

**UNIVERSIDAD POLITECNICA DE VALENCIA**

**ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR DE GANDIA**

**Grado en Ing. Sist. de Telecom., Sonido e Imagen**

---



**UNIVERSIDAD  
POLITECNICA  
DE VALENCIA**



**ESCUELA POLITECNICA  
SUPERIOR DE GANDIA**

# **“Diseño, fabricación y media de antenas basadas en planos de masa radiantes ranurados”**

***TRABAJO FINAL DE GRADO***

Autor/a:

**Antonio Vila Jiménez**

Tutor/a:

**D. Marta Cabedo Fabrés**

**D. Jose Ignacio Herranz Herruzo**

***GANDIA, 2011***

---

# Abstract

---

Due to the technology growth and the requirements of the customers, current mobile devices must have a new integrated hardware, keeping approximately the same dimensions and weight, resulting in a lack of space for the device components, such as the antennas. For this reason, in recent years the idea of using the PCBs ground plane of the mobile devices as the radiating element of the antenna has been taking relevance. Following this research line, in this work we present some structures based on radiating ground planes that can replace the antennas of actual mobile handsets.

Because the Theory of Characteristic Modes will be the main method used for the analysis of the antennas proposed in this work, chapter two explains the main features of this theory and an introduction to its mathematical formulation. The modal analysis performed to the proposed structures help us to have a better physical knowledge of the behavior of the antennas. The modal analysis has been made using a Matlab code implemented by the Electromagnetic Radiation Group of the Universidad Politècnica de València. The same group has provided the equipment and material needed to manufacture and measure the prototypes.

Next, chapter three focus on understanding the operating principle of this kind of structures, and because of that, we start analyzing the basic structure that consists in a radiating ground plane with a single slot. This structure is not well matched to the excitation and as a result does not provide a good bandwidth performance. In order to obtain wideband behavior in this type of antennas, we propose a structure with two symmetrical slots, which shows better performance than the structure with a single slot.

In the last chapter, we present a novel technique to enhance the impedance bandwidth and radiation efficiency based on using a symmetrical folded dipole. As we will show later, using this symmetric radiating ground plane in combination with a symmetrical feeding, we get a magnetic boundary condition that favors the excitation of antenna modes which enhance the impedance bandwidth and radiation efficiency.

# INDICE

<b>Abstract</b>	<b>I</b>
.....	
<b>1. Introducción.</b>	<b>1</b>
.....	
<b>2. Iniciación a la Teoría de los Modos Característicos.</b>	<b>3</b>
.....	
2.1. Motivación.	3
.....	
2.2. Introducción a la formulación matemática.	4
.....	
2.3. Interpretación física de los modos característicos.	8
.....	
<b>3. Análisis modal de planos de masa radiantes.</b>	<b>11</b>
.....	
3.1. Introducción.	11
.....	
3.2. Plano de masa rectangular.	12
.....	
3.3. Planos de masa ranurados.	18
.....	
<b>4. Mejoras en el ancho de banda empleando simetrías.</b>	<b>29</b>
.....	
4.1. Introducción.	29
.....	
4.2. Diseño propuesto.	30
.....	
4.3. Análisis modal.	33
.....	
4.4. Fabricación y resultados.	40
.....	
<b>5. Conclusiones.</b>	<b>43</b>
.....	
<b>6. Bibliografía.</b>	<b>46</b>
.....	

---

# Capítulo 1. Introducción

---

El diseño de terminales móviles se ha visto afectado en los últimos años no solo por la evolución tecnológica, sino también por las exigencias de los usuarios de nuevas prestaciones y servicios que requieren de la incorporación de nuevo hardware, como pueden ser, la inclusión de cámaras fotográficas con flash, los chipsets necesarios para la comunicación WiFi o Bluetooth, GPS, etc... Lógicamente todo esto manteniendo o mejorando las anteriores prestaciones y sin que suponga un notable incremento en tamaño y peso.

Los requisitos de hardware actuales hacen por lo tanto que el espacio en los terminales móviles sea muy reducido y que el espacio reservado para las antenas se vea muy comprometido, a pesar de que debido a las nuevas prestaciones de los terminales, las antenas deben ser capaces de cubrir un espectro bastante amplio a causa de los diferentes estándares de comunicaciones en los que deben funcionar, GSM, UMTS, LMTD, Wifi, GPS, Bluetooth ... Es por ello que en la última década se están buscando nuevas soluciones para maximizar el espacio dejado para las antenas en los terminales, creando nuevos diseños que intentan aprovechar los planos de masa de la circuitería de los terminales móviles como elemento radiante [15]-[18].

Otra alternativa consistiría en integrar las antenas en las carcasas de los terminales móviles, de manera que se consiguiese maximizar el espacio destinado para los elementos radiantes, y además, evitando el inconveniente de que las baterías queden por encima de las antenas como pasaría si se utilizan los planos de masa de los circuitos. A partir de esta idea, en el este trabajo se presentarán algunas estructuras básicas que podrían ser útiles para cumplir con los requerimientos de espacio, diseño y características de los nuevos terminales móviles.

Para la mejor comprensión del funcionamiento de las estructuras propuestas, las mismas se analizarán empleando la Teoría de Modos Característicos mediante el uso de un código en Matlab, creado por el Grupo de Grupo de Radiación Electromagnética (GRE) perteneciente a la Universidad Politècnica de València. Grupo que ha facilitado todo lo necesario para la realización del presente trabajo, cubriendo las necesidades de equipamiento de medida, maquinaria de fabricación, software de simulación, etc...

El uso de La Teoría de Modos Característicos hasta hace pocos años no era habitual para el análisis de antenas, pero como se demostrará en los próximos capítulos, aporta una información muy útil sobre el comportamiento físico de las estructuras analizadas. Además del código en Matlab mencionado, también se han empleado software comerciales para la simulación de las estructuras propuestas como el CST Microwave Studio, Zeland IE3D, Microwave Office...

Un total de cinco capítulos componen el documento, de los cuales el primero es el utilizado para ésta introducción y el quinto el perteneciente a la bibliografía del mismo.

Con el segundo capítulo se pretende realizar una breve introducción a la Teoría de Modos Característicos, que será la base para el análisis de las diferentes antenas presentadas en los siguientes capítulos.

En el tercer capítulo se proponen dos diseños básicos de antenas ranuradas, que servirán de ejemplo como aplicación práctica de la teoría de modos anteriormente descrita y serán el punto de partida para la estructura presentada en el capítulo cuarto.

En el capítulo cuarto se propone un nuevo diseño de antena ranurada que emplea simetrías tanto en el diseño de su estructura como en la alimentación aplicada. Se demostrará en el mismo que mediante el uso de esas simetrías se consiguen unas condiciones que hacen mejorar notablemente el comportamiento de la antena.

---

## Capítulo 2. Iniciación a la Teoría de los Modos característicos

---

### **2.1 Motivación.**

Los Modos Característicos se empleaban en sus inicios principalmente en la resolución de problemas de radiación y difracción en los que la ecuación de Helmholtz se podía transformar en una ecuación de variables separables. Fue Garbacz en 1968 [1], con la Teoría de los Modos Característicos quien demostró que estos mismos modos se podían definir sobre cuerpos conductores con forma arbitraria. Estos modos presentaban la interesante propiedad de diagonalizar la matriz de difracción del cuerpo conductor.

Posteriormente en 1971, Harrington y Mautz [2] refinaron dicha teoría para analizar y optimizar antenas de hilo diagonalizando la matriz de impedancias generalizada de la estructura. Partieron de la definición de un operador que relacionara la corriente en la superficie del cuerpo con el campo eléctrico tangencial, hasta llegar a una ecuación de autovalores muy concreta, a partir de la cual obtenían los mismos modos característicos definidos por Garbacz.

Los modos característicos o modos propios de un cuerpo conductor pueden ser definidos como las corrientes reales que circulan por la superficie del cuerpo, que dependen de la forma y del tamaño del mismo y son independientes del punto de alimentación. Es decir, estas corrientes a las que se les denomina corrientes características o propias son inherentes al cuerpo y existen con independencia de la fuente de alimentación. Las principales propiedades de éstas corrientes características en conductores son:

- Toman valores reales o presentan la misma fase a lo largo de la superficie por la que circulan.
- Forman un conjunto ortogonal sobre esta superficie.
- Diagonalizan la matriz de impedancias generalizada sobre esta superficie.

Derivados de las corrientes características que circulan por la superficie del conductor, definimos los campos característicos como los campos electromagnéticos debidos a dichas corrientes. Sus propiedades más importantes son:

- Presentan componentes tangenciales con la misma fase sobre la superficie del cuerpo conductor.
- Forman un conjunto ortogonal sobre la esfera de radiación en el infinito.
- Diagonalizan la matriz de difracción en el cuerpo conductor.

Todas estas propiedades son la razón por la que los modos característicos son tan útiles en problemas de análisis, síntesis y optimización de antenas y difractors.

De las soluciones modales obtenidas a partir de la aplicación de la teoría de modos característicos se pueden extrapolar las siguientes propiedades:

- La inversión de la matriz no es necesaria para el cálculo de las corrientes ya que la matriz de impedancias generalizada está diagonalizada.
- La síntesis del modelo puede lograrse sin la inversión de la matriz ya que la matriz de difracción está diagonalizada.
- La corriente en el cuerpo conductor puede controlarse usando el método modal de resonancia.

## 2.2 Introducción a la formulación matemática.

Como se explica y desarrolla en [3], la formulación de la Teoría de Modos Característicos para cuerpos conductores comienza con la definición de un operador que relaciona la corriente  $J$  en la superficie  $S$  del cuerpo conductor con el campo eléctrico tangencial incidente  $E^i$

$$\left[ L(J) - E^i \right]_{\tan} = 0 \quad (2.1)$$

Donde el subíndice “tan” denota las componentes tangenciales sobre la superficie  $S$ .

La Figura 2.1 muestra el escenario típico para el cálculo de los modos característicos junto al sistema de coordenadas.

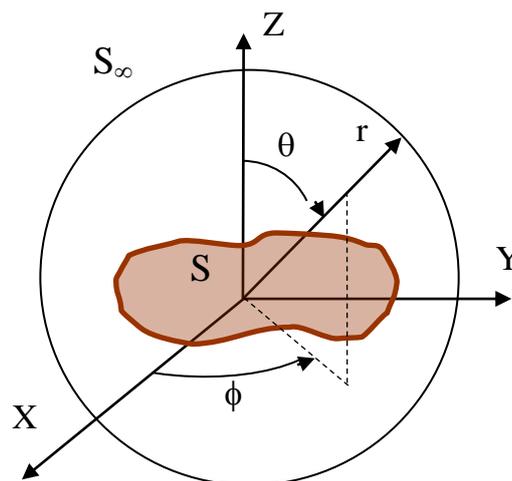


Figura 2.1 Escenario para el cálculo de los modos característicos y sistema de coordenadas.

El operador  $L$  en (2.1) es lineal y está definido por

$$L(J) = j\omega A(J) + \nabla\Phi(J) \quad (2.2)$$

$$A(J) = \mu \iiint_S J(r') \psi(r, r') ds' \quad (2.3)$$

$$\Phi(J) = \frac{-1}{j\omega\epsilon} \iiint_S \nabla' \cdot J(r') \psi(r, r') ds' \quad (2.4)$$

$$\psi(r, r') = \frac{\exp(-jk|r-r'|)}{4\pi|r-r'|} \quad (2.5)$$

donde  $r$  es un punto del campo,  $r'$  es un punto de la fuente, y  $\epsilon$ ,  $\mu$  y  $k$  son la permitividad, permeabilidad y número de onda respectivamente, en espacio abierto.

Físicamente, el término  $-L(J)$  puede ser considerado como la intensidad eléctrica en cualquier punto del espacio debida a la corriente  $J$  en la superficie  $S$ . Esto quiere decir que el operador  $L$  en (2.1) tiene dimensiones de impedancia.

$$Z(J) = [L(J)]_{\tan} \quad (2.6)$$

Como se demuestra en [3], el operador de impedancia  $Z$  es complejo, y puede ser escrito como

$$Z(J) = R(J) + jX(J) \quad (2.7)$$

### 2.2.1 Corrientes características.

Para conseguir el enfoque desarrollado en [3], las corrientes características deben ser obtenidas como funciones propias de la siguiente ecuación particular de autovalores ponderado.

$$X(\vec{J}_n) = \lambda_n R(\vec{J}_n) \quad (2.8)$$

Donde  $\lambda_n$  son los valores propios,  $\vec{J}_n$  son las funciones propias o corrientes propias, y  $R$  y  $X$  son las partes real e imaginaria del operador  $Z$  de impedancia.

Por el teorema de reciprocidad si  $Z$  es un operador lineal simétrico, entonces sus partes Hermíticas ( $R$  y  $X$ ) deben de ser operadores reales y simétricos. De lo que se deduce que todos los valores propios  $\lambda_n$  en (2.8) son reales, y todas las corrientes propias  $\vec{J}_n$  pueden ser escogidas reales o que presenten la misma fase sobre la superficie del cuerpo en las que están definidas [3].

Deducimos de (2.8), que las corrientes características  $\vec{J}_n$  pueden ser definidas como las corrientes reales en la superficie del cuerpo conductor que solo dependen de su forma y tamaño, y son independientes de cualquier fuente de excitación.

En la práctica, como se explica en [4], para calcular los modos característicos de un determinado cuerpo conductor, la ecuación (2.8) necesita ser reducida a forma matricial usando la formulación de Garlekin.

$$[X]\vec{J}_n = \lambda_n [R]\vec{J}_n \quad (2.9)$$

Las Corrientes propias  $\vec{J}_n$  y los valores propios  $\lambda_n$  del cuerpo son obtenidos mediante la resolución del problema generalizado de valores propios de (2.9) con algoritmos estándar [7].

## 2.2.2 Campos Característicos.

Los campos eléctricos  $E_n$  producidos por las corrientes características  $J_n$  en la superficie del cuerpo conductor, son llamados campos característicos [3]. De (2.8) se puede derivar que estos campos característicos pueden ser escritos de la siguiente forma

$$E_n(\vec{J}_n) = Z(\vec{J}_n) = R(\vec{J}_n) + jX(\vec{J}_n) = R(\vec{J}_n)(1 + j\lambda_n) \quad (2.10)$$

De (2.10) se deduce que los campos característicos tienen la misma fase, ya que son  $(1 + j\lambda_n)$  veces una cantidad real. La relación de ortogonalidad entre los campos característicos puede ser alcanzada a partir de las corrientes características mediante el teorema de Poynting complejo

$$\begin{aligned} P(J_m, J_n) &= \langle J_m^*, ZJ_n \rangle = \langle J_m^*, RJ_n \rangle + j \langle J_m^*, XJ_n \rangle \\ &= \iint_{S'} \vec{E}_m \times \vec{H}_n^* ds + j\omega \iiint_{\tau'} (\mu \vec{H}_m \cdot \vec{H}_n^* - \varepsilon \vec{E}_m \cdot \vec{E}_n^*) d\tau \\ &= (1 + j\lambda_n) \delta_{mn} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Si la superficie  $S$  es de extensión finita y si  $S'$  es escogida para ser la esfera de radiación  $S_\infty$ , como se muestra en la Figura 2.1, puede demostrarse que

$$\frac{1}{\eta} \iint_{S_\infty} \vec{E}_n \cdot \vec{E}_m^* ds = \delta_{mn} \quad (2.12)$$

Por lo que los campos eléctricos característicos forman un conjunto ortogonal en el campo lejano.

### 2.2.3 Soluciones Modales.

Debido a las ya mencionadas propiedades de ortogonalidad sobre la superficie del cuerpo y la esfera infinita que lo envuelve, los modos característicos radian potencia independientemente uno de otro. Debido a esta atractiva propiedad, los modos característicos pueden ser usados como un conjunto base mediante el cual expandir las corrientes totales  $J$  desconocidas en la superficie del cuerpo conductor

$$J = \sum_n \alpha_n J_n \quad (2.13)$$

donde  $\alpha_n$  son los coeficientes a determinar.

El siguiente paso consiste en substituir (2.13) en (2.1)

$$\left[ \alpha_n L(J_n) - E^i \right]_{\tan} = 0 \quad (2.14)$$

Posteriormente, se realiza el producto interno de (2.14) con cada una de las corrientes  $J_m$  de manera que se obtiene un conjunto de ecuaciones

$$\sum_n \alpha_n \langle J_m, ZJ_n \rangle - \langle J_m, E^i \rangle = 0 \quad (2.15)$$

donde  $m = 1, 2, 3, \dots$

Aplicando la propiedad de ortogonalidad, la ecuación (2.15) se reduce a

$$\alpha_n (1 + j\lambda_n) = \langle J_n, E^i \rangle \quad (2.16)$$

Al término de la derecha en la ecuación (2.16) se le denomina coeficiente de excitación modal [3]

$$V_n^i = \langle J_n, E^i \rangle = \iint_n J_n \cdot E^i ds \quad (2.17)$$

Una vez que los coeficientes  $\alpha_n$  han sido obtenidos de (2.16), la ecuación (2.15) puede expresarse de la forma

$$J = \sum_n \frac{V_n^i J_n}{1 + j\lambda_n} \quad (2.18)$$

El producto  $V_n^i J_n$  en (2.18) modela el acoplamiento entre la excitación y el  $n$ -ésimo modo, y determina si un modo particular es excitado por la alimentación de la antena o el campo incidente. Sin embargo, la corriente total también depende de  $\lambda_n$ , el valor propio asociado al  $n$ -ésimo modo de la corriente característica.

Los valores propios son de suma importancia porque su magnitud da información sobre la frecuencia de resonancia y las propiedades de radiación de los diferentes modos de corriente.

## 2.3 Interpretación física de los modos característicos.

La manera más fácil de comprender como la magnitud de los valores propios está relacionada a los modos de radiación es analizando el balance de potencias complejo dado por la ecuación (2.11). De ésta ecuación se puede deducir que, por definición, la potencia radiada por los modos está normalizada al valor unidad. Por el contrario, la potencia reactiva es proporcional a la magnitud de los valores propios.

Teniendo en cuenta que un modo está en resonancia cuando su valor propio asociado es cero, se deduce que cuanto menor sea la magnitud de los valores propios, el modo radiará de forma más eficiente cuando se excite. Además, el signo del valor propio determinará cuando el modo contribuye a almacenar energía magnética ( $\lambda_n > 0$ ) o eléctrica ( $\lambda_n < 0$ ).

Es importante resaltar que la naturaleza real de los modos característicos derivados de (2.8) constituye una ventaja en comparación con la naturaleza compleja de los modos característicos obtenidos desde la matriz de impedancias  $[Z]$ .

Trabajar con funciones base complejas repercute en un incremento de la complejidad del cálculo, ya que es necesario dar un tratamiento diferente a la parte real e imaginarias de la corriente para obtener resultados precisos [8]. Otro inconveniente de los modos naturales es que sus valores propios son también complejos, por lo que no son tan fáciles de analizar y explicar físicamente.

### 2.3.1 Significancia Modal.

Como se ha expuesto anteriormente, un análisis de la variación del valor propio con la frecuencia es muy práctico para el diseño de antenas ya que aporta información sobre la frecuencia de resonancia de los modos. No obstante, en la práctica otras representaciones alternativas de los valores propios son preferibles. Desde la expansión modal de la corriente descrita en (2.18) que es inversamente dependiente de los valores propios, parece más lógico analizar la variación del término

$$MS_n = \left| \frac{1}{1 + j\lambda_n} \right| \quad (2.19)$$

mejor que la variación de un valor propio aislado.

El término presentado en (2.19) es habitualmente llamado significancia modal ( $MS_n$ ) y representa la amplitud normalizada de los modos de corriente [6]. Esta amplitud normalizada solo depende de la forma y tamaño del cuerpo conductor y no tiene en cuenta la excitación. Por lo que el ancho de banda de radiación de un modo puede establecerse en función del ancho de su curva de significancia modal cerca del punto máximo. Este ancho de banda de radiación constituye una importante figura de mérito para determinar el rendimiento de radiación de los modos.

Vamos a definir el ancho de banda de radiación de un modo  $BW_n$  como el rango de frecuencias en las que la potencia radiada por el modo no es menor que la mitad de la potencia radiada en la resonancia.

Trasladado a las curvas de significancia modal, la mitad de potencia en la resonancia se corresponde con una reducción de la corriente normalizada por un factor de  $\sqrt{2}$

$$MS_{HP-n} = \left| \frac{1}{1 + j\lambda_n} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707 \quad (2.20)$$

Por lo tanto, el ancho de banda de radiación de un modo  $BW_n$  se puede expresar como la fracción entre la diferencia de frecuencias (mayor menos menor) partido la frecuencia de resonancia del modo

$$BW_n = \frac{f_U - f_L}{f_{res}} \quad (2.21)$$

Donde  $f_{res}$  es la frecuencia de resonancia del modo,  $f_U$  y  $f_L$  son los límites superior e inferior respectivamente, de acuerdo con la definición previa.

Por otra parte, se puede definir un factor de calidad modal desde el ancho de banda de radiación como

$$Q_{rad,n} = \frac{1}{BW_n} \quad (2.22)$$

con tal que  $Q_{rad,n} \gg 1$ .

El factor de calidad de un modo resonante mide como de abrupta es la resonancia de dicho modo, por lo que mientras más alto sea el factor de calidad  $Q_{rad,n}$  más abrupta es la resonancia del modo y más estrecho es su ancho de banda de radiación.

El factor de calidad modal propuesto en (2.22) presenta la ventaja de la simplicidad y facilidad de cálculo.

Otra forma para obtener el factor de calidad debido a una corriente  $I$ , es mediante el uso de una fórmula clásica que se basa en el teorema de reactancia de Foster [9] - [10]

$$Q_{Foster} = \frac{[I^*]^t \left[ \omega \frac{d[X]}{d\omega} \pm [X] \right] [I]}{[I^*]^t \left[ [Z] + [Z^*]^t \right] [I]} \quad (2.23)$$

Donde cualquiera de los dos valores (+ o -) son escogidos para el mayor valor  $Q$ .

Del mismo modo, Harrington y Mautz en [5] aproximaron el factor de calidad de una corriente como

$$Q = \frac{\omega}{2} \frac{[\tilde{I}^*] \left[ \frac{dX}{d\omega} \right] [I]}{[\tilde{I}^*] [R] [I]} \quad (2.24)$$

Donde  $R$  y  $X$  son respectivamente la parte real e imaginaria de la matriz de impedancias del cuerpo.

En [5] también se propone una interpretación modal  $Q_n$  hecha en términos de la variación en frecuencia de los valores propios

$$Q_{n,Harrington} \approx \frac{\omega}{2} \frac{d\lambda_n}{d\omega} \quad (2.25)$$

El factor de calidad definido en (2.25) mide la sensibilidad de las corrientes modales, por lo que debe ser equivalente al definido previamente en (2.24).

### 2.3.2 Ángulo Característico.

Los ángulos característicos están definidos en [11] como:

$$\alpha_n = 180^\circ - \tan^{-1}(\lambda_n) \quad (2.26)$$

Desde un punto de vista físico, un ángulo característico modela la diferencia de fase entre la corriente característica  $J_n$  y el correspondiente campo característico  $E_n$ . Por lo tanto, cuando el ángulo característico está cercano a los  $180^\circ$ , el modo tiene un comportamiento de radiación bueno, mientras que si el modo está cercano a  $90^\circ$  o  $270^\circ$  el modo acumula energía. Por lo tanto el ancho de banda de radiación de un modo puede ser más o menos deducido por la aproximación de la curva descrita por los ángulos característicos al valor cercano de  $180^\circ$ .

Para el cálculo del ancho de banda de radiación de los modos a partir de los ángulos característicos usando (2.20), es necesario determinar qué valores de ángulos característicos se corresponden con la mitad de potencia radiada en la frecuencia de resonancia de los modos. A partir de (2.21) se puede deducir que hay dos valores propios,  $\lambda_n=1$  and  $\lambda_n=-1$ , que producen una significancia modal de 0.707. Estos valores propios generan unos ángulos característicos de  $135^\circ$  y  $225^\circ$ .

Cuando se calcula el ancho de banda de radiación de los modos utilizando los ángulos característicos,  $f_H$  y  $f_L$  en la ecuación (2.21) son las frecuencias para las cuales los ángulos característicos son  $135^\circ$  y  $225^\circ$ , respectivamente.

En el siguiente capítulo se aplicarán los conceptos teóricos anteriormente descritos mediante la incorporación de unos ejemplos analizando estructuras básicas de planos de masa radiantes.

---

## Capítulo 3. Análisis Modal de planos de masa radiantes.

---

### ***3.1 Introducción.***

Por norma general las antenas planas como parches y monopolos planos han sido fabricadas en tecnología microstrip. Debido a su perfil fino, bajo peso y reducido coste de fabricación, estas antenas han sido y siguen siendo usadas en aplicaciones móviles y aeroespaciales.

Entre los diferentes métodos de análisis que se han desarrollado para el estudio de parches microstrip, el modelo de línea de transmisión, el modelo de cavidad y los modelos de onda completa son los más usados [13]. El problema con estos métodos es que todos ellos presentan un equilibrio entre simplicidad y precisión.

Con la aparición de nuevos diseños de antenas planas cuya estructura consiste básicamente en utilizar los planos de masa de los dispositivos como elementos radiantes, se hace necesaria la incorporación de diferentes métodos de análisis más precisos que ayuden al diseño de dichas estructuras.

La Teoría de los Modos Característicos puede ser considerada como método de onda completa, ya que requiere de la aplicación del Método de los Momentos para obtener la matriz de impedancia generalizada de la antena, y en contraste con otros métodos clásicos de onda completa nos permite tener una visión más clara del mecanismo de radiación de la estructura analizada. Además, los modos característicos no presentan ninguna limitación sobre la forma, grosor o permitividad dieléctrica del sustrato empleado en el diseño de la antena.

Para ilustrar el comportamiento de la Teoría de los modos característicos en el análisis de antenas consistentes en planos de masa radiantes en el siguiente punto analizaremos una estructura básica, un plano de masa rectangular, que nos servirá como introducción para posteriores apartados.

### 3.2 Plano de masa rectangular.

Un plano de masa rectangular de anchura  $W=40$  mm y longitud  $L=60$  mm en espacio abierto, se ha escogido para verificar el comportamiento de los modos característicos en estructuras conductoras planas.

La Figura 3.1 muestra la distribución de corrientes para la primera resonancia ( $f=2.2$  GHz) del primer vector propio  $J_n$  del plano de masa rectangular antes descrito. El cálculo de éste vector se ha realizado usando las funciones de expansión 128 RWG. Todas las corrientes han sido normalizadas a su máximo valor para facilitar la comparación.

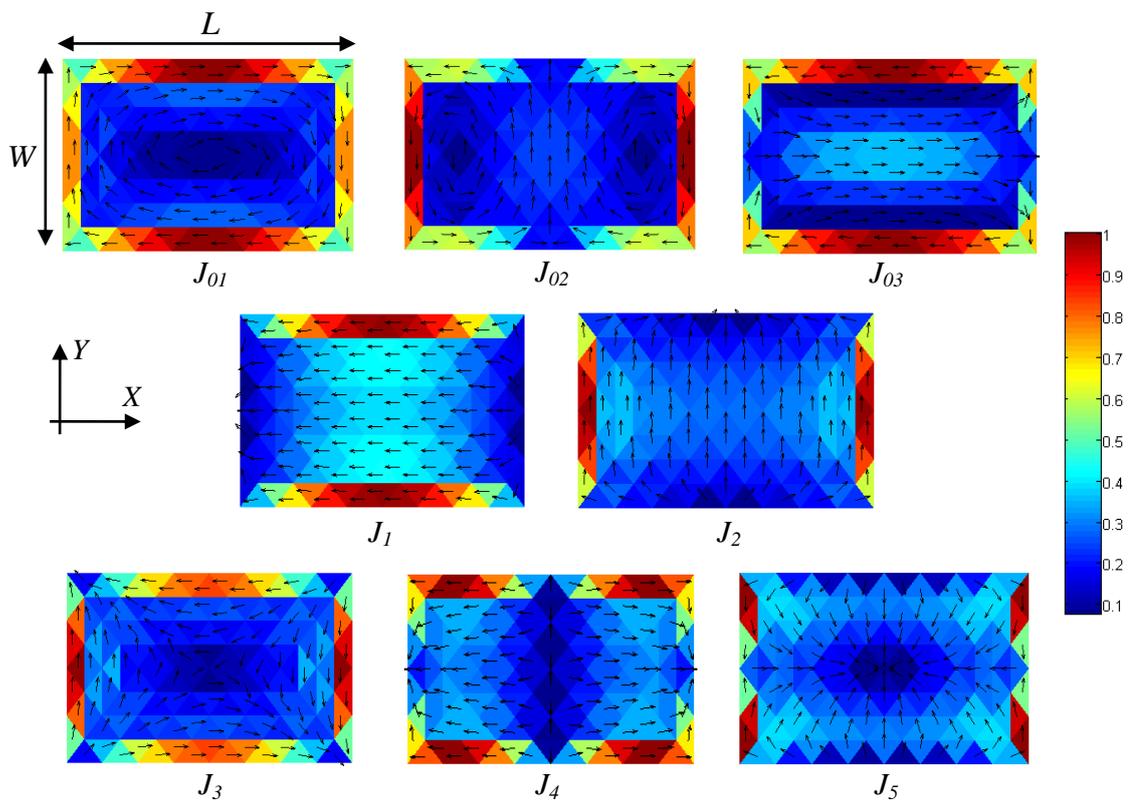


Figura 3.1 Distribución de corrientes normalizadas para la primera resonancia ( $f=2.3$  GHz) de los vectores propios  $J_n$  del plano de masa rectangular.

Los vectores propios  $J_{01}$ ,  $J_{02}$ , y  $J_{03}$ , presentan una naturaleza inductiva debido a que sus corrientes forman bucles cerrados sobre la superficie del plano. Para el caso del vector propio  $J_{01}$ , la corriente fluye ininterrumpidamente alrededor de la superficie. El vector propio  $J_{02}$  presenta corrientes formando dos bucles cerrados en la dirección vertical, mientras que el vector propio  $J_{03}$  lo hace formando los bucles en la dirección horizontal.

Los vectores propios  $J_1$  y  $J_2$ , los cuales están caracterizados por corrientes horizontales y verticales respectivamente, son los modos más usados en aplicaciones para antenas tipo parche, mientras el resto de vectores propios,  $J_3$ ,  $J_4$  y  $J_5$ , son modos de orden superior que deben ser tomados en consideración solo a frecuencias más altas.

Adicionalmente, para una mejor comprensión, la Figura 3.2 muestra unas corrientes esquemáticas de los anteriores ocho modos.

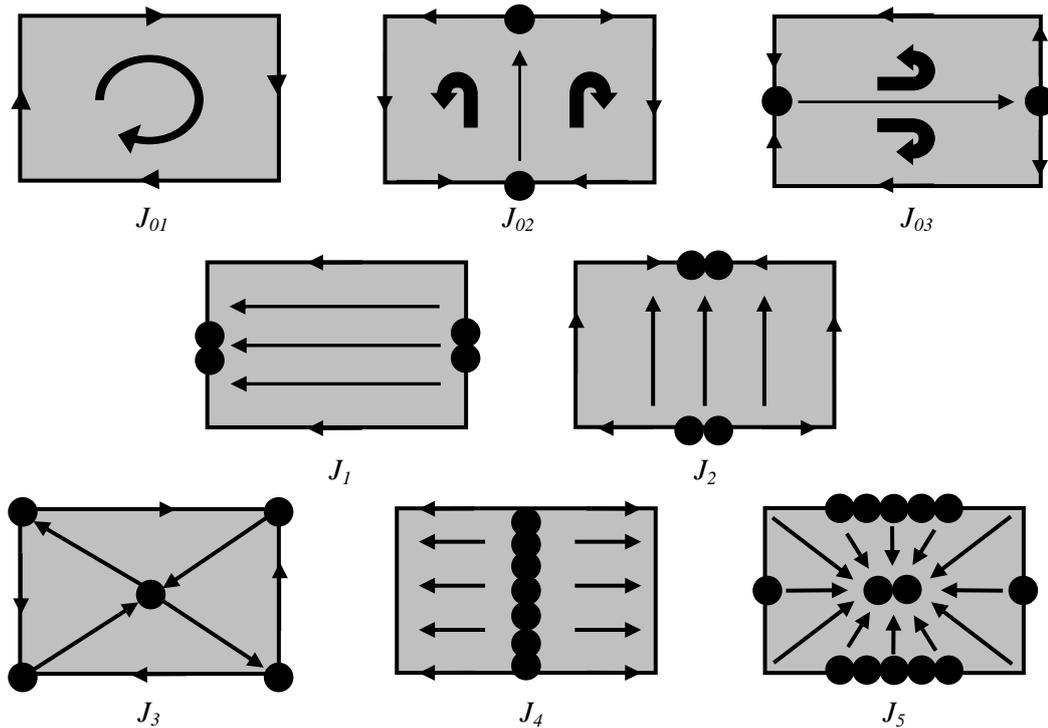


Figura 3.2 Corrientes esquemáticas de los ocho modos mostrados en la Figura 3.1.

Hay tener en cuenta que dada la dependencia de los vectores propios con la frecuencia, si una estructura va a ser analizada en un amplio rango de frecuencias, los modos tienen que ser recalculados en todas las frecuencias de interés.

La Figura 3.3 muestra el patrón de radiación azimutal ( $\theta = 90^\circ$ ) a 4 Ghz de los campos eléctricos modales  $E_{\theta,n}$  producidos por los modos de corriente  $J_n$  del plano de masa rectangular. Puede observarse que el patrón de radiación del modo  $J_{01}$  presenta una forma cercana a la omnidireccional, mientras el resto de modos presentan crecientes lóbulos de difracción a medida que el orden del modo se incrementa.

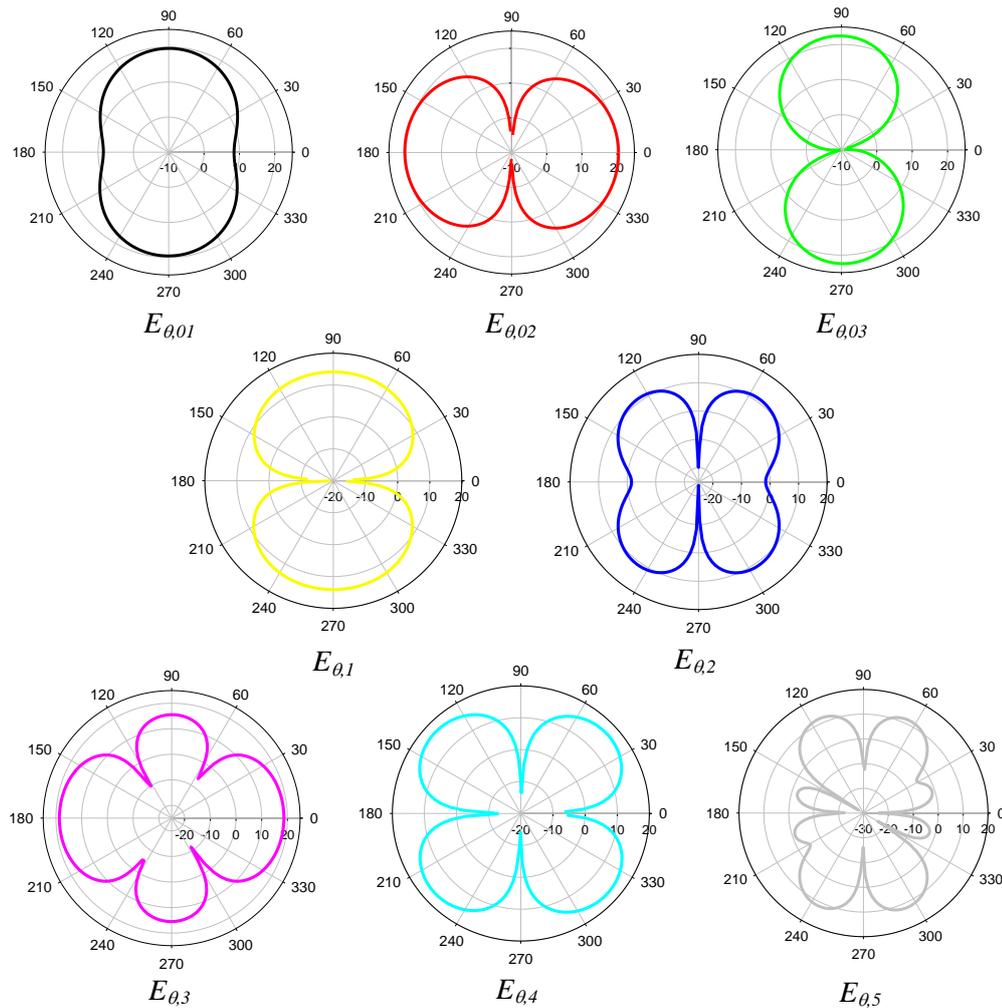


Figura 3.3 Patrón de radiación azimutal ( $\theta = 90^\circ$ ) a 4 GHz de los campos eléctricos modales  $E_{\theta,n}$  producidos por los modos de corriente  $J_n$ .

La Figura 3.4 presenta la variación con la frecuencia de los ángulos característicos  $\alpha_n$  asociados a los modos de corriente del plano de masa rectangular de la Figura 3.1. Se observa que los modos resuenan cuando  $\lambda_n = 0$ , esto es, cuando el ángulo característico es  $\alpha_n = 180^\circ$ . Por lo tanto, el modo  $J_1$  resuena a 2.3 GHz, el modo  $J_2$  a 4.9 GHz, el modo  $J_3$  a 4.1 GHz, el modo  $J_4$  a 3.6 GHz y el modo  $J_5$  a 9.9 GHz.

La naturaleza de los modos inductivos no resonantes puede apreciarse en la Figura 3.4 ya que las curvas de los ángulos asociados se mantienen por debajo de  $180^\circ$  en todas las frecuencias. El resto de modos presentan un amplio ancho de banda de radiación ya que las curvas de sus ángulos característicos están cercanas a  $180^\circ$  en un amplio rango de frecuencias a partir de la frecuencia de resonancia de cada modo.

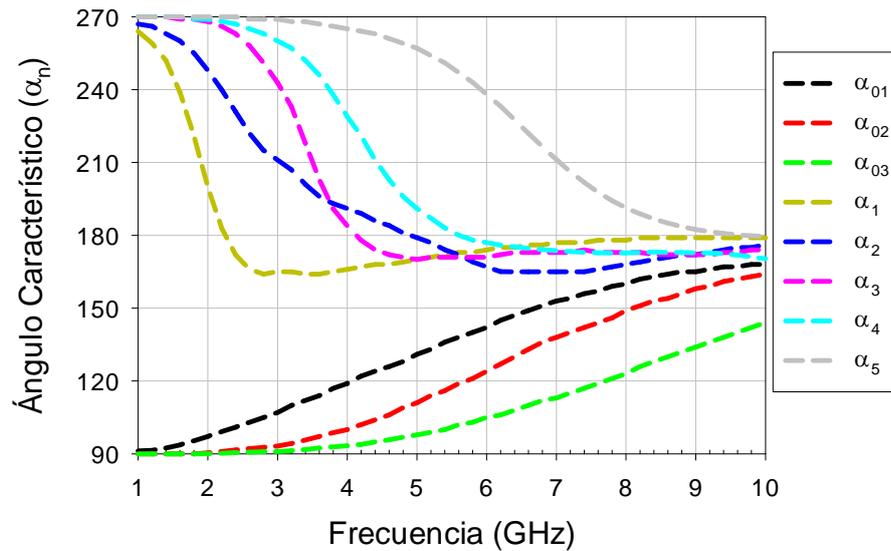


Figura 3.4 Variación del ángulo característico con la frecuencia para los modos de corriente del plano de masa rectangular en espacio abierto.

Con el objetivo de establecer el comportamiento de radiación de los modos de una manera más precisa, la ecuación (2.21) descrita en el anterior capítulo se puede utilizar para calcular el ancho de banda de radiación modal para la mitad de potencia radiada en la resonancia. Cabe resaltar que las frecuencias  $f_U$  y  $f_L$  en la ecuación (2.21) son las frecuencias para las cuales el ángulo característico es de  $135^\circ$  y  $225^\circ$  respectivamente.

En la Figura 3.4 se puede observar que después de la resonancia, los ángulos característicos de los modos de radiación del plano de masa rectangular se mantienen cercanos a  $180^\circ$ , no cruzan por  $135^\circ$ , en consecuencia la ecuación (2.21) no puede aplicarse para obtener el ancho de banda de radiación de los modos de banda ancha, por lo tanto de acuerdo con la información mostrada por las curvas de los ángulos característicos el ancho de banda de radiación de los modos del plano de masa rectangular sería infinito.

Otro método para determinar el comportamiento de radiación de los modos consiste en estudiar la inclinación de las curvas de valor característico en la resonancia [5].

La Figura 3.5 presenta la variación con la frecuencia para los valores característicos de los primeros modos del plano de masa rectangular. A primera vista, todos los modos parecen presentar un comportamiento de radiación similar. A partir de la información mostrada en la figura se puede calcular un factor de calidad modal usando la ecuación (2.25)

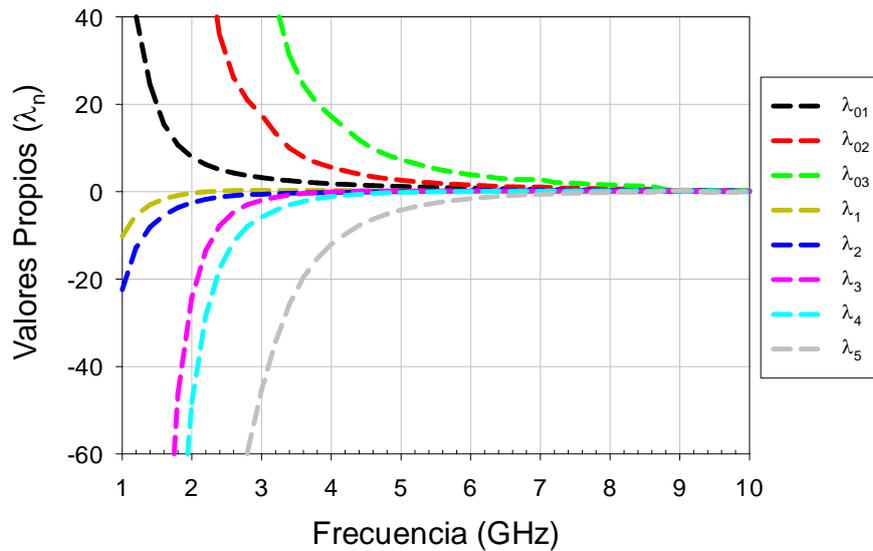


Figura 3.5 Variación de los valores propios con la frecuencia para los modos de corriente del plano de masa rectangular en espacio abierto.

La Tabla 3.1 compara la magnitud de los factores de calidad modal obtenidos usando las ecuaciones (2.23) y (2.25). Los anchos de banda de radiación han sido obtenidos mediante la inversión de los correspondientes factores de calidad. Como se puede observar, todos los factores de calidad son muy pequeños. Es un hecho bien conocido que la dependencia inversa entre el ancho de banda fraccional y el factor de calidad sólo existe siempre que  $Q \gg 1$  [9].

	$Q_{n,Harrington}$	$BW_{n,Harrington}$ (%)	$Q_{n,Foster}$	$BW_{n,Foster}$ (%)
Mode $J_1$	1.09	>100 %	0.814	>100 %
Mode $J_2$	0.46	>100 %	0.500	>100 %
Mode $J_3$	0.97	>100 %	0.915	>100 %
Mode $J_4$	0.59	>100 %	0.490	>100 %
Mode $J_5$	0.75	>100 %	0.680	>100 %

Tabla 3.1. Factores de calidad modal calculados usando (2.23) y (2.25), y ancho de banda para los 5 primeros modos de radiación del plano de masa rectangular en espacio libre.

Por otra parte, estos factores de calidad obtenidos en la resonancia no pueden ser representativos de todo el comportamiento de radiación de los modos. Se observa que en la Figura 3.5, después de la resonancia, la pendiente de los valores propios cambia a un perfil muy plano que daría lugar a cero al derivarlo, y una vez más, en un ancho de banda de radiación infinito para los modos de banda ancha con bajo factor de calidad después de la resonancia.

De todos modos, los resultados presentados en la Tabla 3.1, pueden no ser muy realistas si se tiene en cuenta que el concepto de factor de calidad se definió para circuitos resonantes de banda estrecha, y por lo tanto, no puede ser generalizado a cualquier tipo de resonador, y especialmente para resonadores de banda ancha.

En realidad hay otras maneras más prácticas para definir el ancho de banda de una antena, que incluyen la impedancia, la ROE, el diagrama, la ganancia [14]. Todas estas definiciones del ancho de banda se pueden extrapolar a los modos, a pesar de que dependen en gran medida de la disposición de la alimentación.

En general, el ancho de banda de un modo excitado no será tan grande como su ancho de banda de radiación, ya que depende de la elección adecuada de la alimentación. Obviamente, un modo muy eficiente de radiación no tendrá ningún valor si no está bien adaptada la fuente. Del mismo modo, un modo bien adaptado con un mal comportamiento radiante no contribuirá en gran medida a la radiación total de la antena.

Por otra parte, la interacción de un modo con el resto de modos también degrada el ancho de banda de impedancia. Por ejemplo, basándose en el excelente comportamiento de radiación de modo  $J_1$  del plano de masa rectangular, si solo este modo fuese excitado y estuviera bien adaptado a la alimentación, tendrá un gran ancho de banda de impedancia. Sin embargo, si otros modos fueran excitados simultáneamente, podrían aparecer antiresonancias como resultado de la combinación de modos.

Por lo general, estas antiresonancias degradan el ancho de banda de impedancia de la antena, a pesar de que las resonancias de los modos que interactúan estuvieran estrechamente separadas, y los modos emparejados tuvieran impedancias casi iguales, en cuyo caso el resultado sería un rendimiento de banda ancha debido a la combinación de modos.

Puesto que físicamente no se puede alimentar el plano de masa rectangular descrito, de manera que se exciten los modos resonantes, en los siguientes apartados veremos que mediante la inclusión de ranuras en el mismo podemos alimentar físicamente los planos de masa para conseguir excitar los modos de radiación adecuados.

### 3.3 Planos de masa ranurados.

Las antenas de ranuras han sido ampliamente utilizadas para comunicaciones HF, telemetría VHF, en aeronáutica y guiado de misiles. Este tipo de antenas autoresonantes de ranuras utilizadas, eran fabricadas utilizando tecnología microstrip. Son estructuras muy compactas que pueden ser usadas efectivamente para comunicaciones inalámbricas.

Típicamente, las antenas de ranuras consisten en un plano de masa semi- infinito con una muesca de aproximadamente  $\lambda/4$  de longitud en uno de sus bordes. Este tipo de antenas es comúnmente alimentado mediante un cable coaxial sin la necesidad de incorporar ningún sistema de balanceo de la señal como se muestra en la Figura 3.6.

Sin embargo, cuando se corta una muesca en un plano de masa finito de una dimensión resonante, la forma y el tamaño del plano de masa afecta significativamente al rendimiento de la antena ranurada. Puede demostrarse que a veces la interacción entre la resonancia de la ranura y la resonancia del plano de masa da como resultado un efecto de filtrado a ciertas frecuencias.

A continuación, analizaremos mediante el uso de la teoría de modos característicos algunas configuraciones, empezando con el plano de masa radiante con una ranura.

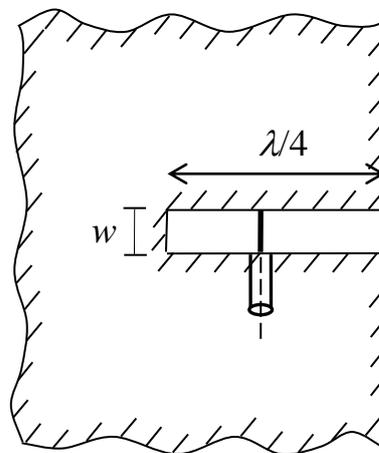


Figura 3.6 Típica antena formada con un plano de masa semi-infinito con ranura de longitud  $\lambda/4$  en uno de sus bordes, y alimentada con cable coaxial.

### 3.3.1 Plano de masa radiante con una ranura.

Vamos a considerar para el primer caso de estudio real un plano de masa de dimensiones  $L=65$  mm y  $W=100$  mm con una ranura de longitud  $L_1=45$  mm, and anchura  $W_1=10$  mm. Las medidas del plano de masa han sido escogidas para aproximarse a las dimensiones de *SMARTPHONES* actuales.

La Figura 3.7 muestra la distribución de corriente normalizada a 1.2 GHz para los primeros seis modos característicos de esta estructura.

- El modo  $J_0$  es un modo especial no resonante, con corrientes formando lazos cerrados a lo largo del perímetro del plano de masa.
- El modo  $J_1$  es el modo fundamental, y sus corrientes fluyen desde la esquina superior derecha hasta la esquina inferior derecha.
- El modo  $J_2$  es un modo de corrientes horizontales.
- El modo  $J_3$  es una mezcla de un modo horizontal y vertical de corrientes.
- Los modos  $J_4$  y  $J_5$  son modos verticales de orden superior con un nulo de corriente en el centro del plano de masa el primero y dos nulos de corriente el segundo.

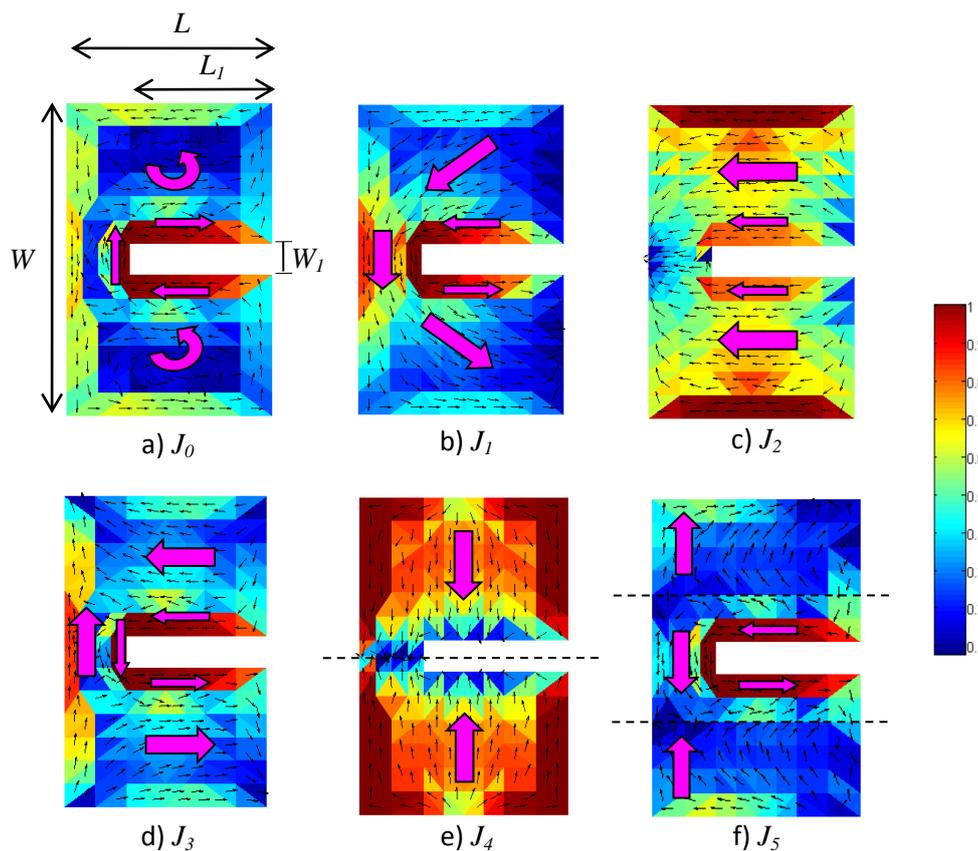


Figura 3.7 Distribución normalizada de corriente a 1.2 GHz para los 6 primeros modos del plano de masa radiante con una ranura.

Como se puede observar, los modos  $J_0$ ,  $J_1$ ,  $J_3$  y  $J_5$  presentan una intensidad de corriente alta en torno a la ranura. Desafortunadamente, estas intensas corrientes no contribuyen a la radiación ya que son opuestas en fase, como en una línea de transmisión, y se cancelan unas con otras a lo largo de la ranura. En contraste con el modo  $J_2$  en el cual la ranura parece tener poco efecto en la distribución de corriente, las cuales fluyen en fase a lo largo de todo el plano de masa, y en el modo  $J_4$  cuya distribución de corriente presenta un nulo justo en la ranura.

La Figura 3.8 muestra la variación con la frecuencia para los ángulos característicos asociados a los modos de corriente de la Figura 3.7. Como ya hemos comentado, el modo  $J_0$  es un modo inductivo especial no resonante cuyo ángulo característico se mantiene por debajo de  $180^\circ$  para todas las frecuencias. El modo fundamental  $J_1$  exhibe el ancho de banda de radiación más estrecho, mientras el resto de modos tienen un comportamiento de radiación bastante eficiente ya que sus ángulos característicos se mantienen en torno a los  $180^\circ$  en un amplio rango de frecuencias.

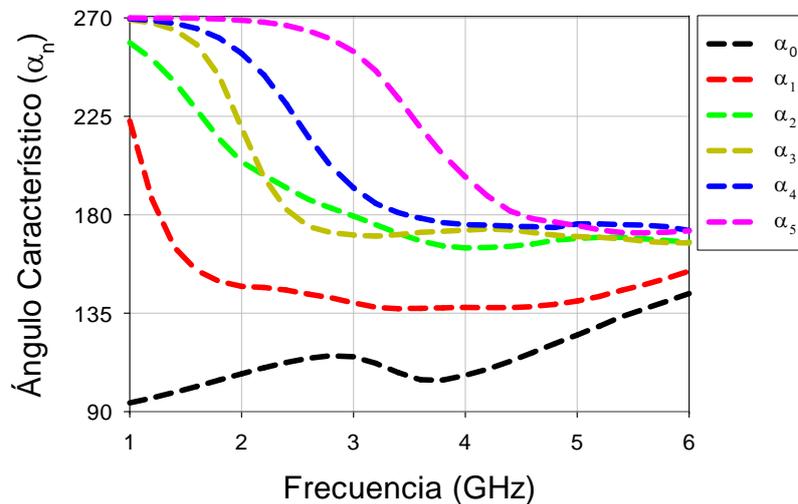


Figura 3.8 Variación con la frecuencia de los ángulos característicos asociados a los modos de corriente de la Figura 3.7.

En la Tabla 3.2 se resumen las frecuencias de resonancia de todos los modos de corriente. No vale la pena presentar los factores de calidad modal ni el ancho de banda de radiación modal ya que todos los modos excepto el  $J_1$  tienen factores de calidad menores de la unidad, y por lo tanto anchos de banda de radiación más grandes que el 100%

	$J_1$	$J_2$	$J_3$	$J_4$	$J_5$
$f_{res}$	1.20 GHz	2.90 GHz	2.50 GHz	3.45 GHz	4.45 GHz

Tabla 3.2 Frecuencias de resonancia de los modos de radiación del plano de masa con una ranura.

El siguiente paso es alimentar la ranura y comprobar qué modos son excitados. La Figura 3.9 muestra la curva de pérdidas de retorno obtenidas cuando la ranura es alimentada con un generador de voltaje situado a 34.5 mm de la parte cortocircuitada de la misma. Por desgracia, la antena no está bien adaptada lo que se traduce en un pobre ancho de banda de impedancia. Dicho comportamiento se explicará a continuación con los modos característicos.

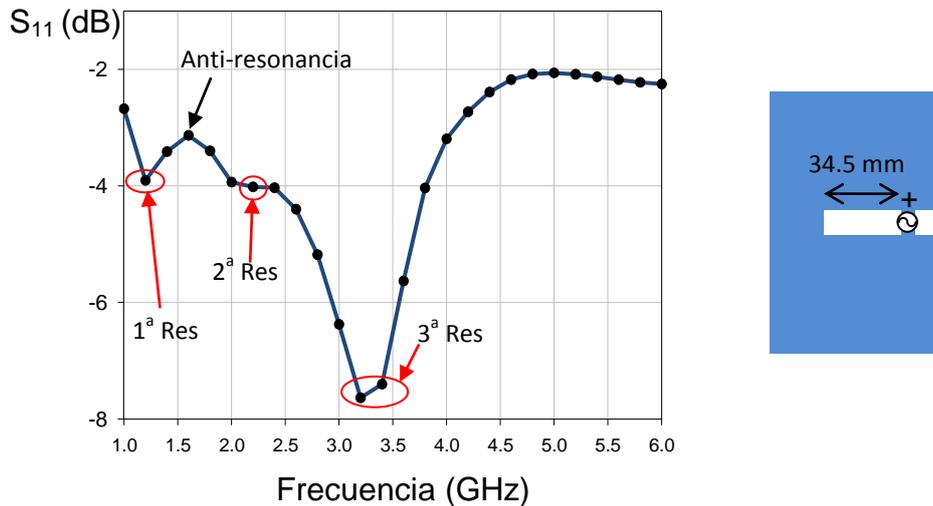


Figura 3.9 Pérdidas de retorno para  $50 \Omega$ , cuando la ranura es alimentada a una distancia del corto de 34.5 mm.

La diferencia de tensión vertical creada por la alimentación en la ranura favorece la aparición de corrientes en forma de línea de transmisión alrededor de la misma. Esto significa que los modos que presentan este tipo de corrientes alrededor de la ranura,  $J_0$ ,  $J_1$ ,  $J_3$  y  $J_5$ , se acoplarán y excitarán con la alimentación de la antena.

La Figura 3.10 muestra la potencia total radiada por el plano de masa ranurado junto a la potencia radiada por los diferentes modos excitados. Estos resultados confirman lo dicho anteriormente, ya que los modos  $J_0$ ,  $J_1$ ,  $J_3$  y  $J_5$  son los excitados.

La potencia total radiada por la ranura presenta tres máximos que se corresponden con los tres mínimos en la curva de pérdidas de retorno a 1.2 GHz, 2.25 GHz, y 3.25 GHz. El modo  $J_1$  es el responsable del primer máximo de la potencia total radiada a 1.2 GHz. El segundo máximo a 2.25 GHz es debido a la superposición de la potencia radiada por los modos  $J_0$  y  $J_3$ , a la potencia radiada por el modo  $J_1$ . Finalmente el máximo a 3.25 GHz es principalmente debido al modo  $J_0$ , pero con la colaboración de los modos  $J_1$  y  $J_5$ .

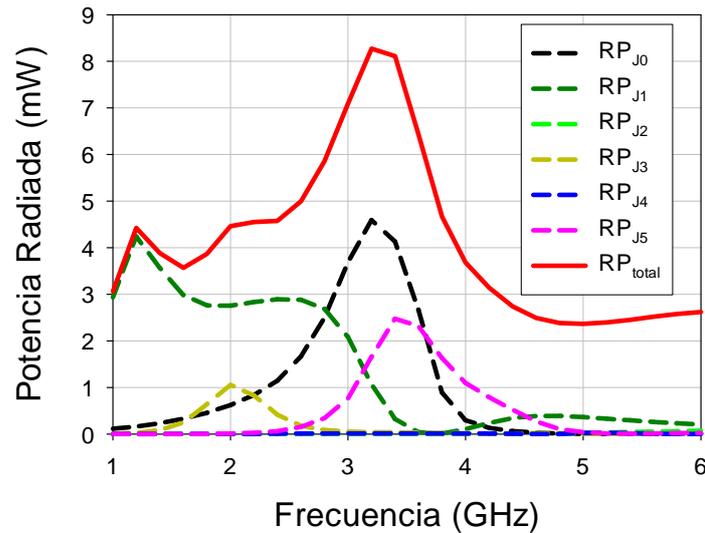


Figura 3.10 Contribución de los diferentes modos a la potencia total radiada por el plano de masa ranurado.

Una vez conocidos todos los modos excitados en la antena, estudiando la distribución de corriente en las frecuencias claves justificaremos por qué no presenta una buena adaptación.

En la Figura 3.11 se presentan las corrientes totales calculadas mediante el software IE3D a 1.2 GHz (primera resonancia), 1.6 GHz (anti resonancia) y 3.25 GHz (segunda resonancia), cuando la ranura es alimentada como se indicó anteriormente. Puede observarse que a 1.2 GHz y 1.6 GHz se forman corrientes intensas formando un bucle cerrado alrededor de la ranura. Esto viene derivado de que al excitar los modos  $J_0$ ,  $J_1$ ,  $J_3$  y  $J_5$  se crean corrientes en forma de línea de transmisión alrededor de la ranura que causan esta resonancia.

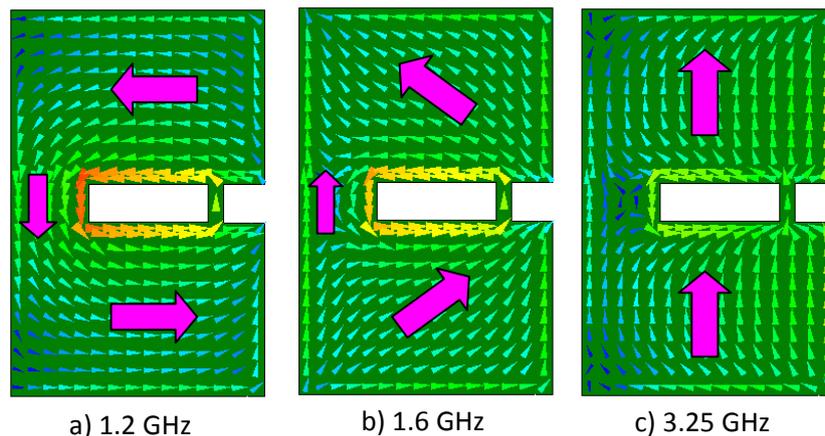


Figura 3.11 Corrientes totales calculadas a 1.2 GHz, 1.6 GHz, y 3.2 GHz cuando la ranura es alimentada como indica la Figura 3.9

La ranura resuena a 1.6 GHz, cuando su longitud  $L_I$  es aproximadamente  $\lambda/4$ . Esta resonancia de la ranura interactúa con las resonancias del plano de masa a 1.2 GHz y 2.4 GHz, asociadas a los modos  $J_1$  y  $J_3$ , respectivamente. El resultado es una anti resonancia que causa un efecto de filtrado a 1.6 GHz. Por otra parte, la resonancia a 3.25 GHz es debida a la excitación del modo vertical de orden superior  $J_5$ , el cual no interactúa con la ranura. Esta es la razón de por qué el tercer mínimo en la curva de las pérdidas de retorno tiene una mejor adaptación.

Los resultados obtenidos tras el análisis de la estructura presentada en éste apartado nos han ayudado a comprender mejor la contribución de los modos al funcionamiento de la antena, sin embargo, una vez evaluado los mismos, no creemos conveniente la fabricación de la antena.

En la siguiente sección se analizará un plano de masa radiante con la inclusión de dos ranuras alimentadas, con la finalidad de reducir el indeseable efecto de filtrado producido por la resonancia de la ranura.

### 3.3.2 Plano de masa radiante con dos ranuras.

Con el fin de mejorar la adaptación de impedancias del plano de masa radiante descrito anteriormente, en éste apartado se propone una configuración de doble ranura. El plano de masa es exactamente de las mismas dimensiones que el empleado en el apartado 3.3.1. La longitud de las ranuras es  $L_f=47$  mm y su anchura  $W_f=6.5$  mm.

La Figura 3.12 muestra la distribución de Corrientes normalizada a 1.1 GHz para los seis primeros modos característicos del plano de masa radiante con dos ranuras. Estos modos se parecen mucho a los obtenidos en el anterior apartado para la configuración de una sola ranura, pero ahora los modos  $J_0$ ,  $J_1$ ,  $J_3$  y  $J_4$  son los modos que presentan las corrientes en forma de línea de transmisión fluyendo alrededor de las ranuras. Se observa que en los modos  $J_2$  y  $J_5$  las corrientes fluyen en fase en la ranura superior e inferior.

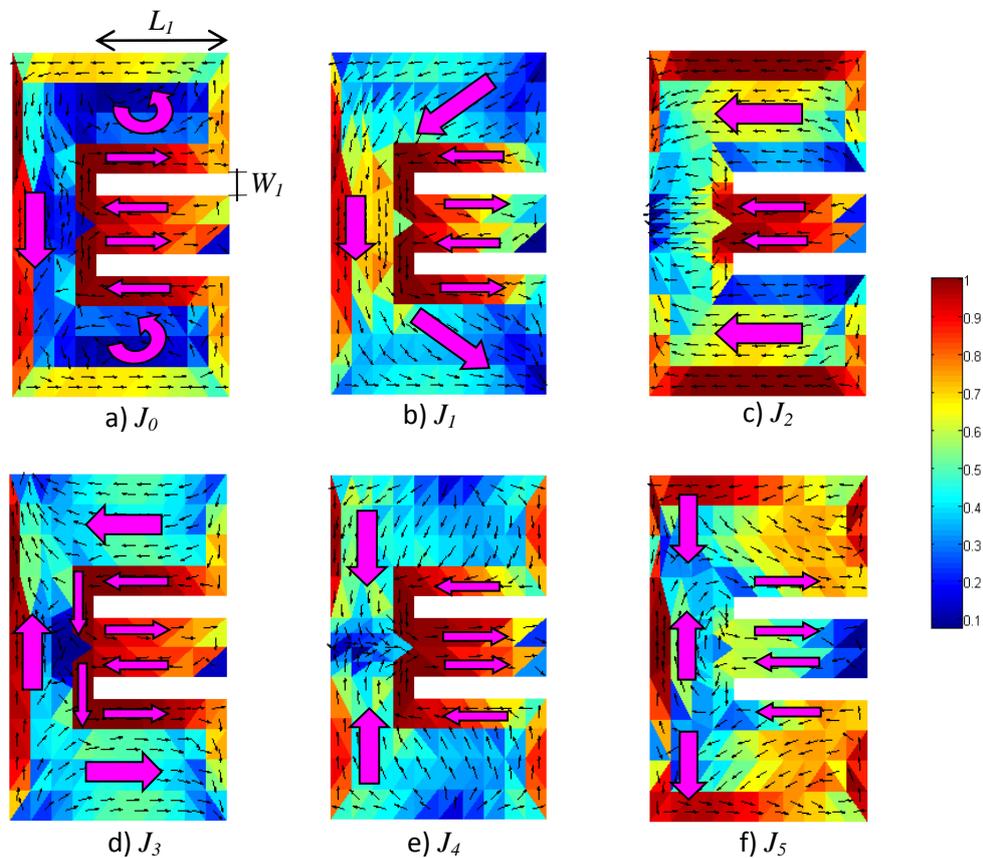


Figura 3.12 Distribución de corriente normalizada a 1.1 GHz para los seis primeros modos del plano de masa radiante con dos ranuras.

En la Figura 3.13 se presenta la variación con la frecuencia de los ángulos característicos asociados a los modos de corriente de la Figura 3.12. El ancho de banda de estos modos no es muy diferente del ancho de banda del plano de masa con una ranura, con la excepción del modo  $J_4$ , el cual ahora resuena a una frecuencia inferior y presenta peor ancho de banda de radiación que en el caso del plano de masa con una sola ranura.

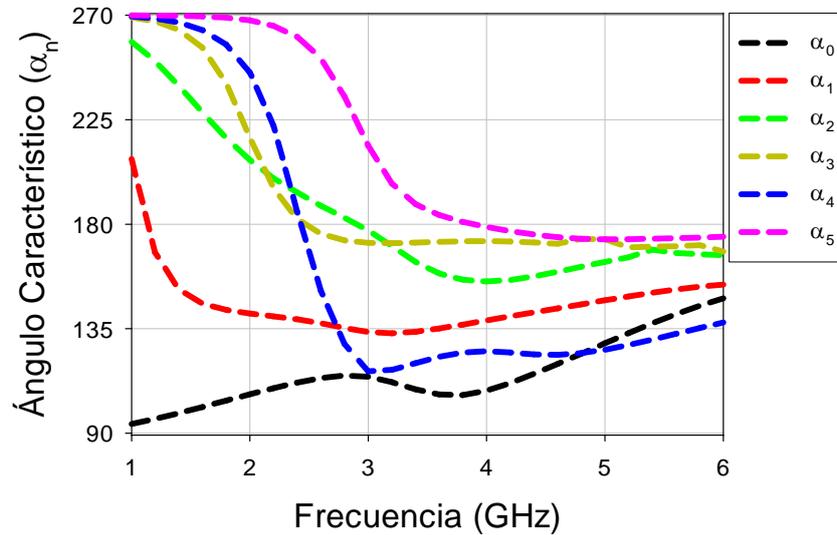


Figura 3.13 Variación con la frecuencia de los ángulos característicos asociados a los modos de corriente de la Figura 6.12.

Las diferencias en comportamiento del modo  $J_4$  pueden ser explicadas examinando sus distribuciones de corrientes. En la Figura 3.7 el modo  $J_4$  presenta corrientes puramente verticales y no existe un flujo de corriente entorno a la ranura. En contraste con la Figura 3.12, en la cual se aprecia que el modo  $J_4$  tiene unas corrientes con componentes transversales que fluyen de la misma forma que en una línea de transmisión a lo largo de ambas ranuras. Estas componentes de las corrientes son las responsables de la reducción en la frecuencia de resonancia del modo, y de la degradación del ancho de banda.

En la Tabla 3.3 se resumen las frecuencias de resonancia de los modos de radiación del plano de masa con doble ranura. Todas estas frecuencias son menores que las de la Tabla 3.2, debido a que la doble ranura produce un recorrido de la corriente mayor que en la ranura simple.

	$J_1$	$J_2$	$J_3$	$J_4$	$J_5$
$f_{res}$	1.10 GHz	2.85 GHz	2.45 GHz	2.42 GHz	3.9 GHz

Tabla 3.3 Frecuencias de resonancia de los modos de radiación del plano de masa con ranura doble.

En cuanto al ancho de banda de impedancia que se puede lograr a partir de esta estructura, es un hecho conocido que cuando un parche con forma de E se monta en tecnología microstrip, y se alimenta por un cable coaxial en su centro, ésta proporciona un amplio ancho de banda [12]. En la Figura 3.14 se muestra la curva de las pérdidas de retorno cuando se usa una configuración de alimentación alternativa. Esta nueva alimentación consiste en dos fuentes posicionadas a 34.8 mm del corto en ambas ranuras.

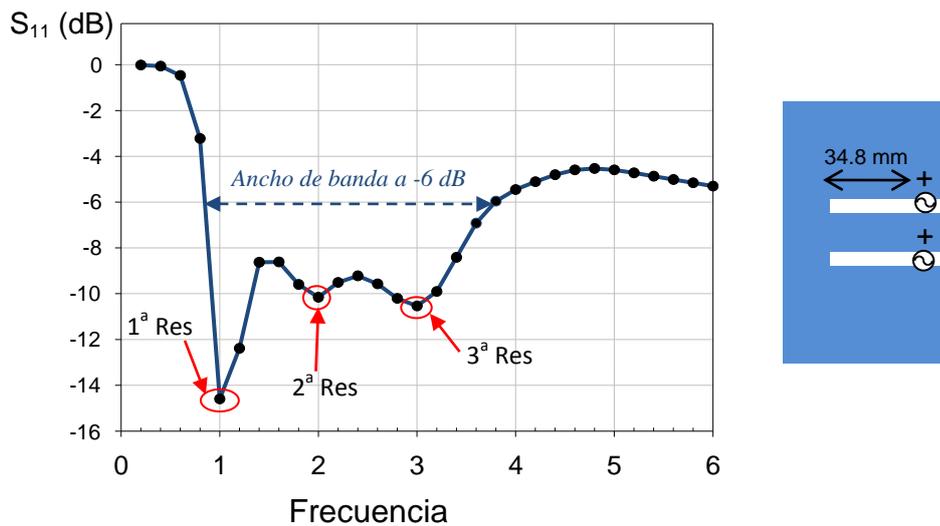


Figura 3.14 Pérdidas de retorno para  $50 \Omega$ , cuando las ranuras son alimentadas a una distancia del corto de 34.8 mm.

Las pérdidas de retorno mostradas en la Figura 3.14 han sido calculadas para la impedancia total de entrada obtenida como suma de las impedancias de entrada individuales en cada puerto, dividida por dos (impedancias en paralelo). Estas pérdidas de retorno son mucho mejores que las obtenidas para el plano de masa radiante con una ranura, y el efecto de filtrado a 1.6 GHz ha sido atenuado.

La Figura 6.15 muestra las corrientes totales calculadas con el software IE3D a 1 GHz, 2 GHz y 3 GHz, usando este tipo de doble alimentación. Por un lado, se puede observar que la distribución de corriente dominante a 1 GHz es la del modo  $J_1$ . Debido a la simetría en la alimentación, a 1 GHz la corriente que fluye en el centro del plano de masa es muy débil. Por otra parte, debido a la proximidad de las dos ranuras, habría cancelación de corrientes entre ellas. Por otro lado, a 2 GHz y a 3 GHz hay un intenso flujo de corriente en la parte de la alimentación, por lo que las corrientes que fluyen en dirección vertical se ven favorecidas mientras que las corrientes de tipo línea de transmisión se ven minimizadas. Consecuentemente, usando los dos puntos de alimentación el efecto de filtrado debido a la anti resonancia se reduce y la adaptación se mejora.

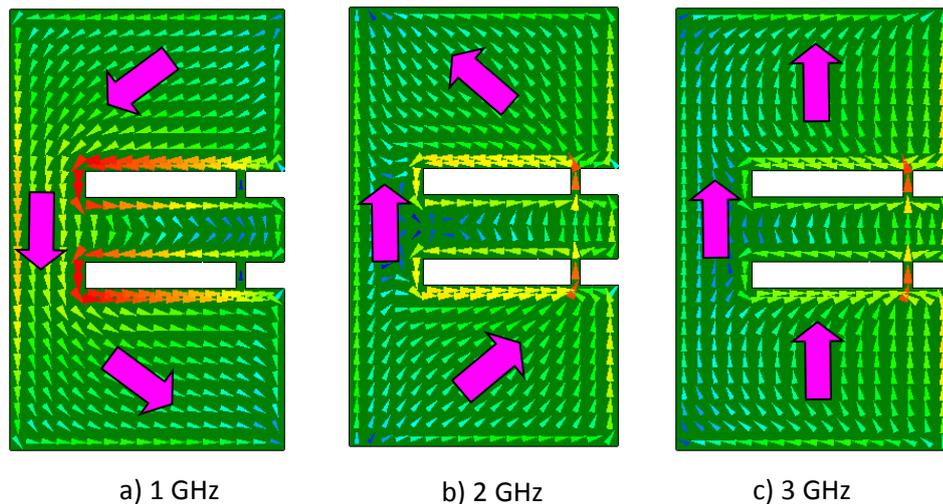


Figura 3.15 Corrientes totales calculadas a 1 GHz, 2 GHz, y 3 GHz cuando la ranura es alimentada como indica la Figura 3.14

Sin embargo, ni la alimentación descrita para una sola ranura ni la presentada en éste apartado para dos ranuras es realista. Para el caso del plano de masa radiante con dos ranuras, una posible implementación práctica de la alimentación puede ser la presentada en la Figura 3.16, en donde las dos ranuras son alimentadas por un divisor microstrip impreso en la parte de atrás del sustrato del plano de masa ranurado.

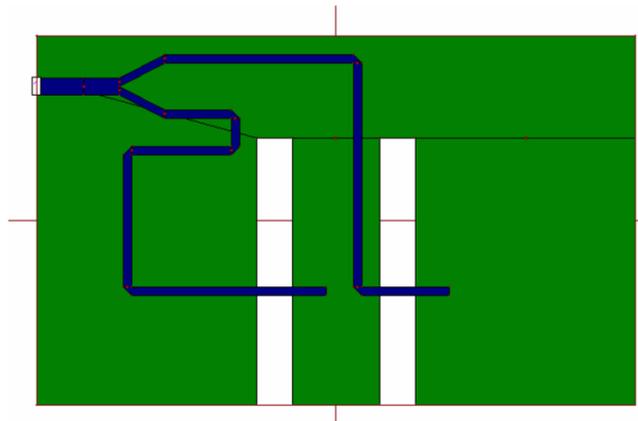


Figura 3.16 Posible implementación de la alimentación para el plano de masa radiante con dos ranuras.

El sustrato empleado para la fabricación de la antena tiene un grosor de 0.76 mm de dieléctrico cuya permitividad es de 3.2. Las longitudes de las líneas microstrip han sido diseñadas tal que las dos ranuras estén alimentadas en fase. En la Figura 3.17 aparecen 2 fotografías de uno de los prototipos de esta antena fabricado en los laboratorios que el Grupo de Radiación Electromagnética tiene en la UPV.

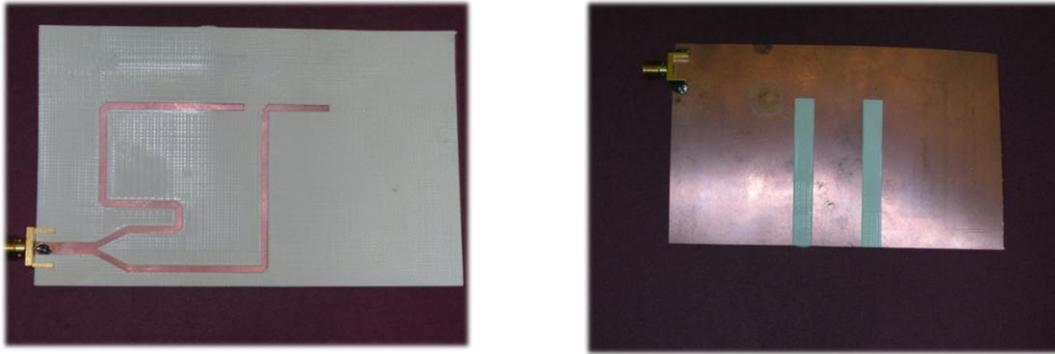


Figura 3.17 Fotografías del prototipo fabricado para el plano de masa radiante con doble ranura.

La Figura 3.18 muestra las curvas de las pérdidas de retorno obtenidas de las simulaciones realizadas en el software IE3D y las medidas de la antenna mostrada en la Figura 3.17. Como se puede observar en la figura, existe entre ambas curvas un parecido bastante razonable, y la antenna presenta un ancho de banda de adaptación por debajo de los -6 dB que se extiende desde 1.6 GHz has más de 5 GHz

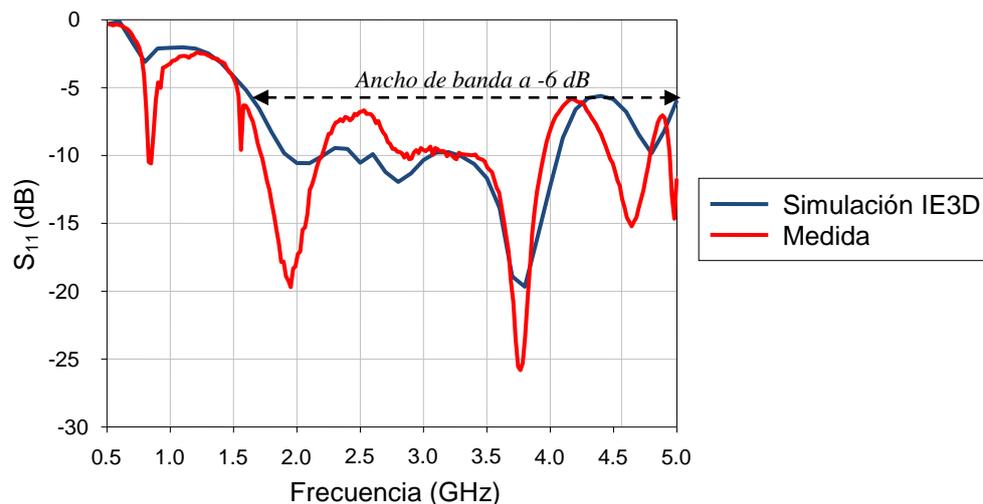


Figura 3.18 Comparación entre la medida y la simulación de las pérdidas de retorno de la antenna fabricada mostrada en la Figura 3.17.

La antiresonancia que aparece en la curva de la medida de la antenna en torno a los 2.5 GHz la podemos atribuir a las "imperfecciones" del prototipo fabricado respecto al diseño ideal del mismo. Si bien es cierto que los simuladores comerciales empleados para caracterizar los diseños como el IE3D, son bastante precisos, es complejo modelar el prototipo real en ellos con todas las características físicas y todos los parámetros que pueden afectar para que después el comportamiento sea idéntico, tanto en la simulación como en la medida.

En el siguiente capítulo se presentará un nuevo diseño de antenna con plano de masa radiante ranurado, que jugando con las simetrías de las ranuras y el plano de masa pretende crear unas condiciones de contorno que mejoren la eficiencia de radiación del mismo.

---

## Capítulo 4. Mejoras en el ancho de banda de radiación empleando simetrías.

---

### **4.1 Introducción.**

El uso de planos de masa radiantes en terminales móviles como antenas fue propuesto años atrás como alternativa para incrementar la eficiencia de radiación y el ancho de banda de la antena mientras se mantenían tamaños compactos [15] Además, algunas antenas para dispositivos móviles con la incorporación de ranuras en el plano de masa radiante fueron propuestas posteriormente [16]-[18] con el propósito de sintonización o incremento del ancho de banda operacional.

En este capítulo se presenta una técnica para mejorar el ancho de banda y la eficiencia de radiación de un plano de masa radiante para terminales móviles. Esta técnica, está basada en la creación de una condición de pared magnética en el plano de simetría de la estructura, utilizando alimentación simétrica. Para validar ésta técnica, se utilizará un plano de masa ranurado consistente en dos dipolos plegados. Esta configuración de alimentación, como se demostrará en posteriores apartados, favorece la excitación de corrientes simétricas en la estructura metálica con el propósito de mejorar las características de radiación de la antena, teniendo únicamente como desventaja el costo de incrementar insignificanemente la complejidad y volumen de la misma.

Otro modo de crear físicamente una condición de pared magnética, es usar estructuras periódicas como superficies de alta impedancia electromagnéticas o *Photonic BandGaps* (PBG) [19][20]. A ambas técnicas se les hace referencia habitualmente como conductores magnéticos artificiales (AMC), o planos de masa magnéticos artificiales (AMG). Mediante el uso de este tipo de soluciones, una antena puede situarse muy cercana al plano de masa de un dispositivo portátil sin verse afectadas sus propiedades de radiación [21]-[23]. Sin embargo, las estructuras AMC son relativamente de banda estrecha, complejas, y muy caras en comparación con la presentada en éste capítulo para crear la condición de pared magnética.

En el siguiente punto describiremos la estructura propuesta, y para entender mejor el comportamiento de la misma, se realizará un análisis modal tal cual se hizo en las estructuras propuestas del capítulo anterior.

## 4.2 Diseño propuesto.

Una condición de pared magnética no existe per sé de forma natural, necesita ser creada artificialmente. La Figura 4.1 presenta el mecanismo básico para crear dicha condición de contorno en un plano de masa radiante para un terminal móvil, mediante el uso de una alimentación simétrica. La línea negra en la mitad del plano de masa de la Figura 4.1 (a) representa la línea central de simetría del plano de masa en donde se crea la condición magnética. Las líneas punteadas representan las líneas de simetría de dos planos separados dividiendo ambos en mitades. Cuando el plano de masa se divide en partes de ancho uniforme, la impedancia de la superficie de las partes por separado es la misma, lo que se traduce en una mejora de las prestaciones de la antena, como se mostrará más adelante.

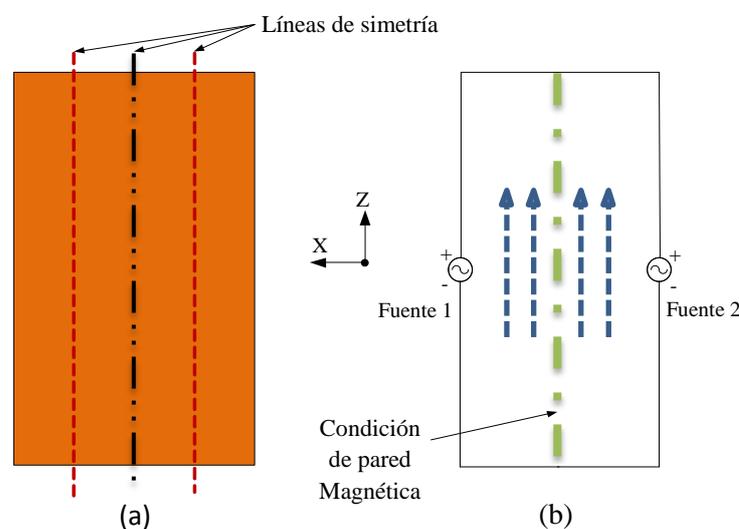


Figura 4.1 (a) El plano de masa es dividido en planos simétricos, donde la condición de pared magnética es aplicada a largo de la línea de simetría. (b) Una condición de pared magnética se impone por aplicar la alimentación doble simétrica en los bordes más largos del plano de masa.

Como se muestra en la Figura 4.1 (b), situar las fuentes de alimentación en los bordes más largos del plano de masa provoca una distribución de corrientes en el centro del plano de masa radiante, lo que se traduce en la imposición de una condición de pared magnética a lo largo de la línea central de simetría.

Para crear la condición de pared magnética, se requiere que ambas fuentes sean excitadas simultáneamente con una alimentación en amplitud y fase iguales. Las flechas apuntando hacia arriba corresponden a las direcciones de las corrientes cuando la condición de pared magnética es válida.

Para poder implementar físicamente la condición de pared magnética en un plano de masa se propone la estructura mostrada en la Figura 4.2. Dicha estructura consiste en un plano de masa ranurado, en donde dos alimentaciones iguales son usadas para crear la condición a lo largo de la línea central de simetría. Como se puede observar, la estructura es el resultado de la combinación de dos dipolos planos plegados con las dimensiones totales típicas de un terminal móvil. El criterio de simetría para la división del plano es el mismo que el presentado en la Figura 4.1 (a). La ranura tiene una longitud de 106 mm y la impedancia de entrada de ambas fuentes, es de  $300 \Omega$ .

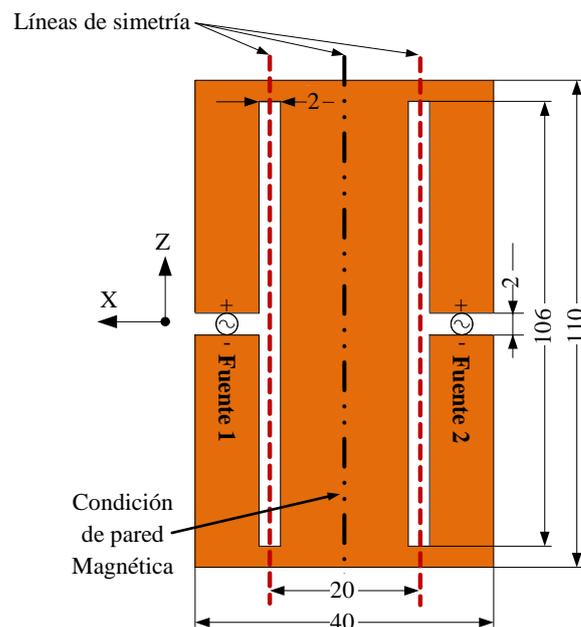


Figura 4.2 Dos dipolos planos plegados simétricos se combinan para crear la condición de pared magnética entre ellos. El área en blanco se considera aire, mientras que la naranja indica el material conductor. (Unidades: mm)

Como se explicará con detalle en el siguiente apartado, la creación de la condición de pared magnética a lo largo de la línea central de simetría del plano de masa, favorece la excitación de modos de corriente cuyas propiedades de radiación mejoran el comportamiento de la antena. La longitud de las ranuras puede ajustarse para optimizar el ancho de banda de impedancia de la antena.

La Figura 4.3 muestra los parámetros  $S$  obtenidos con el software CST Microwave Studio para la estructura mostrada en la Figura 4.2, con unas ranuras de 106 mm y 50 mm. Estos parámetros  $S$  han sido calculados considerando una impedancia de referencia de  $300 \Omega$  para todos los casos.

Como se explicó previamente, el ancho de banda de impedancia a -6 dB de la antena para los parámetros  $S$  se incrementa mediante la aplicación de la condición de contorno. Se puede comprobar en la figura, que con una ranura de 50 mm de longitud, el ancho de banda relativo a -6 dB puede ser incrementado considerablemente, desde un 53% con la ranura de 106 mm de longitud hasta un 80%. En comparación, los planos de masa ranurados presentados en [16]-[18] presentan un ancho de banda relativo del 25-50%. En [24] un dipolo plegado exhibe un ancho de banda relativo a -6 dB del 70%.

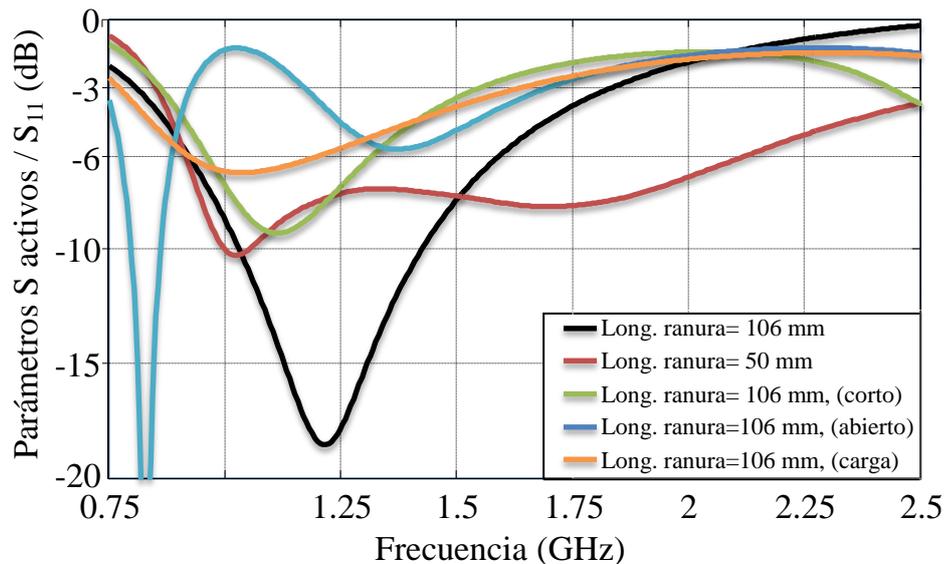


Figura 4.3 Simulación del parámetro de reflexión del dipolo simétrico plano doblado con ranuras de longitud 106 mm y 50 mm. El comportamiento con las ranuras de 106 mm se compara para diferentes terminaciones de la misma (corto, abierto y carga).

Con el propósito de resaltar la efectividad de la condición de pared magnética creada con la alimentación simétrica, en la Figura 4.3 se comparan varias curvas de la estructura presentada, para casos en los que la fuente 2 de la Figura 4.2 está terminada en cortocircuito, circuito abierto, o carga ( $300 \Omega$ ).

Como conclusión se puede extraer que el ancho de banda relativo a -6 dB puede ser incrementado desde el 14% al 53% usando la alimentación simétrica.

### 4.3 Análisis modal.

Vamos a empezar por analizar el comportamiento de uno de los dipolos planos doblados desde el punto de vista modal, dividiendo la estructura presentada en el anterior apartado por su eje de simetría. La estructura a analizar consiste en un plano de masa radiante de 110 mm x 20 mm con una ranura centrada de 106 mm x 2 mm, que divide el plano de masa en dos tiras.

La Figura 4.4 muestra la distribución de corrientes normalizada para los seis primeros modos  $J_n$  resonantes del dipolo plano anteriormente descrito. Las flechas superpuestas sobre la imagen se han incluido para facilitar la visualización del flujo de corrientes. Los nulos de corriente han sido marcados con líneas sólidas verticales. Destacar que estos modos son los modos propios de la estructura independientes de ninguna fuente de excitación, solo de su tamaño y geometría.

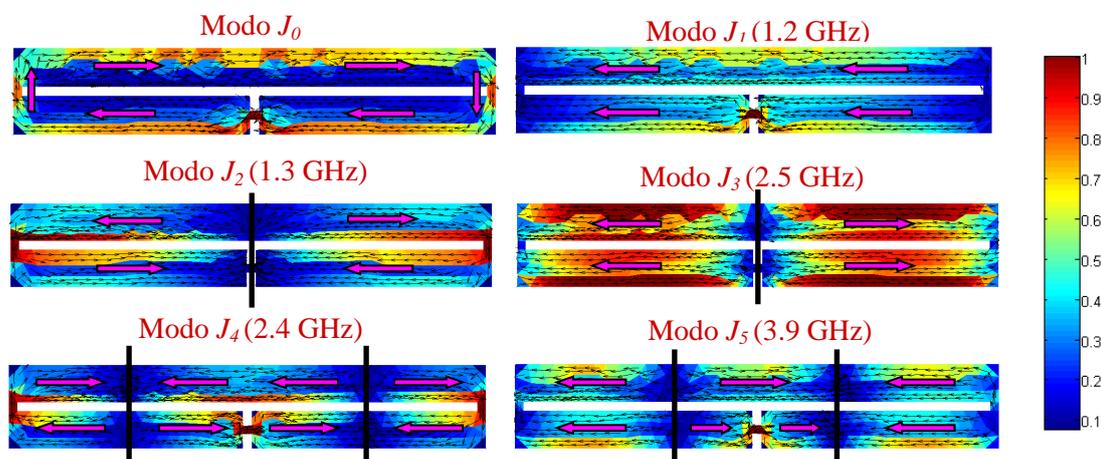


Figura 4.4 Distribución de corriente normalizada para los seis primeros modos del dipolo plano doblado.

Todos los modos excepto el  $J_0$  son resonantes y presentan corrientes sinusoidales. El modo  $J_0$  presenta corrientes formando unos lazos cerrados alrededor de la estructura, es un modo especial no resonante con contribución inductiva en todas las frecuencias. Los modos  $J_1$  y  $J_2$  se corresponden con los modos de corriente definidos por Balanis en [13], modos antena y línea de transmisión para los clásicos dipolos de hilo doblados. El resto son modos de orden superior que presentan una naturaleza cada vez más oscilante a medida que el orden del modo aumenta.

En general, los modos característicos se pueden clasificar en modos antena y modos línea de transmisión. En la Figura 4.4, los modos antena  $J_1$ ,  $J_3$  y  $J_5$  presentan una condición de pared magnética en la ranura, con corrientes fluyendo en fase en ambos lados de la misma.

De forma inversa, los modos línea de transmisión  $J_0$ ,  $J_2$  y  $J_4$  presentan una condición de pared eléctrica en la ranura, con una diferencia de fase de  $180^\circ$  en las corrientes. Como se demostrará posteriormente, los modos antenna son más eficientes radiando, mientras que los modos línea de transmisión están caracterizados por su baja eficiencia de radiación.

La Figura 4.5 presenta la variación con la frecuencia de los ángulos característicos asociados a los seis primeros modos característicos del dipolo plano doblado. De la Figura 4.5, no solo se pueden extraer las frecuencias de resonancia de los modos, sino que también puede deducirse el ancho de banda de radiación de los modos mediante el estudio de la proximidad de las curvas al ángulo de  $\alpha_n = 180^\circ$ .

Cabe destacar que los ángulos característicos asociados con el modo  $J_0$  permanecen por debajo de  $180^\circ$  para todas las frecuencias. Esto significa que el modo  $J_0$  no resuena y presenta un comportamiento inductivo en el rango de frecuencias considerado. También se puede observar que los modos antenna  $J_1$ ,  $J_3$  y  $J_5$ , cuyas corrientes fluyen en fase, presentan una pendiente suave en  $180^\circ$  y se mantienen cercanos a  $150^\circ$  después de la frecuencia de resonancia. En contraste con las curvas asociadas a los modos línea de transmisión  $J_2$  y  $J_4$  que presentan una brusca pendiente en  $180^\circ$ , tomando valores cercanos a  $90^\circ$  justo después de su frecuencia de resonancia. Si estos modos fuesen excitados, el rendimiento de radiación sería deficiente, mayormente generarían energía reactiva en la banda de frecuencias considerada.

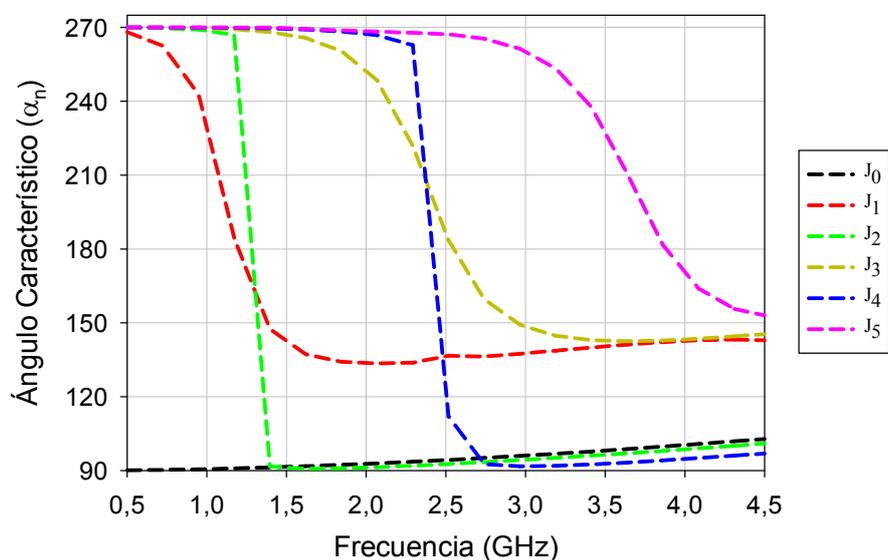


Figura 4.5 Variación con la frecuencia de los ángulos característicos asociados a los seis primeros modos característicos del dipolo plano doblado.

Vamos a evaluar la potencia radiada por cada modo cuando la estructura es excitada. La Figura 4.6 muestra la contribución de cada modo al total de la potencia radiada por la antena cuando el dipolo plano doblado es alimentado en el centro. Los modos que son excitados y contribuyen a la potencia de radiación son  $J_1$ ,  $J_4$  y  $J_5$ . Estos modos representan corriente no nula en el punto de alimentación.

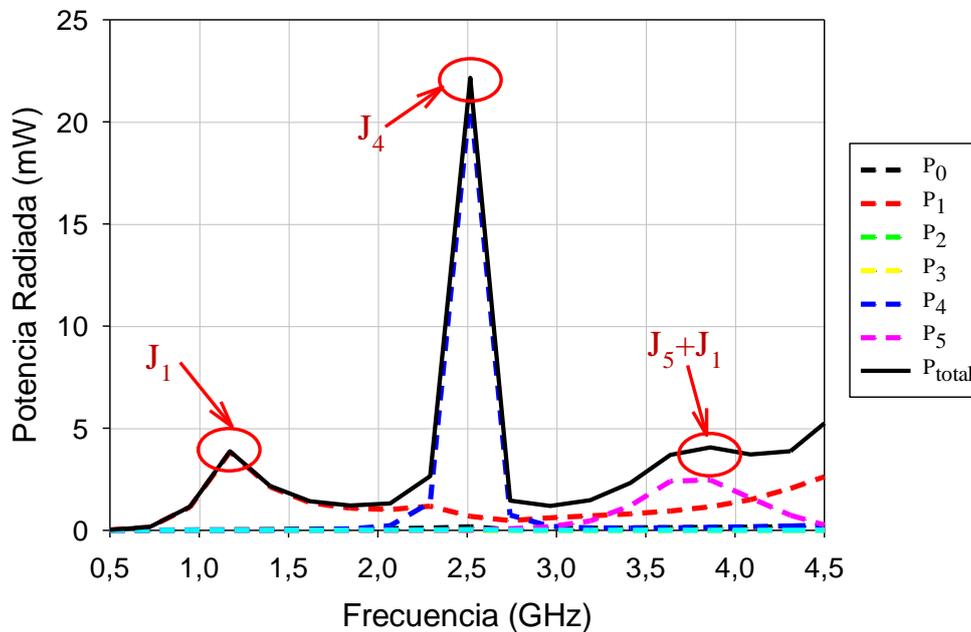


Figura 4.6 Contribución de cada modo al total de potencia radiada por el dipolo plano doblado cuando se alimenta en el centro.

De la Figura 4.6 se puede extraer que cada pico de la potencia total radiada puede atribuirse a un modo o a combinación de los mismos. El modo antena  $J_1$  es dominante a las frecuencias más bajas (1.2 GHz), y presenta un rendimiento de radiación muy bueno, manteniendo su contribución a la potencia total radiada mucho después de la frecuencia de resonancia. El estrecho pico de radiación que se puede observar a 2.5 GHz es debido a la resonancia del modo línea de transmisión  $J_4$ , y el máximo de radiación que se puede observar en 3.8 GHz es causado conjuntamente por los modos  $J_1$  y  $J_5$ .

Para ver qué modos son los responsables del ancho de banda de adaptación, en la Figura 4.7 se muestran las curvas de los parámetros S activos calculados para diferentes impedancias de referencia.

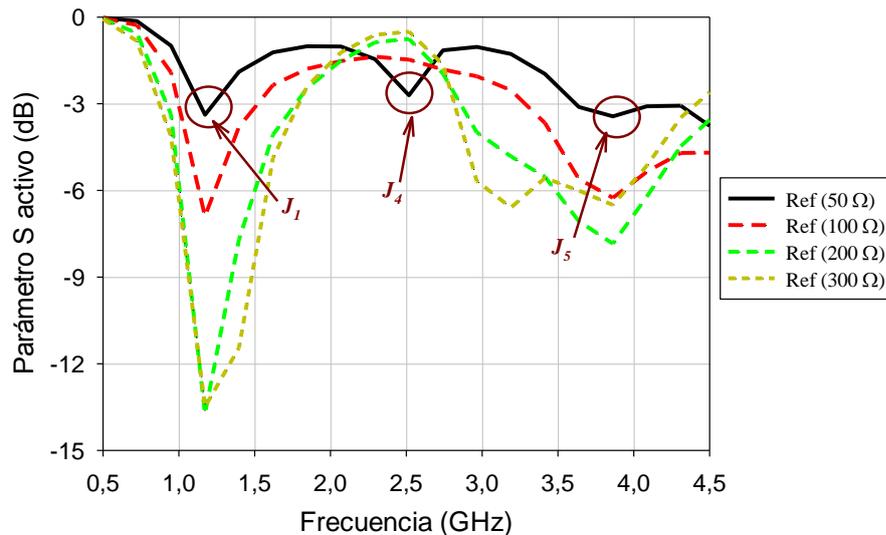


Figura 4.7 Parámetros S activos del dipolo plano doblado calculados con diferentes impedancias de referencia.

Como conclusión al análisis modal realizado al monopolo plano doblado se deduce que ambos tipos de modos son excitados cuando se alimenta desde el centro, tanto los modos antena como los de línea de transmisión. Lo que realmente interesa es excitar los modos antena ya que tienen un comportamiento de radiación mucho más eficiente y un amplio ancho de banda de adaptación en contraste con los modos de línea de transmisión.

A continuación veremos mediante el análisis modal de la estructura presentada en la Figura 4.2, como con el uso de la alimentación simétrica, podemos forzar solo la excitación de los modos antena y por lo tanto mejorar la eficiencia de radiación y el ancho de banda de adaptación.

En la Figura 4.8 se muestra la distribución de corrientes normalizada para los seis primeros modos característicos del dipolo plano simétrico doblado. Esta estructura es más compleja que la vista con anterioridad pero los modos característicos presentan distribuciones de corriente similares.

Los modos antena  $J_1$ ,  $J_3$  y  $J_5$  presentan la condición de pared magnética sobre el eje de simetría del plano del plano de masa radiante, todas las corrientes en la estructura están en fase a la frecuencia de resonancia. Al contrario que pasa con los modos línea de transmisión  $J_0$ ,  $J_2$  y  $J_4$ , que presentan corrientes en contrafase, generando una deficiente eficiencia de radiación.

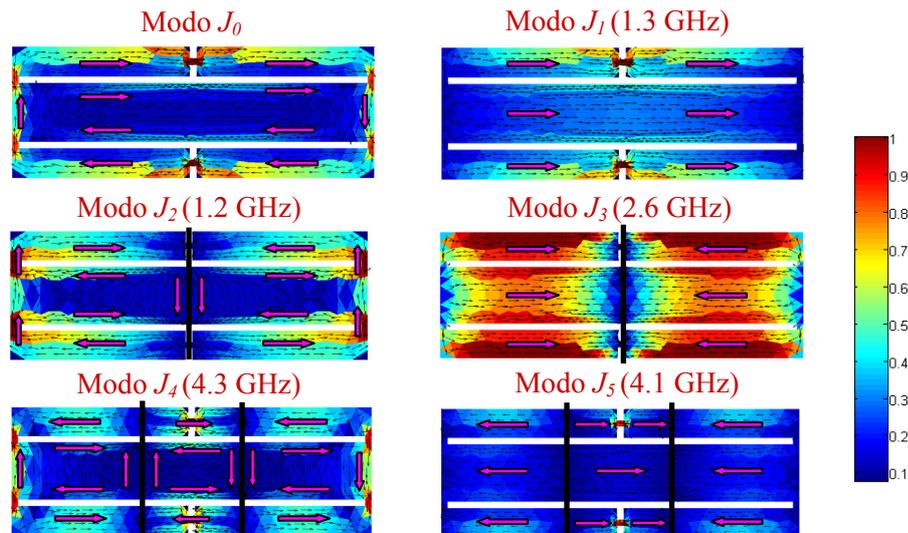


Figura 4.8 Distribución de corriente normalizada para los seis primeros modos del dipolo plano doblado simétrico.

La Figura 4.9 muestra los ángulos característicos asociados a los modos de corriente de la Figura 4.8 del dipolo simétrico plano doblado. De nuevo aparece un modo especial inductivo no resonante  $J_0$ , cuyas corrientes forman un bucle cerrado alrededor de la estructura. Los modos antena  $J_1$ ,  $J_3$  y  $J_5$  presentan la pendiente más suave en  $180^\circ$ , y por lo tanto, el mayor ancho de banda de radiación.

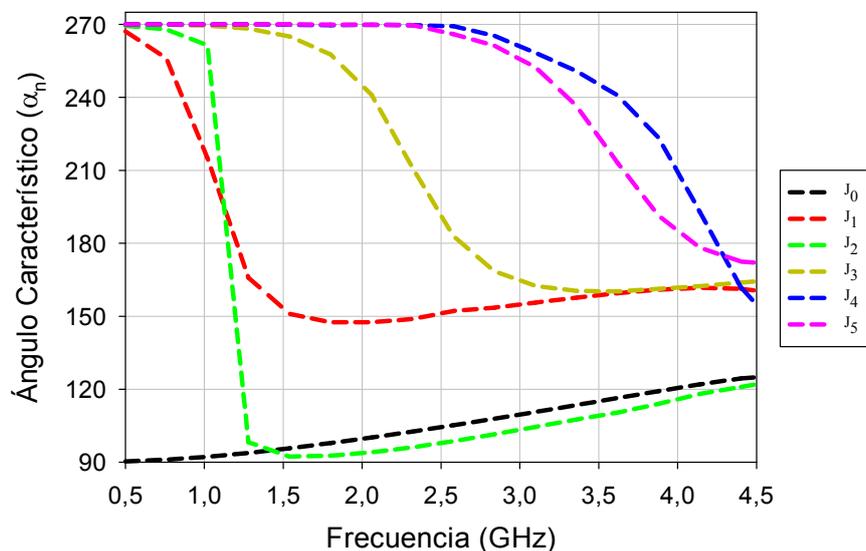


Figura 4.9 Variación con la frecuencia de los ángulos característicos asociados a los seis primeros modos característicos del dipolo plano doblado simétrico.

La Figura 4.10 muestra la contribución de cada modo a la potencia total radiada por la antena cuando ésta es alimentada de forma simétrica, con la configuración mostrada en la Figura 4.2.

Como se puede observar, este tipo de alimentación simétrica solo favorece la excitación de los modos que presentan la condición de pared magnética en el eje de simetría del plano de masa radiante.

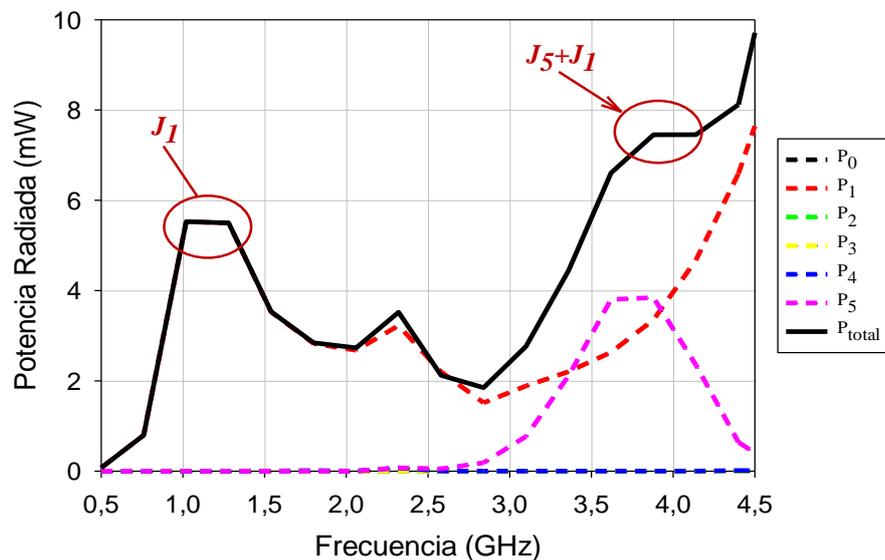


Figura 4.10 Contribución de cada modo al total de potencia radiada por el dipolo plano doblado simétrico con ranuras de 106 mm x 2 mm cuando se alimentan simultáneamente en el centro de cada ranura.

Se confirma por la Figura 4.10, que los modos  $J_1$  y  $J_5$  son precisamente los que presentan mayor ancho de banda de radiación (junto al modo  $J_{3r}$ , que no está excitado puesto que presenta un nulo de corriente en los puntos de alimentación). Una vez más el modo  $J_1$  juega un papel importante en la estructura. Predomina su contribución a la potencia total radiada a bajas frecuencias y sigue manteniendo dicha contribución después de su frecuencia de resonancia. Este modo se combina con el  $J_5$  para causar el máximo de radiación observado a 4 GHz.

La Figura 4.11 muestra los parámetros  $S$  activos calculados para diferentes impedancias de referencia cuando el dipolo plano simétrico doblado es alimentado simétricamente. De nuevo la mejor adaptación para los modos antena excitados  $J_1$  y  $J_5$  se obtiene para una impedancia de referencia de 300  $\Omega$ .

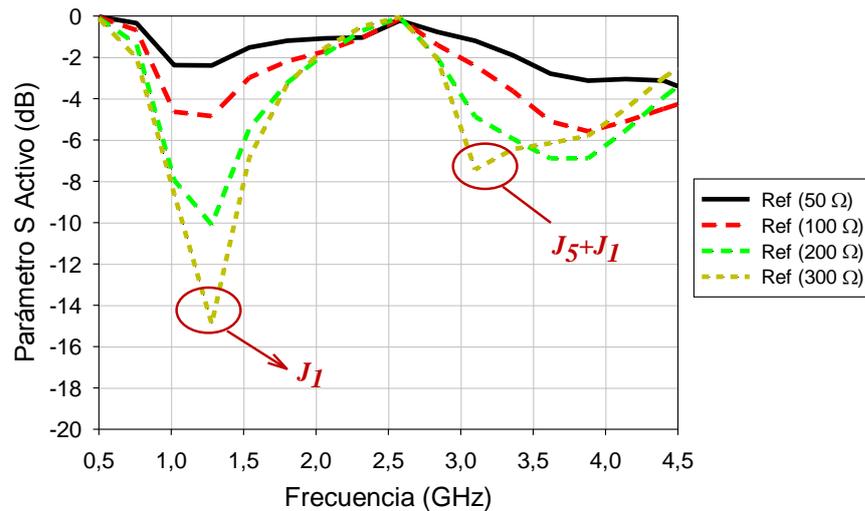


Figura 4.11 Parámetros S activos del dipolo plano doblado simétrico calculados para diferentes impedancias de referencia (ranura de 106 mm).

El análisis modal de la estructura presentada, demuestra que es posible excitar solo los modos cuyas corrientes fluyen en fase simétricamente a lo largo del plano de masa radiante, y que por lo tanto presentan la condición de pared magnética en su eje de simetría. Mediante el uso de la alimentación simétrica se puede evitar la excitación de los modos línea de transmisión, que podrían causar un empeoramiento en el ancho de banda de adaptación.

Por lo tanto, impedimos la excitación del modo línea de transmisión  $J_4$  por medio de la imposición de la condición de pared magnética debida a la alimentación simétrica, ahora bien, podríamos conseguir un incremento en el ancho de banda de impedancia si se lograra una transición más suave entre los modos  $J_1$  y  $J_5$ . Objetivo que puede cumplirse si se disminuyera la longitud de la ranura. Para este caso, los modos excitados en la antena son los mismos que en el caso anterior, por lo que ni la frecuencia de resonancia, ni el ancho de banda de radiación de estos modos se ven alterados por la longitud de las ranuras. Sin embargo, la transición del modo  $J_1$  al modo  $J_5$  se mejora aumentando el ancho de banda de impedancia de la antena. El valor de longitud de las ranuras que presenta el máximo ancho de banda de impedancia es de 50 mm.

En la Figura 4.12 se aprecian los resultados obtenidos de los parámetros S activos, calculados para diferentes valores de impedancias de referencia. Se observa que se obtiene un mayor ancho de banda a -6 dB con esta longitud de ranura, en torno al 80 %, frente al 53 % que se obtenía con la longitud de 106 mm.

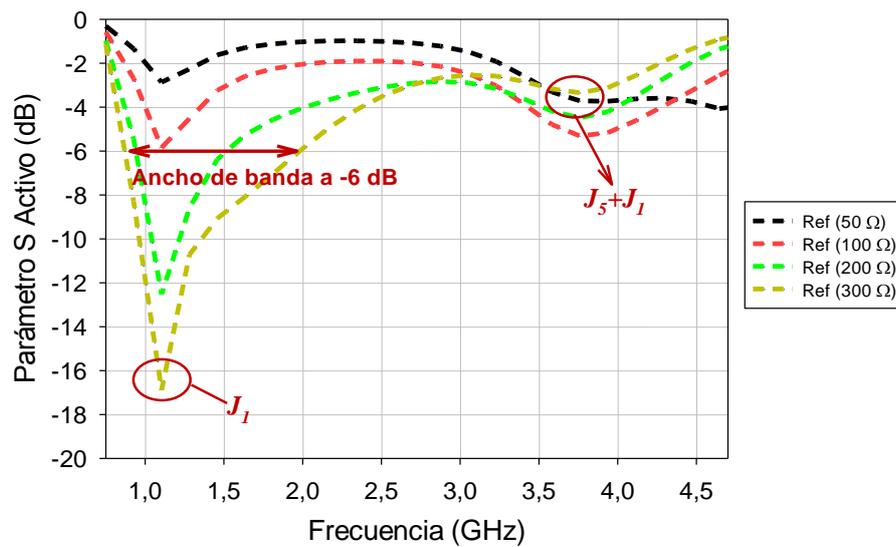


Figura 4.12 Parámetros S activos del dipolo plano doblado simétrico calculados para diferentes impedancias de referencia (ranura de 50 mm).

En el siguiente apartado se procederá a la fabricación del prototipo presentado en la Figura 4.2 pero optimizado para lograr el máximo ancho de banda, es decir con la longitud de las ranuras de 50 mm

#### 4.4 Fabricación y Resultados.

Una vez realizado el diseño y análisis de la antena pasamos a la implementación física de la misma, para lo cual se ha escogido el diseño que mayor ancho de banda presentaba, que se corresponde con la estructura mostrada en la Figura 4.14 (a).

Para la fabricación del dipolo plano doblado simétrico se ha utilizado una placa de cobre de 0.3 mm grosor, la cual se ha recortado utilizando una máquina fresadora LPKF. Además, puesto que se requería una alimentación que emulase de la manera más fidedigna posible a la utilizada en las simulaciones, se ha tenido que diseñar y fabricar un circuito RF, consistente en un balun LC, que se encarga de:

- Adaptar la impedancia de entrada del puerto común, que en los aparatos de medida suele ser de  $50 \Omega$ , a los  $300 \Omega$  de cada puerto del plano de masa radiante.
- Simetrizar la señal para atacar de forma simultánea ambos puertos de la antena.
- Balancear la señal proveniente de los equipos de medida para poder excitar cada dipolo de forma correcta.

La altura del circuito RF al plano de masa radiante es de 5 mm. Se puede apreciar una imagen de la antena con el circuito montado en la Figura 4.14 (b).

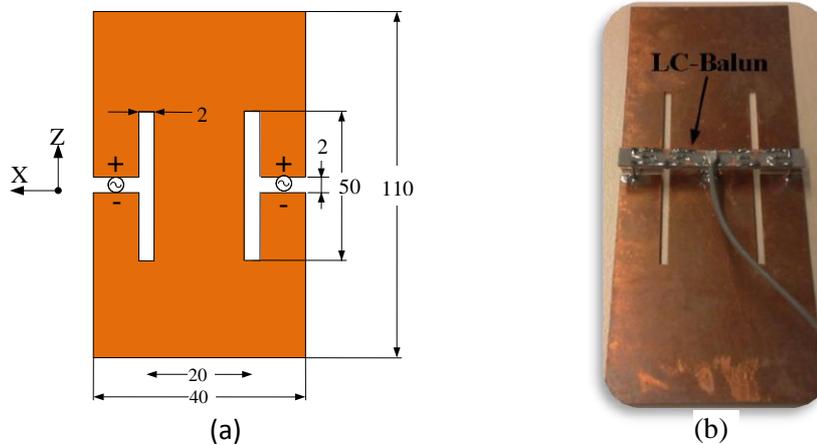


Figura 4.14 (a) Esquemático de la estructura del prototipo fabricado. (Unidades: mm). (b) Antena de dipolos planos simétricos doblados con circuito RF incorporado.

El diseño del balun LC utilizado es conocido como “*lattice type balun*”. El circuito consiste básicamente en un divisor que conecta dos baluns LC que se conectan en cascada para ampliar el ancho de banda de impedancia, en la Figura 4.15 se muestra una de las ramas del divisor.

El balun LC consta de dos condensadores y dos bobinas que producen cambios de fase de  $\pm 90$  grados en el puerto de salida. Al mismo tiempo, el propio balun lleva a cabo la adaptación de impedancias de  $100 \Omega$  a la salida del divisor a  $300 \Omega$  de entrada en los puertos de la antena, después de dividir la señal de  $50 \Omega$  de entrada para ambas fuentes. Las reglas de diseño básico para el diseño de un balun LC se pueden encontrar en [25].

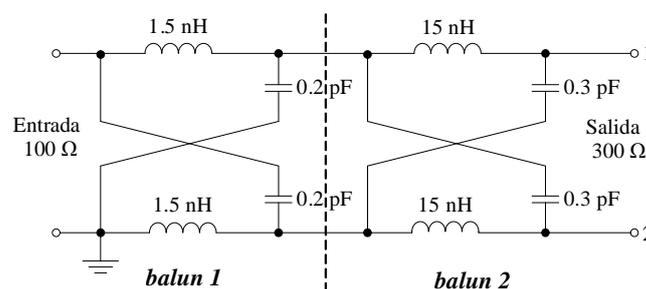


Figura 4.15 Esquemático de una de las ramas del divisor pertenecientes al circuito RF diseñado.

En la Figura 4.16 se muestran las curvas correspondientes a la simulación y a la medida de los parámetros S del prototipo fabricado. Se puede observar que los resultados de las medidas se aproximan bastante a los de las simulaciones que ya se habían mostrado anteriormente en la Figura 4.3.

Con una frecuencia inferior de 900 MHz y superior de 1.96 GHz, se obtiene un ancho de banda a -6 dB de 1.06 GHz. También se muestra en la Figura 4.16 la medida de la eficiencia total de radiación de la antena. Dicha medida se ha realizado utilizando un equipamiento especial de medida de antenas (Satimo StarLab).

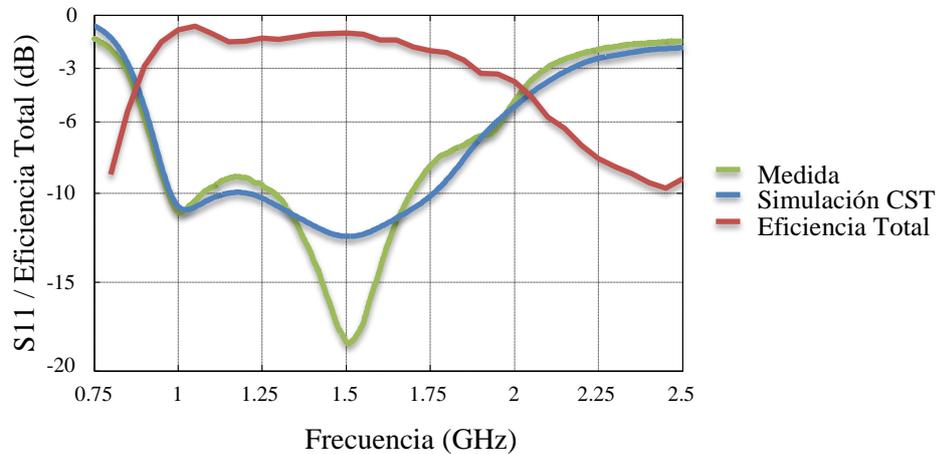


Figura 4.16 Curvas correspondientes a la medida y simulación del parámetro  $S_{11}$ , además de la curva de eficiencia total medida para el prototipo fabricado

En la Figura 4.17 se presentan los diagramas de radiación, en términos de ganancia total, correspondientes con el prototipo fabricado a las frecuencias de 0.95 GHz y 1.95 GHz. El prototipo tiene un máximo de 1.9 dBi a 0.95 GHz y 0.2 dBi a 1.95 GHz, y se comporta de manera omnidireccional en el corte XY.

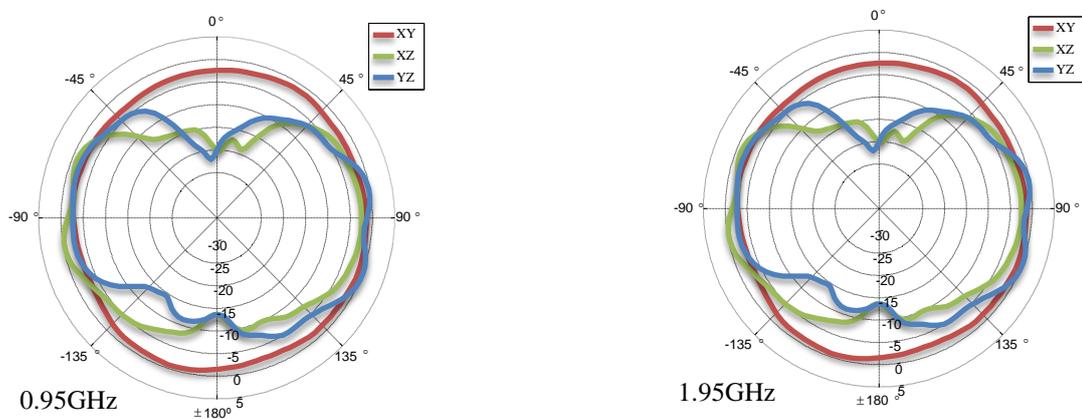


Figura 4.17 Medidas del diagrama de radiación (Ganancia Total) para el prototipo fabricado.

Una vez realizadas todas las medidas y vistos los resultados, podemos decir que el comportamiento de la antena cumple con las expectativas creadas a partir de las simulaciones. Y por lo tanto, se demuestra que el empleo de una estructura simétrica, junto a una alimentación igualmente simétrica, da como resultado la imposición de la condición de pared magnética, la cual provoca que sólo los modos antena se exciten, y de esa manera, se mejore el ancho de banda de impedancia y la eficiencia de radiación de la antena.

---

## Capítulo 5. Conclusiones.

---

En el presente trabajo se ha demostrado que la aplicación de la Teoría de Modos Característicos para el diseño y análisis de antenas planas, concretamente de planos de masa ranurados, puede ser importante y complementaria a otros métodos utilizados habitualmente, ya que los resultados nos aportan una información totalmente nueva sobre el comportamiento físico de las estructuras analizadas. Lo que nos permite, por una parte, elegir adecuadamente la disposición y tipo de alimentación, y por otra, la optimización consciente del diseño, trabajo que habitualmente los simuladores comerciales realizan a base de complejos estudios paramétricos, variando de forma quasi-aleatoria las dimensiones de la estructura para buscar los mejores resultados.

Como hemos visto por [15]-[18], se está extendiendo el diseño de antenas para terminales móviles que aprovechen el plano de masa de las PCBs como elementos radiantes que formen parte de la antena, y siguiendo en ésta línea, se han presentado varias estructuras como posible alternativa a los actuales diseños de antenas para terminales móviles.

En el capítulo tercero se presentaron dos geometrías básicas de antenas realizadas en planos de masa ranurados. Empezando con la estructura en forma de C como punto de partida, y por medio del análisis modal, hemos visto las ventajas e inconvenientes que presentaba. Posteriormente y tomando como referencia la mencionada estructura, hemos visto que mediante la incorporación de una segunda ranura se mejoraban el ancho de banda de impedancia y la eficiencia de radiación, dando como resultado la estructura con forma de E, de la cual se fabricaron varios prototipos para comprobar que los resultados fuesen los esperados.

Finalmente, la estructura presentada en el capítulo cuarto, ha demostrado cumplir con las características básicas en cuanto a eficiencia de radiación y ancho de banda de impedancia que requieren las antenas para éste tipo de dispositivos. Un estudio más detallado haría falta para poder validarla, y que fuese viable su incorporación a los actuales terminales móviles, ya que en el presente trabajo se han analizado, simulado y medido en un entorno libre de elementos interferentes como podrían ser el resto de componentes del terminal, batería, PCB, pantalla, etc... Así pues, una posible línea de investigación futura podría ser la de incorporar este tipo de estructuras en terminales reales y comprobar sus resultados.

---

## Capítulo 6. Bibliografía

---

- [1] R. J. Garbacz, "A Generalized Expansion for Radiated and Scattered Fields," Ph. D. dissertation, Ohio State University, Columbus, 1968.
- [2] R. J. Garbacz and R. H. Turpin, "A Generalized Expansion for Radiated and Scattered Fields," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-19, May 1971, pp. 348-358.
- [3] R. F. Harrington and J. R. Mautz, "Theory of Characteristic Modes for Conducting Bodies," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-19, no. 5, pp. 622-628, Sept. 1971.
- [4] R. F. Harrington and J. R. Mautz, "Computation of Characteristic Modes for Conducting Bodies," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-19, no. 5, pp. 629-639, Sept. 1971.
- [5] R. F. Harrington and J. R. Mautz, "Control of Radar Scattering by Reactive Loading," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-20, no. 4, pp. 446-454, July 1972.
- [6] B. A. Austin and K. P. Murray, "The Application of Characteristic-Mode Techniques to Vehicle-Mounted NVIS Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 40, no. 1, pp. 7-21, Feb. 1998.
- [7] Z. Bai, J. Demmel, J. Dongarra, A. Ruhe and H. Van Der Vorst, eds., "Templates for the Solution of Algebraic Eigenvalue Problems: A Practical Guide," SIAM (Society for Industrial & Applied Math), Philadelphia, 2000.
- [8] E. Suter, and J. R. Mosig, "A Subdomain Multilevel Approach for the Efficient MoM Analysis of Large Planar Antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 26, no. 4, August 2000, pp. 270-277.
- [9] W. Geyi, P. Jarmuszewski, and Y. Qi, "The Foster Reactance Theorem for Antennas and Radiation  $Q$ ," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 3, no. 3, pp. 401-408, March 2000.
- [10] S. R. Best, "The Foster Reactance Theorem and Quality Factor for Antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, pp. 306-309, 2004.
- [11] E. H. Newman, "Small antenna Location Synthesis Using Characteristic Modes," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-21, no. 6, pp. 868-871, Nov. 1972.
- [12] A. F. Peterson, S. L. Ray, and R. Mittra, "Computational Methods for Electromagnetics," *IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory*, Wiley-IEEE Press, 1997.
- [13] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design," John Wiley & Sons, Nueva York, 1997.
- [14] H. Schantz, "The Art and Science of Ultrawideband antennas", Artech House 2005.
- [15] P. Vainikainen, J. Ollikainen, O. Kivekas and I. Kelder, "Resonator-based analysis of the combination of mobile handset antenna and chassis," *IEEE Trans. Antennas Propagation.*, vol.50, no. 10, pp. 1433-1444, Oct. 2002.

- 
- [16] R. Hossa, A. Byndas and M.E. Bialkowski, "Improvement of Compact Terminal Antenna Performance by Incorporating Open-End Slots in Ground Plane", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.14, no. 6, pp. 283-285, June 2004.
- [17] A. Cabedo, J. Anguera, C. Picher, M. Ribó and C. Puente, "Multiband Handset Antenna Combining a PIFA, Slots, and Ground Plane Modes", *IEEE Trans. Antennas Propagation.*, vol.57, no. 9, pp. 2526-2533, Sept. 2009.
- [18] J. Anguera, I. Sanz, J. Mumbrú and C. Puente, "Multiband Handset Antenna With a Parallel Excitation of PIFA and Slot Radiators", *IEEE Trans. Antennas Propagation.*, vol.58, no. 2, pp. 348-356, Feb. 2010.
- [19] K.-P. Ma, K. Hirose, F.-R. Yang, Y. Qian, and T. Itoh, "Realisation of magnetic conducting surface using novel photonic bandgap structure", *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 21, pp. 2041-2042, Oct. 1998.
- [20] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. Jimenez-Broas, N. G. Alexopoulos, and E. Yablonovitch, "High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2059-2074, Nov. 1999.
- [21] R. F. Jimenez-Broas, D. F. Sievenpiper, and E. Yablonovitch, "A High-Impedance Ground Plane Applied to a Cellphone Handset Geometry", *IEEE Trans. Microwave Theory and Technique*, vol. 49, no. 7, pp. 1262-1265, Jul. 2001.
- [22] J. Redvik, "PIFA Antenna with HIGP Structure" International Publication Number WO 02/087012 A1, April 12, 2002.
- [23] Z. Du, K. Gong, J. S. Fu, B. Gao, and Z. Feng, "A Compact Planar Inverted-F Antenna with a PBG-Type Ground Plane for Mobile Communications", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 52, no. 3, pp. 483-489, May 2003.
- [24] S. Tanaka, Y. Kim, H. Morishita, S. Horiuchi, Y. Atsumi, and Y. Ido, "Wideband Planar Folded Dipole Antenna with Self-Balanced Impedance Property", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 5, pp. 1223-1228, May 2008.
- [25] W. Bakalski, W. Simburger, H. Knapp, H. D. Hohlmuth, A. L. Scholtz, "Lumped and Distributed Lattice-Type LC-Baluns", *IEEE MTT S International microwave Symposium Digest*, Seattle WA, pp. 209-212, June 2-7, 2002.