5.3.2 Estructura de red balun mediante via-hole.....</i>	<i>45</i>
<i>Figura 5.3.3 Comparativa del parámetro $S(1,1)$ para diferentes longitudes en la red balun.</i>	<i>46</i>
<i>Figura 6.2.1 Vectores unitarios de polarización. [2].....</i>	<i>49</i>
<i>Figura 6.2.2 Factor de pérdidas de polarización [2].....</i>	<i>50</i>
<i>Figura 6.3.1 Configuración con dos dipolos dispuestos ortogonalmente.</i>	<i>50</i>
<i>Figura 6.3.2 Dipolo básico con red balun con plano de masa (izquierda) y sin plano de masa (derecha).....</i>	<i>51</i>
<i>Figura 6.3.3 Comparativa en el parámetro $S(1,1)$ entre un dipolo con plano de masa y sin plano de masa.....</i>	<i>52</i>
<i>Figura 6.3.4 Dipolos básicos con red balun y planos de masa diferentes.....</i>	<i>53</i>
<i>Figura 6.3.5 Comparativa del parámetro $S(1,1)$ para planos de masa de dimensiones diferentes.</i>	<i>53</i>
<i>Figura 6.3.6 Configuración con uno y dos dipolos.....</i>	<i>55</i>

<i>Figura 6.3.7 Comparativa del parámetro $S(1,1)$ para una configuración con 1 dipolo y una configuración con 2 dipolos.</i>	55
<i>Figura 6.3.8 Configuración para efecto Cross-talk.</i>	56
<i>Figura 6.3.9 Comparativa parámetro $S(1,1)$ para efecto Cross-talk.</i>	57
<i>Figura 6.3.10 Comparación entre la respuesta del dipolo vertical y horizontal.</i>	58
<i>Figura 6.4.1 Esquemático del circuito de conmutación.</i>	59
<i>Figura 6.4.2 Modelo equivalente del diodo HSMP3892.</i>	60
<i>Figura 6.4.3 Modelo del encapsulado SOT-23/143 para el diodo HSMP3892.</i>	61
<i>Figura 6.4.4 Tabla de valores de las capacidades e inductancias parásitas del encapsulado del diodo.</i>	61
<i>Figura 6.4.5 Dc Feed.</i>	62
<i>Figura 6.4.6 Red de polarización del diodo.</i>	64
<i>Figura 6.5.1 Dirección de las señales de RF y Continua en el circuito de conmutación.</i>	65
<i>Figura 6.6.1 Esquemático reducido del circuito de conmutación para uno de los dipolos.</i>	66
<i>Figura 6.6.2 Comparativa del parámetro $S(1,1)$ para el dipolo básico y la respuesta añadiendo el circuito de conmutación.</i>	66
<i>Figura 6.6.3 Carta de Smith correspondiente a la respuesta del circuito de conmutación.</i>	68
<i>Figura 6.6.4 Comparativa del parámetro $S(1,1)$ entre la respuesta del dipolo básico y la respuesta del circuito de conmutación con el diodo adaptado.</i>	68
<i>Figura 6.6.5 Esquema del circuito de conmutación teniendo en cuenta las líneas de transmisión entre componentes.</i>	69
<i>Figura 7.1.1 Fotolitos correspondientes al diseño.</i>	71
<i>Figura 7.1.2 Circuito de conmutación.</i>	72
<i>Figura 7.1.3 Dipolos vertical y horizontal.</i>	73
<i>Figura 7.2.1 Comparativa parámetro $S(1,1)$ entre la simulación y la medida.</i>	74
<i>Figura 7.2.2 Comparativa de la relación de onda estacionaria entre la simulación y la medida.</i>	75
<i>Figura 7.2.3 Comparativa parámetro $S(1,1)$ entre la simulación y la medida.</i>	76
<i>Figura 7.2.4 Comparativa de la relación de onda estacionaria entre la simulación y la medida.</i>	77
<i>Figura 7.2.5 Comparativa en la medición del parámetro $S(1,1)$ para el dipolo vertical y horizontal.</i>	78
<i>Figura 7.2.6 Comparativa en la medición de la relación de onda estacionaria para el dipolo horizontal y vertical.</i>	79
<i>Figura 7.3.1 Esquema circuito de conmutación artículo [4].</i>	81

1 . INTRODUCCIÓN

1.1 MOTIVACIÓN DEL PROYECTO

El contexto en el que se enmarca este proyecto de fin de carrera viene dado por la expansión experimentada por el sector de las comunicaciones inalámbricas. Existen varias tecnologías de transmisión inalámbrica pero la más conocida es la tecnología **WIFI** (*Wireless Fidelity*). Ésta se utiliza como denominación genérica para los productos que incorporan cualquier variante de la tecnología inalámbrica **802.11**¹, que permite la creación de redes de trabajo sin cables (WLAN). Esta tecnología opera en la banda de los **2,4 GHz** en casi todo el mundo, excepto en los EEUU y Japón donde la banda de frecuencias en la que opera es la de los 5 GHz.

Las redes inalámbricas (WLAN Wireless Local Area Network) operan en **entornos indoor** donde el canal está sometido a una aleatoriedad y complejidad elevadas debido a la presencia de gran cantidad de elementos, que pueden hacer que la señal recibida tenga variaciones importantes en sus características (nivel de señal, polarización...). Este hecho motiva que se tengan

¹ El protocolo **IEEE 802.11** o **WI-FI** es un estándar de protocolo de comunicaciones de la IEEE que define el uso de los dos niveles más bajos de la arquitectura OSI (capas física y de enlace de datos), especificando sus normas de funcionamiento en una WLAN. En general, los protocolos de la rama 802.x definen la tecnología de redes de área local. [6]

que desarrollar e implantar sistemas de comunicaciones con soluciones para poder minimizar los efectos ejercidos por el entorno en la señal.

Una de las características de la señal que queda afectada notablemente por el entorno es la **polarización**. La señal que se propaga en entornos indoor se ve afectada por diversas reflexiones y complejos procesos de *scattering* (procesos asociados a dispersiones sufridas por la señal), de manera que la polarización de la señal a lo largo de la transmisión puede variar. Si el cabezal receptor para esta señal ha sido diseñado para un tipo concreto de polarización, ésta no se recibirá correctamente bajo determinadas circunstancias. Para poder paliar estas variaciones, en el presente proyecto se ha desarrollado una antena formada por dos dipolos de forma que el sistema pueda trabajar con **diversidad en polarización**. De esta manera, un circuito de conmutación permitirá escoger el dipolo donde el nivel de señal recibida sea mayor.

1.2 OBJETIVOS

El proyecto persigue cumplir con dos objetivos principales. En primer lugar, se pretende realizar un estudio sobre la **geometría de un dipolo** fabricado bajo tecnología microstrip. Se estudiará la variación de los parámetros básicos en función de las dimensiones del dipolo. También se estudiará la variación en la respuesta de un dipolo básico cuando se le incluye un plano de masa y seguidamente un **circuito de conmutación**, haciendo hincapié en aspectos básicos de líneas de transmisión como el cross-talk² o la inclusión de redes de adaptación para mejorar la respuesta global del circuito.

En segundo lugar, lo que refiere a la parte práctica del proyecto, se pretende diseñar una antena que opere en la banda de frecuencias de los 2,4 GHz. El diseño de la antena debe ser tal que la potencia de señal entregada por la antena sea mayor que el **90%** de la potencia máxima disponible. Por tanto, tal y como se verá en capítulos posteriores, la antena deberá presentar una

² Aparición indeseada de señal de un canal en otro.

adaptación a la frecuencia de los 2,4 GHz menor que **-10 dB**, o lo que es lo mismo, una relación de onda estacionaria que esté por debajo de **2**. El objetivo además es conseguir un ancho de banda amplio en el que se cumplan estas especificaciones. Teniendo en cuenta que el ancho de banda que ocupan los 12 canales especificados para WIFI se encuentran en el rango de frecuencias comprendido entre los 2,412 y 2,484 GHz, debemos obtener un ancho de banda mayor que **100 MHz**. Una vez diseñada la antena, el siguiente paso es introducir una mejora basada en la diversidad en polarización. Como se ha comentado, la polarización de la señal puede verse afectada por el entorno en el que se trabaja, así, se diseñará una antena formada por dos dipolos con diferente polarización. Además, se va a diseñar un circuito de conmutación que escogerá el dipolo por el que se recibe un nivel de señal mayor. El sistema completo (antenas + circuito de conmutación) deberá mantener las especificaciones antes nombradas en lo que refiere a adaptación, relación de onda estacionaria y ancho de banda.

1.3 ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO

La memoria de este proyecto consta de cuatro grandes bloques. En primer lugar, en los dos primeros capítulos se ofrecen toda una serie de **definiciones y conceptos sobre antenas básicas y dipolos**. De esta manera, el lector se familiarizará con los conceptos básicos que luego se utilizarán a lo largo del estudio. En el segundo bloque, se discutirán los parámetros básicos de un **dipolo** fabricado bajo tecnología **microstrip**, y los efectos de la variación de estos parámetros en el comportamiento del dipolo. También se podrá ver en este bloque la problemática surgida debida a una alimentación de naturaleza asimétrica (coaxial) y la solución de diseño propuesta. En un tercer bloque se va a tratar la **diversidad en polarización** utilizando dos dipolos y el circuito de conmutación propuesto. En el último bloque se describirá el proceso de **fabricación** de la antena, así como los cambios de diseño que han ido surgiendo respecto al diseño original y finalmente las **medidas** obtenidas de la antena. Tras estos cuatro bloques, se presentarán las conclusiones del proyecto y las líneas futuras.

2. PARÁMETROS BÁSICOS DE ANTENAS

2.1 INTRODUCCIÓN

Las primeras manifestaciones de los fenómenos eléctricos y magnéticos se observan por medio de las fuerzas que actúan sobre cargas y corrientes, pero esta representación no permite estudiar fácilmente los fenómenos de propagación y radiación de ondas, por lo que es necesario introducir el concepto de campo. Un campo existe en un punto, o se mide, colocando cargas y corrientes de prueba y observando las fuerzas ejercidas sobre ellas.

Las ecuaciones de Maxwell relacionan los campos eléctricos y magnéticos con las cargas y corrientes que los crean. La solución general de las ecuaciones, en el caso variable en el tiempo, es en forma de ondas, que pueden estar ligadas a una estructura, como es el caso de una línea de transmisión o guía de ondas, o bien libres en el espacio, como ocurre con las producidas por las antenas [1]. El *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) define una **antena** como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std. 145-1983 [6]).

La principal función de una antena es la radiación de una potencia suministrada con las características de directividad deseadas. Por directividad se entiende la capacidad que tiene una antena de concentrar la radiación en una determinada dirección. En radiodifusión o comunicaciones móviles se pretende una radiación omnidireccional, es decir, una radiación en todas las direcciones, mientras que en radiocomunicaciones punto a punto suelen interesar antenas directivas. En nuestro caso, nos encontramos en el campo de las comunicaciones móviles y nuestro objetivo es diseñar una antena con la capacidad de radiar de forma omnidireccional. A continuación se van a ofrecer una serie de definiciones con el objetivo de favorecer la comprensión de los parámetros básicos con los que se trabaja en el campo de las antenas.

2.2 IMPEDANCIA

La impedancia de entrada de la antena se define como la relación entre tensión y corriente en sus terminales. Consta de una parte real $R_a(\omega)$ y una parte imaginaria $X_a(\omega)$ que dependen ambas de la frecuencia:

$$Z_a = R_a(\omega) + jX_a(\omega) \quad (2.2.1)$$

La parte real se puede descomponer como $R_a(\omega) = R_r + R_L$ donde R_r es la resistencia de radiación de la antena y R_L es la resistencia de pérdidas óhmicas de la misma. Esto nos permite distinguir entre la potencia radiada por la antena y la potencia disipada en calor como:

$$P_r = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r \quad (2.2.2)$$

$$P_L = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_L \quad (2.2.3)$$

donde I_0 es el valor de corriente de entrada de la antena. Si el valor de la reactancia $X_a(\omega)$ es nulo a una frecuencia determinada, se dice que la antena es resonante.

2.3 ADAPTACIÓN.

En transmisión y recepción, la antena suele estar conectada a una línea de transmisión, o bien directamente al transmisor o bien al receptor como se muestra en la Figura 2.3.1.

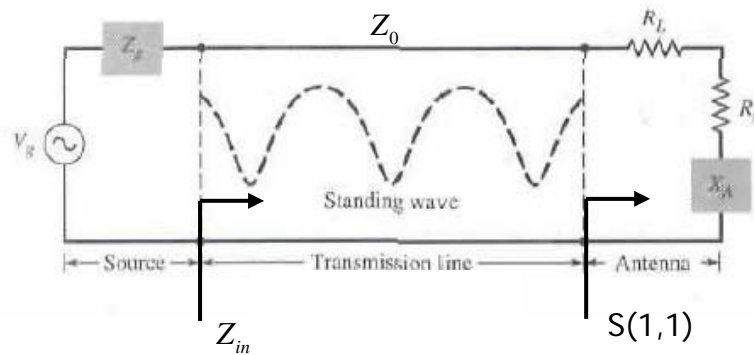


Figura 2.3.1 Circuito de 2 puertos mediante líneas de transmisión. [2]

El parámetro de adaptación ($S(1,1)$) nos da una idea de la transferencia de potencia a la antena. Dicho parámetro denominado también coeficiente de reflexión se define como la relación entre la onda reflejada respecto a la onda incidente:

$$S(1,1) = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.3.1)$$

donde Z_A es la impedancia de entrada de la antena y Z_0 la impedancia característica de la línea de transmisión conectada a la antena.

En la Figura 2.3.1 se muestra una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 conectada a una fuente de tensión de valor $Z_g = R_g + jX_g$ y a una impedancia de carga de valor $Z_a = R_a + jX_a$. La impedancia vista desde la fuente se describe como $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$ y la potencia de entrada en la red la podemos describir como:

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right|^2 R_{in} \quad (2.3.2)$$

A partir de la potencia de entrada se puede determinar que la máxima transferencia de potencia se producirá cuando se cumpla que:

$$Z_g = Z_{in}^* \text{ es decir, para } R_g = R_{in} \text{ y } X_g = -X_{in} \quad (2.3.3)$$

Cuando se cumplen estas condiciones se dice que existe adaptación conjugada. En este caso, el coeficiente de reflexión no va a ser nulo, pero sí que se va a producir máxima transferencia de potencia a la carga. Es importante notar la diferencia entre adaptación (en la que no existe onda reflejada) y adaptación conjugada (en la que se transmite la máxima potencia a la carga), aunque ambas situaciones se dan cuando Z_0 y Z_g son reales.

En este caso la potencia de entrada se puede escribir como:

$$P_{max} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{R_g + R_{in}} \right|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \frac{|V_g|^2}{4R_g} \quad (2.3.4)$$

En el diseño de una antena es muy importante la máxima transmisión de potencia a la carga, es decir, conseguir una adaptación conjugada según (2.3.3). Cuando no se produce adaptación, la potencia entregada es P_t . Para conseguir que se entregue un mínimo del 90% de la potencia máxima a la

carga, el valor del coeficiente de reflexión a una frecuencia de 2,4 GHz deberá estar por debajo de -10 dB según la relación:

$$P_t = P_{\max} \left(1 - |S(1,1)|^2 \right) \quad (2.3.5)$$

2.4 RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA (SWR)

La relación de onda estacionaria SWR (*Standing wave ratio*) se define como la relación entre el mínimo y el máximo de la onda estacionaria de tensión o de corriente que se forma a la salida del generador tal como se muestra en la Figura 2.3.1. Para el caso concreto de relación en tensión, las siglas utilizadas son VSWR (*Voltage standing wave ratio*). Este parámetro está directamente relacionado con la adaptación de la antena ya que se puede obtener como:

$$VSWR = \frac{1 + |S(1,1)|}{1 - |S(1,1)|} \quad (2.4.1)$$

La relación de onda estacionaria ofrece una idea de la potencia que se ha transmitido a la carga, o la reflexión que se ha producido en la carga por falta de adaptación. Un valor de VSWR = 1 indica que la antena está perfectamente adaptada ($S(1,1) = 0$). Si se considera que $|S(1,1)| < -10$ dB implicará una $VSWR < 2$.

2.5 INTENSIDAD DE RADIACIÓN

Otra de las características de la antena es la capacidad de radiar potencia en una cierta dirección. Este comportamiento se debe cuantificar para poder realizar una comparación entre diferentes tipos de antenas. Previamente a esto, debemos establecer el sistema de referencia en el que vamos a ubicar la

antena. El sistema de referencia utilizado es el sistema de coordenadas esféricas, de esta manera una dirección quedará definida por los vectores unitarios $(\hat{\theta}, \hat{\phi}, \hat{r})$ que entre ellos forman una base ortogonal, tal y como se muestra en la Figura 2.5.1 :

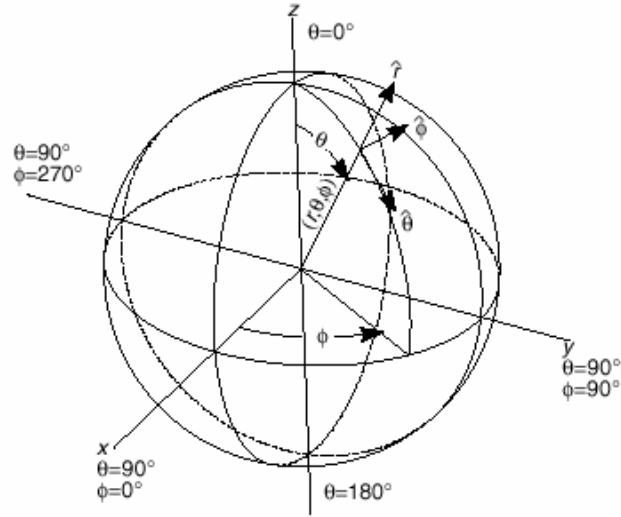


Figura 2.5.1 Sistema de coordenadas esférico. [1]

A partir de la obtención del campo eléctrico y magnético \vec{E} y \vec{H} respectivamente, podemos encontrar mediante las leyes de Maxwell la densidad de potencia radiada a grandes distancias como [1].

$$\wp(\theta, \phi) = \frac{|E_{\theta}|^2 + |E_{\phi}|^2}{\eta} \quad (2.5.1)$$

donde E_{θ} y E_{ϕ} son las componentes transversales del campo eléctrico en la dirección de interés. A partir de ella obtendremos la *potencia total radiada* integrando la densidad de potencia en una superficie esférica S que encierra a la antena:

$$P_r = \iint_S \wp(\theta, \phi) d\vec{S} \quad (2.5.2)$$

La intensidad de radiación se define como la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección y su relación con la densidad de potencia radiada es de la forma:

$$K(\theta, \phi) = \wp(\theta, \phi) r^2 \quad (2.5.3)$$

A grandes distancias, la intensidad de radiación tiene la propiedad de ser totalmente independiente a la distancia a la que se encuentra la antena [1].

2.6 DIAGRAMA DE RADIACIÓN

El diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena a grandes distancias. Éste se genera a partir de la expresión del campo eléctrico en función de las variables angulares (θ, ϕ) que corresponden al sistema de coordenadas esféricas visto en la Figura 2.5.1. Ya que a grandes distancias el campo magnético es directamente proporcional al campo eléctrico, la representación podría desarrollarse a partir de éste último [1]. El diagrama de radiación se puede representar en 3D utilizando técnicas gráficas diversas o mediante cortes en planos. En este sentido, el plano E (plano que forma la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección) y el plano H (análogamente, plano formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección) constituyen los planos más representativos. Ambos planos son perpendiculares y su intersección define la dirección de máxima radiación de la antena. En lo que refiere a representación 2D, se utilizan coordenadas polares, que dan una información más clara de la distribución de la potencia en diferentes puntos del espacio, y coordenadas cartesianas, que ofrecen un buen detalle en antenas muy directivas.

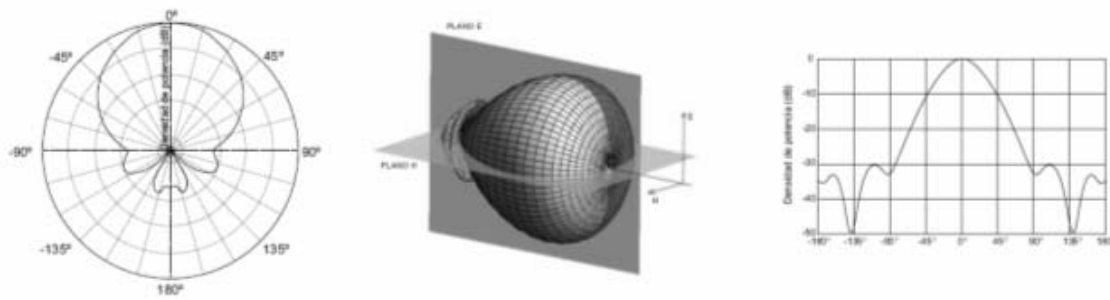


Figura 2.6.1 Diagrama de radiación en coordenadas polares (izquierda), tridimensional (centro) y en coordenadas cartesianas (derecha). [1]

En la figura 2.6.1 (izquierda) podemos ver el diagrama de radiación en coordenadas polares donde el radio del lóbulo indica la intensidad de campo eléctrico. En la figura 2.6.1 (centro) se observa el diagrama de radiación en 3D y en la figura 2.6.1 (derecha) el diagrama de radiación en coordenadas cartesianas donde en el eje de abscisas queda representado el ángulo y en el eje de ordenadas la densidad de potencia.

El lóbulo principal es aquella zona, en una dirección, en la que la radiación de potencia es máxima. Así, las zonas que rodean a los máximos y tienen una amplitud menor se denominan lóbulos secundarios. El ancho de haz a -3 dB es la separación angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación de potencia toma el valor mitad del máximo, y será muy útil para determinar visualmente la directividad de una antena.

Existen varios tipos de diagrama de radiación dependiendo de la directividad de la radiación: los diagramas de radiación isótropos en los que se radía la misma densidad de potencia en todas las direcciones, los diagramas de radiación omnidireccionales que presentan simetría de revolución en torno a un eje (tienen forma toroidal) y, finalmente, los diagramas de radiación directivos en los que el máximo de radiación se concentra en una dirección determinada.

2.7 DIRECTIVIDAD

Podemos definir la directividad de la antena como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección a una distancia dada y la densidad de potencia, que radiaría a esa misma distancia, una antena isótropa que radiase la misma potencia que la antena como se muestra en la Figura 2.7.1.

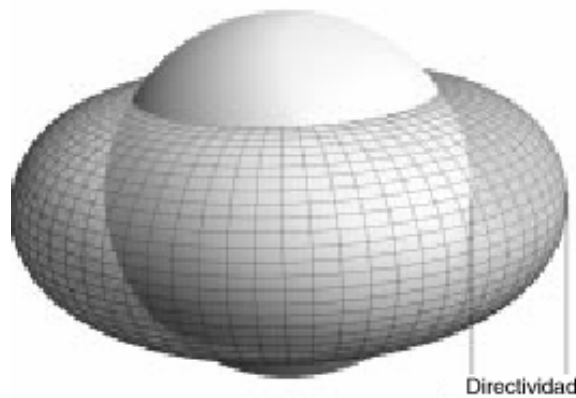


Figura 2.7.1 Directividad de una antena. [1]

Así, la relación anteriormente comentada viene dada por la expresión:

$$D(\theta, \phi) = \frac{\wp(\theta, \phi)}{P_r / (4\pi r^2)} \quad (2.7.1)$$

y si no se especifica la dirección angular se sobreentiende que la directividad se refiere a la dirección máxima de radiación y se expresa como:

$$D = \frac{\wp_{\max}}{P_r / (4\pi r^2)} \quad (2.7.2)$$

2.8 POLARIZACIÓN

Hasta ahora se ha analizado la antena partiendo de la densidad de potencia o de la intensidad de los campos radiados, pero en cada punto del espacio existe un vector de campo eléctrico $\vec{E}(\vec{r}, t)$ que es función de la posición y el tiempo. Así, la polarización de una antena en una dirección es la variación temporal del campo radiado en esa dirección [1]. Si el giro del campo radiado sigue el movimiento de las agujas del reloj se dice que la polarización es a derechas, y en caso contrario a izquierdas. Se puede considerar el caso general de la polarización elíptica por la trayectoria que describe, tal como se muestra en la Figura 2.8.1. A partir de este caso general, existen dos casos particulares de interés: si la figura trazada en el tiempo es un segmento, la onda se denomina linealmente polarizada y si es un círculo, circularmente polarizada. A continuación se muestra la ecuación (2.8.1) que define el caso general para la polarización elíptica.

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = (a\hat{x} + jb\hat{y})e^{(j\omega t - kz)} \quad \text{polarización elíptica} \quad (2.8.1)$$

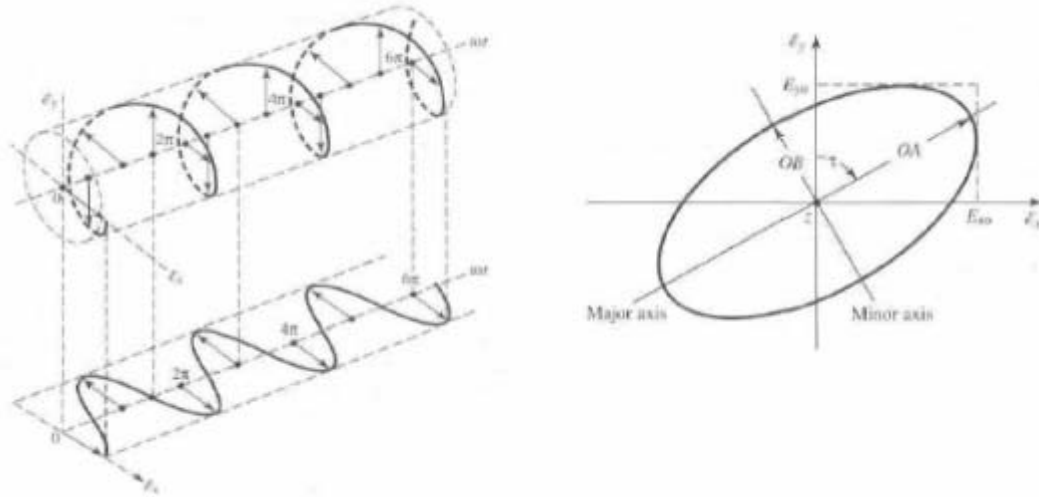


Figura 2.8.1 Diferentes trazos descritos por una onda en el tiempo. [2]

Para la polarización circular a y b toman el mismo valor en magnitud mientras que toman valores reales en la polarización lineal. En cada punto de esta esfera, la polarización se puede descomponer en dos componentes ortogonales,

la componente copolar (deseada) y la componente crosspolar (no deseada). Para mantener esto, la copolarización debe ser especificada para cada punto de la esfera.

2.9 ANCHO DE BANDA

Debido a la geometría finita de las antenas, éstas están limitadas a funcionar bajo las especificaciones deseadas para un rango de frecuencias determinado y limitado. El rango de frecuencias para el que el comportamiento de la antena es similar, es decir, el rango en el que un parámetro de antena no sobrepasa un límite prefijado se conoce como ancho de banda. Esta relación se representa en forma de porcentaje:

$$Bw = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_0} \cdot 100 \quad (2.9.1)$$

donde (f_{\max}, f_{\min}) son las frecuencias que delimitan el rango de frecuencias donde se cumplen las especificaciones y f_0 la frecuencia central.

El sistema del que forma parte la antena tendrá una influencia importante en la definición del ancho de banda. Este ancho de banda vendrá determinado por la criticidad de cualquier parámetro básico de la antena, que por su naturaleza, puede ser de dos tipos, según se relacione con el diagrama (directividad, polarización, ancho de haz, nivel de lóbulo principal a secundario, dirección máxima de radiación) o con la impedancia (impedancia entrada de la antena, coeficiente de reflexión y relación de onda estacionaria). El ancho de banda para nuestro caso particular estará relacionado con parámetros de impedancia como la adaptación y la relación de onda estacionaria, es decir $|S(1,1)| < -10$ dB, $VSWR < 2$.

3 . DIPOLO BÁSICO

3.1 INTRODUCCIÓN

La antena que se va a diseñar debe presentar un diagrama de radiación omnidireccional debido a que va a estar situada en un entorno *indoor* donde las reflexiones originadas por los diferentes elementos que la rodean provocan que la dirección en la que se reciba la señal no sea siempre la misma. Por otro lado, la antena debe presentar una impedancia de entrada que ofrezca una buena adaptación a $50\ \Omega$, impedancia característica de la línea de transmisión a la que va a estar conectada. El dipolo se puede considerar como la antena más elemental, y a su vez, una de las antenas más utilizadas que además puede cumplir con los requisitos descritos. En este capítulo se van a discutir los parámetros básicos que rigen el comportamiento de un dipolo y la influencia de cada uno de esos parámetros en la respuesta final de la antena.

3.2 DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTES EN DIPOLO.

Un dipolo consiste en un hilo fino recto conductor, de dimensión $l=2H$ y radio a ($a \ll \lambda$) alimentado con un generador en su centro como se indica en la Figura 3.2.1 (izquierda) [1].

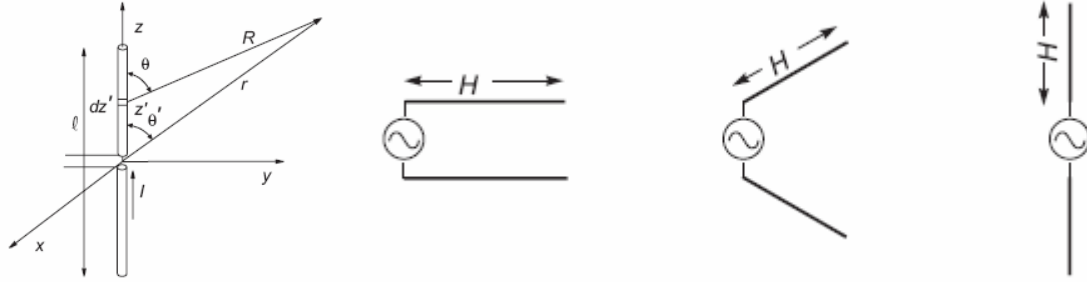


Figura 3.2.1 Dipolo básico dispuesto según z (izquierda). Modelo de antena cilíndrica como línea de transmisión abierta (derecha). [1]

Si la sección del hilo es muy pequeña de manera que ($a \ll \lambda$), podemos considerar el dipolo como si fuera una línea de transmisión de hilos paralelos terminada en circuito abierto, que abrimos hasta disponer un hilo a continuación del otro como se puede ver en la Figura 3.2.1 (derecha). Si suponemos que el hecho de abrir la línea no va a variar la distribución de corrientes, se formará una onda estacionaria de corriente con un nulo en los extremos. De esta manera la distribución de corrientes tendrá la forma [1]:

$$I(z') = I_m \sin k(H - |z'|) = \begin{cases} I_m \sin k(H - z') & 0 \leq z' \leq H \\ I_m \sin k(H + z') & -H \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (3.2.1)$$

donde H es la longitud del brazo del dipolo y k es la constante de propagación.

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad \lambda = \frac{c}{f} \quad (3.2.2)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío.

3.3 PARÁMETROS BÁSICOS DE RADIACIÓN

Conocida la distribución de corrientes y la potencia radiada es posible obtener la Figura 3.3.1 [1] que nos ofrece la variación de la directividad en función de la longitud H del brazo del dipolo.

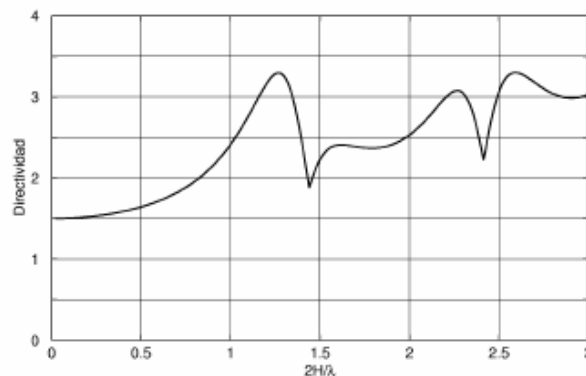


Figura 3.3.1 Variación de la directividad en función de $2H/\lambda$. [1]

En la Figura 3.3.1, es interesante ver cómo a pesar de aumentar la longitud H , el valor máximo que se consigue de directividad no supera 3,33 (lineal). Por el hecho de tener este valor de directividad máximo, y debido a la periodicidad mostrada en la Figura 3.3.1, se utilizan valores de $H < 5\lambda/8$.

También es interesante mostrar Figura 3.3.2 [1] en la que se resumen diferentes parámetros de antena (distribuciones de corriente, diagramas de radiación en plano E y valores numéricos de ancho de haz, directividad y resistencia de radiación) para diferentes longitudes de dipolo H .


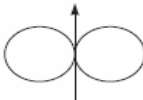

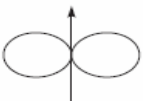

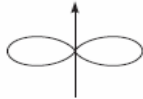

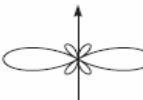

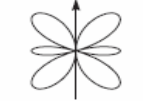

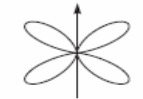
		$H = \lambda/4$ $\Delta\theta_{3dB} = 78^\circ$	$R_r = 73 \, \Omega$ $D = 1,64$
		$H = 3\lambda/8$ $\Delta\theta_{3dB} = 64^\circ$	$R_r = 360 \, \Omega$ $D = 1,94$
		$H = \lambda/2$ $\Delta\theta_{3dB} = 48^\circ$	$R_r = \infty \, \Omega$ $D = 2,41$
		$H = 5\lambda/8$ $\Delta\theta_{3dB} = 33^\circ$	$R_r = 210 \, \Omega$ $D = 3,33$
		$H = 3\lambda/4$ $\Delta\theta_{3dB} = 33^\circ$ $\theta_{max} = 43^\circ$	$R_r = 99,5 \, \Omega$ $D = 2,17$
		$H = \lambda$ $\Delta\theta_{3dB} = 27^\circ$ $\theta_{max} = 57^\circ$	$R_r = \infty \, \Omega$ $D = 2,52$

Figura 3.3.2 Tabla resumen de los parámetros de radiación en función de H . [1]

En la Figura 3.3.2 se observa (todas las configuraciones tienen simetría de revolución originando un diagrama de radiación de forma toroidal) que la configuración con una longitud de brazo de dipolo de $H = \lambda/4$ es la que tienen el menor valor de directividad. Esto a su vez implica que es la configuración con el diagrama de radiación más omnidireccional. Tal como se comentaba en la introducción, este es el tipo de diagrama de radiación que debe presentar la antena debido al entorno en el que va a trabajar.

3.4 IMPEDANCIA DE ENTRADA DE UN DIPOLO BÁSICO

La Figura 3.4.1 muestra la resistencia y la Figura 3.4.2 la reactancia de la impedancia de entrada de un dipolo en función de su longitud y para diversos valores en la relación H/a [1].

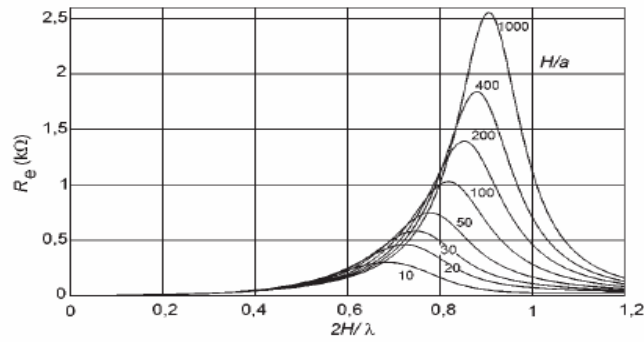


Figura 3.4.1 Resistencia de entrada de un dipolo [1].

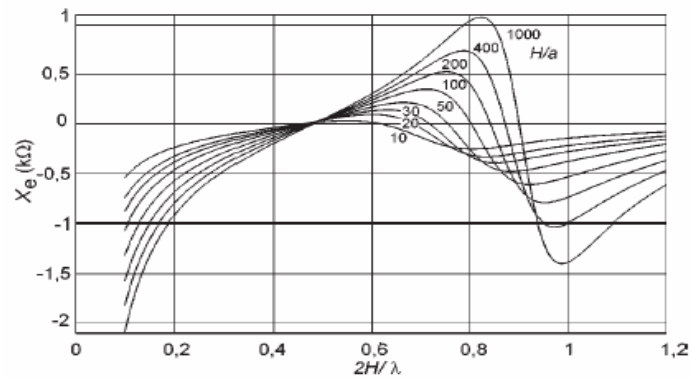


Figura 3.4.2 Reactancia de entrada de un dipolo [1].

Para valores bajos en la relación H/a (es decir dipolos anchos), las curvas se aplanan, sobretodo en lo que refiere a la reactancia. Para la resistencia, la variación no es tan grande. Mientras más plana sea la curva, más grande será el ancho de banda en el que la antena tenga un comportamiento similar.

Para el caso concreto de un dipolo con una longitud de brazo de $H = \lambda/4$ y una relación H/a con valores pequeños de a , se obtiene un valor de impedancia de entrada de:

$$Z_a = 73 + j42,5\Omega \quad (3.4.1)$$

A medida que se va ensanchando el brazo del dipolo, es decir, que aumentamos el valor de a , la reactancia de la impedancia de entrada disminuye su valor, tal como muestra la Figura 3.4.2. Este hecho va a contribuir a una

buena adaptación de la línea de transmisión con la antena. El dipolo se alimentará mediante un cable coaxial que presenta una impedancia característica de 75Ω , o se conectará a una línea de transmisión con una impedancia característica de 50Ω . Estos valores son muy cercanos a los 73Ω , parte real que presenta el dipolo, hecho que hace pensar en un buen valor de adaptación. La impedancia de entrada es un factor que determina la elección de un dipolo de $H = \lambda/4$ ya que nos va a permitir una buena adaptación con la línea de transmisión.

4 . DIPOLO MICROSTRIP

4.1 INTRODUCCIÓN

Habiendo visto los parámetros básicos que rigen el comportamiento del dipolo, en este capítulo se van a tomar las estructuras vistas en el capítulo anterior y se van a hacer planas. El dipolo que vamos a utilizar en nuestro sistema se va a fabricar bajo tecnología microstrip. Este tipo de antenas es muy popular ya que se puede fabricar mediante procesos fotolitográficos y es de muy fácil integración con otros dispositivos de microondas. En este capítulo se va a realizar un estudio de los parámetros de un dipolo fabricado con tecnología microstrip mediante simulaciones realizadas con la herramienta Momentum de ADS (Advanced Design System) [7]. En la Figura 4.1.1 se muestra una figura con los parámetros de interés de un dipolo fabricado bajo tecnología microstrip.

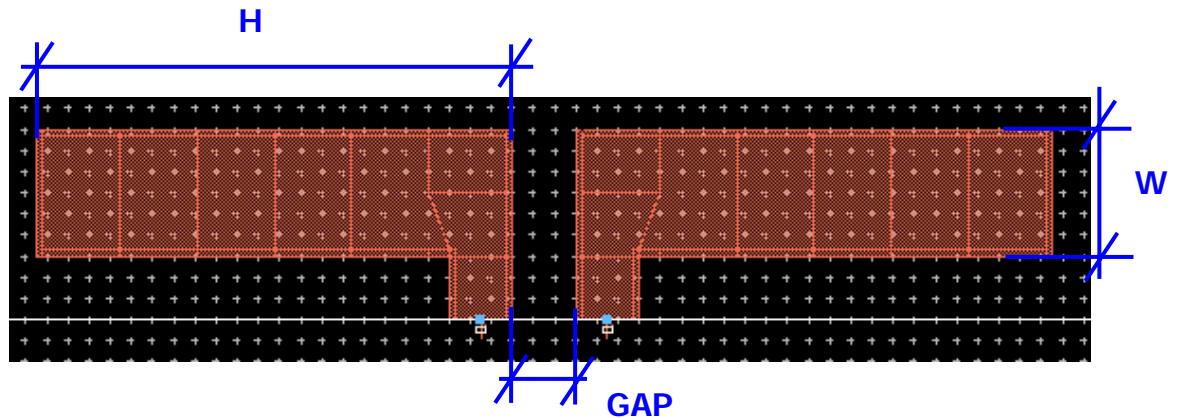


Figura 4.1.1. Geometría de un dipolo básico con tecnología microstrip.

H se corresponde con la longitud del brazo del dipolo, W con el ancho de este brazo y el GAP es la distancia entre ambos brazos. A parte de los aspectos básicos de la geometría como aparecen en la Figura 4.1.1, también existen una serie de parámetros relacionados con el sustrato que nos van a determinar aspectos básicos del diseño. El sustrato utilizado es FR4, que tiene una constante dieléctrica $\epsilon = 4,6$ y una tangente de pérdidas $\tan\delta = 0,015$.

4.2 DEPENDENCIA DE LOS PARÁMETROS DEL DIPOLO CON EL ANCHO DE PISTA.

En este apartado se pretende estudiar la influencia que tiene el ancho del brazo del dipolo en términos de adaptación y en términos de relación de onda estacionaria, así como en la impedancia de entrada de la antena. En la Figura 4.2.1 se muestra la dimensión que vamos a variar para comprobar sus efectos.

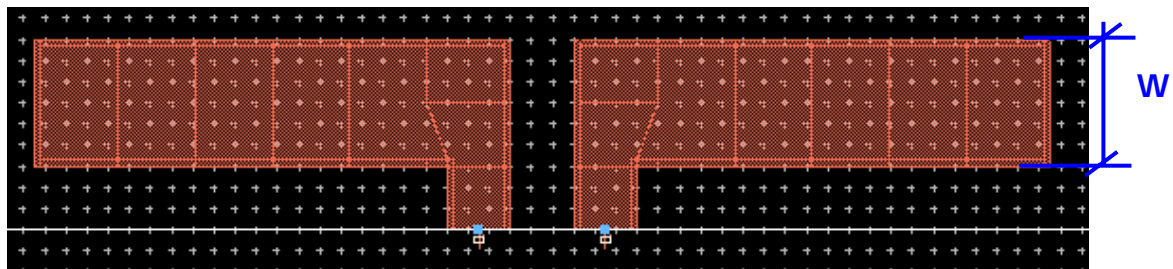


Figura 4.2.1. Descripción del ancho del brazo del dipolo W .

Las diferentes simulaciones realizadas en este apartado se han realizado con un valor de $H = 22\text{mm}$ y $GAP = 3\text{mm}$.

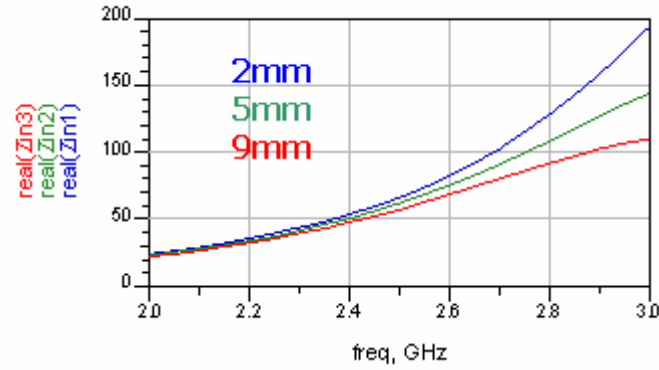


Figura 4.2.2 Comparativa en la resistencia de la impedancia de entrada en función de W.

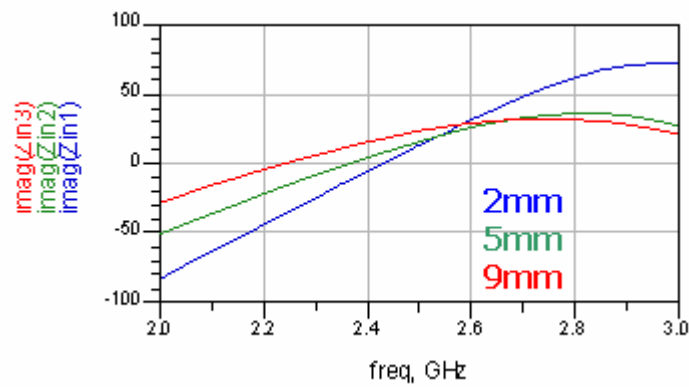


Figura 4.2.3 Comparativa de la reactancia de la impedancia de entrada para diferentes valores de W.

Se puede observar cómo la curva de resistencia de la Figura 4.2.2 se suaviza a medida que se aumenta el ancho del brazo del dipolo. En este caso, un mayor ancho de brazo implicará un mayor ancho de banda. Por otro lado, se puede observar en lo que refiere a la reactancia Figura 4.2.3, como la curva correspondiente a la configuración con el ancho de brazo mayor, se aleja del valor nulo provocando pérdidas de adaptación.

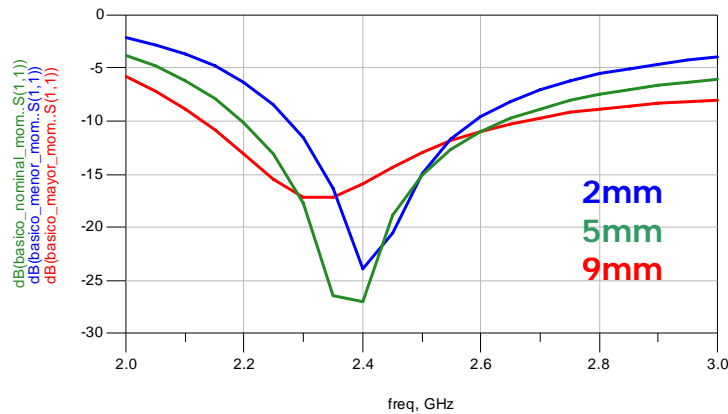


Figura 4.2.4 Comparativa del parámetro $S(1,1)$ en función de W .

En la Figura 4.2.4 se muestra una comparativa del parámetro $S(1,1)$. Un pequeño desplazamiento del pico de máxima adaptación hacia frecuencias menores a medida que incrementamos el ancho del brazo del dipolo. El hecho de variar el ancho del brazo nos influye directamente en la impedancia de entrada. Debemos recordar que el ancho de la pista está directamente relacionado con la impedancia característica de esta línea [3]. Así, al variar la impedancia característica de la línea estamos variando la impedancia de entrada del dipolo y a su vez la frecuencia de adaptación de éste. Para un ancho de brazo menor, el pico de adaptación adopta valores muy negativos mientras que al aumentar el ancho, el mínimo de adaptación es menor. Así, tal como se comentaba para la impedancia de entrada del dipolo (capítulo 3.2), un ancho de brazo de dipolo mayor, implica un mayor ancho de banda pero el valor de la reactancia provoca pérdidas de adaptación. Para valores de W menores, el ancho de banda disminuye debido a la pendiente de las curvas de impedancia, pero tenemos un valor de reactancia prácticamente nulo, favoreciendo a que no existan pérdidas de adaptación.

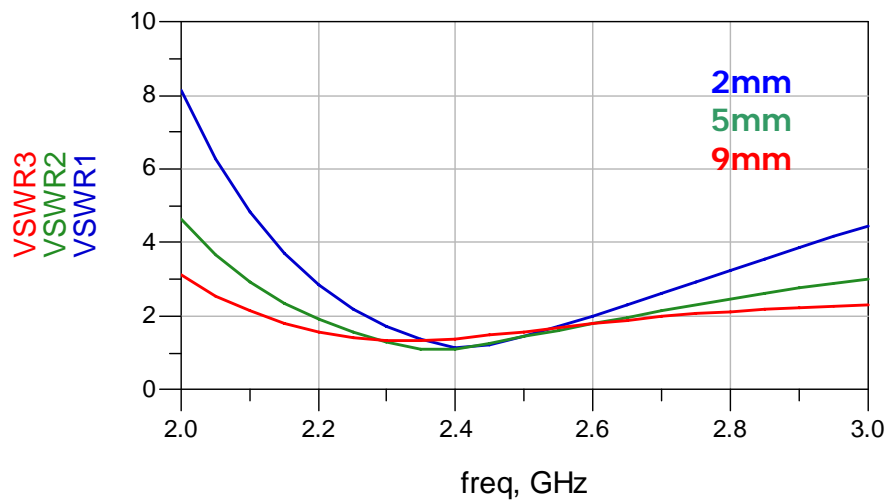


Figura 4.2.5 Comparativa del valor de relación de onda estacionaria para diferentes valores de W .

En la Figura 4.2.5 se muestra una comparativa en lo que refiere a la relación de onda estacionaria para cada una de las configuraciones. En este gráfico se puede visualizar de una forma más clara los efectos provocados por la variación del ancho del brazo. Así pues, el ancho de banda en el que se cumple que el valor de la relación de onda estacionaria está por debajo de 2 es mayor cuanto mayor es el ancho de brazo del dipolo.

4.3 DEPENDENCIA DE LOS PARÁMETROS DEL DIPOLO CON LONGITUD DE PISTA

En este apartado, nos vamos a centrar en la longitud del brazo del dipolo H (Figura 4.3.1), y cómo afecta esta longitud a la impedancia de entrada, a la adaptación del dipolo y a la relación de onda estacionaria de la antena. Los valores utilizados para las simulaciones se corresponden a $W = 5mm$ y a un $GAP = 3mm$.

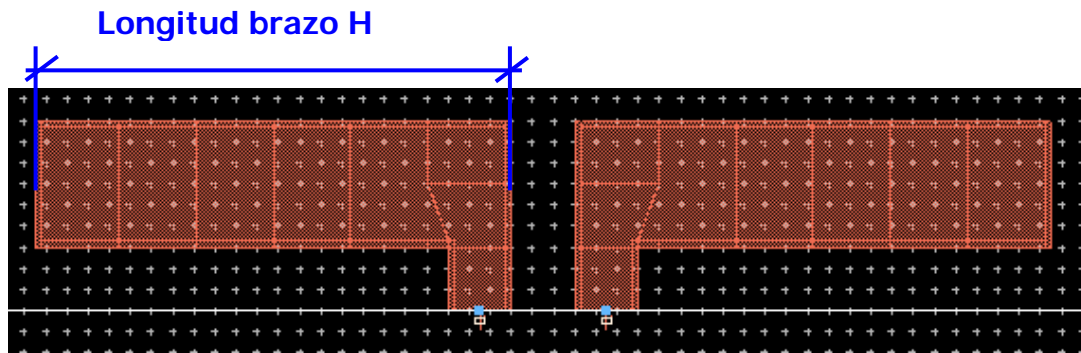


Figura 4.3.1 Descripción de la longitud del brazo del dipolo.

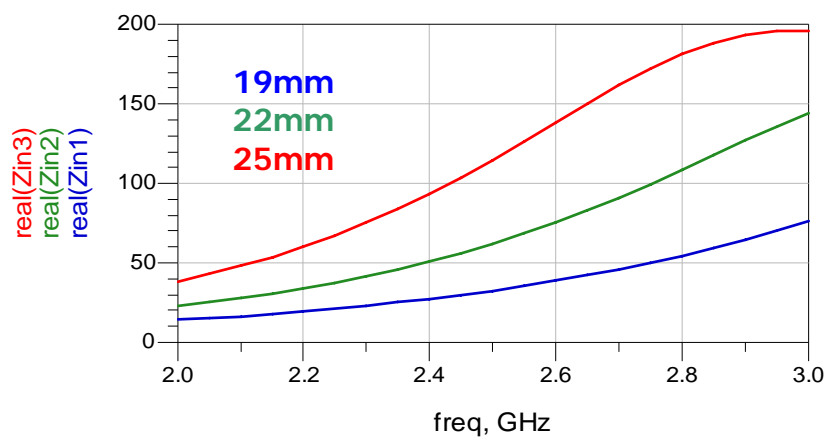


Figura 4.3.2 Comparativa de la resistencia de la impedancia de entrada para diferentes valores de H.

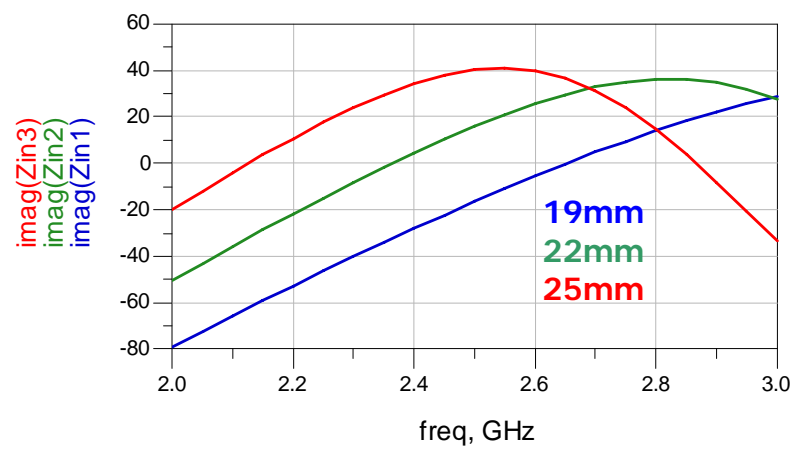


Figura 4.3.3 Comparativa de la reactancia de la impedancia de entrada para diferentes valores de H.

En lo que refiere a la parte real de la impedancia de entrada representada en la Figura 4.3.2 se observa que en el rango de frecuencias de 2 GHz a 3 GHz, la línea que se corresponde con la longitud menor es la que está más suavizada, hecho que favorece al aumento del ancho de banda. Por otro lado, se puede ver cómo para una longitud de 22mm, la parte real de la impedancia a una frecuencia de 2,4 GHz es de aproximadamente 50 Ω . La configuración con una longitud de 22mm es la que presentará menores pérdidas de adaptación ya que es la que tiene un valor de reactancia más próximo a 0, a una frecuencia de 2,4 GHz tal y como se ve en la Figura 4.3.3.

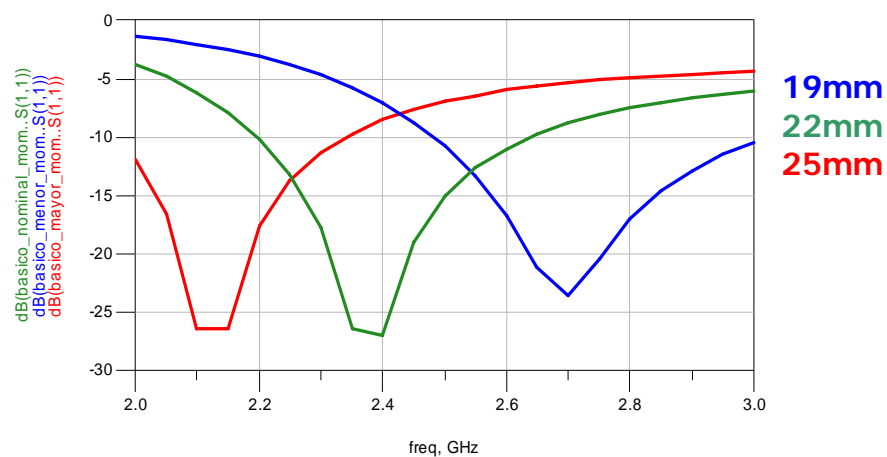


Figura 4.3.4 Comparativa del parámetro $S(1,1)$ en función de H.

Como se puede ver en la Figura 4.3.4 la frecuencia de máxima adaptación varía con la longitud del brazo del dipolo. A medida que aumentamos la longitud del brazo del dipolo, la frecuencia de adaptación de la señal disminuye y viceversa. Las curvas correspondientes a la Figura 4.3.2 adoptan un valor de 50 Ω para cada una de las configuraciones a una frecuencia de 2,1 GHz, 2,4 GHz y 2,7 GHz aproximadamente. Estos valores se ven reflejados en la Figura 4.3.4 en las

frecuencias de mínimos de adaptación. En lo que refiere al valor de adaptación, apenas existe variación ya que el ancho del brazo del dipolo con el que se han realizado las simulaciones es constante.

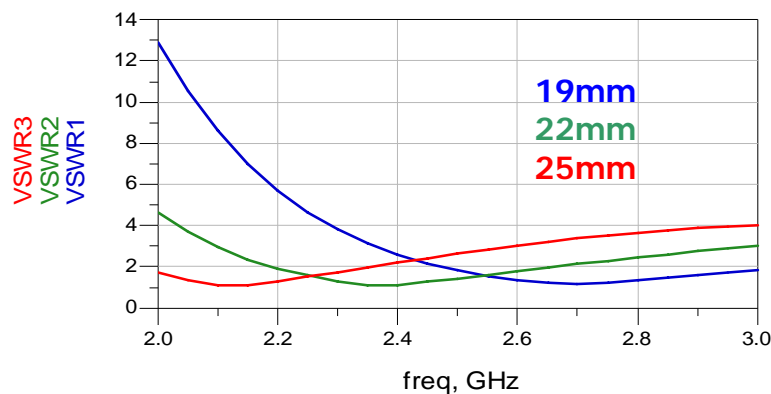


Figura 4.3.5 Comparativa del valor de relación de onda estacionaria para diferentes valores de H .

En la comparativa mostrada en la Figura 4.3.5 se puede visualizar el ancho de banda en el que el valor de VSWR está por debajo de 2. A la vista de las diferentes comparativas, el valor óptimo para nuestro diseño es una longitud de $H = 22\text{ mm}$ ya que a la frecuencia de 2,4 GHz conseguimos un valor de adaptación por debajo de -10 dB tal y como se ha especificado a lo largo de la memoria. Estos resultados también dependen del ancho de brazo escogido aunque en menor medida. Con estos resultados, posteriormente se podrán realizar los cambios necesarios con el fin de ajustar la respuesta del dipolo a la frecuencia de trabajo deseada.

4.4 DEPENDENCIA DE LOS PARÁMETROS DEL DIPOLO CON LA SEPARACIÓN ENTRE BRAZOS.

Por último, se ha realizado el estudio de cómo afecta la distancia entre los brazos del dipolo a la respuesta de éste. El parámetro a variar queda determinado en la Figura 4.4.1. Los valores para los demás parámetros se han fijado en $H = 22mm$ y $W = 5mm$.

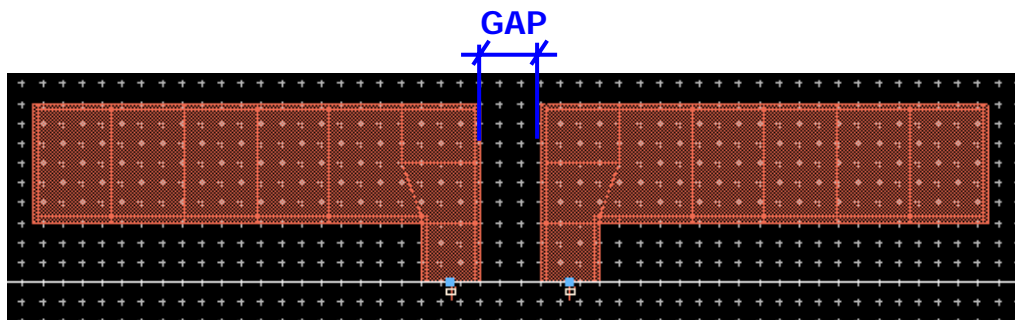


Figura 4.4.1 Descripción del GAP del dipolo básico.

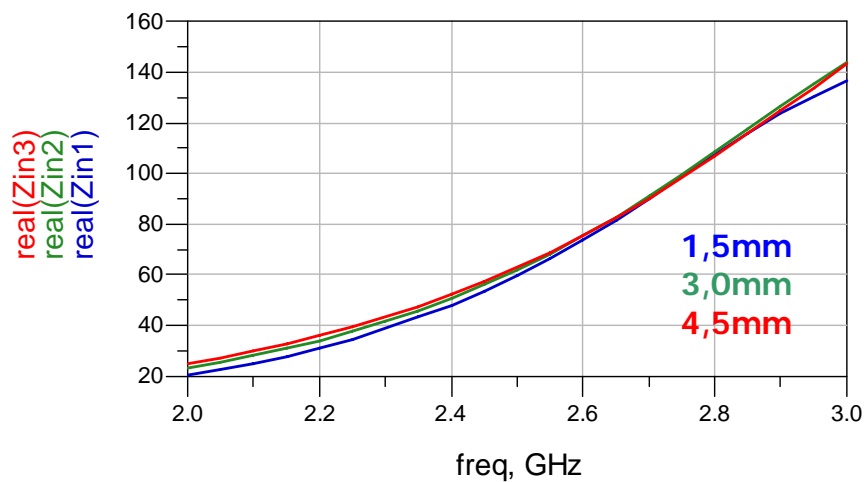


Figura 4.4.2 Comparativa para la resistencia de la impedancia de entrada en función del GAP.

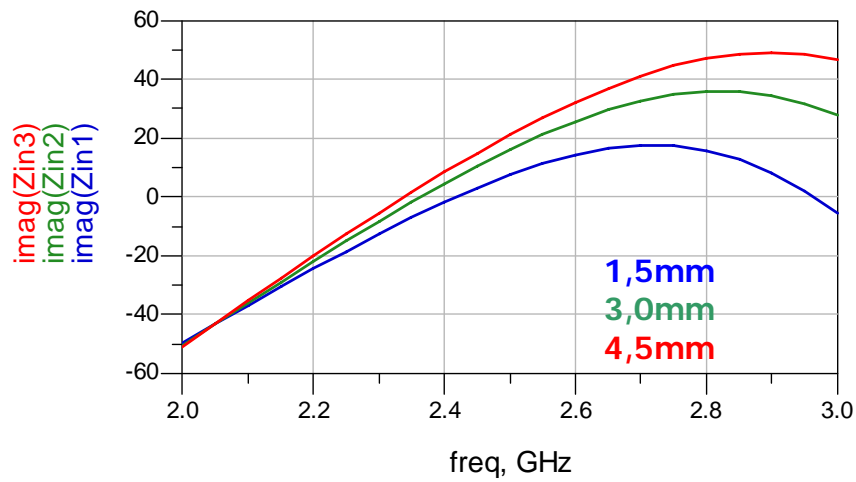


Figura 4.4.3 Comparativa de la reactancia de la impedancia de entrada en función del GAP.

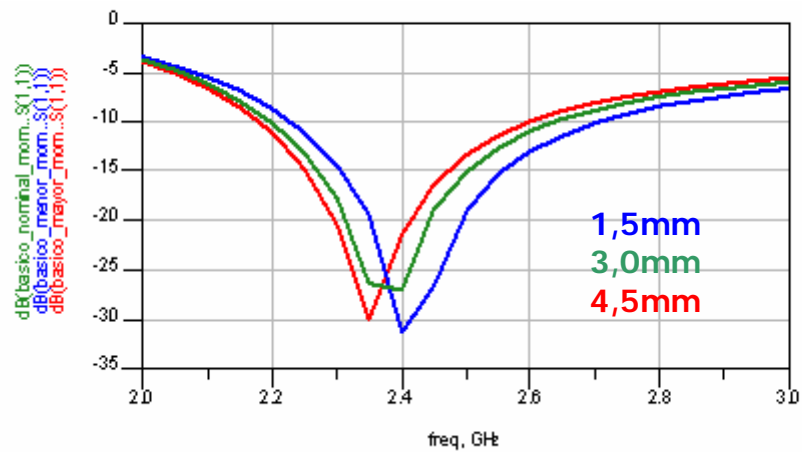


Figura 4.4.4 Comparativa del parámetro $S(1,1)$ en función del GAP.

En la Figura 4.4.2 se observa cómo la parte real de la impedancia apenas varía para cada una de las configuraciones mientras que la reactancia aumenta de valor a medida que aumentamos la distancia entre brazos, tal como se ve en la Figura 4.4.3. En lo que refiere a la reactancia también se observa que el paso por 0 se produce, para la configuración con el *GAP* más elevado, a una frecuencia inferior a 2,4 GHz, provocando así una variación en la frecuencia de adaptación. Por otro lado también es interesante ver que para un valor menor

de GAP , la curva de la reactancia tiene una pendiente menor que para el resto de configuraciones, esto indica que el ancho de banda en términos de adaptación será mayor.

En referencia a los resultados obtenidos en la simulación representada en la Figura 4.4.4 se pueden sacar varias conclusiones. Se observa el desplazamiento a frecuencias inferiores que origina el aumento del GAP . Tal como se comentaba en la comparativa de la impedancia de entrada de la Figura 4.4.3, este desplazamiento se refleja en el paso por 0 en las curvas de reactancia. En términos de ancho de banda, vemos que las curvas de reactancia se van suavizando a medida que disminuimos el valor del GAP . Así, el ancho de banda será mayor para la configuración con el valor de GAP menor.

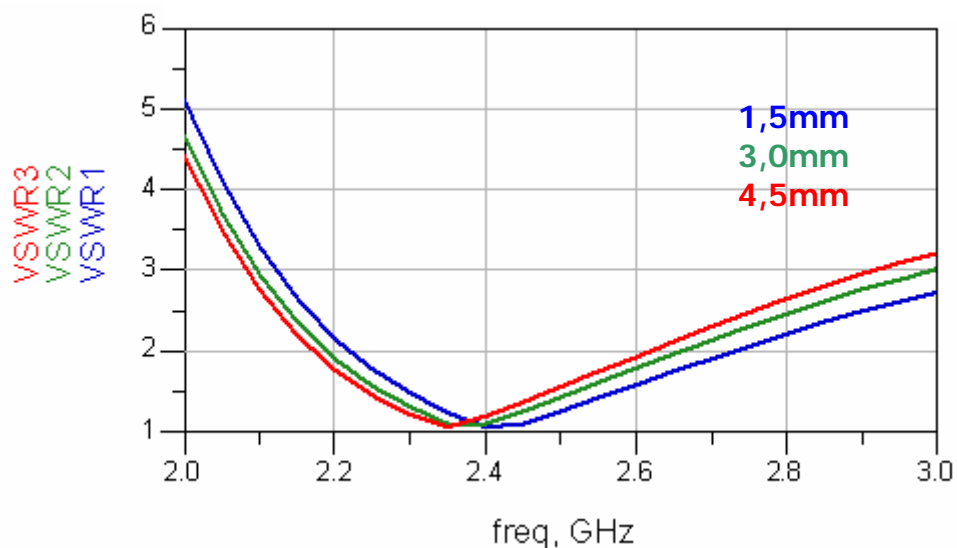


Figura 4.4.5 Comparativa de la relación de onda estacionaria en función del GAP .

En la Figura 4.4.5 se muestra la comparativa para la relación de onda estacionaria, en ella se puede ver que las variaciones son pequeñas entre las diferentes configuraciones. Se puede observar de todas maneras que para un GAP menor, la relación de onda estacionaria no aumenta de forma tan acentuada como para las otras configuraciones a partir de 2,4 GHz.

A la vista de los resultados que se han ido generando en las diferentes simulaciones y teniendo en cuenta las especificaciones del diseño (adaptación < -10 dB, valor de relación de onda estacionaria < 2), se ha decidido una geometría para el dipolo de $H = 22mm$, $W = 5mm$ y un $GAP = 3mm$.

5 . ALIMENTACIÓN DEL DIPOLO

5.1 INTRODUCCIÓN

En el capítulo anterior, nos hemos preocupado de cómo adaptar la impedancia de la antena a la de la línea o el generador, pero un problema también muy importante es cómo pasar de una línea que está equilibrada a una no equilibrada. Una línea equilibrada es aquella en la que los dos conductores que la forman se encuentran al mismo potencial pero con signo cambiado respecto a masa, como ocurre en la línea bifilar. Una línea no equilibrada es la que tiene los dos conductores a distinto potencial, por ejemplo uno de ellos conectado a masa, situación que se da en los cables coaxiales. En la Figura 5.1.1 se muestra el esquema del conector que se va a utilizar en este proyecto mostrando los diferentes terminales.

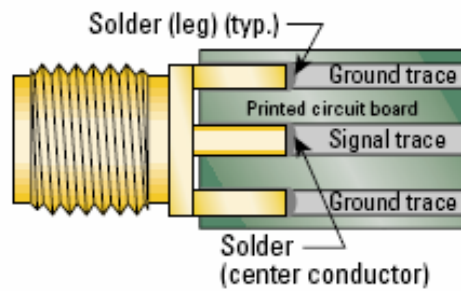


Figura 5.1.1 Esquema de un conector SMA.

Cuando se conecta un dipolo (línea equilibrada) a un conector de naturaleza coaxial (línea no equilibrada) se da la situación representada en la Figura 5.1.2, en la que se puede apreciar una diferencia de corrientes en los brazos del dipolo debido a la naturaleza asimétrica de la alimentación. Según el esquema de la Figura 5.1.2 vemos como uno de los brazos del dipolo está conectado al plano de masa directamente mientras que el otro queda conectado al conductor central. Se puede apreciar que el camino de las corrientes para cada uno de los brazos del dipolo ahora ya no es el mismo, haciendo que no circule la misma corriente por cada brazo. Este desequilibrio en las corrientes afecta negativamente sobre el diagrama de radiación del dipolo y la impedancia de entrada.

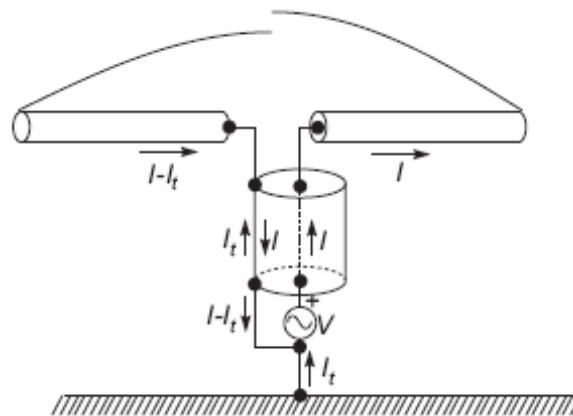


Figura 5.1.2 Diferencia de corrientes debidas a la naturaleza asimétrica de la alimentación. [1]

Para corregir este desequilibrio en los brazos del dipolo se utiliza un simetrizador o red balun (*Balanced to unbalanced transformer*). La complejidad de la red balun es que no existe ninguna técnica que permita el diseño directo de ésta. El objetivo de la red es hacer que el camino de las corrientes hacia ambos brazos del dipolo sea el mismo y conseguir así la simetría buscada.

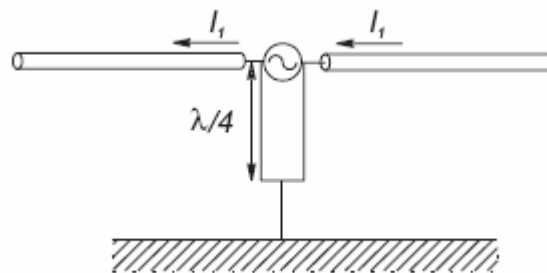


Figura 5.1.3 Simetrización mediante estructura Balun [1].

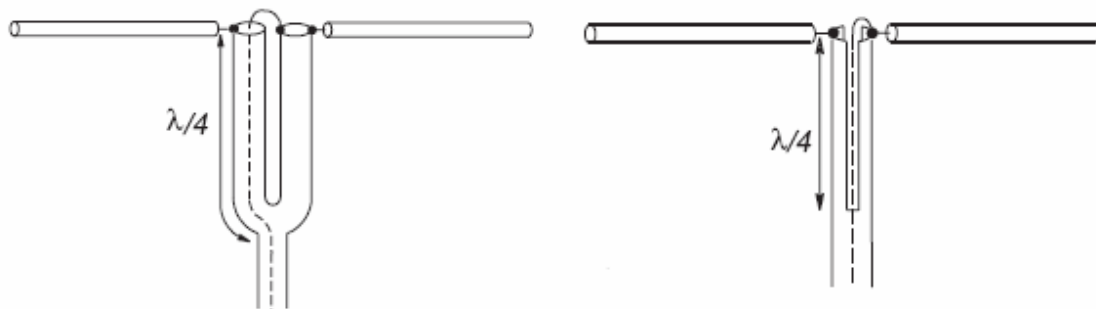


Figura 5.1.4 Simetrización mediante estructura Balun [1].

La Figura 5.1.3 y Figura 5.1.4 muestran una manera de hacer que los caminos que seguirá la corriente hacia ambos brazos del dipolo sean iguales. Se podría ubicar la fuente justo entre ambos dipolos y cortocircuitar uno de ellos con la fuente para balancear las corrientes como se muestra en la Figura 5.1.3, pero esto cancelaría cualquier tipo de radiación de la antena. Es por lo que esta conexión, en lugar de hacerla en los brazos del dipolo se hace a una distancia de $\lambda/4$, para la cual no existe problema de variación de la impedancia de entrada a causa de las corrientes en la línea. De la misma manera se puede observar cómo en la Figura 5.1.4 (izquierda) el coaxial se ha dividido en dos

aunque el conductor central sólo pasa por uno de ellos. En ésta se observa un cortocircuito a una distancia de $\lambda/4$ de los brazos del dipolo. Este cortocircuito se va a comportar como un circuito abierto a la altura de la conexión del dipolo con el coaxial, evitando así corrientes parásitas por la malla del coaxial hacia la fuente (corrientes que provocan el no balanceo). Ya que es muy difícil encontrar un coaxial con una configuración como la que aparece en la Figura 5.1.4 (derecha) en forma de U, se puede llevar a cabo la simplificación propuesta en la Figura 5.1.4 (izquierda) [1].

Estas configuraciones se refieren a redes balun a partir de coaxiales. En nuestro diseño, de la misma manera que con el dipolo, las vamos a pasar a tecnología planar.

5.2 BALUN CON MICROSTRIP

En el artículo que se ha tomado como referencia para la realización de este proyecto [4] encontramos la implementación del balun que se ha descrito en el apartado 5.1 bajo la tecnología microstrip. En este artículo se propone un via-hole para la realización del cortocircuito del generador con el brazo del dipolo, pero también se va a estudiar otra configuración propuesta en [5] en el siguiente apartado.

Para la configuración en microstrip se tiene que tener en cuenta que la longitud de la línea ahora es de valor $\lambda_{ef}/4$, así como la ranura o slot. Ahora la longitud de onda ha variado respecto a la línea coaxial. La línea de transmisión está dispuesta sobre un sustrato (plano de masa). Debido a esto, la constante dieléctrica del medio ϵ ya no tiene un valor igual a 1 (ϵ del aire). Ahora la ϵ tiene un valor medio entre la ϵ del aire y la ϵ del sustrato y se denomina constante dieléctrica efectiva ϵ_f . Así la longitud de onda de esta manera cumple la relación:

$$\lambda_{ef} = \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_f}} \quad (5.2.1)$$

Mediante la herramienta *Linecalc* de ADS podemos determinar el valor de la constante dieléctrica efectiva. Ésta toma un valor de $\epsilon_{ef} = 2.85$. Con la misma herramienta se puede determinar el ancho de las pistas para conseguir una impedancia de 50Ω . Éste valor resulta $W = 3mm$. El plano de masa tiene un ancho de $5mm$ ya tiene que ser más ancho que la línea de $W = 3mm$. De esta manera y con la configuración que tenemos el *GAP* que resulta es de $3mm$ tal como se había comentado en el apartado 4.4.

De la misma manera que sucedía para una red balun formada a partir de un coaxial, ahora se ha sustituido este cable coaxial por una línea de transmisión de impedancia característica 50Ω . En lugar de ubicar la fuente de alimentación en la misma disposición que la vista en la Figura 5.1.3, se ha ubicado a una distancia de $\lambda_{ef}/4$. Igualmente, la ranura o slot de longitud $\lambda_{ef}/4$ evita la circulación de corrientes parásitas a lo largo de la línea de alimentación de la red balun.

5.3 CONFIGURACIONES POSIBLES PARA EL DISEÑO DEL BALUN

El hecho de diseñar el balun utilizando tecnología microstrip abre las puertas a posibles soluciones de diseño. Así, como se comentaba en el apartado anterior, el artículo [4] propone un via hole como solución para crear el cortocircuito hacia el brazo del dipolo. El via-hole es una unión entre la red balun y el dipolo realizada mediante una metalización cilíndrica que atraviesa la placa PCB. Así, esta configuración se muestra en la Figura 5.3.1.

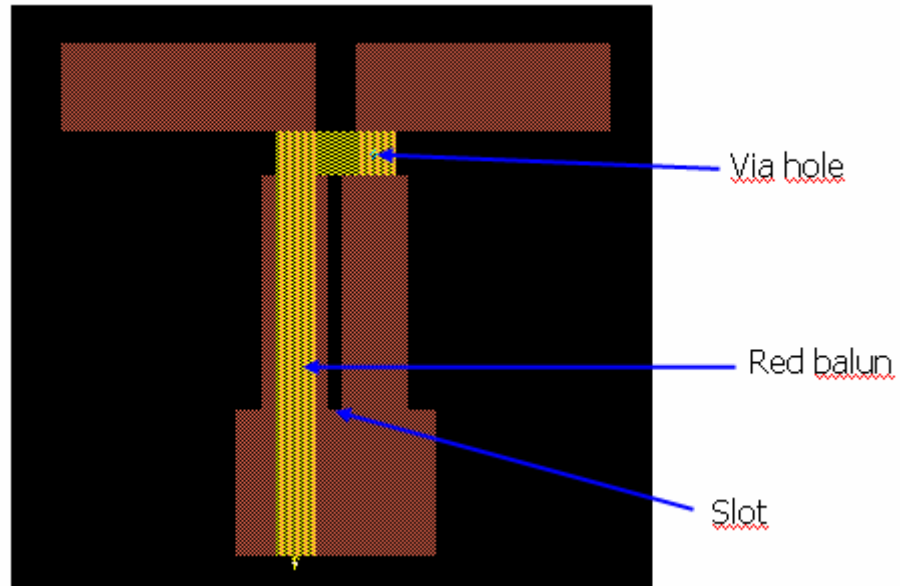


Figura 5.3.1 Estructura de red balun mediante via-hole.

La finalidad de ubicar el via-hole sobre este brazo es la de crear un cortocircuito físico en la placa, de manera que el camino que debe recorrer la corriente para llegar a ambos brazos del dipolo sea el mismo. Debido a que ahora existe una alimentación simétrica en los brazos del dipolo, la densidad de corriente circulando por cada uno de ellos debe ser la misma.

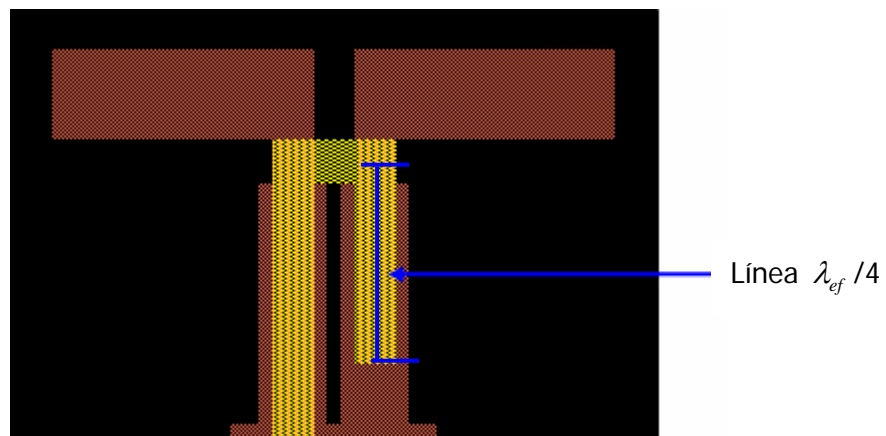


Figura 5.3.2 Estructura de red balun mediante via-hole.

Otra posibilidad de implementar el balun será sustituir el vía hole por una línea de longitud $\lambda_{ef}/4$ que creará un cortocircuito virtual [5] tal y como muestra la

Figura 5.3.2. La teoría sobre líneas de transmisión sostiene que una línea de $\lambda_{ef}/4$ actúa como inversor de impedancias. Esto implica que una línea acabada en circuito abierto, provoca un cortocircuito virtual en su inicio, así, en el lugar físico donde teníamos un via-hole (en el anterior diseño) ahora tendremos un cortocircuito virtual. El cortocircuito virtual provocará que en el brazo del dipolo haya circulación de corrientes haciendo que el camino para ambos brazos del dipolo sea el mismo y la densidad de corriente en los brazos sea simétrica.

Tal como dice [5] se puede ajustar la frecuencia de máxima adaptación mediante la variación de la línea de $\lambda_{ef}/4$. Esto nos proporciona un grado de libertad que no encontramos con la red balun mediante via-hole.

En la Figura 5.3.3 se muestra una comparativa para diferentes longitudes de la línea con la que se implementa el cortocircuito virtual para ver como varía la adaptación para cada una de ellas. La simulación se ha realizado a partir de un dipolo con $H = 22mm$, $W = 5mm$ y un $GAP = 3mm$.

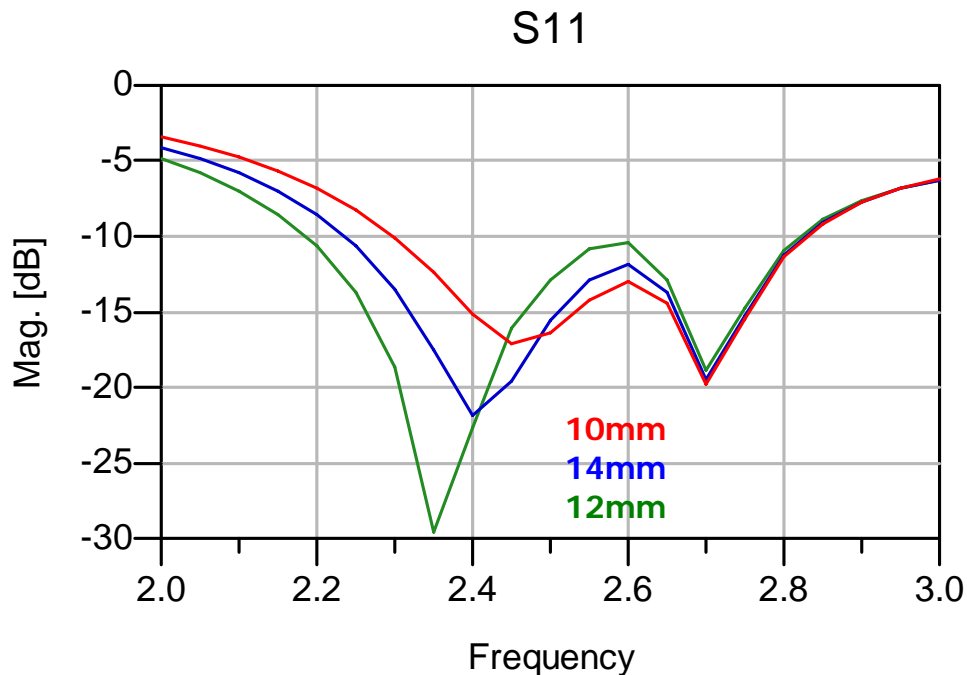


Figura 5.3.3 Comparativa del parámetro S(1,1) para diferentes longitudes en la red balun.

En la Figura 5.3.3 se observa que a medida que disminuimos el valor de la línea, la frecuencia de adaptación también disminuye. De la misma manera el hecho de disminuir esta longitud implica una disminución del valor de adaptación. También se observa que a pesar de que el valor de adaptación toma valores menos negativos, en el rango de frecuencias que está por encima de los 2,4 GHz, la curva de adaptación se desplaza a valores más negativos. En lo que refiere al ancho de banda, éste disminuye (en el margen inferior de frecuencias) a medida que disminuimos la longitud de la línea. En este caso, se ha tomado el valor de 12mm para el diseño ya que por un lado, presenta un pico de adaptación a 2,4 GHz y por otro lado mantiene un ancho de banda por encima de la especificación. Hay que tener en cuenta que para este valor de longitud tenemos que llegar a un compromiso entre ancho de banda y valor de adaptación.

6 . DIVERSIDAD EN POLARIZACIÓN

6.1 INTRODUCCIÓN

El objetivo del diseño realizado no ha sido otro que aportar diversidad en polarización para poder paliar los efectos no deseados sobre la señal transmitida en un entorno indoor. Una vez que se ha estudiado el dipolo básico y se ha incluido la red balun, se buscará la solución a la variación de la polarización de la señal recibida. Ya que para conseguir dicha diversidad se utilizarán dos dipolos, se comentarán aspectos que puedan afectar a esta configuración como el cross-talk² y los efectos que puede provocar un plano de masa.

6.2 FACTOR DE PÉRDIDAS DE POLARIZACIÓN

En general, la polarización de la antena en modo de recepción, no será la misma que la polarización de la onda incidente. Si asumimos que el vector campo eléctrico de la onda incidente es:

$$\vec{E}_i = \hat{\rho}_w E_i \quad (6.2.1)$$

donde $\hat{\rho}_w$ es el vector unitario de la onda incidente y la polarización del campo eléctrico para la antena se puede escribir como:

$$\vec{E}_a = \hat{\rho}_a E_a \quad (6.2.2)$$

y aquí $\hat{\rho}_a$ es el vector unitario de polarización de la antena, podemos definir pérdidas de polarización **PLF** (*Polarization loss factor*) como [2]:

$$PLF = |\hat{\rho}_a \cdot \hat{\rho}_i|^2 = |\cos \Psi_p|^2 \quad (6.2.3)$$

donde Ψ_p es el ángulo formado entre ambos vectores tal como se muestra en la Figura 6.2.1:

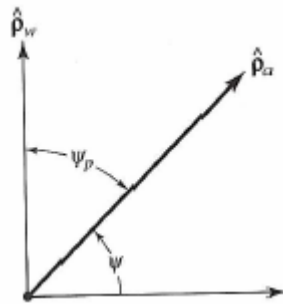


Figura 6.2.1 Vectores unitarios de polarización. [2]

Si Ψ_p es igual a 0, no existirán pérdidas de polarización tal y como se muestra en la Figura 6.2.2, mientras que si Ψ_p es igual a 90° la transmisión de potencia será nula.

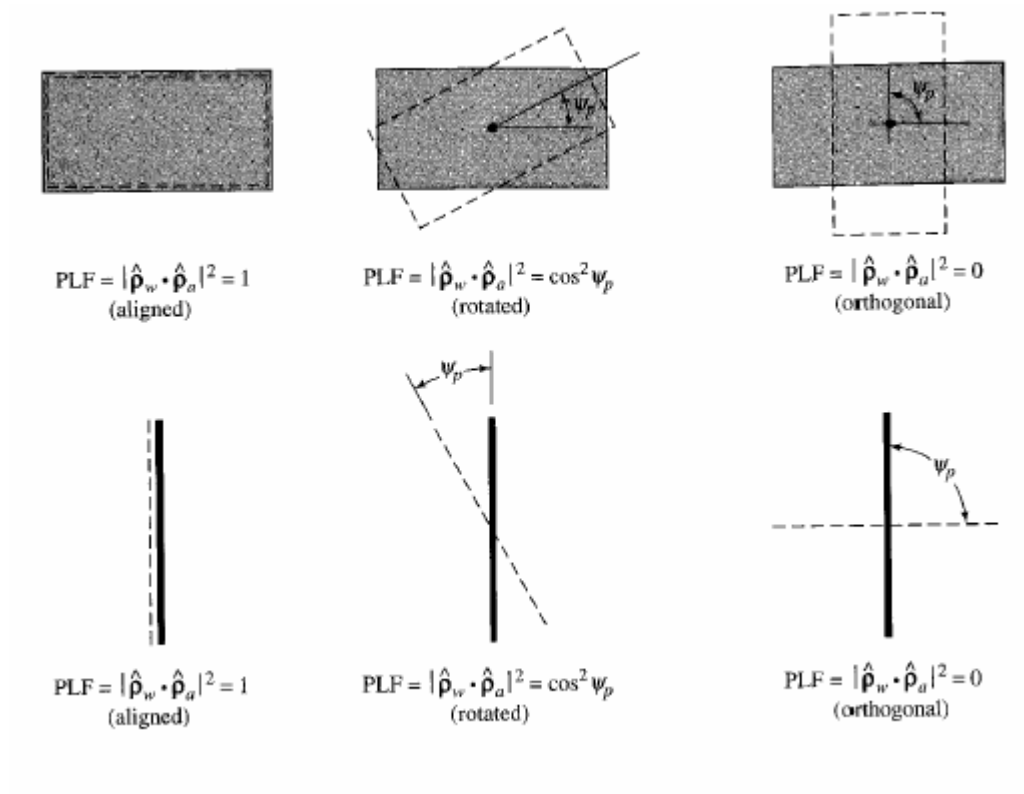


Figura 6.2.2 Factor de pérdidas de polarización [2].

6.3 PROPUESTA CON DOS DIPOLOS

Para conseguir diversidad en polarización se incluye un segundo dipolo ortogonal al primero, tal y como se muestra en la Figura 6.3.1

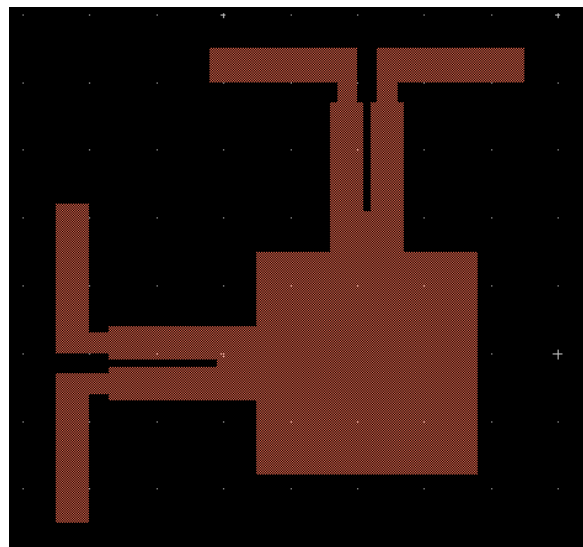


Figura 6.3.1 Configuración con dos dipolos dispuestos ortogonalmente.

La idea de tener un dipolo dispuesto ortogonal al otro no es más que contrarrestar el peor caso en términos de transmisión de potencia referido al factor de pérdidas de polarización. Este caso se produce cuando la polarización de la onda incidente es ortogonal a la polarización de la antena.

6.3.1 EFECTOS DEL PLANO DE MASA

El objetivo de este apartado es ver cómo afecta el plano de masa al dipolo básico. En la configuración mostrada en la Figura 6.3.1 vemos el plano de masa que contendrá el circuito de conmutación que más adelante se estudiará. El hecho de tener un plano de masa afecta a la respuesta del dipolo. En la Figura 6.3.2 se muestra cada una de las configuraciones sobre las cuales se va a realizar la comparativa para el estudio de estos efectos. Tener una línea de alimentación con una longitud mayor para la configuración con plano de masa no afectará al módulo del parámetro $S(1,1)$ ya que tan sólo provocará un cambio de fase.

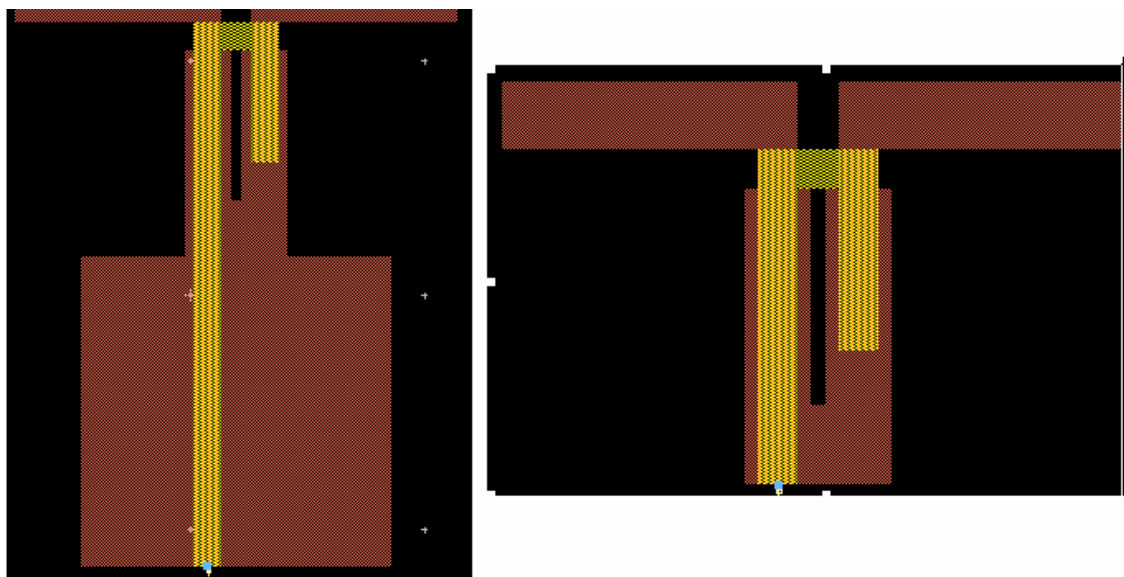


Figura 6.3.2 Dipolo básico con red balun con plano de masa (izquierda) y sin plano de masa (derecha).

Dimensiones del dipolo: $H=22\text{mm}$, $W=5\text{mm}$ y $\text{GAP}=3\text{mm}$. Plano de masa $33\times 33\text{mm}$.

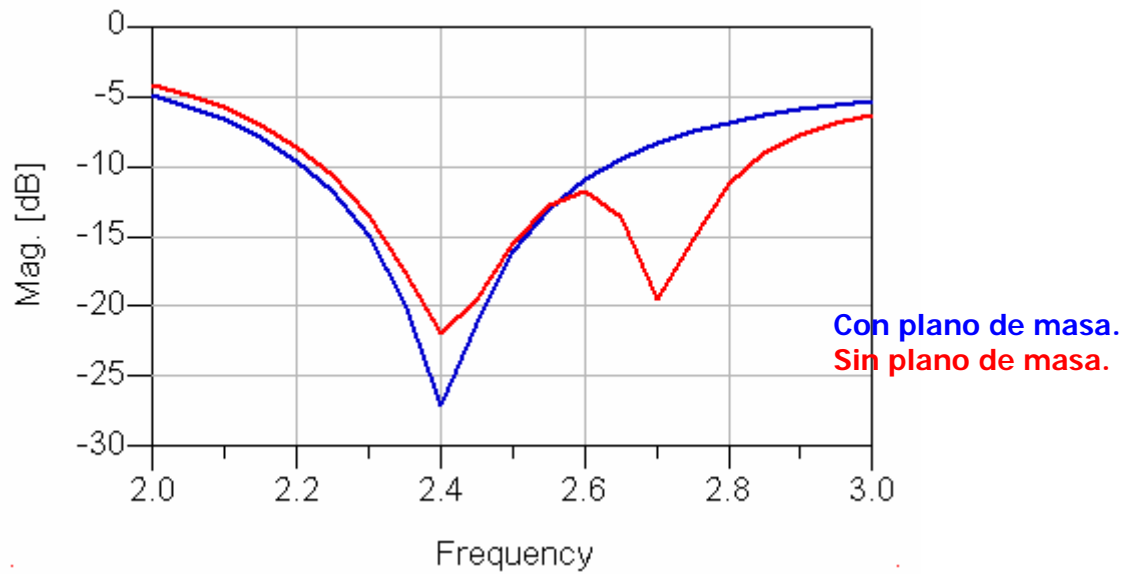


Figura 6.3.3 Comparativa en el parámetro $S(1,1)$ entre un dipolo con plano de masa y sin plano de masa.

En la Figura 6.3.3 se puede ver la respuesta para ambas configuraciones. La frecuencia de adaptación no ha variado y se mantiene en 2,4 GHz. Se puede observar que lo que sí varía es el ancho de banda en el que se cumple la especificación de tener una adaptación por debajo de -10 dB. Entonces podemos decir que el plano de masa reduce el ancho de banda en la respuesta del dipolo básico.

Teniendo en cuenta cómo afecta el hecho de tener un plano de masa, se ha realizado un estudio para saber si las dimensiones de éste tienen efectos sobre la respuesta del dipolo. Para ello se ha realizado una comparativa entre el plano de masa utilizado en la Figura 6.3.2 cuyas dimensiones son 33x33mm y un plano de masa más ancho, tal como se muestra en la Figura 6.3.4, de dimensiones 44x33mm.

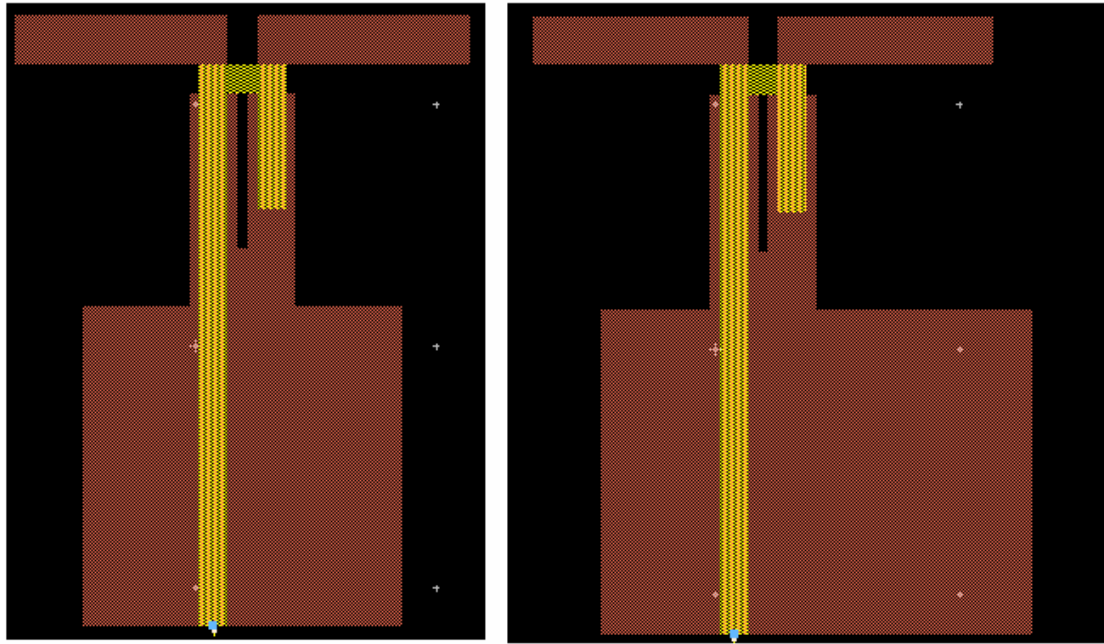


Figura 6.3.4 Dipolos básicos con red balun y planos de masa diferentes.

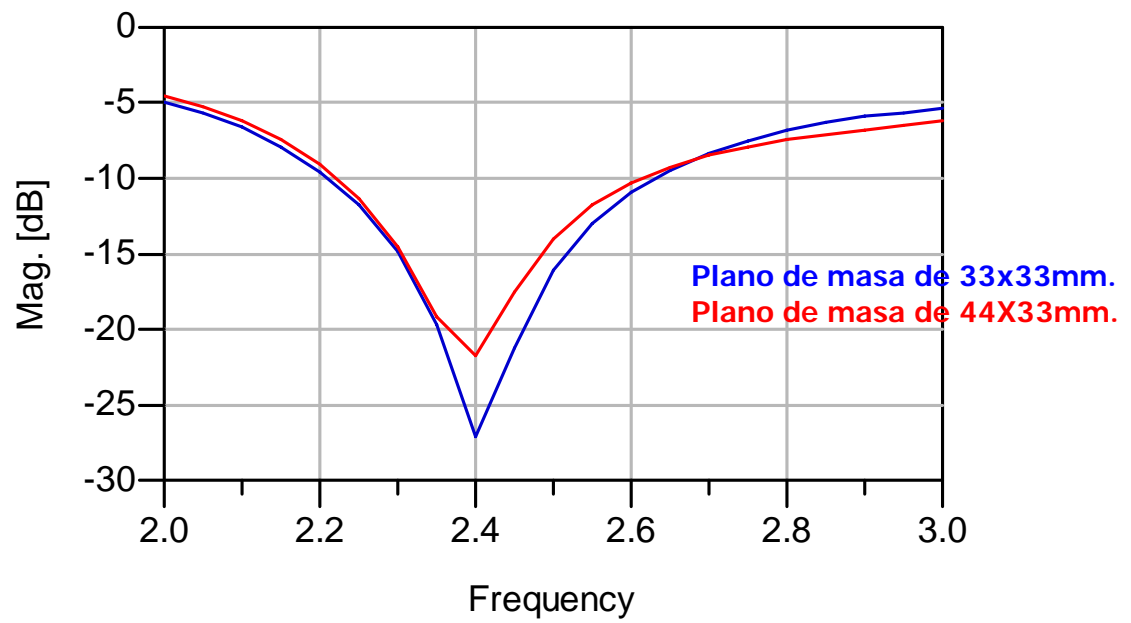


Figura 6.3.5 Comparativa del parámetro $S(1,1)$ para planos de masa de dimensiones diferentes.

El resultado observado en la comparativa de la Figura 6.3.5 indica que el hecho de hacer más grande el ancho del plano de masa afecta sobre el ancho de banda por un lado, y por otro lado y de forma más notoria, sobre el valor de máxima adaptación. Así, a medida que aumentamos el tamaño del plano de masa, el ancho de banda para el que la adaptación está por debajo de -10 dB ha disminuido muy sensiblemente. De la misma manera, un aumento en la dimensión del ancho del plano de masa hace disminuir el valor de máxima adaptación del dipolo. A pesar de estos efectos, se ha podido comprobar como a lo largo del estudio realizado sobre el tamaño del plano de masa, la frecuencia de adaptación no ha sufrido variaciones importantes y en todo momento se ha mantenido en 2,4 GHz.

Por último, se ha comprobado si realmente el hecho de ubicar el segundo dipolo según la Figura 6.3.1 también tiene efectos sobre la respuesta de la configuración con un solo dipolo. Realizando la simulación sobre la configuración de la Figura 6.3.6 en la que están presentes ambos dipolos y comparándola con la configuración de la Figura 6.3.2 en la que tenemos un solo dipolo obtenemos el resultado que se observa en la Figura 6.3.7. La frecuencia de adaptación se ha desplazado unos 30 MHz situándose en torno a los 2,43 GHz. De alguna manera, el hecho de incluir el segundo dipolo es semejante al hecho de haber aumentado el plano de masa. Para la consecución de las especificaciones de la antena, este pequeño desplazamiento se va a considerar despreciable ya que el ancho de banda en el que se cumplen las especificaciones de adaptación es mucho mayor.

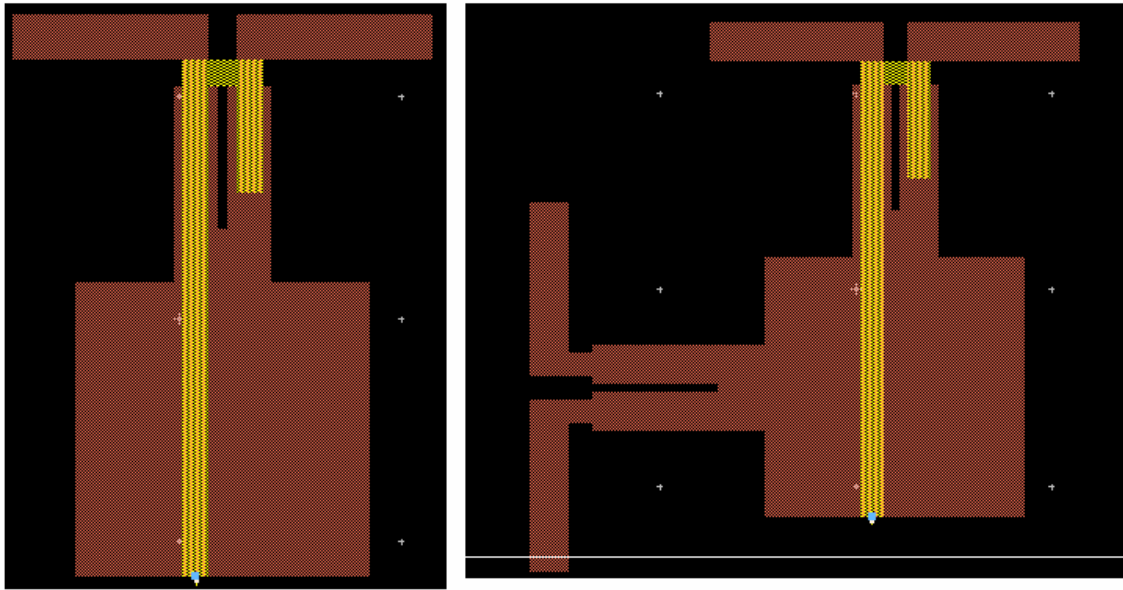


Figura 6.3.6 Configuración con uno y dos dipolos.

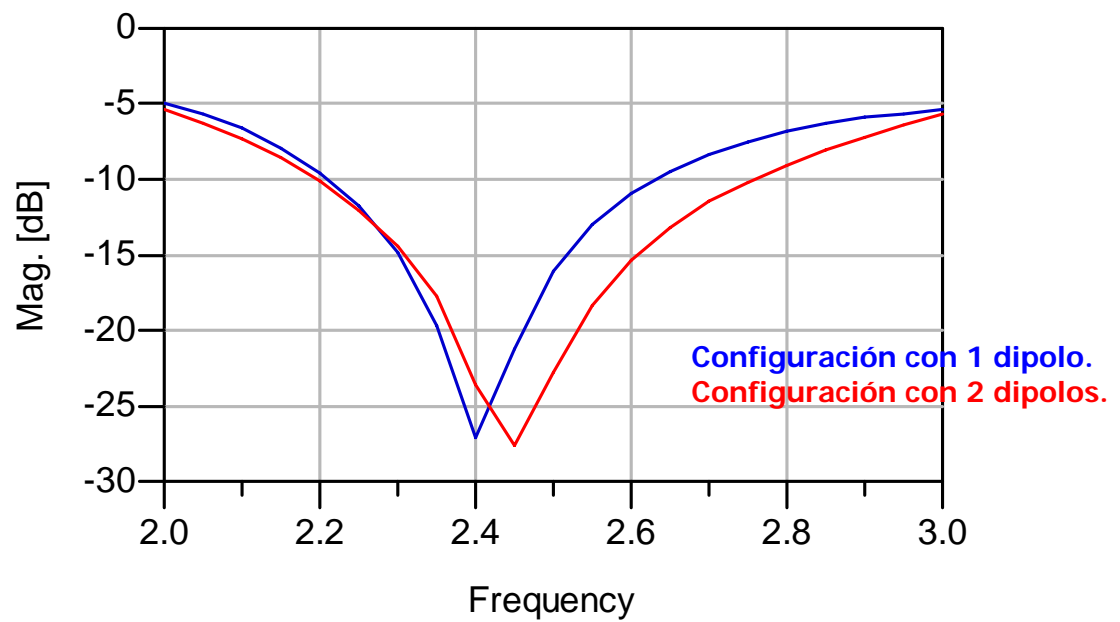


Figura 6.3.7 Comparativa del parámetro $S(1,1)$ para una configuración con 1 dipolo y una configuración con 2 dipolos.

6.3.2 CROSS TALK

Tal como se muestra en la Figura 6.3.8 el hecho de tener una pista cerca de la otra puede inducir campos eléctricos que provoquen un acoplamiento entre ambos dipolos, y con ello perdamos la adaptación por un cambio en la impedancia de entrada del dipolo. Este efecto se denomina cross-talk y da una idea de la influencia de una antena sobre la otra. Para poder observar los efectos que se pueden producir, se ha realizado una simulación en la que se ha comparado la adaptación para la configuración mostrada en la Figura 6.3.8 y la respuesta para la configuración de dos dipolos mostrada en la Figura 6.3.6. La simulación ha sido realizada fijando un espacio entre pista y pista de 0,5mm que como posteriormente se comentará corresponde con el espacio que el diodo PIN ofrecerá debido a las dimensiones de su encapsulado.

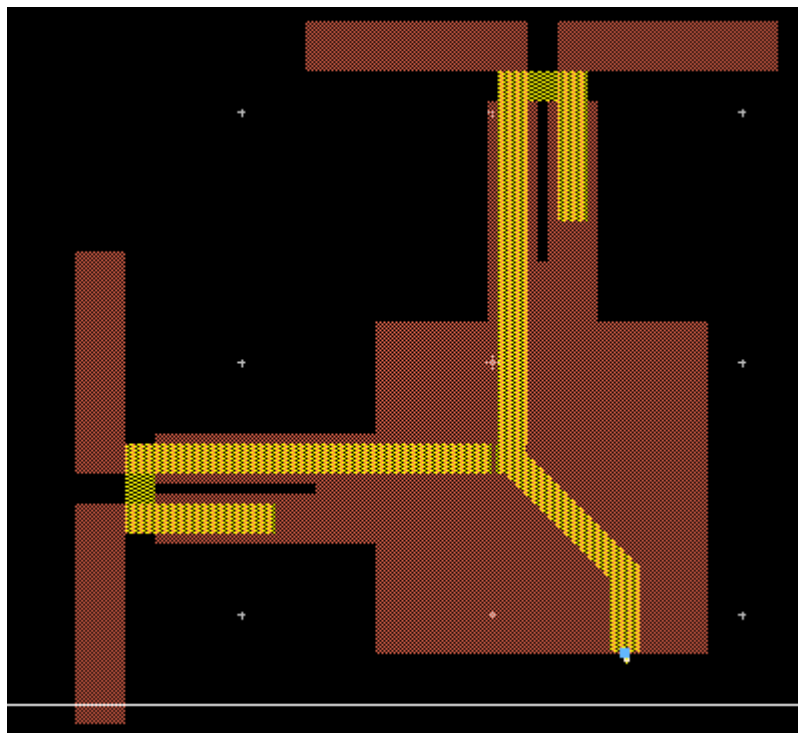


Figura 6.3.8 Configuración para efecto Cross-talk.

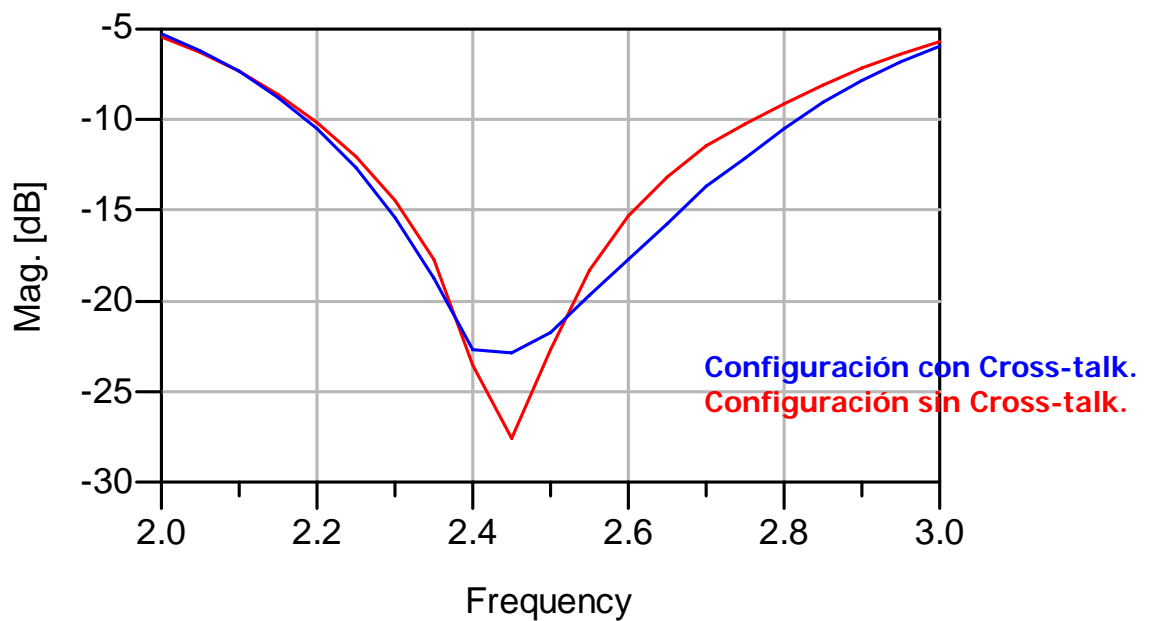


Figura 6.3.9 Comparativa parámetro S(1,1) para efecto Cross-talk.

En la Figura 6.3.9 se muestra una comparativa para la configuración con alimentación directa a uno de los dipolos y la configuración que contempla la línea de alimentación al segundo dipolo. El resultado de la simulación indica que el efecto de cross-talk que se pueda dar por la disposición de las líneas de alimentación en el circuito no va a afectar de manera considerable a la respuesta del dipolo. Se puede observar cómo el hecho de tener una línea de transmisión cerca de la línea de alimentación ha provocado una disminución del valor de adaptación. La frecuencia de adaptación sigue estando en torno a los 2,43 GHz de la misma manera que ocurría en la Figura 6.3.7 para la configuración con dos dipolos. De esta manera, no se tendrá que proponer una solución de diseño que evite los efectos de cross-talk.

6.3.3 SIMETRÍA EN LA LÍNEA DE ALIMENTACIÓN

En la Figura 6.3.8 se puede observar que la línea de alimentación tiene forma de Y. Se podría haber diseñado con una forma diferente tal como un ángulo recto o cualquier otra. La razón de ser de esta configuración no es otra que intentar simetrizar la disposición de las líneas en el circuito de conmutación. Esta simetría en las líneas de alimentación nos asegura que la respuesta para el dipolo vertical y el dipolo horizontal va a ser muy similar. Se ha realizado una comparativa del parámetro de adaptación $S(1,1)$ para comprobar que, efectivamente, la respuesta para ambos dipolos no va a diferir excesivamente. La comparativa se ha realizado dejando ahora en circuito abierto la línea que alimenta el dipolo vertical y cortocircuitando la línea que alimenta el dipolo horizontal. El propósito del diseño, también radica en que el comportamiento de los dos dipolos sea similar para que no existan diferencias a la hora de la recepción de la señal.

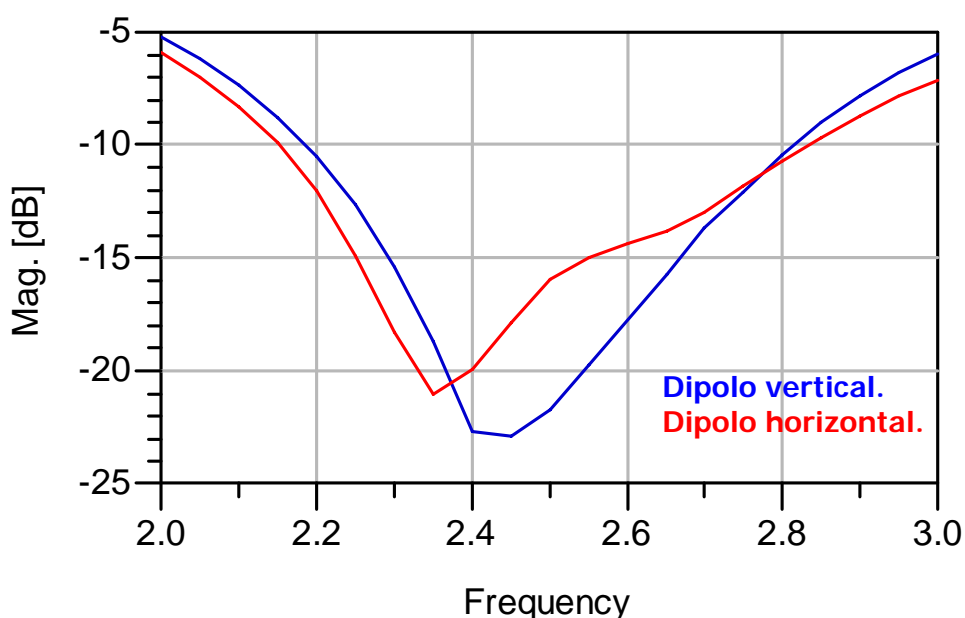


Figura 6.3.10 Comparación entre la respuesta del dipolo vertical y horizontal.

En la Figura 6.3.10 se muestra la comparación en la respuesta del dipolo vertical y horizontal, y se puede observar que las curvas de adaptación de los dipolos vertical y horizontal y vertical no son exactamente iguales. La diferencia más importante la encontramos en la frecuencia de adaptación. Se puede observar que el dipolo horizontal se ha desplazado ligeramente a valores inferiores a 2,4 GHz. Esta desviación puede ser debida a la simetrización de las líneas de alimentación. A pesar de haberlas diseñado en forma de Y, existe un trozo de línea de transmisión vertical donde se ubicará el conector de RF para la entrada de la señal. Es este trozo de línea hace que la estructura no sea simétrica completamente. De todas maneras, a pesar de tener una desviación en términos de frecuencia de adaptación, ambos dipolos tienen un ancho de banda similar en el que la adaptación tiene un valor menor a -10 dB. Viendo los resultados obtenidos a lo largo de este apartado, podemos validar el diseño para las líneas de alimentación, sabiendo que a pesar de que exista variabilidad entre ambos dipolos, en ambos casos se cumplen las especificaciones.

6.4 CIRCUITO DE CONMUTACIÓN:

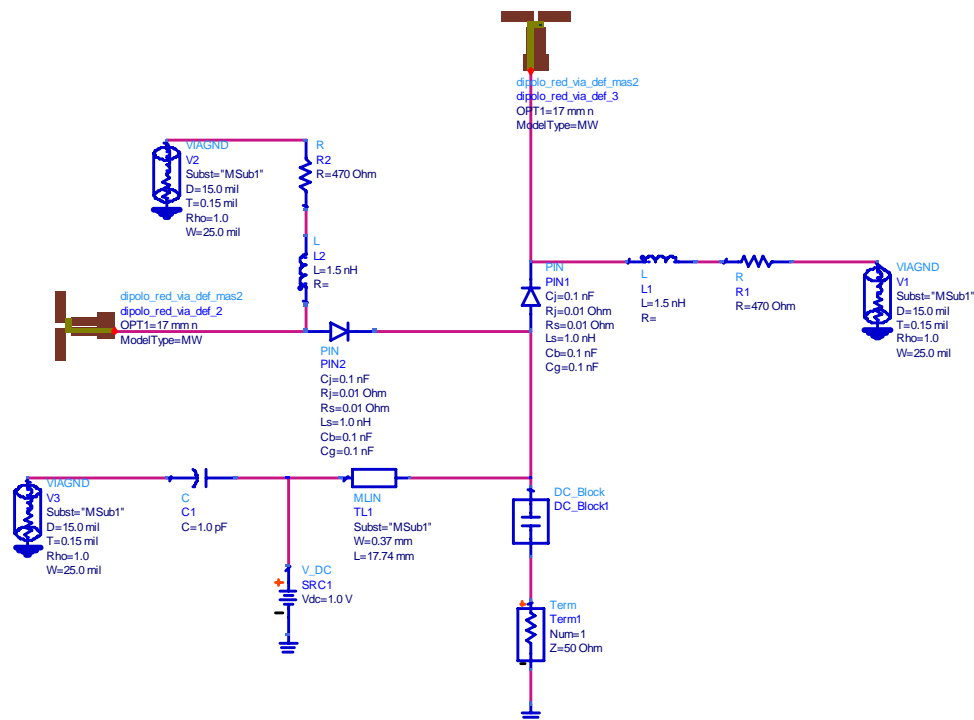


Figura 6.4.1 Esquemático del circuito de conmutación.

En este apartado se ofrece una visión de los diferentes elementos que van a formar el circuito de conmutación de la Figura 6.4.1, que tiene la función de activar el dipolo por el que se recibe la señal con mayor potencia.

6.4.1 DIODO PIN:

Este es el elemento que debido a sus propiedades va a tener la función de hacer de conmutador entre ambos dipolos. Dependiendo del valor de la señal continua inyectada al circuito (si el valor de la señal continua es mayor o menor que 0), el diodo estará activado o no. Los diodos PIN se utilizan en frecuencias de microondas, es decir, frecuencias que exceden de 1 GHz, puesto que incluso en estas frecuencias el diodo tiene una impedancia muy alta cuando está inversamente polarizado y muy baja cuando está polarizado en sentido directo. Además, las tensiones de ruptura están comprendidas en el margen de 100 a 1000 V. Por lo tanto, a diferencia de los diodos PN o Schottky, el diodo PIN tiene una capacidad inversa que es aproximadamente constante, independiente de la polarización.

El diodo utilizado para el diseño final es el HSMP3892. A continuación se presenta el modelo equivalente de éste sin tener en cuenta el encapsulado:

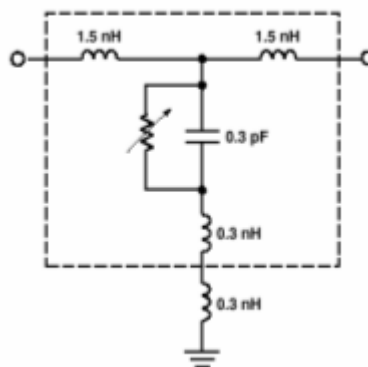


Figura 6.4.2 Modelo equivalente del diodo HSMP3892.

En la siguiente figura se muestran las capacidades e inductancias parásitas debidas al encapsulado (SOT-23/143) del diodo y que se tendrán que tener

muy en cuenta ya que van a afectar a los parámetros básicos de la antena de una forma muy importante:

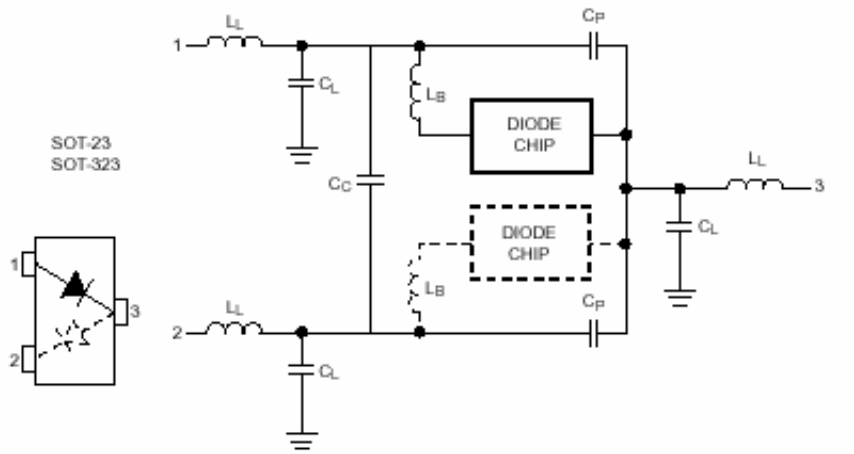


Figura 6.4.3 Modelo del encapsulado SOT-23/143 para el diodo HSMP3892

	Element:	L _L	C _L	C _p	C _c	L _B
	Description:	Leadframe Inductance	Leadframe Capacitance	Package Capacitance	Coupling Capacitance	Bondwire Inductance
	Units:	nH	pF	pF	pF	nH
SOT-23/SOT-143	to 3 GHz	0.50	0	0.080	0.060	1.0
SOT-3x3	to 3 GHz	0.40	0	0.030	0.035	0.70
SOT-3x3	to 6 GHz	0.80	0.050	0.030	0.035	0.70

Figura 6.4.4 Tabla de valores de las capacidades e inductancias parásitas del encapsulado del diodo.

El diodo es el elemento que ha influido de manera más notoria en parámetros como la frecuencia de máxima adaptación del dipolo, impedancia de entrada de éste y directamente relacionado con ellos, la relación de onda estacionaria. Una vez comentados todos los elementos que componen el circuito se ofrecerá un estudio de los efectos del diodo sobre la respuesta del dipolo.

6.4.2 DC FEED:

El Dc Feed es un elemento incluido en el diseño con la finalidad de alimentar al diodo con una señal continua y bloquear la señal de RF que pudiera desviarse

por esta rama. Es un elemento que se forma a partir de dos líneas de transmisión, una a alta impedancia y otra a baja impedancia emulando el comportamiento de una bobina y un condensador respectivamente. En un primer momento, se decidió incluir un sector semicircular que tiene los mismos efectos que una línea de baja impedancia pero el ancho de banda que proporciona es mayor. Finalmente, este sector semicircular se ha sustituido por un condensador ya que las dimensiones que debía tener implicaban un plano de masa excesivamente grande, provocando efectos importantes sobre la adaptación del dipolo. El condensador va a tener un ancho de banda más pequeño pero sus dimensiones van a favorecer a tener un plano de masa de dimensiones reducidas.

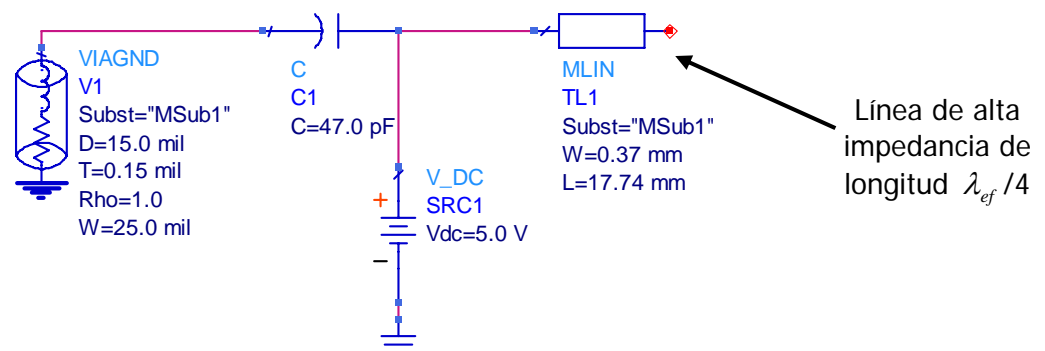


Figura 6.4.5 Dc Feed.

Tal y como se puede ver en la Figura 6.4.5, el Dc Feed se ha formado a partir de un condensador de 47 pF y una línea de alta impedancia de longitud $\lambda_{ef} / 4$. El funcionamiento de este elemento es el siguiente. Cuando entra señal de RF en el circuito por el conector SMA, el condensador se comporta como un cortocircuito. Esto implica que a una distancia de $\lambda_{ef} / 4$ se va a crear un circuito abierto virtual, de manera que la señal de RF no va a circular hacia la alimentación de continua. Para la alimentación de continua ocurre el caso inverso, el condensador se comporta como un circuito abierto, de manera que la señal de continua se va a ir hacia la red de polarización de los diodos. La

función básica del Dc Feed es imposibilitar la entrada de señal de RF hacia la línea de alimentación de continua, haciendo que toda la señal de RF circule hacia el dipolo y al mismo tiempo proveer señal continua para la polarización de los diodos.

6.4.3 DC BLOCK:

El Dc Block es el elemento que bloquea la señal continua. Es una estructura que tiene el mismo comportamiento que el de un condensador, comportándose como un circuito abierto ante el paso de corriente continua. De esta manera, se protege a la fuente de RF de paso de corrientes continuas hacia ella. El DC block se comporta como un cortocircuito en RF, haciendo que esta señal circule hacia el diodo.

6.4.4 RED DE POLARIZACIÓN DE LOS DIODOS

Esta red de polarización está formada por un lado por una resistencia de valor nominal $470\ \Omega$ y por otro lado por una bobina de valor nominal $1,5\ \text{nH}$. El valor de la resistencia se ha tomado teniendo en cuenta la intensidad que circulará por el diodo cuando éste se encuentre polarizado en directa. Así, para una alimentación de 5 V y una $I = 10\text{ mA}$ obtenemos un valor de resistencia de polarización de $470\ \Omega$. La bobina ante una señal continua se comporta como un cortocircuito, favoreciendo así la polarización del diodo, mientras que para RF se comporta como un circuito abierto, de esta manera se asegura que la señal de RF no va a circular por esta rama. Hay que tener en cuenta que la resistencia está conectada a un via-hole hacia el plano de masa, por ello se incluye una bobina que no deje circular señal de RF. De esta manera, estamos asegurando que la señal de RF no va a derivar a masa.

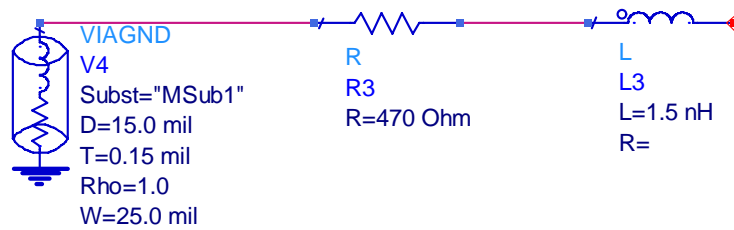


Figura 6.4.6 Red de polarización del diodo.

6.5 COMPORTAMIENTO GENERAL DEL CIRCUITO DE CONMUTACIÓN.

El circuito funciona de la siguiente manera. Existen dos tipos de alimentaciones. Por un lado la señal de RF, señal que va a captar la antena, y por otro lado, alimentación de señal continua para la polarización de los diodos. Tal y como se ha comentado, el Dc Feed va a ser el elemento que va a proteger la deriva de señal de RF por la línea de alimentación de señal continua. La misma función tiene el Dc Block en lo que refiere a las derivas de señal continua hacia la alimentación de RF. El circuito se alimenta con señal continua de $\pm 5\text{V}$ para polarizar cada uno de los dos diodos de que consta el circuito. Cuando la señal continua es de $+5\text{V}$, uno de los diodos se polarizará en directa mientras que el otro se polarizará en inversa, creando un circuito abierto e imposibilitando la circulación de señal de RF hacia este dipolo. Sucederá a la inversa cuando la señal continua sea de -5V , el diodo se polarizará en directa para el diodo vertical y se polarizará en inversa para el diodo horizontal, cediendo todo el paso de señal de RF hacia el dipolo vertical.

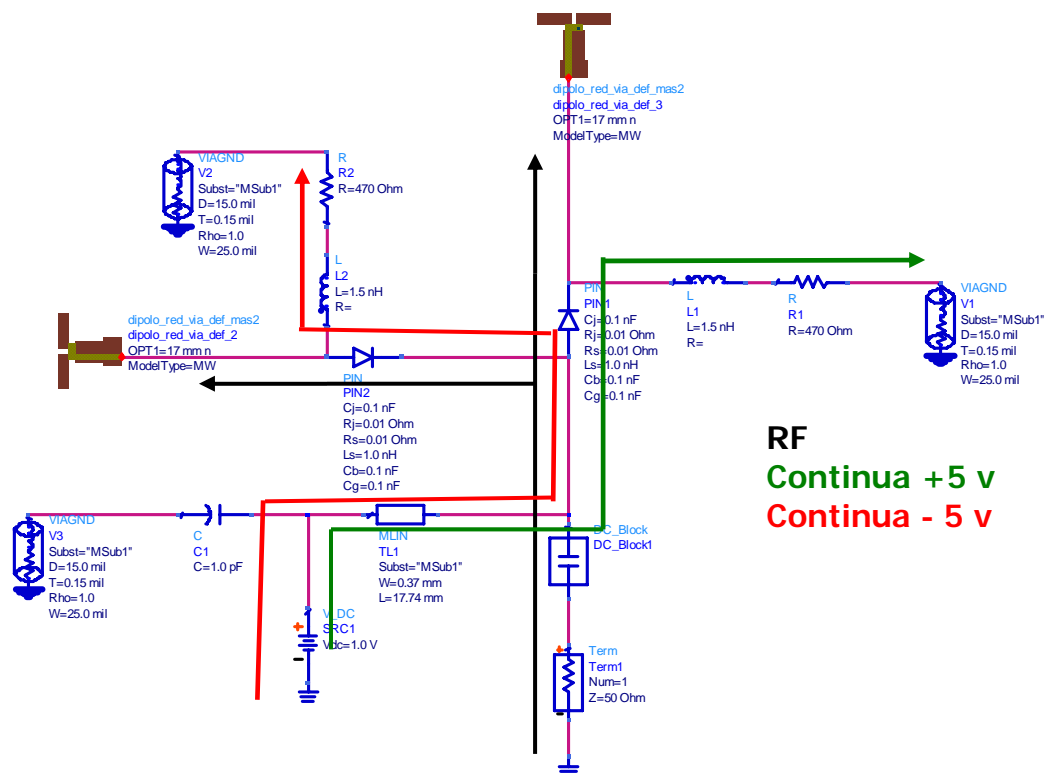


Figura 6.5.1 Dirección de las señales de RF y Continua en el circuito de conmutación.

6.6 PÉRDIDAS DE ADAPTACIÓN Y REDISEÑO DE LA ANTENA

En este apartado se van a mostrar los elementos que a lo largo del diseño de la antena han variado debido a los efectos que provocan sobre la respuesta del dipolo. El elemento que más negativamente afecta a la respuesta del dipolo ha sido el diodo. Debido a que su modelo circuital es una resistencia con una bobina en serie, se ha tenido que diseñar una red de adaptación para este elemento en particular. Cabe destacar que todos los elementos incluidos en el circuito de conmutación para realizar la simulación son ideales y para este esquemático no se han tenido en cuenta las líneas de transmisión que existen entre cada uno de los componentes.

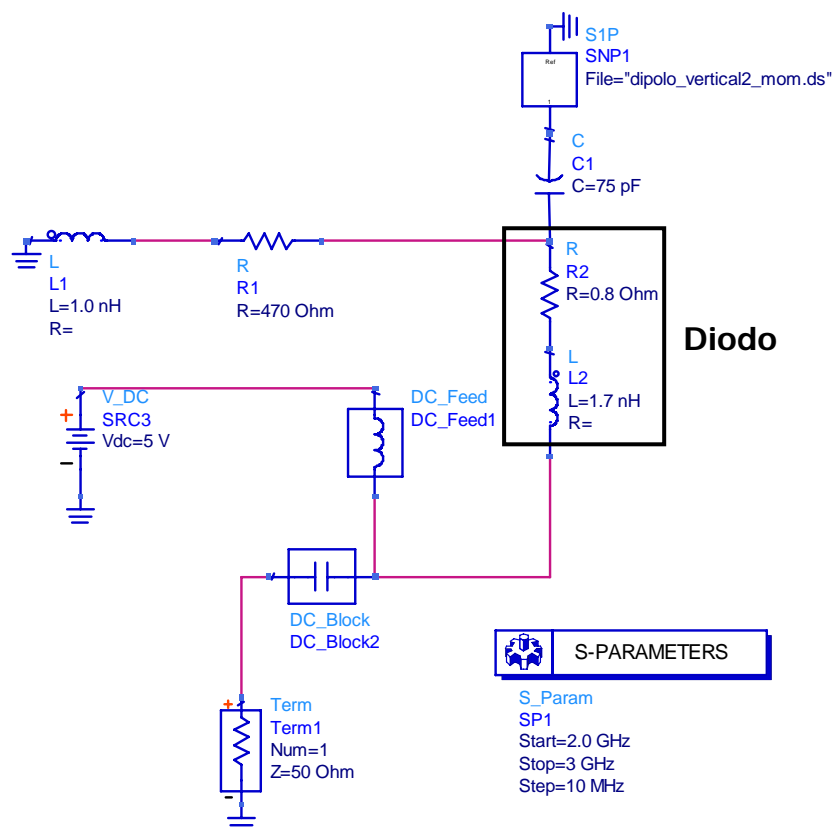


Figura 6.6.1 Esquemático reducido del circuito de conmutación para uno de los dipolos.

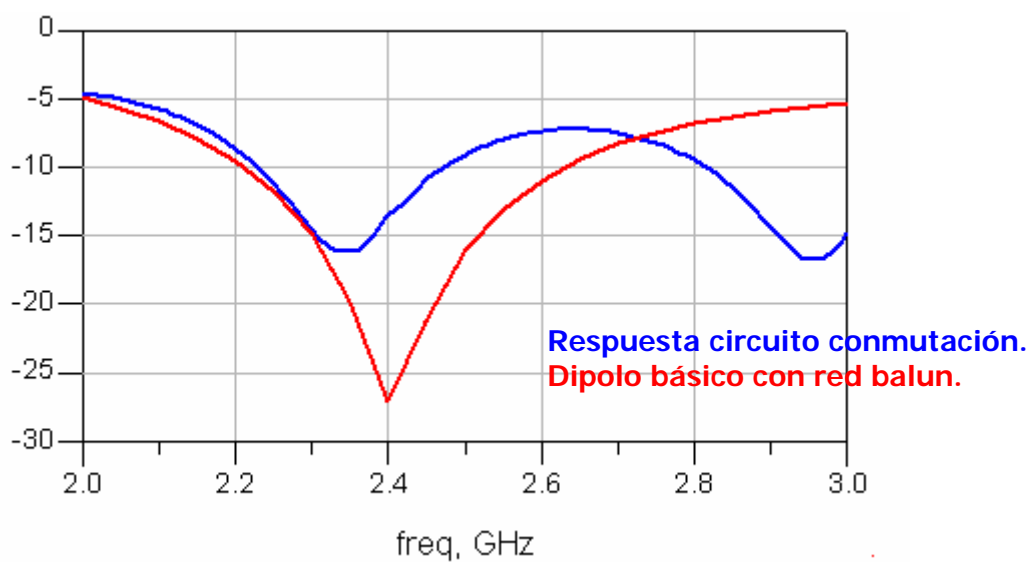


Figura 6.6.2 Comparativa del parámetro S(1,1) para el dipolo básico y la respuesta añadiendo el circuito de conmutación.

En la Figura 6.6.2 se muestra una comparativa del parámetro $S(1,1)$ para el dipolo básico con la red balun y la respuesta después de realizar la simulación añadiendo el circuito de conmutación mostrado en la Figura 6.6.1.

Se puede observar cómo los efectos causados por el diodo hacen que, a pesar de cumplir la especificación de tener un valor de adaptación menor que -10 dB a 2,4 GHz, tanto el ancho de banda como el valor de adaptación se hayan deteriorado. Debido a este deterioro, se ha diseñado una red de adaptación para el diodo. La red de adaptación consiste por una parte en un stub en paralelo que ha sido fabricado con una línea de alta impedancia. Esta línea de alta impedancia va a adaptar la parte real de la impedancia del diodo. Por otro lado, se ha incorporado un stub de alta impedancia en serie con el diodo, con la finalidad de adaptar la parte imaginaria de la impedancia. De esta manera, el diodo no va a causar efectos sobre la respuesta del dipolo.

En la Figura 6.6.3 se muestra la carta de Smith correspondiente al circuito de conmutación sin estar conectado al dipolo una vez que se ha añadido la red de adaptación. Se puede ver cómo la impedancia, para una frecuencia de 2,4 GHz, tiene una parte imaginaria prácticamente nula y una parte real muy cercana a los 50Ω . El diseño de esta red de adaptación nos garantiza que cuando se conecte el circuito de conmutación al dipolo básico, la respuesta de éste no va a variar considerablemente, sobretodo en términos de frecuencia de adaptación. La impedancia mostrada en la Figura 6.6.3 está normalizada a 50Ω .

En la Figura 6.6.4 se muestra la comparativa del parámetro $S(1,1)$ entre la respuesta del dipolo básico y la respuesta de este dipolo una vez conectado al circuito de conmutación mostrado en la Figura 6.6.5.

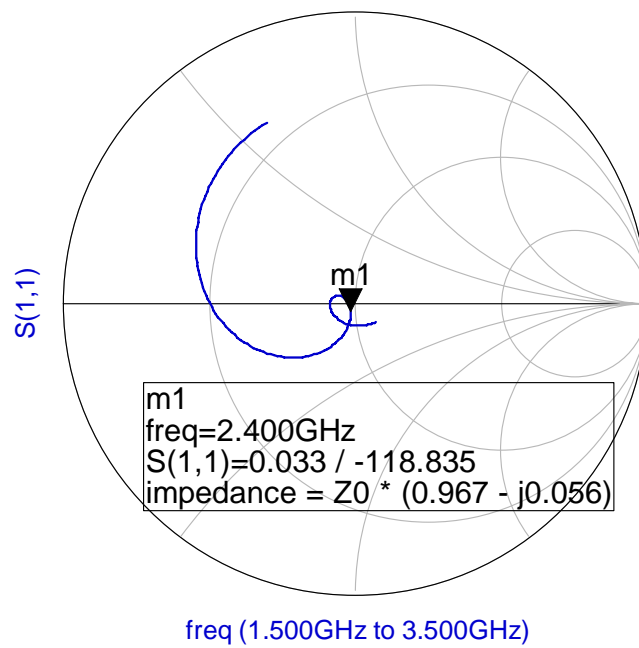


Figura 6.6.3 Carta de Smith correspondiente a la respuesta del circuito de conmutación.

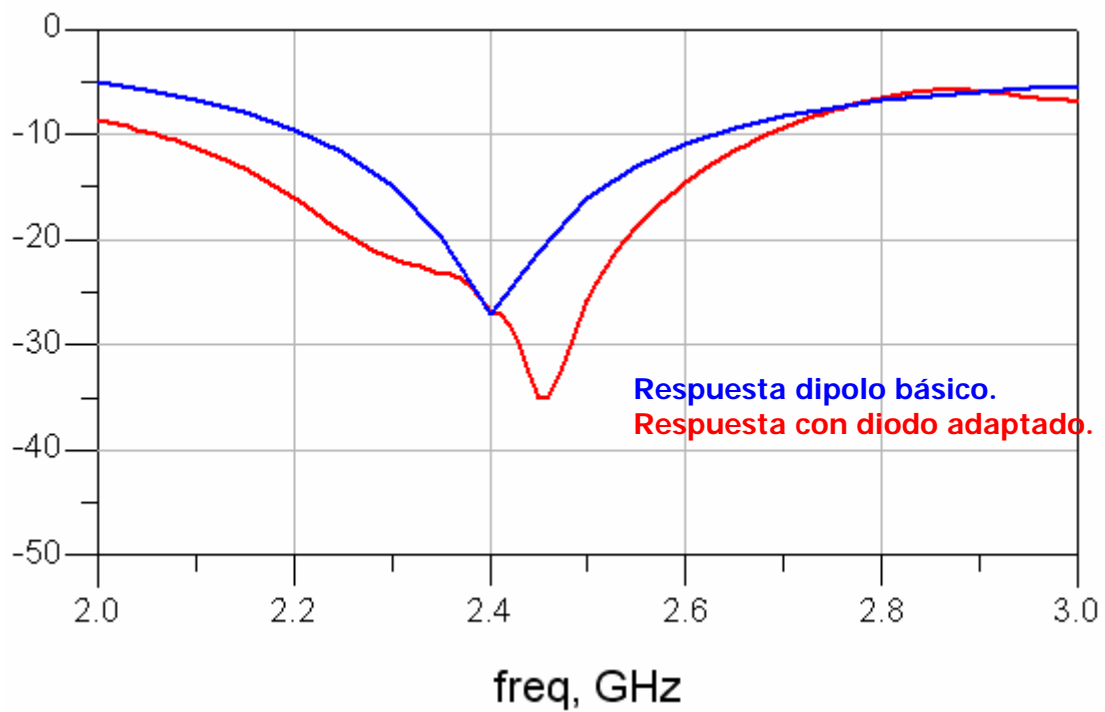


Figura 6.6.4 Comparativa del parámetro $S(1,1)$ entre la respuesta del dipolo básico y la respuesta del circuito de conmutación con el diodo adaptado.

7. FABRICACIÓN DE LA ANTENA Y MEDIDAS

7.1 PROCESO DE FABRICACIÓN

Los diferentes pasos para la fabricación del circuito son los siguientes:

1.- Impresión del fotolito de la placa. El diseño se ha hecho mediante el programa de diseño AutoCAD2006. El fotolito mostrado en la Figura 7.1.1 se debe imprimir en papel de transparencia o en un papel vegetal. En el fotolito se aprecian los huecos dejados para soldar los componentes. Estos huecos tienen un tamaño de aproximadamente la tercera parte del tamaño del componente.

2.- Placa con resina fotosensible positiva. Se trata de una placa de material plástico (fibra de vidrio) cubierta de cobre por las dos caras, y tratada con una resina fotosensible. La resina está protegida de la luz con un adhesivo opaco. Para usar la placa hay que quitar el adhesivo en un ambiente con poca luz, o con una luz que no dañe la resina (luz roja, amarilla).

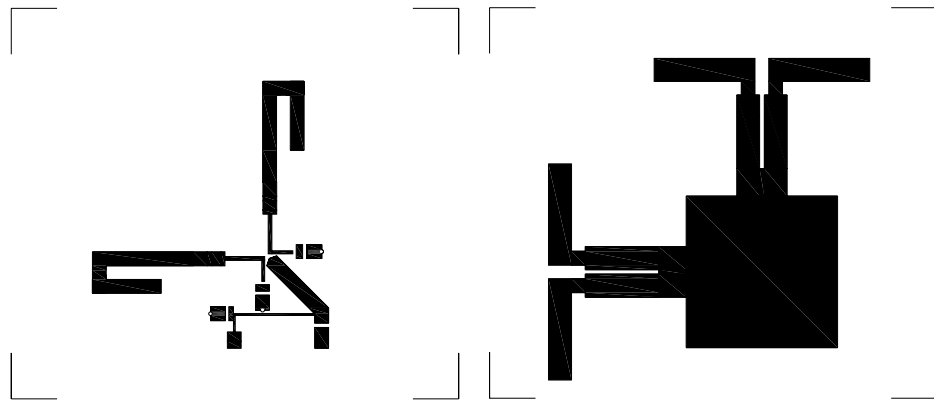


Figura 7.1.1 Fotolitos correspondientes al diseño.

3.- Insolación. El fotolito debe mantenerse unido a la placa para evitar que se desplace durante la insolación. El fotolito y la placa se introducen en la insoladora para exponer la zona que no se encuentra tapada por la tinta a la radiación ultravioleta. El tiempo de exposición depende del tipo de fotorresina y de la intensidad luminosa. Para nuestro caso, con un sustrato FR4 el tiempo es de 150 segundos.

4.- Revelado. La placa se introduce en un baño con revelador (sosa), hasta que se aprecie que los dibujos del fotolito se han transferido a la resina.

5.- Ataque del cobre. La solución atacante está compuesta por dos partes de agua oxigenada y una parte de sulfuro. Se sumerge la placa en la solución hasta que el cobre no protegido por la resina se ha disuelto. La manipulación de estos componentes químicos resulta peligrosa y debe hacerse con cuidado.

6.- Eliminación de la resina sobrante. Con acetona se elimina la resina sobrante, que aún sigue cubriendo el cobre de la placa.

7.- Taladro. Para la fabricación del via-hole hay que taladrar la placa. El grosor de la broca utilizada es de 0.375mm de radio, que se corresponde al radio del via-hole.

8.- Soldadura de los componentes. Finalmente, se trata de soldar los componentes SMD (*Surface Mounted Device*), soldar el hilo de conexión para la fabricación de los via-hole y soldar los conectores. La soldadura de los componentes SMD se realiza aplicando una fina capa de estaño sobre la pista de cobre. A partir de ahí, se coloca el componente sobre la pista y se calienta el estaño el tiempo justo para fijar el componente.

En la Figura 7.1.2 y Figura 7.1.3 se puede ver el diseño fabricado.

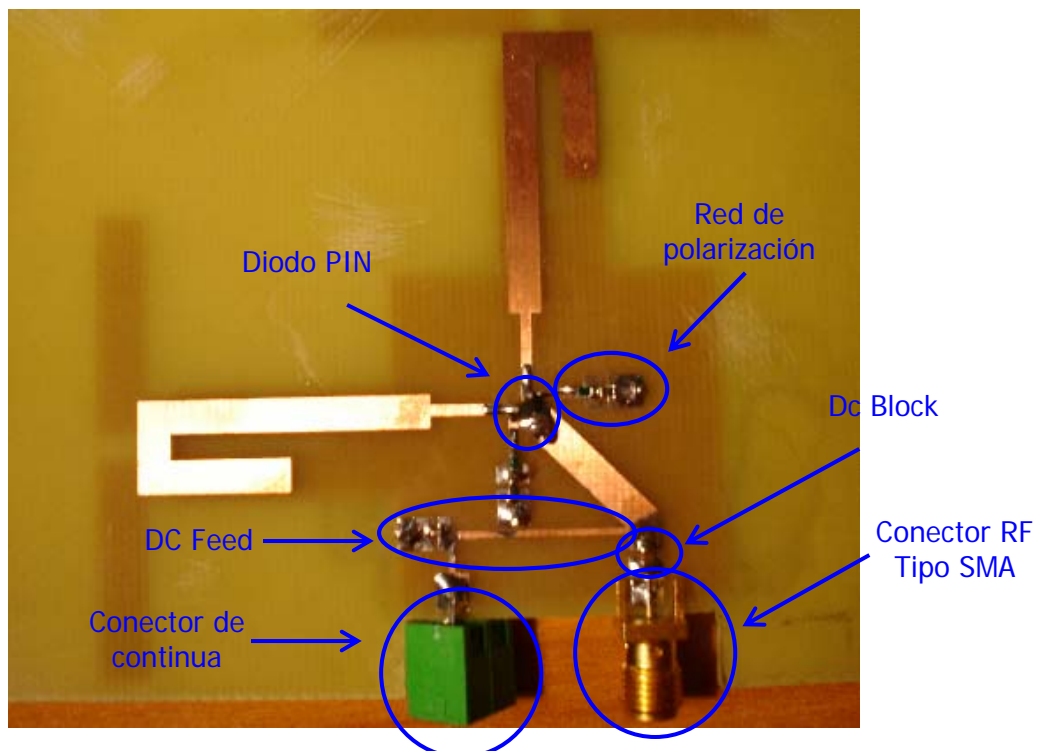


Figura 7.1.2 Circuito de conmutación.



Figura 7.1.3 Dipolos vertical y horizontal

7.2 MEDIDAS

Las medidas recogidas por el analizador de redes se pueden observar en las siguientes figuras. Para realizar la medición se ha aplicado una tensión continua de $\pm 5V$ y se han recogido los gráficos correspondientes al parámetro de adaptación $S(1,1)$ y a la relación de onda estacionaria.

Aplicando una tensión continua de **+5v** se obtienen los siguientes resultados.

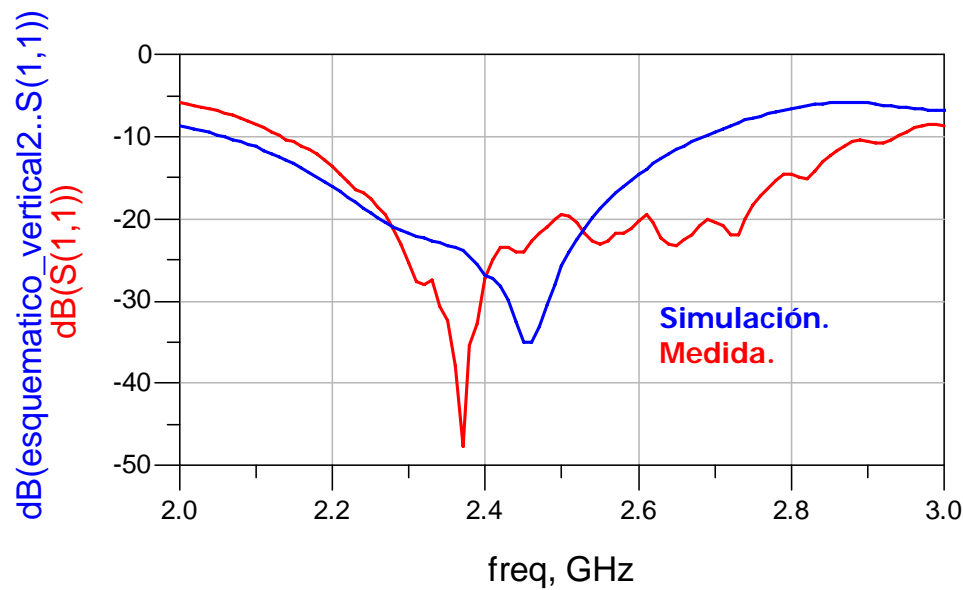


Figura 7.2.1 Comparativa parámetro S(1,1) entre la simulación y la medida.

En la Figura 2.3.1 se obtiene la forma del parámetro de adaptación S(1,1). El resultado final es que la frecuencia de máxima adaptación se sitúa en torno a los 2,4 GHz alcanzando un valor de -50 dB aproximadamente. El ancho de banda para el que se cumplen las especificaciones del diseño está comprendido entre los 2,1 y 2,9 GHz, luego resulta un ancho de banda de aproximadamente 800 MHz. Se observa una desviación de unos 100 MHz en la frecuencia de adaptación con respecto a la simulación. Esta desviación se debe a que en la simulación, por un lado, se han considerado los elementos ideales, y por otro lado, no se pueden ajustar perfectamente las longitudes de las líneas de transmisión que forman el circuito de conmutación. De la misma manera, no se puede especificar si una línea tiene una cierta inclinación, hecho que también afecta a la respuesta del dipolo básico. Se observa un rizado de unos 5 dB en el rango de frecuencias comprendido entre los 2,4 y los 2,7 GHz. Este rizado se debe básicamente a desadaptaciones de los diferentes componentes. Éstas son consecuencia de la no idealidad de los componentes. A pesar de conocer el

modelo circuital del encapsulado de los diodos, los valores no serán exactos y podríamos tener derivas respecto a la simulación. Tampoco conocemos de forma exacta las pérdidas que existen en las bobinas de la red de polarización o en el Dc Block para la alimentación RF.

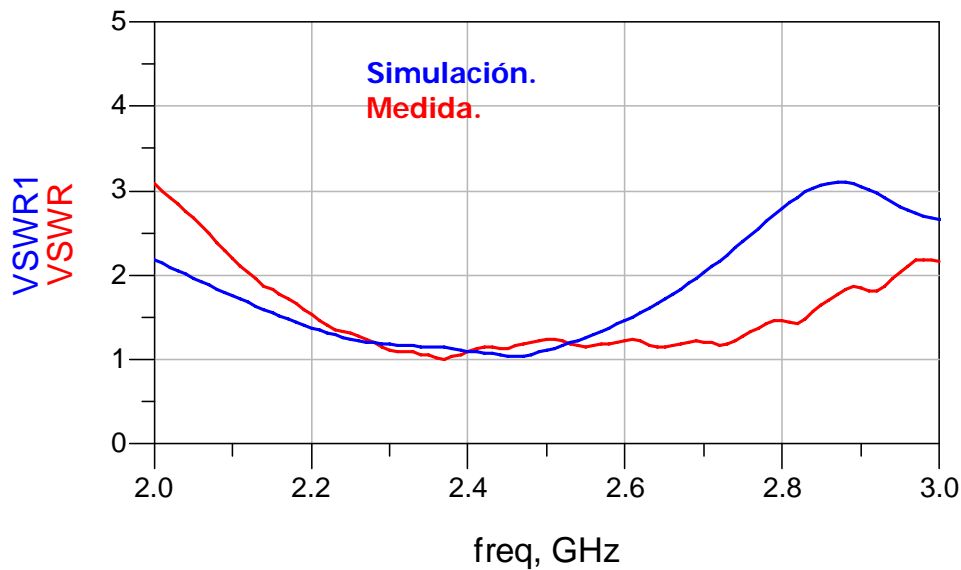


Figura 7.2.2 Comparativa de la relación de onda estacionaria entre la simulación y la medida.

En lo que refiere a la relación de onda estacionaria en la Figura 7.2.2, ocurre lo mismo que en la Figura 7.2.1. Las pérdidas de conductividad o los modelos circuital de los componentes no son exactos. De todas maneras, vemos como el resultado es muy favorable, ya que aunque es cierto que el ancho de banda en el margen inferior disminuye con respecto al resultado de la simulación, por el margen superior se ha aumentado considerablemente.

Si ahora alimentamos la red de conmutación con una tensión de **-5v**, se obtienen los siguientes resultados.

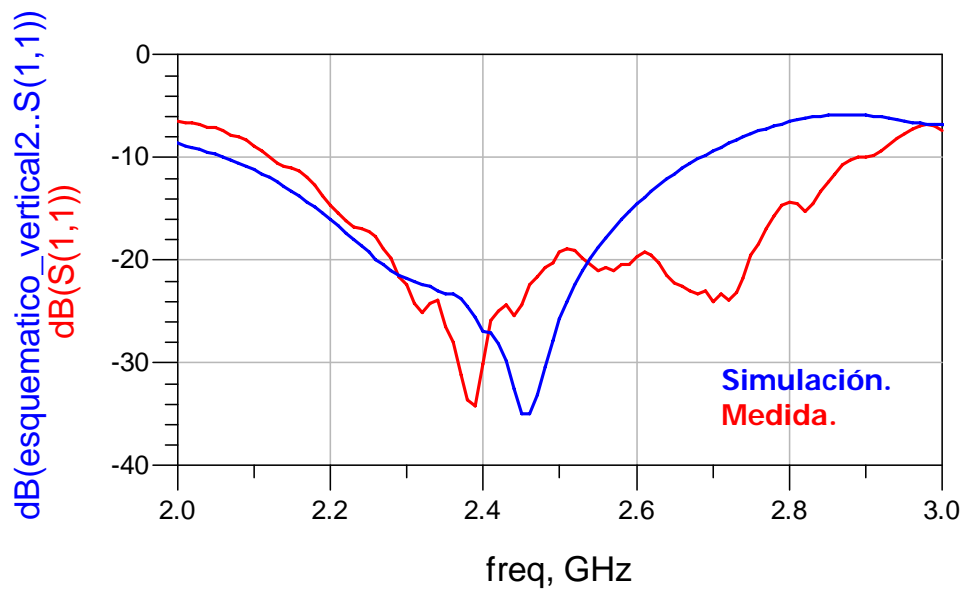


Figura 7.2.3 Comparativa parámetro S(1,1) entre la simulación y la medida.

En la Figura 7.2.3 podemos ver que la frecuencia de adaptación la tenemos situada en los 2,4 GHz para la medida. A la hora de realizar la simulación, no se ha tenido en cuenta a la hora de realizar la simulación que los elementos son ideales, de ahí el rizado comprendido entre los 2,5 y 2,8 GHz observado en la figura. El ancho de banda observado en el que cumplimos las especificaciones tanto de adaptación como de valor de onda estacionaria comprende el rango de frecuencias de los 2,1 a los 2,9 GHz como sucedía para la otra configuración.

En la comparativa mostrada en la Figura 7.2.3 se observa un pequeño desplazamiento de la frecuencia de adaptación y un valor muy similar de valor máximo de adaptación entre ambas curvas. Como se había comentado en el capítulo 6, el circuito de conmutación no es completamente simétrico. Esta diferencia provoca que, para una configuración, la realidad y la simulación tengan una forma más similar que para la otra configuración. De todas maneras, las diferencias que existen no afectan a las especificaciones del diseño.

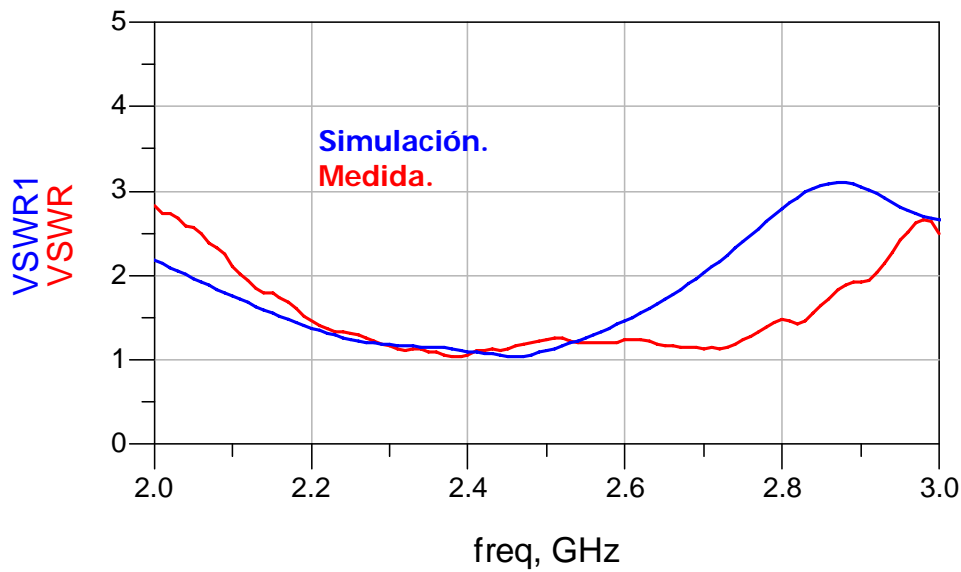


Figura 7.2.4 Comparativa de la relación de onda estacionaria entre la simulación y la medida.

Para la relación de onda estacionaria mostrada en la Figura 7.2.4, vemos lo que sucedía para el parámetro de adaptación $S(1,1)$. En este caso, el ancho de banda en el que el valor de relación de onda estacionaria toma un valor por debajo de 2 es mayor en la medida que en la simulación. Como ha sucedido para todas las figuras, para la simulación se han considerado los elementos ideales y no se han podido modelizar exactamente todas las líneas de transmisión que conforman el circuito de conmutación. El ancho de banda en el que la relación de onda estacionaria toma un valor inferior a 2 sigue siendo de 800 MHz para esta configuración.

Cabe destacar de la misma manera que la simulación se ha realizado teniendo en cuenta uno de los dipolos. A pesar de que el efecto de cross-talk no afecta significativamente, sí que se van a producir derivas en los resultados con respecto a las medidas realizadas.

En la Figura 7.2.5 y Figura 7.2.6 se muestra la comparativa, en lo que refiere al parámetro de adaptación $S(1,1)$ y a la relación de onda estacionaria, para las medidas obtenidas en cada una de las configuraciones (dipolo horizontal y dipolo vertical).

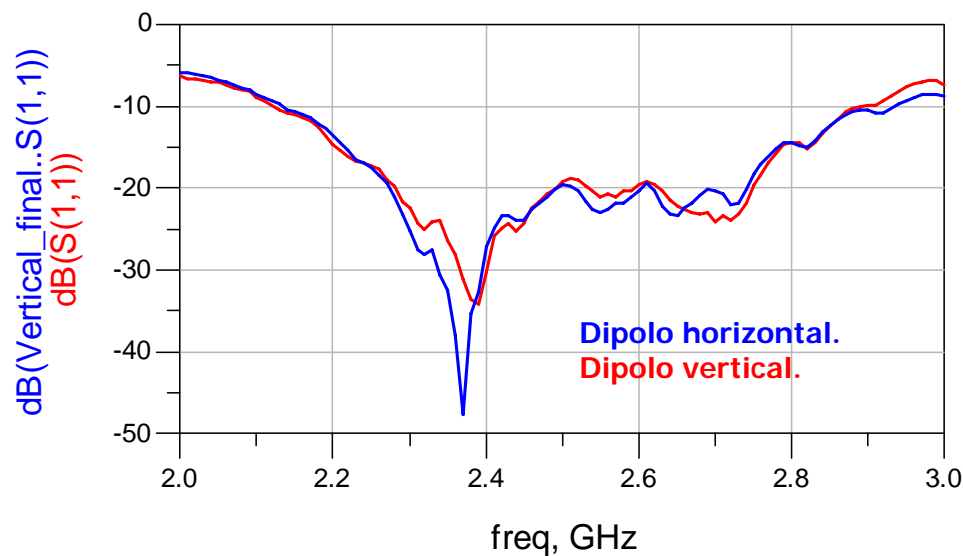


Figura 7.2.5 Comparativa en la medición del parámetro $S(1,1)$ para el dipolo vertical y horizontal.

En la Figura 7.2.5 observamos que la mayor diferencia entre ambas configuraciones se da en el valor de adaptación, siendo no significativa debido a los valores que toma (-50 y -35 dB). Otra diferencia entre ambos dipolos es la frecuencia de adaptación a la que adoptan el mínimo valor. Esta diferencia de todas maneras es prácticamente inapreciable. La respuesta para ambos dipolos es muy similar haciendo que la recepción de la señal de RF por cualquiera de los dipolos se realizará en condiciones muy similares tal como se comentaba en los objetivos del proyecto.

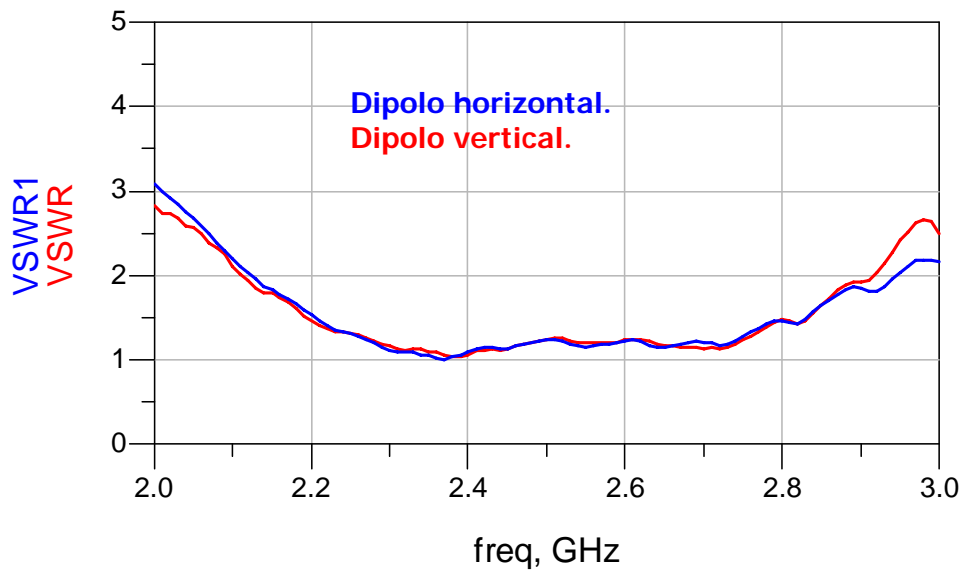


Figura 7.2.6 Comparativa en la medición de la relación de onda estacionaria para el dipolo horizontal y vertical.

En la Figura 7.2.6 se muestra la comparativa entre la respuesta del dipolo vertical y horizontal en lo que refiere al valor de relación de onda estacionaria. Aquí si cabe, la similitud se aprecia mucho más que para el coeficiente de reflexión. Las pequeñas diferencias que se puedan producir entre ambas configuraciones se deben a que la alimentación de RF hace que el circuito no sea simétrico en toda su estructura. La diferencia entre ambas configuraciones las podemos asumir ya que las especificaciones se cumplen para ambas.

7.3 ASPECTOS DIFERENCIALES DEL DISEÑO REALIZADO RESPECTO AL DISEÑO DEL ARTÍCULO

Finalmente, han sido varios los elementos que han variado respecto el diseño propuesto en el artículo [4]. En primer lugar cabe destacar que en lugar de utilizar un via-hole para crear el cortocircuito en la red balun, se ha decidido utilizar una línea de longitud $\lambda_{ef}/4$. Esta solución de diseño se propuso por dos motivos. El primero ha sido la simplicidad en la fabricación de la red. Resulta

mucho más simple fabricar una línea de transmisión que un via-hole. Por otro lado, el hecho de no tener un via-hole derivado a masa ha hecho posible eliminar los condensadores de desacoplo que existen a la entrada del dipolo en el artículo, ya que la inclusión de la línea de transmisión elimina el camino que puede tener la señal continua a masa. A parte, tal como se había comentado en el capítulo 5, tener una línea de longitud $\lambda_{ef}/4$ nos da un grado de libertad a la hora de realizar los ajustes necesarios.

Por otro lado, se han sustituido los meandros de la red de polarización por bobinas. De la misma manera que ha ocurrido con el via-hole, el meandro implica una dificultad añadida a la fabricación del circuito y la bobina es igualmente funcional.

Respecto al artículo, se ha incluido el Dc Feed para evitar la deriva de señal de RF hacia la alimentación de señal continua. Durante el diseño de Dc feed se han ido proponiendo mejoras que afectan a la dimensión del circuito. En un primer momento se utilizó un sector semicircular de baja impedancia que finalmente ha sido sustituido por un condensador. El sector semicircular junto con la línea de alta impedancia suman una longitud total de $\lambda_{ef}/2$, hecho que limitaba el tamaño del plano de masa. El hecho de poder sustituir la línea de baja impedancia por un elemento puntual, ha podido contribuir a la optimización del plano de masa.

Por último, cabe destacar que sólo se ha utilizado un encapsulado para los dos diodos en lugar de utilizar dos encapsulados, cada uno para un diodo. Esta decisión se debe al hecho de la estructura doble del diodo disponible. De esta manera, los efectos del encapsulado son los mismos para las dos configuraciones, hecho que favorece tener una respuesta muy similar.

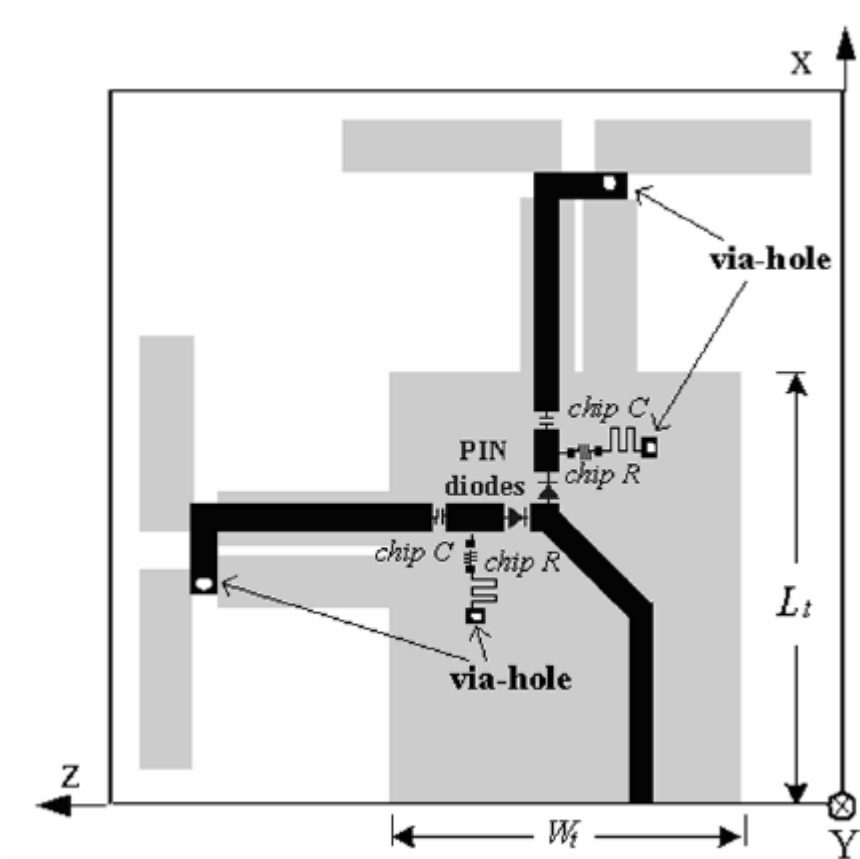


Figura 7.3.1 Esquema circuito de conmutación artículo [4]

8. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

Las líneas futuras a partir del diseño realizado se pueden orientar hacia el diseño de un circuito de control para la elección del dipolo con el que se reciba el nivel de señal más alto. El circuito de control recibirá la señal de RF. Una vez se haya recibido esta señal, se deberá acondicionar para poder ser analizada. Para este acondicionamiento, se deberá realizar una conversión A/D, muestreo, cuantificación y decisión sobre ella. A partir de los resultados obtenidos, el circuito de control administrará la señal al circuito de conmutación que en función de ésta alimentará con una tensión continua de $\pm 5\text{V}$, de manera que se activará el dipolo que reciba un nivel de señal más elevado.

Además del diseño del circuito de control, sería interesante poder medir los diagramas de radiación del presente diseño en una cámara anecoica para poder caracterizar la antena en términos de radiación. De la misma manera, se debería mejorar el modelo de simulación para poder justificar las diferencias encontradas entre la simulación y la medida realizadas.

Otras líneas futuras se pueden dar en el diseño de un sistema que a parte de tener diversidad en polarización, sea dual, es decir, trabaje en la banda de frecuencias de 2,4 GHz así como en la banda de los 5 GHz. De esta manera, el sistema podrá operar en las bandas de frecuencias principales.

Tras la fabricación del diseño podemos concluir que se han alcanzado los objetivos propuestos en el capítulo 1. En lo que refiere a las especificaciones, se ha conseguido diseñar una antena con una adaptación menor que -10 dB y una relación de onda estacionaria con un valor inferior a 2 con un ancho de banda de 800 MHz. Este ancho de banda es suficiente para contener todos los canales existentes que como se ha visto en la introducción, están comprendidos en el rango de frecuencias de los 2,412 a los 2,484 GHz. En referencia al artículo [4] se ha disminuido el número de componentes, hecho que implica una reducción de coste.

En lo que refiere a la parte práctica, se ha podido fabricar la antena, verificando así que las especificaciones teóricas del diseño se han mantenido. Finalmente se ha visto cómo la diferencia en la respuesta de ambos dipolos ha resultado muy similar, de esta manera, la recepción de la señal por cualquiera de los dos dipolos se realizará en condiciones similares.

A nivel personal, la realización de este proyecto ha resultado muy gratificante. El hecho de desarrollar un proyecto que se puede fabricar, que no exige una inversión elevada, y que se tienen los equipos para hacerlo me ha llevado a intentar optimizar el diseño en todas sus vertientes. Me ha ayudado a la comprensión de conceptos de parámetros básicos de antenas, así como a la comprensión del funcionamiento de un dispositivo que trabaja en la banda de los 2,4 GHz.

9. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Cardama, A. Jofre, L. Rius, JM. Romeu, J. Blanch, S. *Antenas*. Edicions UPC. 2da ed. 2002.
- [2] Balanis, C. *Antenna Theory*. Wiley-Interscience. 3rd ed. 2005.
- [3] Pozar, D. *Microwave Engineering*. Wiley-Interscience. 2nd edition. 1998.
- [4] Chuang, H. Kuo, LC. *3-D FDTD Design Analysis of a 2,4 GHz Polarization Diversity Printed Dipole Antenna With Integrated Balun and Polarization-Switching Circuit for WLAN and Wireless Communication Applications*. IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol.51, No 2. 2003.
- [5] Edward, J. Brian, J. Rees, D. *United States Patent. Microstrip fed printed dipole with an integral balun*. Patent number 4.825.220. 1989.
- [6] www.ieee.org
- [7] www.agilent.com

Resumen:

Existen varias tecnologías de transmisión inalámbrica pero la más conocida es la tecnología **WIFI** (*Wireless Fidelity*) que opera en la banda de los 2,4 GHz en Europa. Este tipo de redes opera en entornos *indoor*, donde el canal está sometido a una aleatoriedad y complejidad elevadas debido a la presencia de una gran cantidad de elementos, que pueden hacer que la señal recibida presente variaciones importantes en sus características (nivel de señal, polarización...). Este hecho motiva la necesidad de desarrollar e implantar sistemas de comunicaciones con soluciones para poder minimizar los efectos provocados por el entorno en la señal. Para poder paliar estas variaciones, en este proyecto se ha diseñado y fabricado una antena formada por dos dipolos dispuestos uno ortogonal al otro, de forma que exista diversidad en polarización. La frecuencia de trabajo de la antena es de 2,4 GHz. Recibida una señal de RF, el circuito de conmutación permitirá seleccionar el dipolo por el que se recibe la señal de RF con mayor potencia.

Resum:

Existeixen diferents tecnologies de transmissió sense fils, però la més coneguda és la tecnologia **WIFI** (*Wireless Fidelity*) que opera a la banda dels 2,4 GHz a Europa. Aquest tipus de xarxes opera en entorns indoor, on el canal està sotmès a una aleatorietat i complexitat elevades degut a la presència d'una gran quantitat d'elements que poden fer que la senyal rebuda presenti variacions importants en les seves característiques (nivell de senyal, polarització...). Aquest fet motiva la necessitat de desenvolupar i implantar sistemes de comunicacions amb solucions per poder minimitzar els efectes provocats per l'entorn a la senyal. Per poder pal·liar aquestes variacions, en aquest projecte s'ha dissenyat i fabricat una antena formada per dos dipòls disposats un ortogonal a l'altre de manera que existeixi diversitat en polarització. La freqüència de treball de la antena és de 2,4 GHz. Rebuda una senyal de RF, el circuit de commutació permetrà seleccionar el dipol pel qual es rep la senyal de RF amb una major potència.

Abstract:

There are several wireless transmission technologies but the most well-known is **WIFI** (*Wireless Fidelity*) technology which works in the band of the 2,4 GHz in Europe. This kind of networks works in indoor environments, where the channel is under random and complexity conditions due to the presence of several objects can affect over important characteristics of the received signal (signal level, polarization...). This situation motivates the development and implementation of communication systems with solutions in order to minimize the environment effects over the signal. In order to alleviate these variations, in this project an antenna has been designed and built. This antenna consists of two dipole, in orthogonal configuration, so that implies polarization diversity. The antenna frequency work is 2,4 GHz. Once a RF signal is received, a switching circuit will allow selecting the dipole with the highest signal level.