



Projecte Fi de Carrera

**Enginyeria de Telecomunicació**

---

**MODELADO CIRCUITAL DE DIFERENTES  
CONFIGURACIONES DE ANTENAS MICROSTRIP**

Gerard Mateo López

---

Director: Josep Parrón Granados

*Departament de Telecomunicació i  
enginyeria de sistemes*

**Escola d'Enginyeria  
Universitat Autònoma de Barcelona (UAB)**

Juny 2013



El sotasignant, **Josep Parrón Granados**, Professor de l'Escola d'Enginyeria de la Universitat Autònoma de Barcelona (UAB),

CERTIFICA:

Que el projecte presentat en aquesta memòria de Projecte Fi de Carrera ha estat realitzat sota la seva direcció per l'alumne **Gerard Mateo López**.

I, perquè consti a tots els efectes, signa el present certificat.

Bellaterra, *12 de Juny de 2013*.

Signatura: *Josep Parrón Granados*

Quiero expresar mi agradecimiento

A mi director del proyecto, Josep Parrón Granados por el interés mostrado en todo momento y su paciencia a lo largo del desarrollo del documento.

A mis familiares, a mis amigos y a mi pareja por su apoyo y cariño tanto en los buenos como en los malos momentos.

A todos, gracias.

# *Índice de contenidos*

<b>Introducción</b>	<b>1</b>
<b>Objetivos del proyecto</b>	<b>1</b>
<b>Organización del documento</b>	<b>1</b>
<b>Capítulo 1. Teoría de antenas</b>	<b>3</b>
1.1. introducción	3
1.2. conceptos básicos de las antenas	3
1.2.1. impedancia de entrada y adaptación	3
1.2.2. Ancho de banda y factor de calidad	4
<b>Capítulo 2. Teoría de las antenas microstrip</b>	<b>7</b>
2.1. introducción	7
2.2. Métodos de alimentación	8
2.2.1. Alimentación sin contacto físico	8
2.2.2. Alimentación con contacto físico	9
2.3. Modelos de análisis	11
2.3.1. Modelo de línea de transmisión	11
2.3.1.1. El parche microstrip	11
2.3.1.2. El sustrato dieléctrico de la antena microstrip	14
2.3.1.3. Alimentación	15
2.4. Modelo circuital de una antena microstrip	16
2.4.3.1. Parámetros del modelo circuital equivalente	16
2.4.1.1. Impedancia de entrada	16
2.4.1.2. Frecuencia de resonancia	18
2.4.1.3. Factor de calidad y ancho de banda	18
<b>Capítulo 3. Estudio de las tendencias de una antena microstrip</b>	<b>20</b>
3.1. Diseño de una antena microstrip	20
3.1.1. Obtención del modelo circuital equivalente de la antena microstrip	22
3.1.2. Comparación de los resultados obtenidos mediante Momentum y ADS	24
3.1.3. Tendencia de la antena microstrip a bajas frecuencias	25
3.2. Análisis de las tendencias y obtención de los modelos circuitales equivalentes de la antena microstrip	28
3.2.1. Análisis de la tendencia del puerto de alimentación	29
3.2.1.1 Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum	30
3.2.1.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes	30
3.2.2. Estudio de la dimensión $L_d$ de la antena microstrip	31
3.2.2.1 Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum	32
3.2.2.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes	33
3.2.3. Estudio de la dimensión $W$ de la antena microstrip	34
3.2.3.1 Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum	35
3.2.3.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes	35

3.2.4. Estudio de la permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ) del sustrato dieléctrico de la antena microstrip	38
3.2.4.1 Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum	38
3.2.4.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes	39
3.2.5. Estudio del grosor (h) del sustrato dieléctrico de la antena microstrip	41
3.2.5.1 Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum	41
3.2.5.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes	42
<b>Capítulo 4. Técnicas de aumento del ancho de banda.</b>	
<b>Apilado de antenas microstrip</b>	<b>44</b>
4.1. Apilado de antenas microstrip mediante el contacto directo	44
4.2. Apilado de antenas microstrip sin contacto directo	45
4.3. Componentes de la antena microstrip apilada	45
4.3.1. Dimensiones W y L	45
4.3.2. Sustratos dieléctricos	45
4.3.3. Alimentación	46
4.3.4. Estructura de soporte (Gap)	46
4.4. Frecuencia de resonancia, factor de calidad y ancho de banda	46
4.5. Impedancia de entrada y adaptación	48
4.6. Modelo circuital de una antena microstrip apilada	49
4.6.1. La frecuencia de resonancia	50
4.6.2. Factor de calidad y ancho de banda	50
4.6.3. Impedancia de entrada y adaptación.	51
4.6.4. Acoplamiento electromagnético entre la antena microstrip activa y parásita	52
<b>Capítulo 5. Estudio de las tendencias de una antena microstrip compuesta por el apilado de dos antenas microstrip básicas</b>	<b>53</b>
5.1. Diseño de la antena microstrip	53
5.1.1. Simulación electromagnética de la antena microstrip	54
5.1.2. Obtención del modelo circuital equivalente	55
5.1.2.1 Comparación de los resultados obtenidos mediante Momentum y ADS	56
5.2. Análisis de las tendencias y obtención de los modelos circuitales equivalentes de la antena microstrip apilada	58
5.2.1. Análisis de la tendencia del puerto de alimentación	58
5.2.1.1 Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum	59
5.2.1.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes	60
5.2.2. Estudio de la dimensión L de las antenas microstrip activa y parásita	61
5.2.2.1 Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum	61
5.2.2.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes	63
5.2.3. Estudio de la dimensión W de las antenas microstrip activa y parásita	66
5.2.3.1 Estudio de la dimensión W de la antena microstrip activa	66
5.2.3.2 Estudio de la dimensión W de la antena microstrip parásita	68
5.2.4. Estudio del grosor de los sustratos dieléctricos de las antenas microstrip activa y parásita	71
5.2.4.1 Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum	71

5.2.4.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes	73
5.2.5. Estudio de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip activa y parásita	77
5.2.5.1 Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum	77
5.2.5.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes	78
5.3 Conclusiones del capítulo	80
<b>Capítulo 6. Técnicas de aumento del ancho de banda.</b>	
<b>Antenas Microstrip Acopladas por apertura</b>	<b>81</b>
6.1. Componentes de la antena microstrip acoplada por apertura	82
6.1.1. Antena microstrip básica	82
6.1.1.1. Dimensiones W y L de la antena microstrip básica	82
6.1.1.2. Sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica	82
6.1.2. Línea microstrip de alimentación	83
6.1.3. Ranura de acoplamiento (Slot)	84
6.1.4. Estructura de soporte de la antena microstrip básica	85
6.2. Modelo circuital equivalente	86
6.2.1. Coeficiente de acoplamiento (k)	86
6.2.2. Tendencias generales del modelo circuital equivalente	87
<b>Capítulo 7. Análisis de las tendencias de una antena microstrip rectangular alimentada mediante el acoplamiento por apertura</b>	<b>91</b>
7 9.1. Análisis del acoplamiento electromagnético	91
7.2. Análisis de las tendencias y obtención de los modelos circuitales equivalentes de la antena microstrip	95
7.2.1. Diseño inicial del estudio	95
7.2.1.1. Simulación electromagnética de la antena microstrip	96
7.2.2. Obtención del modelo circuital equivalente	97
7.2.2.1. Comparación de los resultados obtenidos mediante Momentum y ADS	98
7.2.2.2. Obtención de los modelos circuitales equivalentes correspondientes al análisis del acoplamiento electromagnético	98
7.2.3. Estudio de la dimensión L de la antena microstrip básica	100
7.2.3.1. Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum	100
7.2.3.2. Obtención de los modelos circuitales equivalentes	102
7.2.4. Estudio de la dimensión W de la antena microstrip básica	103
7.2.4.1. Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum	103
7.2.4.2. Obtención de los modelos circuitales equivalentes	105
7.2.5. Estudio del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica	107
7.2.5.1. Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum	107
7.2.5.2. Obtención de los modelos circuitales equivalentes	109
7.2.6. Estudio de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica	111
7.2.6.1. Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum	111
7.2.6.2. Obtención de los modelos circuitales equivalentes	112
7.2.7. Estudio de la dimensión L de la ranura de acoplamiento (slot)	114
7.2.7.1. Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum	114

7.2.7.2. Obtención de los modelos circuitales equivalentes	116
7.2.8. Estudio de la dimensión W de la ranura de acoplamiento (slot)	118
7.2.8.1. Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum	118
7.2.8.2. Obtención de los modelos circuitales equivalentes	119
7.2.9. Estudio de la dimensión L de la línea microstrip de alimentación	121
7.2.9.1. Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum	121
7.2.9.2. Obtención de los modelos circuitales equivalentes	122
7.2.10. Estudio del grosor del sustrato dieléctrico de la línea microstrip de la línea microstrip de alimentación	125
7.2.10.1. Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum	125
7.2.10.2. Obtención de los modelos circuitales equivalentes	126
7.2.11. Estudio de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la línea microstrip de alimentación	128
7.2.11.1. Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum	128
7.2.11.2. Obtención de los modelos circuitales equivalentes	130
7.3. Ejemplo práctico	132
7.3.1. Diseño inicial de la antena microstrip	132
7.3.2. Obtención del modelo circuital equivalente	134
7.3.2.1. Comparación de los resultados obtenidos mediante Momentum y ADS	134
7.3.3. Modificación del modelo circuital para obtener el máximo ancho de banda en 2.5GHz	135
7.3.4. Obtención de diseño de la antena microstrip correspondiente al modelo circuital	136
7.3.4.1. Comparación de los resultados obtenidos mediante Momentum y ADS	137
<b>Capítulo 8. Conclusiones y líneas futuras</b>	<b>138</b>
<b>Capítulo 9. Referencias</b>	<b>139</b>

## **Introducción**

Las antenas microstrip, también conocidas como antenas parche, se conciben por primera vez en los años 50, aunque se empieza a trabajar activamente con ellas a partir de los años 70. Actualmente disponen de una gran implantación en dispositivos electrónicos tales como sistemas de telefonía móvil o sistemas de GPS.

En la actualidad existe una amplia variedad de estudios donde se han propuesto varias configuraciones circuitales para realizar el análisis de distintas configuraciones de antenas microstrip.

Las antenas microstrip se pueden modelar utilizando modelos circuitales con el objetivo de otorgar un sentido físico al comportamiento de la estructura y facilitar el posterior diseño. Por este motivo, el modelado circuital de antenas microstrip se ha considerado como un aspecto importante de estudio y desarrollo.

Por otro lado, una de las principales desventajas de las antenas microstrip reside en el estrecho ancho de banda del que disponen, resultando como uno de los principales problemas de diseño, por lo que en este proyecto se introducirá y realizará el estudio de varias configuraciones para lograr aumentos del ancho de banda.

## **Objetivos del proyecto**

Se realizará una recopilación de la teoría existente en varios libros y documentos dispersos sobre antenas microstrip y se expondrá de forma conjunta con el objetivo de facilitar la comprensión del estudio de las distintas configuraciones de este tipo de antenas.

Se realizará el estudio y análisis de las tendencias de los parámetros físicos de las antenas microstrip, incluyendo varias configuraciones para lograr un aumento del ancho de banda respecto a la estructura básica con el objetivo de paliar una de las principales desventajas de este tipo de antenas. Posteriormente, mediante la propuesta de modelos circuitales equivalentes, se obtendrá la relación entre los parámetros físicos de las antenas microstrip analizadas y los componentes de los modelos circuitales propuestos para cada configuración en concreto.

El objetivo del estudio será proporcionar una base para realizar modificaciones y facilitar el diseño de antenas microstrip utilizando los modelos circuitales propuestos para cada antena en concreto.

Por último, se realizará un ejemplo de diseño de una antena microstrip para cumplir una especificación propuesta y se verificará como a partir de la teoría estudiada en el documento se pueden realizar modificaciones y facilitar el diseño utilizando el modelo circuital.

El estudio de las distintas configuraciones de antenas microstrip se ha desarrollado con el software ADS (Advanced Design System), versión 2009 de Agilent technologies [8]. En el software ADS, se incluye Momentum, un simulador electromagnético con el que se ha realizado el diseño de los *Layouts* y las simulaciones electromagnéticas.

## Organización del documento

El documento está dividido en diez apartados.

- En el capítulo 1 se introducirán los conceptos básicos de antenas utilizados a lo largo del documento.
- En el capítulo 2 se realiza una introducción teórica de las antenas microstrip, se presentan los métodos de alimentación más comunes y se expone el método de análisis de línea de transmisión con el objetivo de ofrecer una interpretación intuitiva y un sentido físico a los fenómenos que se producen en una antena microstrip para el posterior análisis. También se propone el modelo circuital equivalente correspondiente a una antena microstrip básica y se realiza una introducción de las ecuaciones de diseño y de las tendencias de la frecuencia de resonancia, la impedancia de entrada y el ancho de banda en relación con los componentes del modelo circuital.
- En el capítulo 3 se realiza el estudio de las tendencias de los componentes de una antena microstrip básica y se relacionan los parámetros físicos con los componentes del modelo circuital equivalente de la antena microstrip.
- En el capítulo 4 se expone el método para el aumento del ancho de banda en antenas microstrip referente al apilado de antenas microstrip básicas. Se realiza una introducción de las estructuras referentes al apilado de antenas microstrip con contacto directo y sin contacto directo. Se expone la teoría de los componentes y los principios de funcionamiento del apilado de antenas microstrip. Por último se introduce el modelo circuital equivalente y se analizan las principales tendencias en relación con los distintos componentes del modelo.
- En el capítulo 5 se realiza el estudio de las tendencias de una antena microstrip compuesta por el apilado de dos antenas microstrip básicas y se relacionan los parámetros físicos de la antena con los componentes del modelo circuital equivalente propuesto en el apartado 4.
- En el capítulo 6 se expone la teoría del método para el aumento del ancho de banda en antenas microstrip referente a una antena microstrip alimentada mediante el acoplamiento por apertura y se realiza una introducción de los componentes de la estructura. Posteriormente se propone el modelo circuital equivalente y se realiza un análisis de las principales tendencias de la frecuencia de resonancia, la impedancia de entrada y el ancho de banda en relación con los componentes del modelo circuital.
- En el capítulo 7 se realiza el estudio de las tendencias de una antena microstrip rectangular alimentada mediante el acoplamiento por apertura y se relacionan los parámetros físicos de la antena con los componentes del modelo circuital equivalente propuesto en el apartado 6. Posteriormente se realiza un ejemplo práctico para validar los conceptos estudiados en el apartado.
- En el capítulo 8 se exponen las conclusiones y líneas futuras del documento.

# Capítulo 1.

## Teoría de Antenas

### 1.1. Introducción

El IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) define una antena como la parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas. Si bien sus formas son muy variadas, todas las antenas tienen en común el ser una región de transición entre una zona donde existe una onda electromagnética guiada y una onda en el espacio libre [1].

Las ecuaciones de Maxwell relacionan los campos eléctricos y magnéticos con las cargas y corrientes que los crean. La solución a las ecuaciones da lugar a formas de onda [2]:

- Guiadas (líneas de transmisión, guías de ondas)
- Libres en el espacio (antenas)

Las ondas electromagnéticas se caracterizan por su frecuencia ( $f$ ) y longitud de onda ( $\lambda$ )

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1)$$

Donde  $c$  es la velocidad de propagación de la luz en el medio.

Los sistemas de comunicaciones utilizan antenas para realizar enlaces punto a punto, difundir señales de televisión o radio, o bien transmitir o recibir señales en equipos portátiles.

### 1.2. Conceptos básicos de las antenas

A continuación se revisarán varios conceptos y conocimientos básicos sobre antenas que serán posteriormente utilizados durante el documento.

#### 1.2.1. Impedancia de entrada y adaptación

Una antena es una estructura alimentada por un puerto de alimentación y, por lo tanto, presenta una impedancia de entrada, definida como la relación entre la tensión y la corriente presente en dicho puerto.

La impedancia de entrada de una antena está compuesta por una parte real ( $R$ ) y otra imaginaria ( $X$ ) y ambas dependen de la frecuencia ( $f$ ), como se muestra en la ecuación (2). La parte real se denomina resistencia de la antena y la parte imaginaria reactancia de la antena.

$$Z_{in} = R(f) + jX(f) \quad (2)$$

Si la reactancia de la impedancia de entrada de una antena para una frecuencia es cero, se dice que la antena es resonante. Dado que las antenas radian energía, existe una pérdida neta de potencia debida a la radiación, por lo que se puede asignar una resistencia de radiación ( $R_r$ ), definida como el valor de la resistencia que disiparía óhmicamente la misma potencia radiada por la antena.

$$P_{radiada} = I^2 R_r \quad (3)$$

Por norma general, en el diseño de estructuras resonantes interesa que la antena esté adaptada con el puerto de alimentación, de modo que toda la potencia del puerto de alimentación se transmita hacia la antena con el objetivo de radiar el máximo de potencia con las mínimas pérdidas posibles.

Se considera una buena adaptación cuando el coeficiente de onda estacionaria ( $ROE$ ) es menor a un valor prefijado, en función de la aplicación específica de la antena.

$$ROE = \frac{1+|\rho|}{1-|\rho|} \quad (4)$$

Donde  $\rho$  es el coeficiente de reflexión a la entrada de la antena. También definido como ( $S_{11}$ )

En la frecuencia de resonancia de la antena la máxima transferencia de potencia con el puerto de alimentación se conoce como condición de adaptación de impedancias y se produce cuando la impedancia característica de la alimentación y la impedancia de entrada de la antena son complejas conjugadas [3]

$$Z_{in} = Z_0^* \quad (5)$$

Dado el caso de una antena no adaptada, parte de la potencia del generador se reflejará hacia el mismo originando pérdidas de transmisión. El coeficiente de desadaptación de impedancias de una antena transmisora ( $Ca_r$ ) establece la relación entre la potencia que se entrega a la antena ( $P_A$ ) y la potencia que se hubiera podido entregar si ésta hubiera estado perfectamente adaptada en condiciones de máxima transferencia de potencia ( $P_{AMAX}$ ).

$$Ca_r = \frac{P_A}{P_{AMAX}} = 1 - |\rho|^2 \quad (6)$$

### 1.2.2. Ancho de banda y factor de calidad

Todas las antenas, debido a su geometría finita, están limitadas a operar satisfactoriamente en una banda o margen de frecuencias. Este intervalo de frecuencias se conoce como el ancho de banda de la antena. En estructuras resonantes, el ancho de banda es siempre relativo y casi nunca suele hablarse en términos absolutos.

Existen distintas definiciones del ancho de banda en función del parámetro de la antena al que hagamos referencia. En general podemos hablar de ancho de banda de impedancia o de diagrama [2], aunque en este documento se hará referencia únicamente al ancho de banda de impedancia.

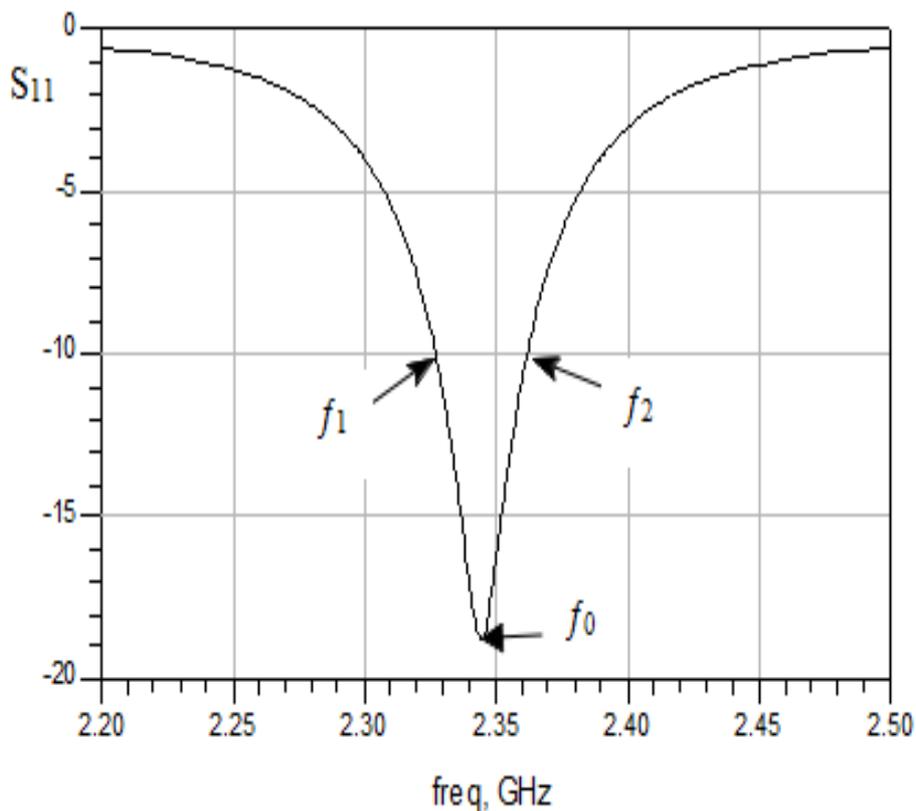


Figura 1-1 Coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ ).

En la figura 1-1 se muestra el coeficiente de reflexión en la entrada de una antena ( $S_{11}$ ) alimentada mediante un solo puerto.

A partir de aquí se puede definir el ancho de banda de impedancia como la relación entre el margen de frecuencias en que se cumplen las especificaciones y la frecuencia central. Habitualmente para el coeficiente de reflexión se suele definir el ancho de banda cuando es inferior a (-10 dB). Dicha relación se suele expresar en forma de porcentaje

$$Bw(\%) = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \cdot 100 \quad (7)$$

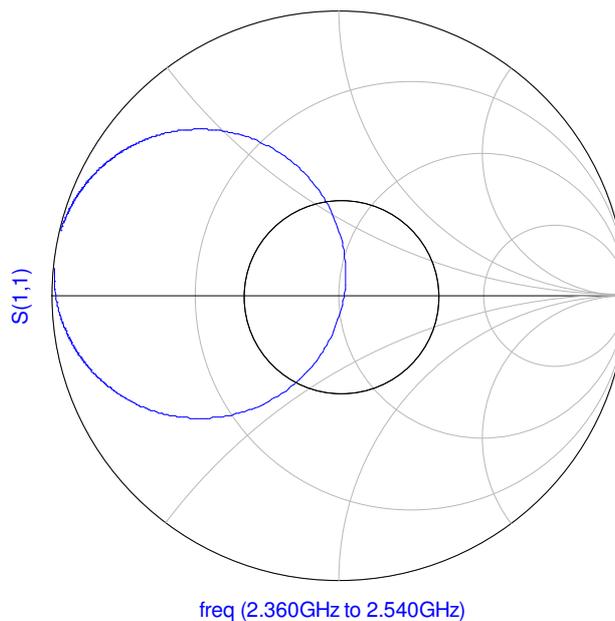
Donde  $f_2$  y  $f_1$  son las frecuencias en las que el coeficiente de reflexión en la entrada de la antena ( $S_{11}$ ) tiene un valor determinado y  $f_0$  la frecuencia central.

El ancho de banda de una antena también se puede determinar en la Carta de Smith según la relación de onda estacionaria ( $ROE$ ) y el coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ ).

En la figura 1-2 se muestra el ancho de banda de una antena, definido como el rango de frecuencias donde el coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ ) se ubica dentro del círculo perteneciente a la relación de onda estacionaria con un valor prefijado, habitualmente  $ROE < 2$  que se corresponde con un coeficiente de reflexión inferior a -10dB.

Por norma general, la relación entre el ancho de banda y el factor de calidad ( $Q$ ) en estructuras resonantes se define según la ecuación (8) de modo que el factor de calidad resulta ser proporcionalmente inverso al ancho de banda.

$$B_w = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = \frac{1}{Q} \quad (8)$$



**Figura 1-2 Carta de Smith. Círculo negro:  $ROE=2$ . Círculo azul: Coeficiente de reflexión de la antena ( $S_{11}$ ).**

## Capítulo 2.

### Teoría de las antenas microstrip

#### 2.1. Introducción

Actualmente existen múltiples diseños de estructuras resonantes diseñadas utilizando los principios de la tecnología microstrip [4]. Estas estructuras se conocen como antenas parche o microstrip.

En la figura 2-1 se muestra la configuración básica de este tipo de estructuras. La antena microstrip básica está compuesta por una fina superficie de material conductor (parche microstrip) de dimensiones  $(W,L)$  impresa sobre un sustrato dieléctrico de grosor  $(h)$  y permitividad relativa  $(\epsilon_r)$ , un puerto de alimentación (puede implementarse mediante distintos métodos) y un plano de masa.

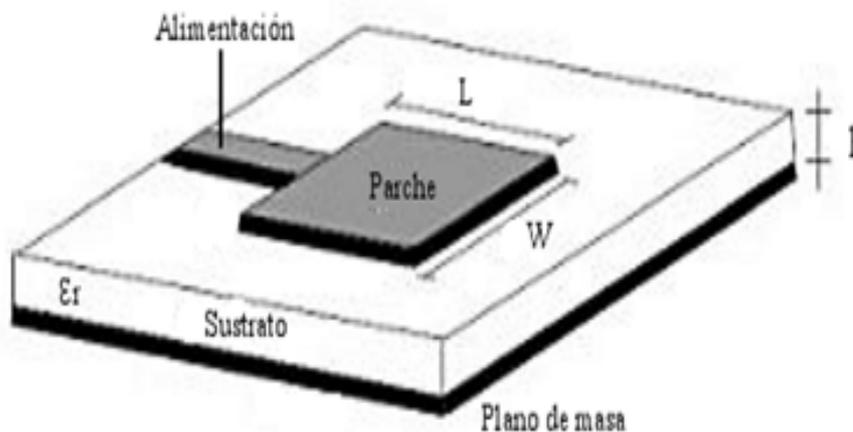


Figura 2-1 Componentes de una antena parche o microstrip básica alimentada mediante una línea de transmisión.

En la actualidad, el uso de antenas microstrip se encuentra en un gran número de aplicaciones como [6]:

- Antenas embarcadas en misiles
- Altímetros radar en aviones
- Antenas de exploración radar en satélites
- Sistemas GPS
- Telefonía móvil
- Comunicaciones móviles por satélite
- Aplicadores de calor en medicina (hipertermia)

El diseño de antenas microstrip ofrece varias ventajas respecto otros modelos. Algunas de estas ventajas se presentan a continuación [4]:

- Facilidad de fabricación en cadena, reduciendo el coste del dispositivo
- Peso ligero, bajo volumen y configuraciones de bajo perfil
- Obtención de polarizaciones lineales y circulares con una alimentación simple
- Sencilla realización de antenas con frecuencias y polarización dual
- Facilidad de integración en superficies planas y no planas
- Facilidad de adaptación en circuitos de microondas
- Versatilidad de diseño en términos de impedancia, polarización y frecuencia de resonancia

Las antenas microstrip, respecto otros modelos, también tienen desventajas. Algunas de estas desventajas son:

- Baja potencia de radiación
- Baja eficiencia y reducido ancho de banda
- Considerables pérdidas en la antena
- Excitación de ondas de superficie
- Pobre pureza de polarización

## **2.2. Métodos de alimentación**

Actualmente existen varias técnicas de alimentación de antenas microstrip [5]. Estas técnicas de alimentación se pueden dividir en dos grandes grupos: Alimentación sin contacto físico y con contacto físico.

La ventaja de utilizar una alimentación sin contacto físico reside en la opción de optimizar la alimentación y la antena microstrip por separado, aumentando de este modo la flexibilidad en el diseño.

### **2.2.1. Alimentación sin contacto físico**

Los métodos de alimentación sin contacto físico más comunes se realizan acoplando la radiación por proximidad o a través de una apertura.

En la figura 2-2 se muestra la estructura correspondiente técnica de alimentación de una antena microstrip con acoplamiento por proximidad implementada mediante una línea microstrip impresa en un nivel inferior al del parche. Una ventaja de este tipo de alimentación es la flexibilidad de diseño debido a que la línea de transmisión y el parche microstrip se ubican en distintos sustratos.

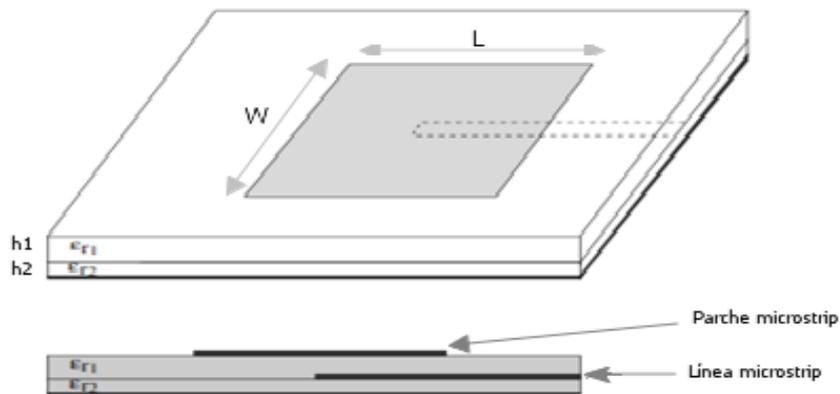


Figura 2-2 Alimentación de una antena microstrip con acoplamiento por proximidad.

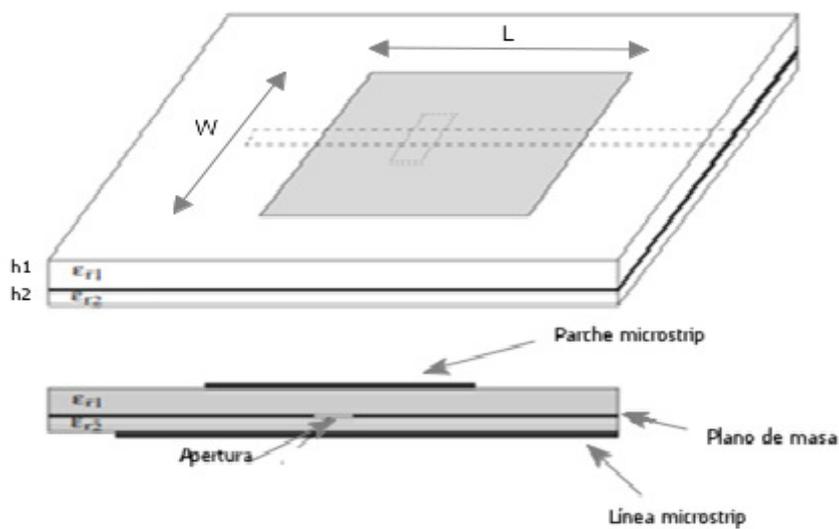


Figura 2-3 Alimentación de una antena microstrip con acoplamiento por apertura.

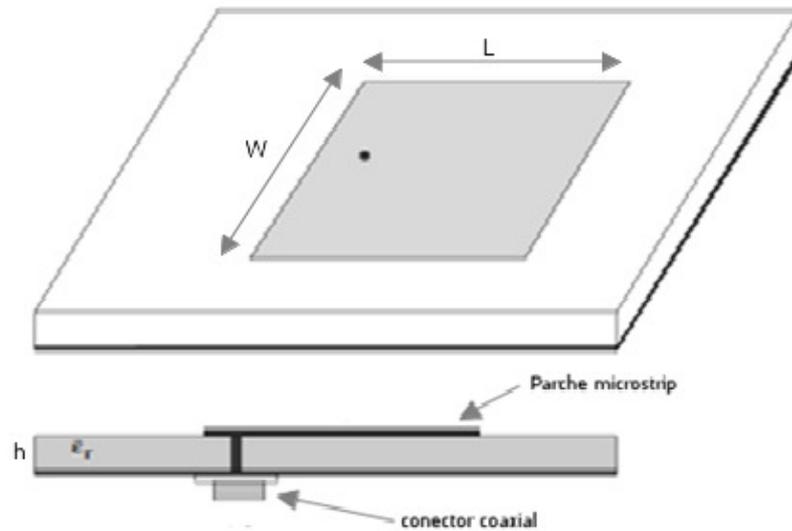
En el acoplamiento por apertura, tal y como se muestra en la figura 2-3, la excitación del parche microstrip se realiza mediante una apertura (slot) en el plano de masa. La alimentación se encuentra aislada del parche microstrip mediante la utilización de dos sustratos distintos ( $h_1$  y  $h_2$ ).

### 2.2.2. Alimentación con contacto físico

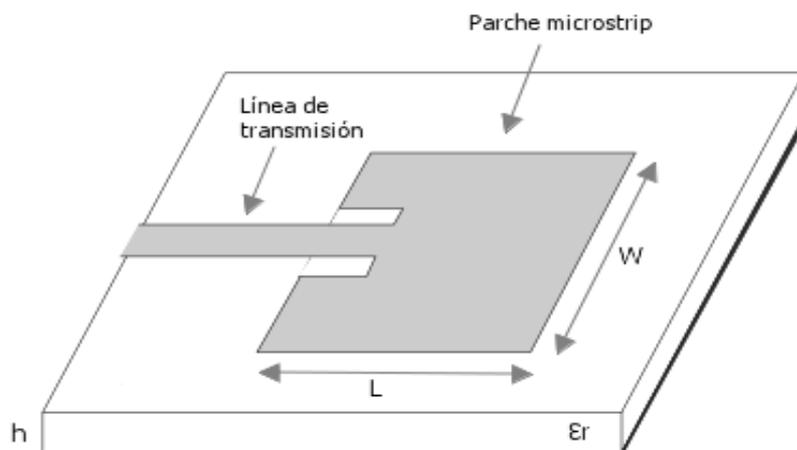
Los métodos de alimentación con contacto físico más comunes se realizan mediante un conector coaxial o una línea de transmisión microstrip.

Tal y como se muestra en la figura 2-4, el conductor interior del conector coaxial atraviesa el sustrato dieléctrico y excita el parche microstrip de forma directa.

Este método de alimentación presenta ventajas como la inexistencia de radiación espúrea producida por la alimentación y una configuración de fácil análisis teórico. Por otro lado, implica una mayor complejidad de fabricación.



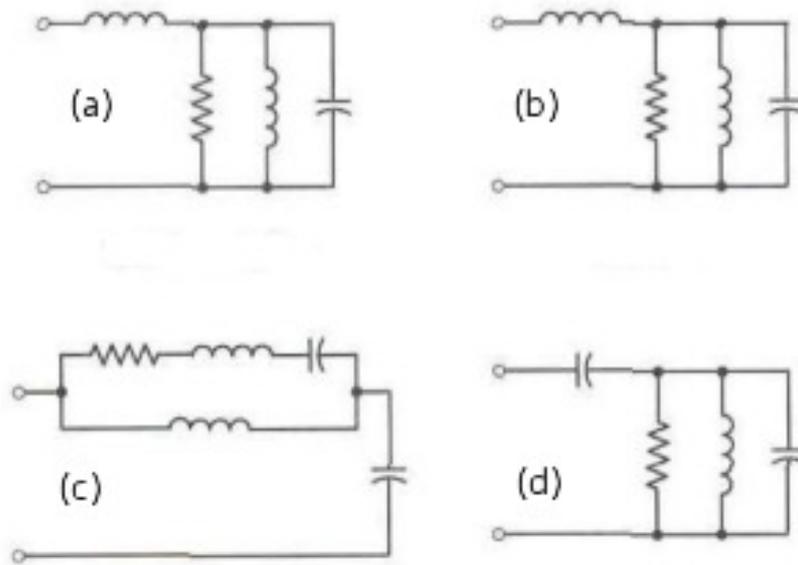
**Figura 2-4 Alimentación de una antena microstrip mediante un conector coaxial.**



**Figura 2-5 Alimentación de una antena microstrip con línea de transmisión.**

En la figura 2-5 se muestra el método de alimentación de una antena microstrip con contacto físico mediante una línea de transmisión. En este método de alimentación la línea de transmisión y el parche microstrip se ubican en el mismo sustrato dieléctrico.

En la figura 2-6 se muestran los modelos circuitales equivalentes correspondientes a los cuatro métodos de alimentación citados anteriormente [4].



**Figura 2-6. Modelos circuitales equivalentes de alimentación. (a) Alimentación mediante conector coaxial. (b) Alimentación mediante línea de transmisión. (c) Alimentación mediante acoplamiento por apertura, (d) Alimentación mediante acoplamiento por proximidad.**

## 2.3. Modelos de análisis.

Existen distintos modelos de análisis de antenas microstrip [4]. Los más utilizados son el modelo de línea de transmisión, el modelo de cavidad y el de onda completa. En este documento se desarrollará el modelo de línea de transmisión.

### 2.3.1. Modelo de línea de transmisión

El modelo de línea de transmisión es el modelo de análisis de antenas microstrip más sencillo de los tres modelos mencionados anteriormente.

Aunque no sea el modelo de análisis más preciso ofrece una interpretación intuitiva y un sentido físico a los fenómenos que se producen en una antena microstrip. Por el contrario, resulta más complicado de modelar el acoplamiento electromagnético.

A continuación se analizarán los distintos componentes principales correspondientes a una antena microstrip básica mostrados en la figura 2-1 mediante los conceptos del modelo de análisis de línea de transmisión.

#### 2.3.1.1. El parche microstrip

El parche microstrip está compuesto por una capa de material conductor litografiado en la parte superior del sustrato dieléctrico. Tal y como se muestra en la figura 2-7 el parche puede adoptar distintas formas en función de los parámetros de radiación y polarización que se especifique en el diseño de la antena.

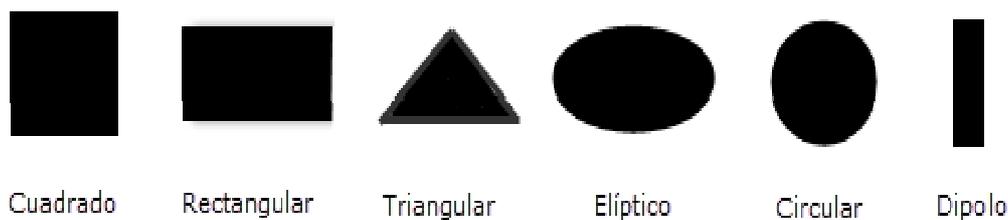


Figura 2-7 Geometrías habituales de una parche microstrip.

Por norma general las geometrías utilizadas en el diseño del son el parche cuadrado, rectangular y dipolo debido a que dichos modelos ofrecen unos mejores resultados en referencia al ancho de banda y polarización, tanto lineal como circular, de la antena microstrip. En este documento no analizará la polarización de la antena microstrip, para un estudio más detallado consultar [4].

### 2.3.1.1.1. Dimensión $L_d$

Para definir la dimensión  $L_d$  del parche microstrip se debe tener en cuenta el hecho de que la radiación emitida por la estructura se origina al producirse un desfase de  $180^\circ$  del campo eléctrico en los bordes, tal y como se muestra en la figura 2-8.

Con el objetivo de producir dicho desfase y optimizar al máximo la emisión de radiación de la antena microstrip en la dirección  $z$  del campo eléctrico, la longitud óptima del parche debe ser  $\lambda/2$  [4].

En la figura 2-8 se muestra como el campo eléctrico en la dimensión  $L_d$  del parche microstrip es perpendicular entre el parche y sustrato, cumpliendo con las condiciones de contorno.

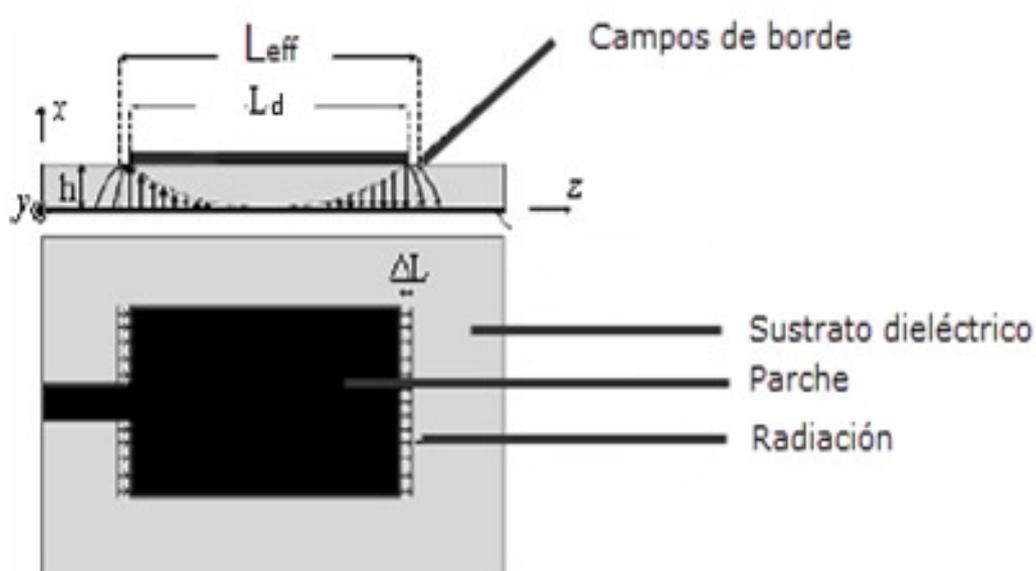


Figura 2-8 Distribución del campo eléctrico en una antena microstrip.

Sin embargo, en los bordes del parche el campo eléctrico no cumple estrictamente las condiciones de contorno, produciéndose unos campos de borde. Este comportamiento se denomina “fringe effect”.

Los campos de borde provocan un estiramiento virtual de la dimensión  $L_d$  de la estructura microstrip ( $\Delta L_d$ ) obtenido con (9).

$$\Delta L_d = 0.412 \cdot h \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (9)$$

Donde  $\epsilon_{reff}$  es la constante dieléctrica efectiva del sustrato dieléctrico y se definirá posteriormente en el apartado 2.3.1.2.1.

De este modo, la longitud efectiva del parche microstrip se puede expresar mediante

$$L_{eff} = L_d + 2\Delta L_d \quad (10)$$

$$L_{eff} = \frac{\lambda}{2} = \frac{v}{f_r} = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (11)$$

Donde  $f_r$  es la frecuencia de resonancia del parche microstrip definida con

$$f_r = \frac{c}{2L_{eff} \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (12)$$

### 2.3.1.1.2. Dimensión $W$

La radiación emitida por el parche microstrip se produce en los bordes de la estructura, por lo que la dimensión  $W$  influye directamente en la radiación de la antena microstrip.

La eficiencia de radiación de una antena se define como el cociente entre la potencia entregada a la antena por la alimentación y la potencia radiada por la antena. Para el diseño de un parche microstrip, el cálculo de la longitud de la dimensión  $W$  para proporcionar una buena eficiencia de radiación [4] se obtiene mediante (13).

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (13)$$

Tal y como se observa en la ecuación (13) la longitud de la dimensión  $W$  del parche microstrip también influye, aunque en menor medida, en la frecuencia de resonancia de la antena microstrip.

En [4] también se relaciona el aumento de la dimensión  $W$  de una antena microstrip con el aumento de la potencia radiada y el decremento de la impedancia de entrada de la antena.

### 2.3.1.2. El sustrato dieléctrico de la antena microstrip

El sustrato dieléctrico de una antena microstrip se encuentra ubicado inmediatamente debajo del parche microstrip, como base de éste. La elección del sustrato dieléctrico es fundamental en el diseño de antenas microstrip debido a la influencia de los parámetros de grosor ( $h$ ) y permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ) tanto en la radiación como en las pérdidas de la antena microstrip [6].

#### 2.3.1.2.1. Permitividad relativa ( $\epsilon_r$ )

La permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip es un parámetro de gran importancia debido a su directa incidencia tanto en las pérdidas por radiación como en el factor de calidad de la antena.

Se debe tener en cuenta que las líneas de campo se encuentran sobre un medio no homogéneo, de modo que parte del campo eléctrico viaja a través de un medio de permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ) mientras que parte del campo lo hará a través del aire. Por este motivo, para el diseño de una antena microstrip, se debe tener en cuenta una permitividad relativa efectiva ( $\epsilon_{reff}$ ).

La permitividad relativa efectiva se obtiene según la aproximación cuasi-estática de la línea de transmisión microstrip [4]:

-Para sustratos con:  $W/h > 1$

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (19)$$

-Para sustratos con:  $W/h < 1$

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left( 1 - \frac{h}{W} \right)^2 \right] \quad (20)$$

Las antenas que disponen de sustratos con una permitividad relativa de valor elevado producen una menor radiación, debido a que las ondas electromagnéticas quedan más confinadas en el sustrato dieléctrico de la estructura respecto a las antenas que disponen de sustratos con una permitividad relativa menor.

### 2.3.1.2.2. Grosor ( $h$ )

El grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip también es un factor muy importante de diseño debido a su influencia en las pérdidas por radiación y ancho de banda.

Con la elección de sustratos dieléctricos con grosores elevados las antenas microstrip emiten una mayor radiación además de disponer de un mayor ancho de banda respecto a la elección de sustratos dieléctricos de menor grosor. Por este motivo, se plantea un compromiso de diseño debido al interés de diseñar antenas con anchos de banda elevados y de tamaños reducidos

### 2.1.1.3. Alimentación

En la figura 2-10 se muestra el comportamiento de la impedancia de entrada normalizada correspondiente a una antena microstrip en función de la ubicación del puerto de alimentación en la dimensión  $L_d$  del parche microstrip normalizada (longitud  $L$  normalizada) [4].

Se aprecia como la impedancia de entrada de una antena microstrip toma el valor máximo en los bordes del parche y mínimo en el centro. Esta tendencia resulta de gran utilidad en el diseño de configuraciones para el aumento del ancho de banda en las que se necesite de una impedancia de entrada muy elevada en la antena microstrip básica (sobreacoplamiento de impedancia).

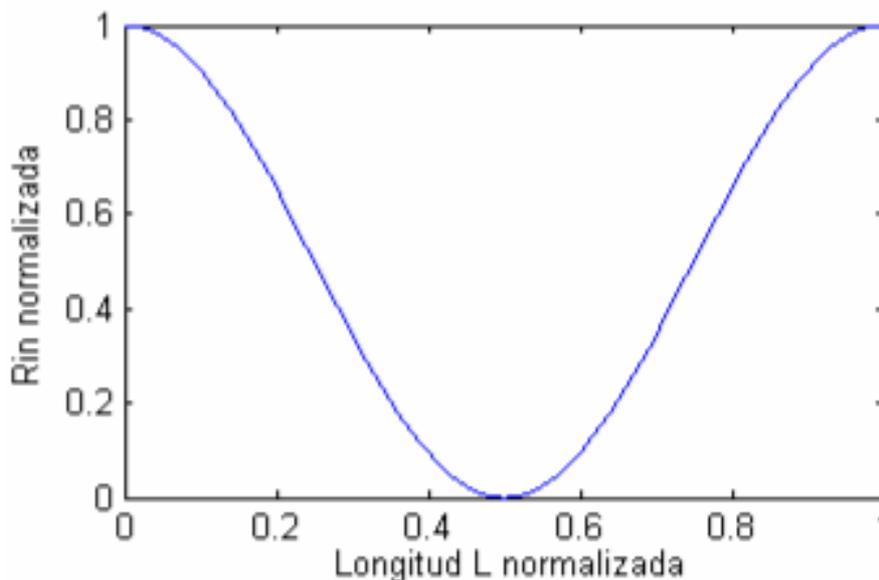


Figura 2-9. Resistencia de entrada normalizada de una antena microstrip.

## 2.4. Modelo circuital de una antena microstrip

En este apartado se introducirá el modelo circuital equivalente de una antena microstrip además de las ecuaciones utilizadas para el análisis y posterior relación de los parámetros físicos de la antena con los componentes del modelo circuital equivalente.

Como se ha comentado en el apartado 2.2, existen distintas técnicas de alimentación de las antenas microstrip. En la figura 2-10 se muestra el modelo circuital equivalente para una antena microstrip alimentada mediante un cable coaxial o línea de transmisión.

El comportamiento de un parche microstrip se puede modelar circuitalmente con la conexión en paralelo de una resistencia, un condensador y una bobina. La bobina  $L_1$  conectada en serie con el paralelo  $RLC$  modela la inductancia aportada a la estructura por la alimentación [7].

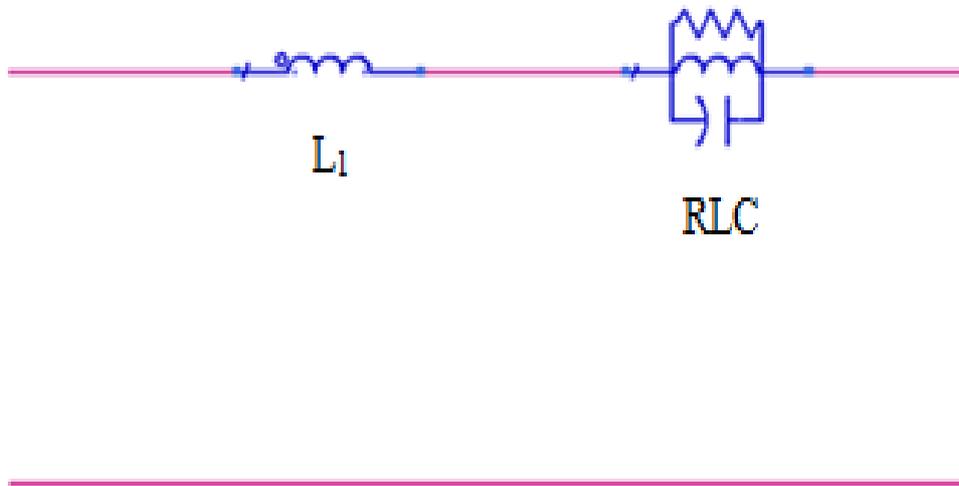


Figura 2-10. Modelo circuital equivalente de una antena microstrip alimentada con una línea de transmisión o sonda coaxial..

### 2.4.1 Parámetros del modelo circuital equivalente

#### 2.4.1.1. Impedancia de entrada

La impedancia de entrada para un circuito  $RLC$  conectado en paralelo se define mediante

$$Z_{in} = \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right)^{-1} \quad (23)$$

En el modelo circuital equivalente de una antena microstrip mostrado en la figura 2-10, la bobina  $L_1$  conectada en serie se corresponde con la inductancia aportada por la alimentación del parche microstrip, por lo que se obtiene la ecuación

$$Z_{in} = j\omega L_1 + \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right)^{-1} \quad (24)$$

La impedancia de entrada de una antena microstrip también se puede definir mediante la ecuación (25) [7].

$$Z_{in} = \frac{2P_{in}}{|I|^2} = \frac{P_{loss} + 2j\omega(Wm - Wc)}{|I|^2 / 2} \quad (25)$$

Donde  $P_{in}$  hace referencia a la potencia suministrada a la antena,  $Wm$  y  $Wc$  hacen referencia a las energías eléctrica y magnética almacenadas respectivamente en el condensador del paralelo  $RLC$ , en la bobina  $L$  del paralelo  $RLC$  y en la bobina  $L_1$ .

$P_{loss}$  equivale a la potencia disipada por la resistencia  $R$  del circuito  $RLC$  que modela el parche microstrip.

$$P_{loss} = \frac{1}{2} \frac{|V|^2}{R} \quad (26)$$

En (26) se observa como una mayor potencia radiada por una antena microstrip equivale a un decremento del valor de la resistencia ( $R$ ) del circuito  $RLC$ .

En la frecuencia de resonancia de una antena microstrip, tal y como se ha comentado anteriormente, el valor de la parte imaginaria de la impedancia de entrada se aproxima a cero. Esta tendencia se debe a la anulación de los componentes inductivos y capacitivos ( $Wm$  y  $Wc$ ), resultando una impedancia de entrada real. Teniendo en cuenta este comportamiento y desarrollando la ecuación (25) se obtiene la ecuación (27).

$$Z_{in} = \frac{P_{loss}}{|I|^2 / 2} = R \quad (27)$$

En la ecuación (27) se observa como el valor máximo de la parte real de la impedancia de entrada de una antena microstrip para la frecuencia de resonancia ( $f_r$ ) se corresponde con el valor de la resistencia  $R$  del circuito  $RLC$  que modela el parche microstrip.

Mediante las (26) y (27) se establece una relación entre las pérdidas por radiación de una antena microstrip, la resistencia ( $R$ ) del circuito  $RLC$  y la impedancia de entrada ( $Z_{in}$ ) en la frecuencia de resonancia ( $f_r$ ) correspondiente al modelo circuital equivalente.

### 2.4.1.2. Frecuencia de resonancia

La frecuencia de resonancia del paralelo  $RLC$  equivalente al parche microstrip se obtiene mediante la ecuación (28) [7].

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (28)$$

Con la ecuación (28) se determina que el condensador y la bobina son los componentes del modelo circuital equivalente del parche microstrip que fijarán la frecuencia de resonancia mediante el producto  $LC$ .

### 2.4.1.3. Factor de calidad y ancho de banda

Como se ha comentado en el apartado 1.2.2, el ancho de banda y el factor de calidad del modelo circuital también se obtienen de forma relativa y nunca suele hablarse en términos absolutos. En la figura 2-11 se muestra el ancho de banda de una antena microstrip mediante el módulo de la impedancia de entrada de la antena.

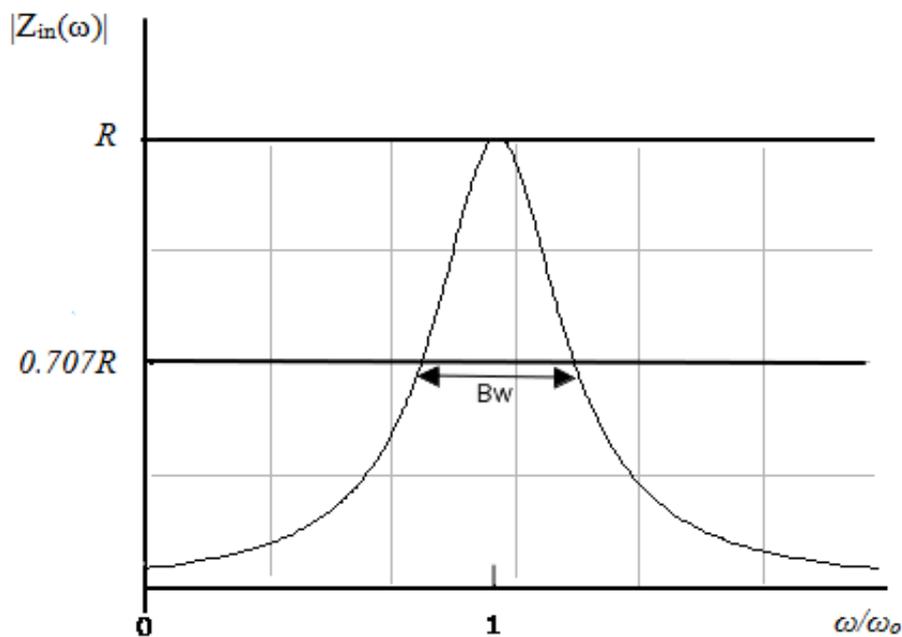


Figura 2-11 Módulo de la impedancia de entrada en función de la frecuencia.

El factor de calidad del modelo circuital equivalente de una antena microstrip se define mediante [7].

$$Q = 2\pi f_r RC \quad (29)$$

Se observa que el producto  $RC$ , en una primera aproximación, fija el factor de calidad para una frecuencia de resonancia concreta.

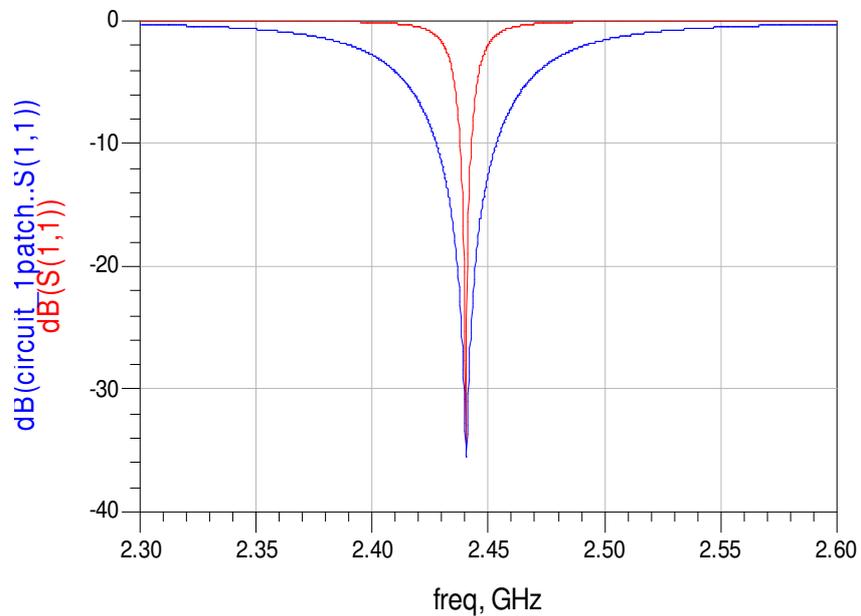
Con las ecuaciones (28) y (29) se obtiene (30) y se observa como el factor de calidad ( $Q$ ) depende de la resistencia  $R$  y el cociente  $C/L$  del modelo circuital equivalente de una antena microstrip.

$$Q = \frac{RC}{\sqrt{LC}} \quad (30)$$

Para modificar el factor de calidad del modelo circuital equivalente para una frecuencia de resonancia e impedancia de entrada concretas, la relación frecuencial  $LC$  entre el condensador y la bobina, se debe mantener constante, correspondiendo con la ecuación (28).

También se debe mantener constante el valor de la resistencia  $R$  del circuito, correspondiente al valor máximo de la impedancia de entrada para la frecuencia de resonancia de la antena microstrip (27).

De este modo, en la figura 2-12 y en correspondencia con la ecuación (30) se muestra como modificando el cociente  $C/L$  y manteniendo el producto  $LC$  constante se puede controlar el factor de calidad ( $Q$ ) para la frecuencia de resonancia de la antena microstrip.



**Figura 2-12** Relación entre el cociente de  $C/L$  y factor de calidad ( $Q$ ) de un resonador  $RLC$  en paralelo manteniendo el producto  $LC$  constante. Línea roja:  $C/L=42.5$ . Línea azul:  $C/L=1.5$

## Capítulo 3.

### Estudio de las tendencias de una antena microstrip

En el inicio del apartado se realizará el diseño de una antena microstrip mediante el software de diseño Momentum [8], con el objetivo de obtener las simulaciones electromagnéticas. A continuación, mediante las ecuaciones descritas en el apartado 2.4 se obtendrá el modelo circuital equivalente para la estructura en concreto mediante el software ADS y se compararán los resultados obtenidos.

Posteriormente se procederá al análisis de la simulaciones electromagnéticas y obtención de los modelos circuitales equivalentes con el objetivo de relacionar los parámetros físicos de la antena microstrip con los componentes del modelo circuital.

#### 3.1 Diseño de una antena microstrip

Para el inicio del estudio ha realizado el diseño de una antena microstrip mostrado en la figura 3-1. Este diseño se basa en un parche microstrip ubicado en un sustrato dieléctrico y alimentado por un puerto interno (internal port) ubicado en la posición ( $P_{x,y}$ ). En el diseño, el puerto interno de alimentación se utiliza con el objetivo de aproximar la tendencia del comportamiento de un cable coaxial. Las características de la antena microstrip se muestran en la tabla 1.

	$f_r$ (GHz)	$L_d$ (mm)	W (mm)	h (mm)	$\epsilon_r$	Tan( $\delta$ )	$P_{x,y}$ (mm)
Antena microstrip	2.45	25	25	2.032	5.6	0.0012	9.1,12.6

Tabla 1. Parámetros iniciales de la antena microstrip.

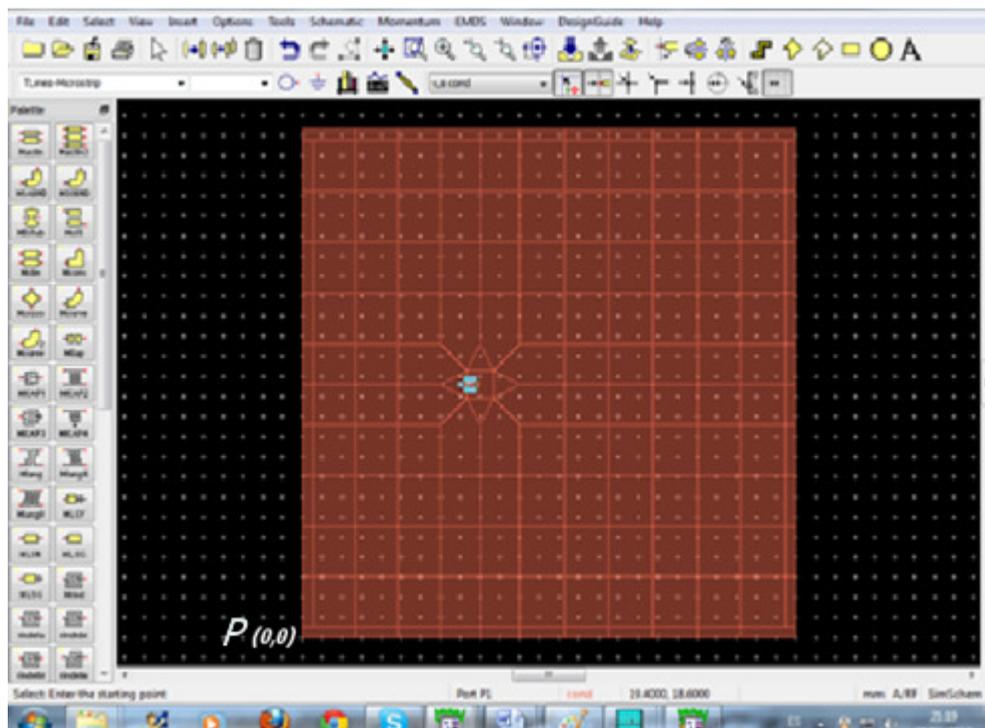
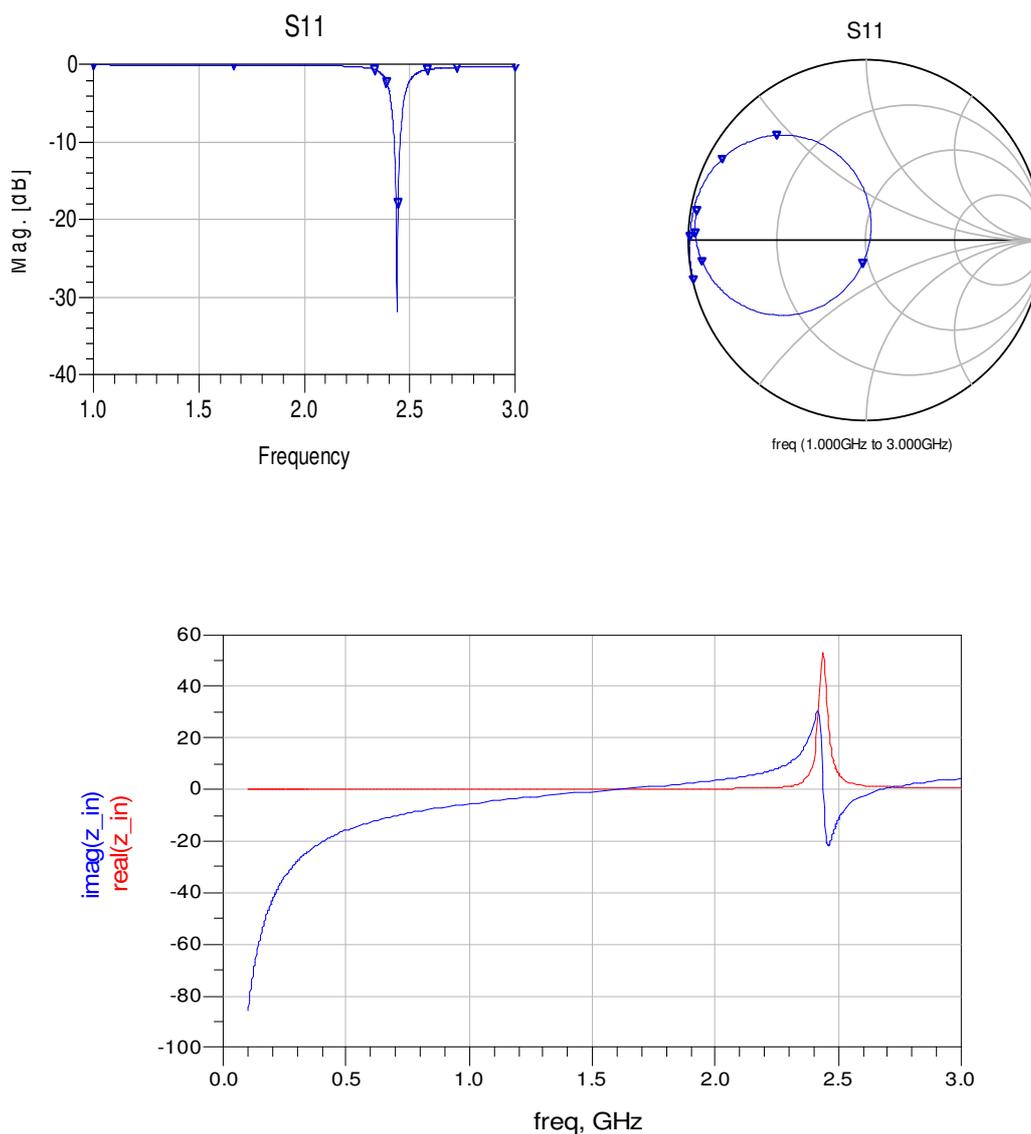


Figura 3-1 Esquemático de antena microstrip creado mediante el software Momentum.



**Figura 3-2 Simulación electromagnética obtenida mediante Momentum. Coeficiente de reflexión a la entrada de la antena. Carta de Smith. Parte real e imaginaria correspondiente a la impedancia de entrada.**

En la simulación electromagnética correspondiente a la antena microstrip de la figura 3-2 se observa como la parte imaginaria de la impedancia de entrada es cero en 1.5GHz y 2.45GHz. Tal y como se ha comentado en el apartado 1.2.1, en la frecuencia de resonancia de una antena la reactancia de la impedancia de entrada es cero, resultando una impedancia de entrada real y se relaciona el valor de la resistencia resultante con las pérdidas por radiación. En la frecuencia de 2.45GHz se observa como la reactancia de la impedancia de entrada es cero, resultando una impedancia de entrada real, por lo que se comprueba que la frecuencia de resonancia y de radiación de la antena microstrip se ubica en 2.45GHz. También se observa como a bajas frecuencias la antena microstrip tiene un comportamiento capacitivo. Este comportamiento se analizará con más detalle en el apartado 3.1.4.

### 3.1.1 Obtención del modelo circuital equivalente

A continuación se procede a calcular los valores para el modelo circuital equivalente mostrado en la figura 2-10 con el objetivo de emular los resultados obtenidos en la figura 3-2 mediante la simulación electromagnética de la antena microstrip mostrada en la figura 3-1.

En primer lugar, utilizando la ecuación (28) se escogerán los valores para el condensador y la bobina del circuito  $RLC$  conectado en paralelo correspondiente al modelo mostrado en la figura 2-10 con el objetivo de obtener la frecuencia de resonancia de la antena microstrip.

Posteriormente, mediante la ecuación (27), donde se establece la relación entre el valor máximo de la impedancia de entrada del modelo circuital equivalente de la antena microstrip para la frecuencia de resonancia, se debe obtener el valor de la resistencia correspondiente al paralelo  $RLC$  correspondiente al modelo mostrado en la figura 2-10.

Una vez realizada la primera aproximación y obtenidos los valores correspondientes al circuito  $RLC$  para fijar la frecuencia de resonancia así como el valor máximo de la parte real de la impedancia de entrada para la frecuencia de resonancia, se debe obtener el factor de calidad deseado mediante la ecuación (29).

Tal y como se ha comentado en el apartado 2.4.1.3, el factor de calidad específico del modelo circuital equivalente de una antena microstrip para una frecuencia de resonancia e impedancia de entrada concretas se obtiene mediante la modificación del cociente  $C/L$  y manteniendo constante la relación frecuencial del producto  $LC$ .

En la figura 3-2 se observa como para la frecuencia de resonancia de la antena microstrip el valor de la parte imaginaria de la impedancia de entrada no es cero. Este comportamiento se debe a la inductancia aportada por el puerto interno de alimentación, emulando el comportamiento de un cable coaxial. Teniendo en cuenta esta tendencia se obtendrá el de la bobina  $L_1$  con

$$\omega L_1 = X(f_r) \quad (31)$$

Donde  $X(f_r)$  se corresponde con el valor de la parte imaginaria de la impedancia de entrada en la frecuencia de resonancia parche microstrip.

Siguiendo los pasos descritos, en la figura 3-3 se muestra el modelo circuital equivalente obtenido para la antena microstrip correspondiente a la figura 3-1.

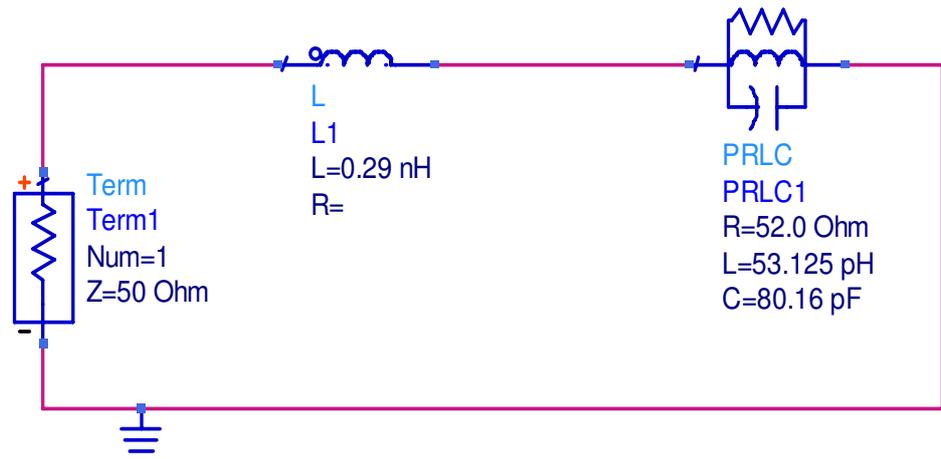


Figura 3-3 Modelo circuital equivalente correspondiente a la antena microstrip de la figura 3-1.

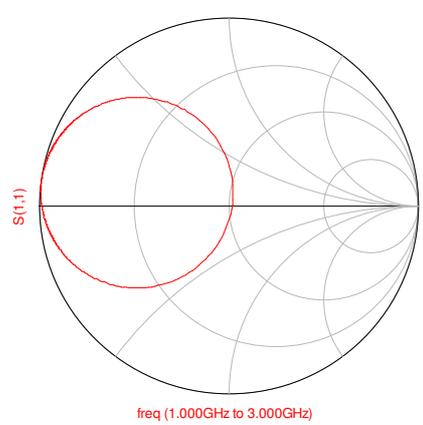
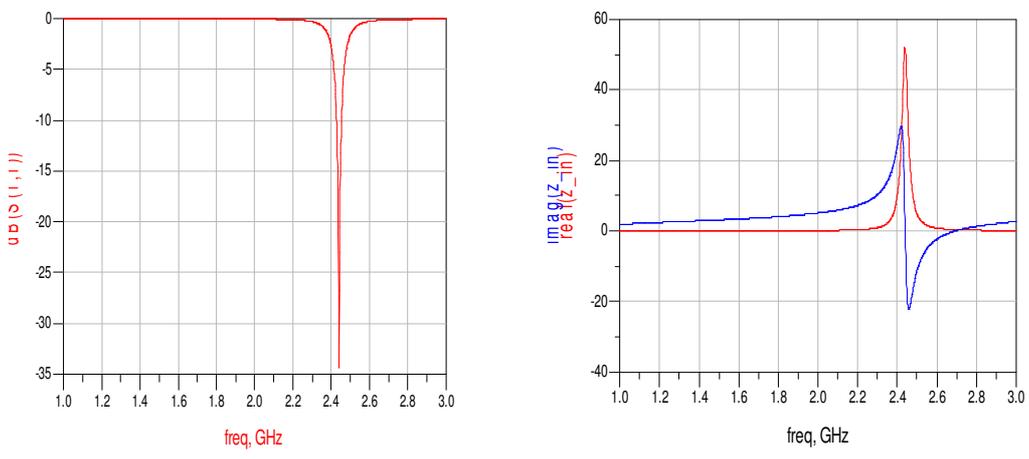
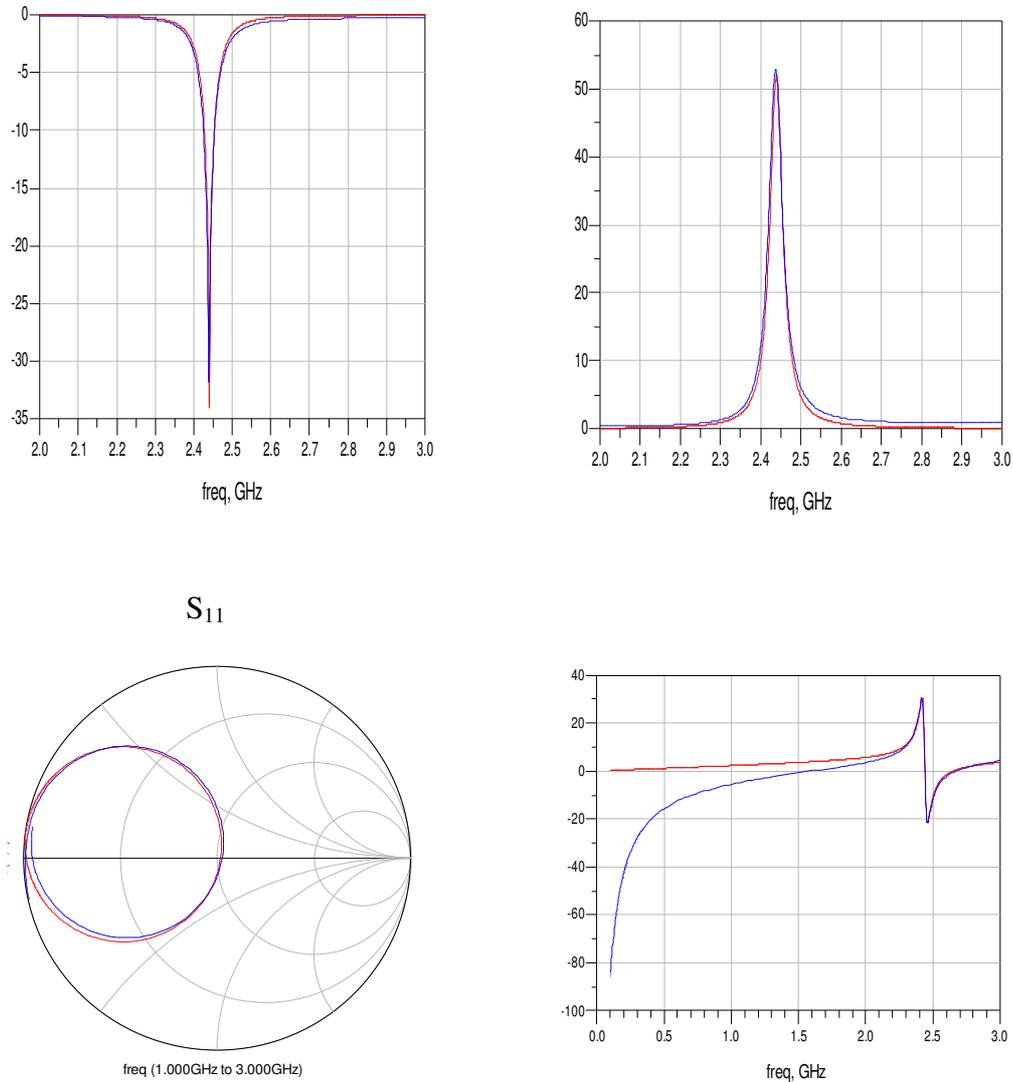


Figura 3-4 Simulación del modelo circuital equivalente con ADS.

### 3.1.2 Comparación de los resultados de Momentum y ADS



**Figura 3-5** Comparación de las simulaciones obtenidas. Línea azul: Simulación electromagnética con Momentum. Línea roja: Simulación del modelo circuital con ADS.

Con los resultados obtenidos se observa una gran concordancia alrededor de la frecuencia de resonancia de 2.45GHz de las simulaciones electromagnéticas y circuitales correspondientes a la antena microstrip mostrada en la figura 3-1 y el modelo circuital equivalente obtenido y mostrado en la figura 3-3. Sin embargo, en la figura 3-5, se observa que en las frecuencias inferiores a 1.5GHz el comportamiento de la parte imaginaria de la impedancia de entrada del modelo circuital equivalente obtenido no se corresponde exactamente con la simulación electromagnética. Con el objetivo de lograr una mayor concordancia a bajas frecuencias, se modificará el modelo circuital propuesto inicialmente.

### 3.1.3 Tendencia de la antena microstrip a bajas frecuencias

En la figura 3-5 se observa como la parte imaginaria de la impedancia de entrada de la antena microstrip correspondiente a la simulación electromagnética toma valores capacitivos para las frecuencias de resonancia inferiores a 1.5GHz. Esta tendencia se relaciona con el comportamiento del parche microstrip como un condensador de placas paralelas,

Con el objetivo de cumplir la tendencia de la parte imaginaria de la impedancia de entrada de la antena microstrip para frecuencias inferiores a 2GHz se introduce un condensador  $C_1$  conectado en serie con la bobina  $L_1$ , cuyo valor se obtiene con

$$-\frac{1}{\omega C_1} = X(f_{rc}) \quad (32)$$

Donde  $X(f_{rc})$  se corresponde con el valor de la parte imaginaria de la impedancia de entrada para la frecuencia de 0.1GHz correspondiente a la simulación electromagnética de la figura 3-5.

En la figura 3-6 se muestra el nuevo modelo circuital equivalente obtenido.

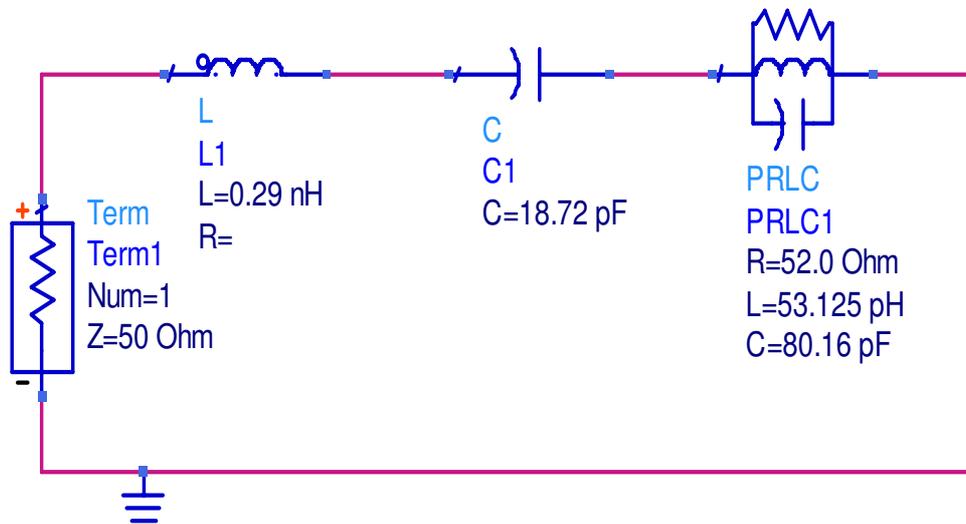
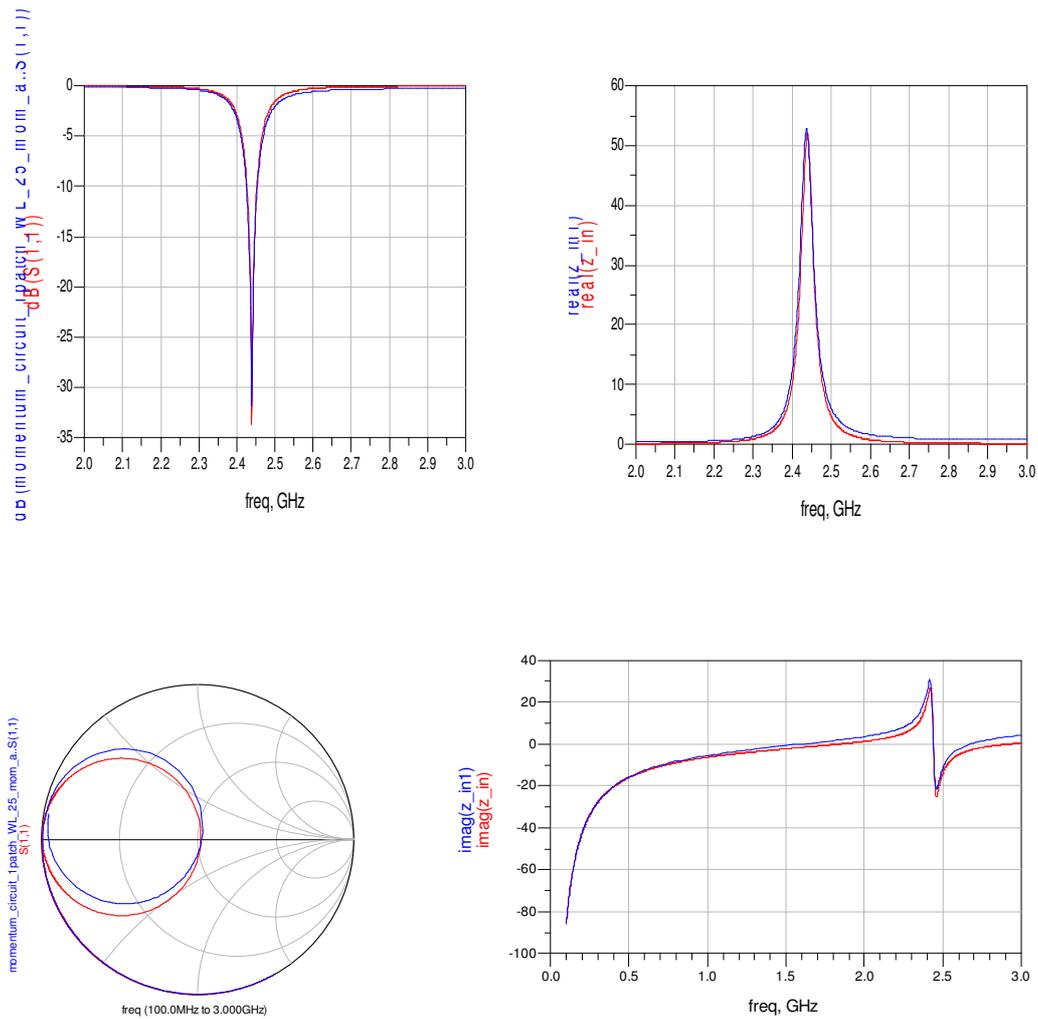


Figura 3-6 Modelo circuital equivalente a bajas frecuencias.



**Figura 3-7 Comparación de las simulaciones. Línea azul: Simulación electromagnética con Momentum. Línea roja: Simulación modelo circuital con ADS.**

Como se puede observar en la figura 3-7, el resultado de la conexión del condensador  $C_1$  en serie con la bobina  $L_1$  permite ajustar la tendencia de la parte imaginaria de la impedancia de entrada de la antena microstrip emulando el comportamiento del parche microstrip a bajas frecuencias.

En la figura 3-7 también se observa como el valor de la parte imaginaria de la impedancia de entrada en la frecuencia de resonancia de la antena ha disminuido con la conexión en serie el condensador  $C_1$ , por lo que se debe calcular un nuevo valor para la bobina  $L_1$  con el objetivo de emular este comportamiento. El valor de  $L_1$  se obtiene con

$$j\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} = X(f_r) \quad (33)$$

Además, con la conexión del condensador  $C_1$  también se debe modificar la ecuación (24) correspondiente a la impedancia de entrada de la antena microstrip, resultando la ecuación

$$Z_{in} = j\omega L_1 - \frac{1}{j\omega C_1} + \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right)^{-1} \quad (34)$$

En la figura 3-8 se muestra el nuevo modelo circuital equivalente correspondiente a la antena microstrip mostrada en la figura 3-1.

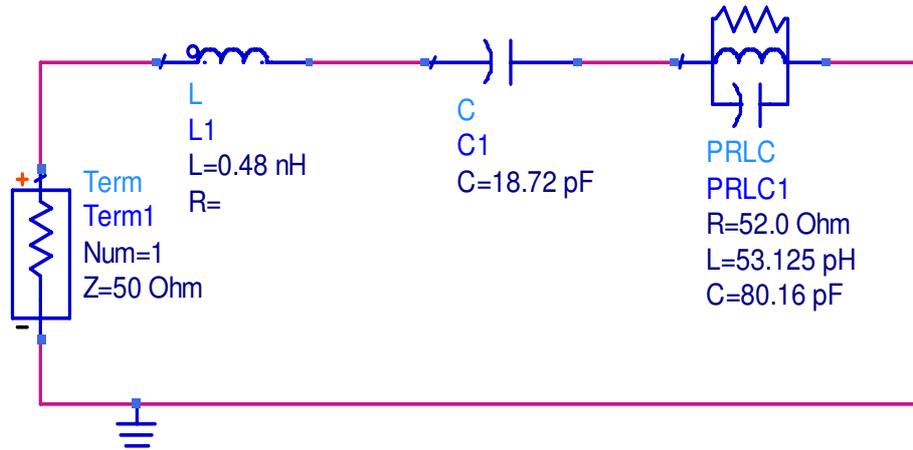
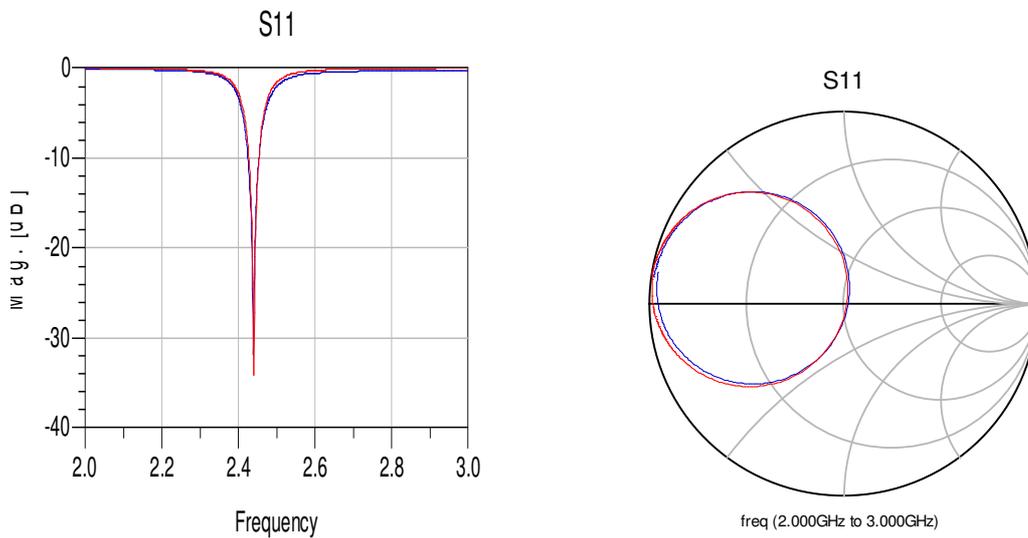
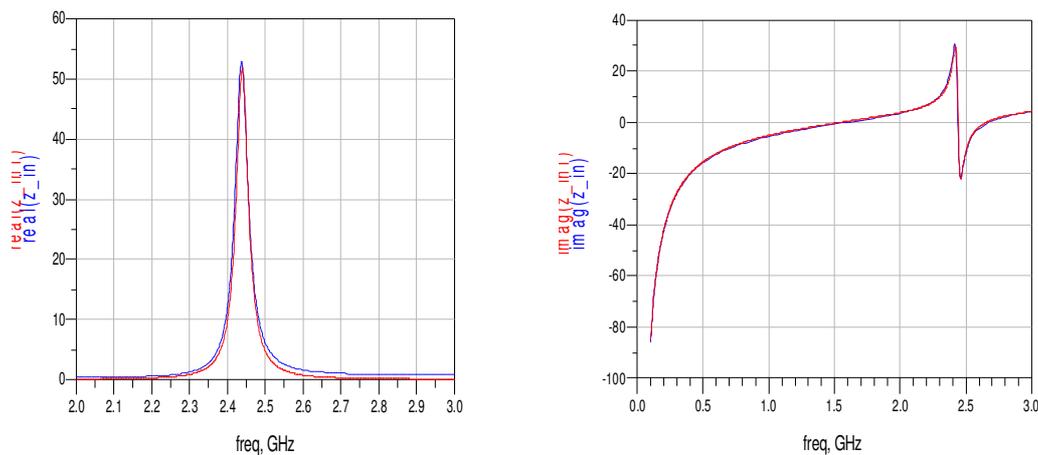


Figura 3-8 Modelo circuital equivalente de la antena microstrip mostrada en la Figura 3-1.





**Figura 3-9. Comparación de las simulaciones. Línea Azul: Simulación electromagnética con Momentum. Línea Roja: Simulación modelo circuital ADS**

En la figura 3-9 se observa como las tendencias de las partes imaginarias de la impedancia de entrada correspondientes a la simulación electromagnética y circuital tienen una gran concordancia para el rango de frecuencias de simulación comprendido entre 0GHz y 3GHz.

Se debe señalar que con la conexión del condensador  $C_1$  en serie con la bobina  $L_1$  únicamente se contempla el objetivo de cumplir con la tendencia de la parte imaginaria de la impedancia de entrada de la antena microstrip para frecuencias inferiores a 2GHz, debido a que este comportamiento se corresponde con el de un condensador de placas paralelas.

Con la modificación de los distintos parámetros físicos de la antena microstrip el efecto producido en la parte imaginaria de la impedancia de entrada de la antena a bajas frecuencias no se modifica de forma relevante para el estudio que se propone en este documento. Por este motivo no se modificará el valor de  $C_1$  durante la obtención de los modelos circuitales equivalentes ni se relacionará directamente con ningún parámetro físico concreto de las antenas microstrip analizadas en el documento.

### **3.2 Análisis de las tendencias y obtención de los modelos circuitales equivalentes de la antena microstrip**

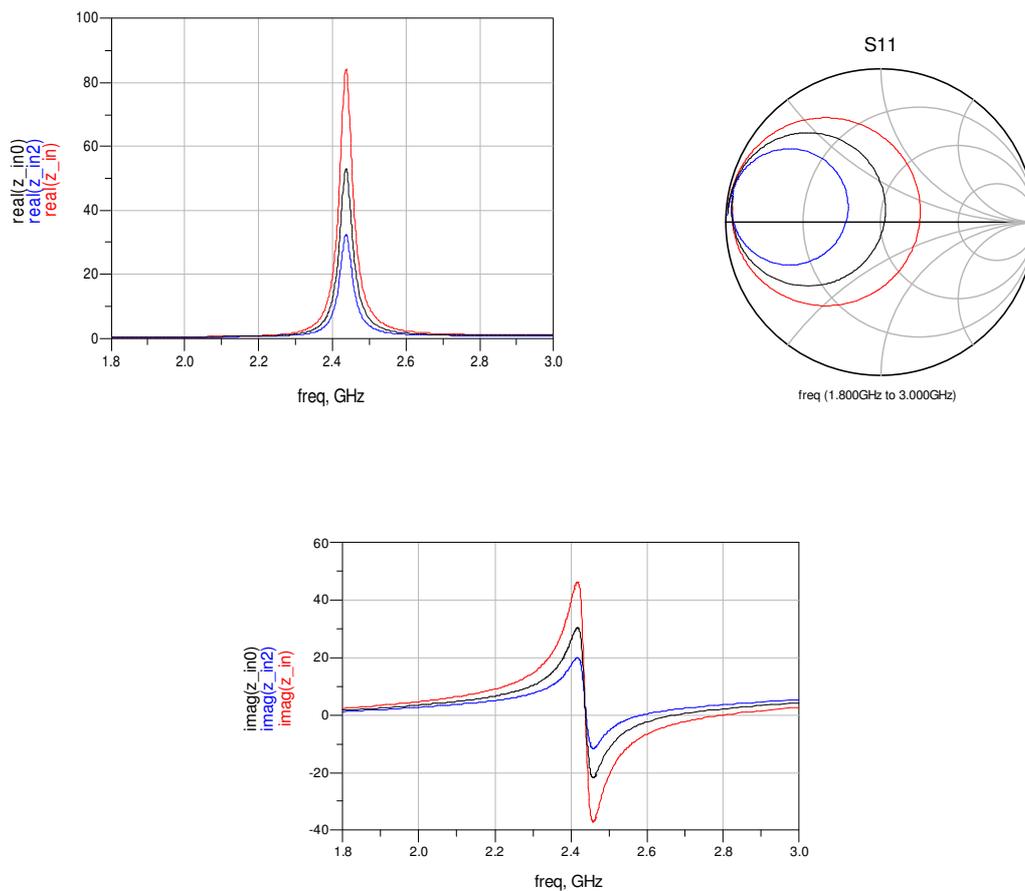
A continuación se analizarán las tendencias de los parámetros físicos de una antena microstrip y se obtendrán los modelos circuitales correspondientes a la modificación de cada parámetro concreto.

Este apartado se realiza con el objetivo de proporcionar una base para poder controlar y realizar modificaciones en los parámetros físicos de una antena microstrip utilizando los equivalentes circuitales.

### 3.2.1 Análisis de la tendencia del puerto de alimentación

A continuación se realizará el estudio de la tendencia de una antena microstrip en función de la ubicación del puerto de alimentación en la dimensión  $L_d$ . La ubicación del puerto de alimentación se mantendrá constante en el centro de la dimensión  $W$  del parche microstrip. El punto de referencia P(0,0) se muestra en la figura 3-1.

#### 3.2.1.1 Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum



**Figura 3-10 Simulación electromagnética de las tendencias del puerto de alimentación del parche microstrip.  
Línea Negra: 9.1mm. Línea Azul : 9.7mm. Línea Roja: 8.4mm.**

Como se observa en la figura 3-10, con la aproximación del puerto de alimentación al borde del parche la impedancia de entrada de la antena microstrip aumenta su valor. Esta tendencia se corresponde con el comportamiento de la alimentación comentado en el apartado 2.1.1.3.

En la Carta de Smith se observa como el coeficiente de reflexión a la entrada de la antena ( $S_{11}$ ) se desplaza hacia la zona inductiva con la aproximación del puerto de alimentación al centro del parche microstrip. Esta tendencia se relaciona con la inductancia aportada por la sonda coaxial a la antena microstrip.

### 3.2.1.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes

Para obtener los modelos circuitales equivalentes correspondientes a la modificación de la ubicación del puerto de alimentación se deben tener en cuenta las tendencias comentadas en el apartado anterior, referentes a la impedancia de entrada y a la inductancia aportada por el puerto de alimentación a la antena microstrip.

La resistencia  $R$  correspondiente al paralelo  $RLC$  se relaciona con el valor máximo de la parte real de la impedancia de entrada y la bobina  $L_l$  con la inductancia aportada al circuito por el puerto de alimentación. Estas relaciones se corresponden con las ecuaciones (27) y (30) respectivamente.

En las figuras 3-11 y 3-12 se muestran los equivalentes circuitales obtenidos correspondientes a la ubicación del puerto de alimentación próximo al centro y al borde del parche microstrip respectivamente.

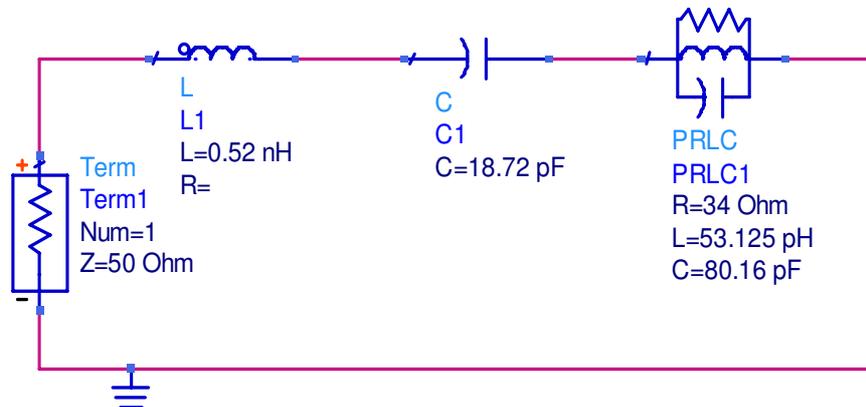


Figura 3-11 Equivalente circuital del puerto de alimentación próximo al centro del parche (8.4mm)

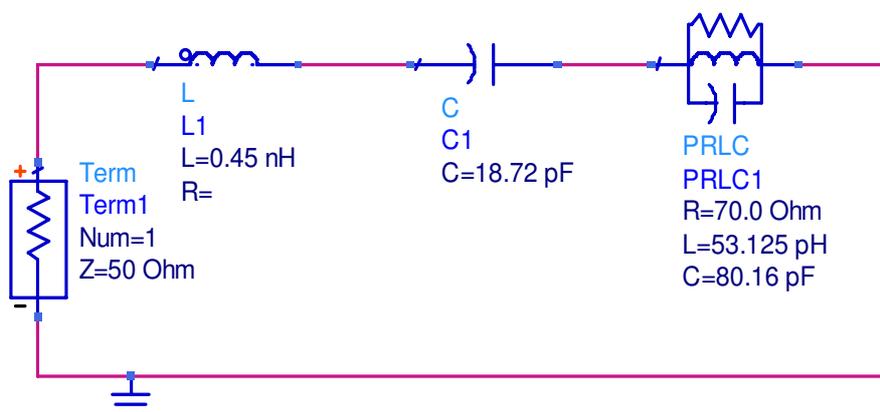
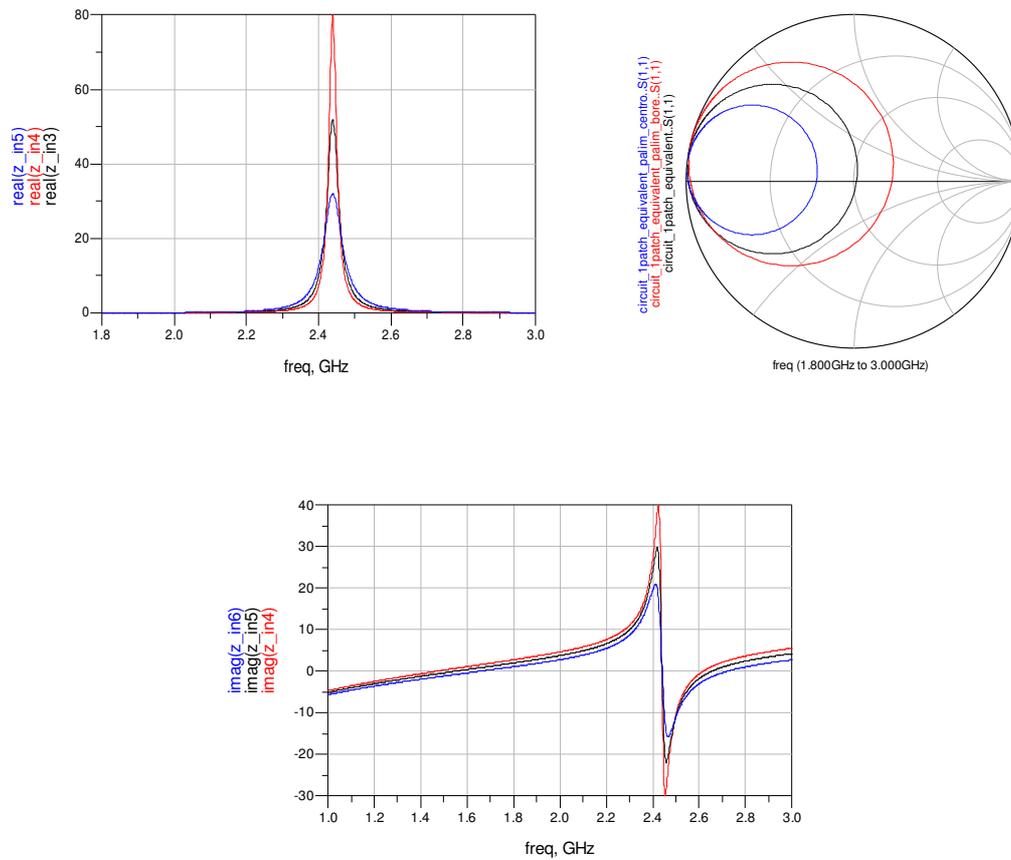


Figura 3-12 Equivalente circuital del puerto de alimentación próximo al borde del parche (9.7mm)

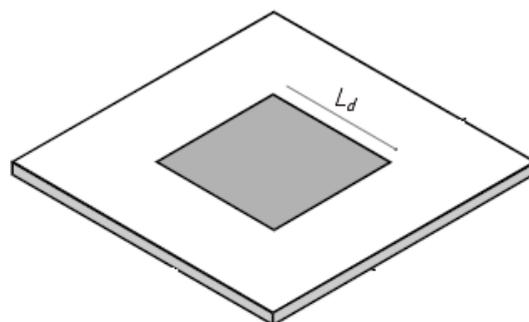


**Figura 3-13 Simulación circuital de las tendencias del puerto de alimentación del parche microstrip con ADS. Línea Negra: 9.1mm. Línea Azul : 9.7mm. Línea Roja: 8.4mm.**

Con la obtención los modelos circuitales equivalentes se observa que los parámetros del circuito que se corresponden con las tendencias del comportamiento del puerto de alimentación en caso de la modificación de su ubicación en la dimensión  $L_d$  son la resistencia  $R$  del paralelo  $RLC$  y la bobina  $L_l$  conectada en serie al paralelo  $RLC$ .

### 3.2.2 Estudio de la dimensión $L_d$ de la antena microstrip

A continuación se analizará la tendencia de la dimensión  $L_d$  de la antena microstrip mediante el aumento y decremento del valor fijado en el diseño inicial.



**Figura 3-14 Dimensión  $L_d$  de una antena microstrip.**

### 3.2.2.1 Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum

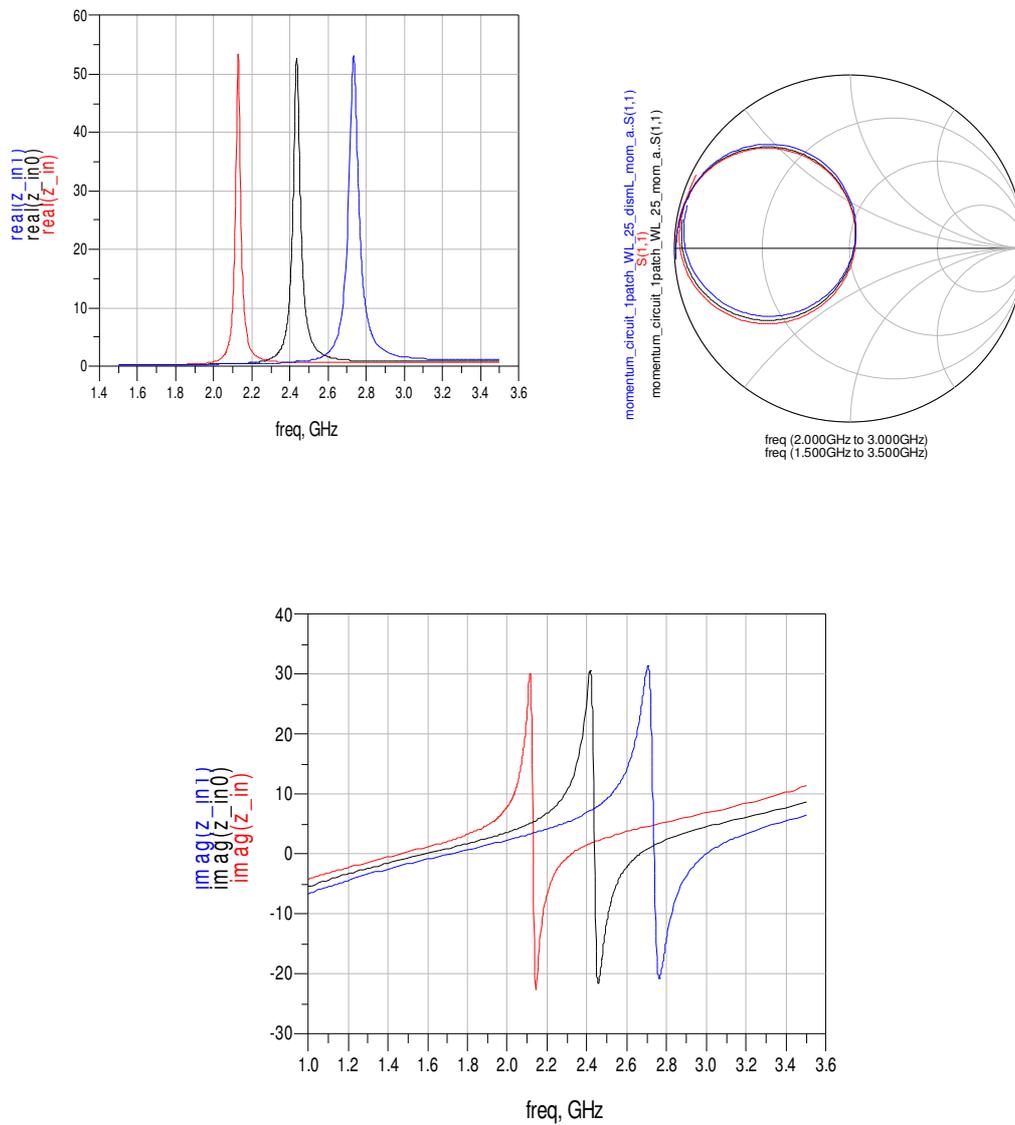


Figura 3-15 Simulación electromagnética de la tendencia de la dimensión  $L_d$  de la antena microstrip con Momentum. Línea Negra:  $L_d=25\text{mm}$ . Línea Roja:  $L_d=29\text{mm}$ . Línea Azul:  $L_d=22\text{mm}$

Como se puede observar en la figura 3-15, la dimensión  $L_d$  de la antena microstrip influye directamente en la frecuencia de resonancia, disminuyendo y aumentando su valor respectivamente con el aumento y decremento de la dimensión  $L_d$ . Esta tendencia se corresponde con la ecuación (16).

### 3.2.2.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes

Para obtener los modelos circuitales equivalentes correspondientes a la modificación de la dimensión  $L_d$  de la antena microstrip se debe tener en cuenta la tendencia comentada en el apartado anterior referente a la frecuencia de resonancia de la antena.

En el apartado 2.4.1.2 se ha especificado como el producto  $LC$  fija la frecuencia de resonancia del circuito (28).

En las figuras 3-16 y 3-17 se muestran los equivalentes circuitales obtenidos correspondientes al aumento y decremento de la dimensión  $L_d$  de la antena microstrip respectivamente y en la figura 3-18 se muestran las simulaciones circuitales obtenidas a partir de los circuitos equivalentes realizados.

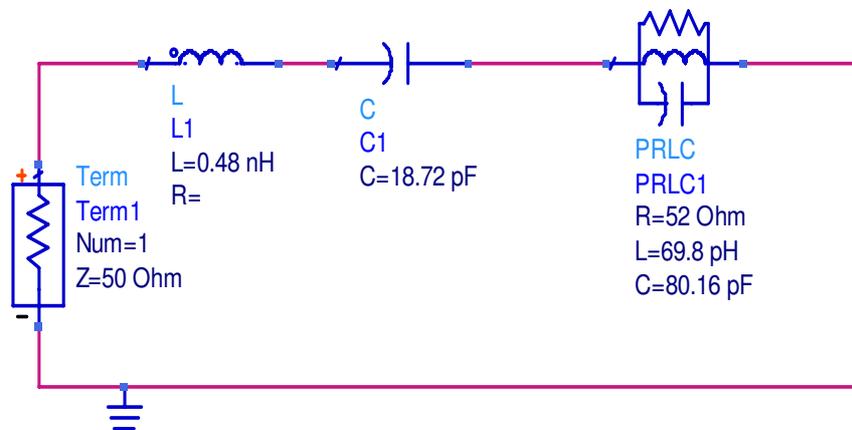


Figura 3-16 Equivalente circuital correspondiente al aumento de la dimensión  $L_d$  de la antena microstrip ( $L_d=29\text{mm}$ )

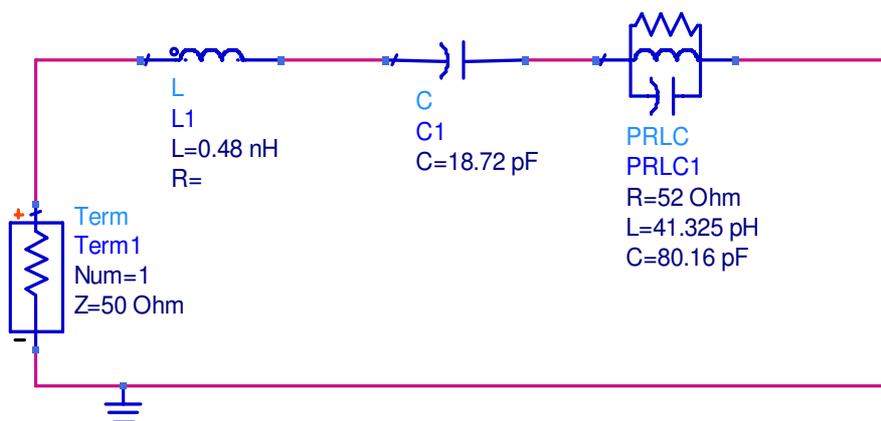
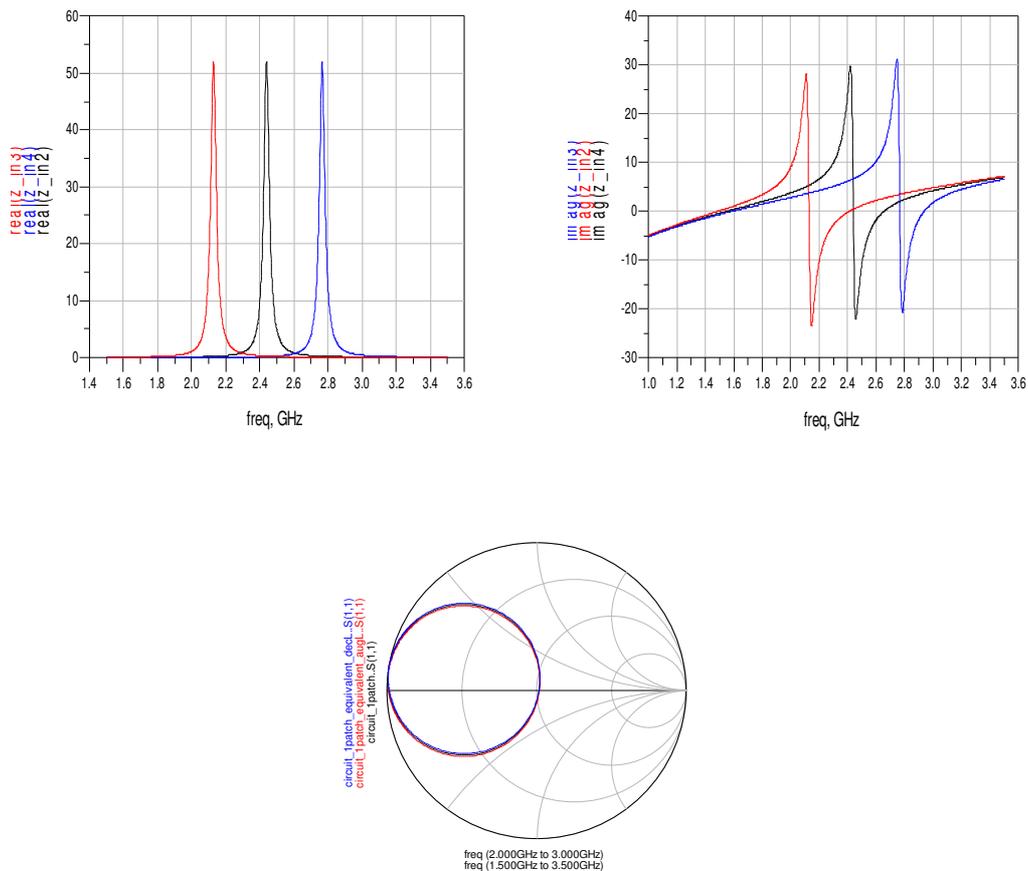


Figura 3-17 Equivalente circuital correspondiente al decremento de la dimensión  $L_d$  de la antena microstrip ( $L_d=22\text{mm}$ )

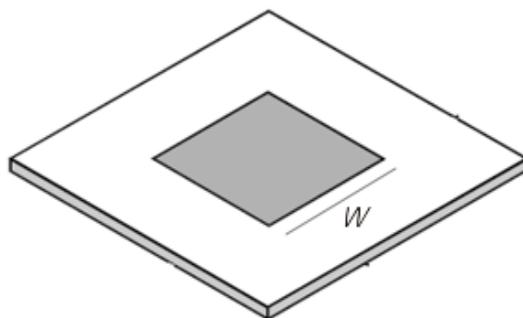


**Figura 3-18 Simulación circuital de las tendencias de la dimensión  $L_d$  de la antena microstrip con ADS. Momentum. Línea Negra:  $L_d=25\text{mm}$ . Línea Roja:  $L_d=29\text{mm}$ . Línea Azul:  $L_d=22\text{mm}$**

En las figuras 3-15 y 3-18 se comprueba la concordancia entre las simulaciones electromagnética y circuital correspondientes a la tendencia de la dimensión  $L_d$  de la antena microstrip y observando los modelos circuitales equivalentes obtenidos en las figuras 3-16 y 3-17 se define la bobina  $L$  como el parámetro perteneciente al paralelo  $RLC$  que se ajusta en mayor medida a dicha tendencia.

### 3.2.3 Estudio de la dimensión $W$ de la antena microstrip

A continuación se analizará la tendencia de la dimensión  $W$  de la antena microstrip mediante el aumento y decremento del valor fijado en el diseño inicial.



**Figura 3-19 Dimensión  $W$  de una antena microstrip**

### 3.2.3.1 Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum

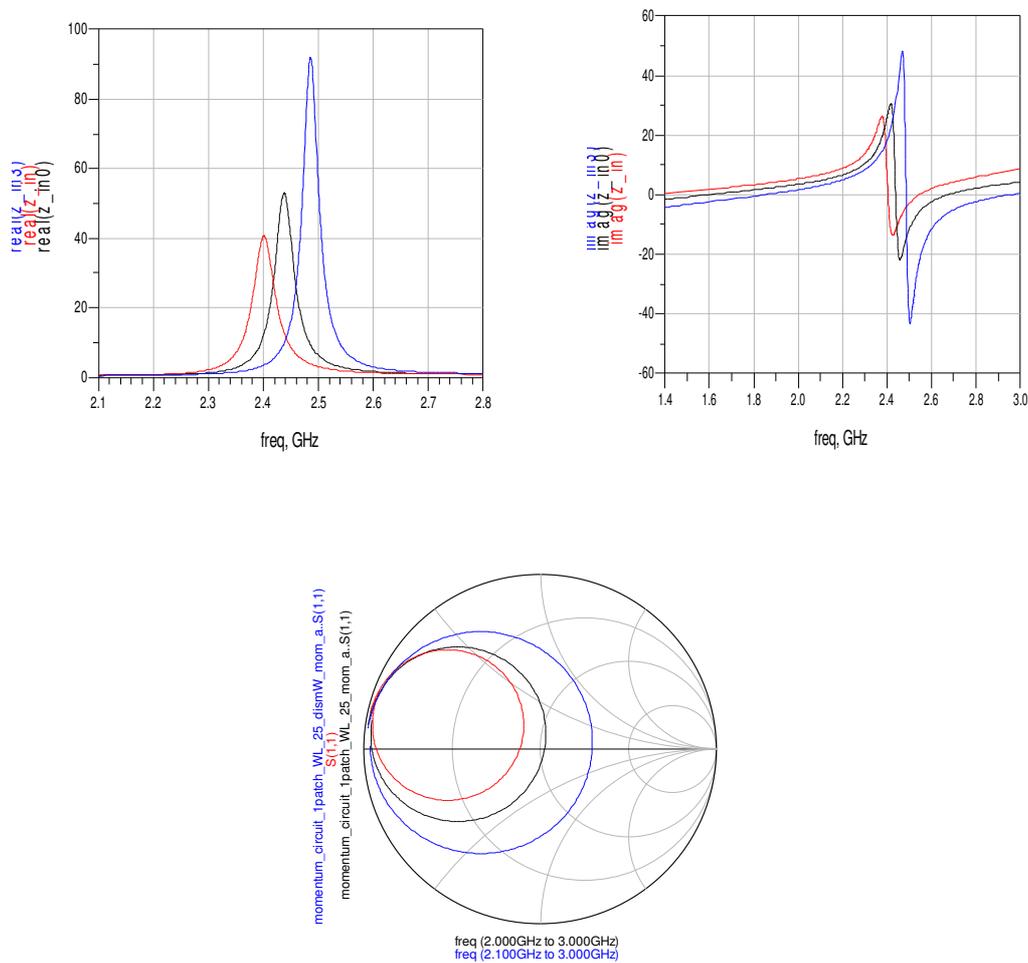


Figura 3-20 Simulación electromagnética de las tendencias de la dimensión  $W$  de la antena microstrip con Momentum. Línea Negra:  $W=25\text{mm}$ . Línea Roja:  $W=32\text{mm}$ . Línea Azul:  $W=17\text{mm}$ .

En la figura 3-20 se observa como la dimensión  $W$  afecta al valor de la parte real de la impedancia de entrada. Esta tendencia se corresponde con el aumento y decremento de las pérdidas por radiación de la antena microstrip debido a que la dimensión  $W$  se considera la superficie de radiante de la antena. Esta tendencia se ha comentado con más detalle en el apartado 2.3.1.1.2.

Aunque en menor medida, también afecta a la frecuencia de resonancia (17) y al factor de calidad de la antena microstrip.

### 3.2.3.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes

Para obtener los modelos circuitales equivalentes correspondientes a la modificación de la dimensión  $W$  de la antena microstrip se deben tener en cuenta las tendencias comentadas en el apartado anterior referentes a la frecuencia de resonancia, el valor de la parte real de la impedancia de entrada y el factor de calidad.

El valor de  $R$  se corresponde con el valor máximo de la parte real de la impedancia de entrada para la frecuencia de resonancia (27). La frecuencia de resonancia y el factor de calidad deseados se obtendrán mediante las ecuaciones (28) y (29).

En las figuras 3-21 y 3-22 se muestran, respectivamente, los equivalentes circuitales obtenidos correspondientes al aumento y decremento de la dimensión  $W$  de la antena microstrip y en la figura 3-23 se muestran las simulaciones circuitales obtenidas a partir de los circuitos equivalentes realizados.

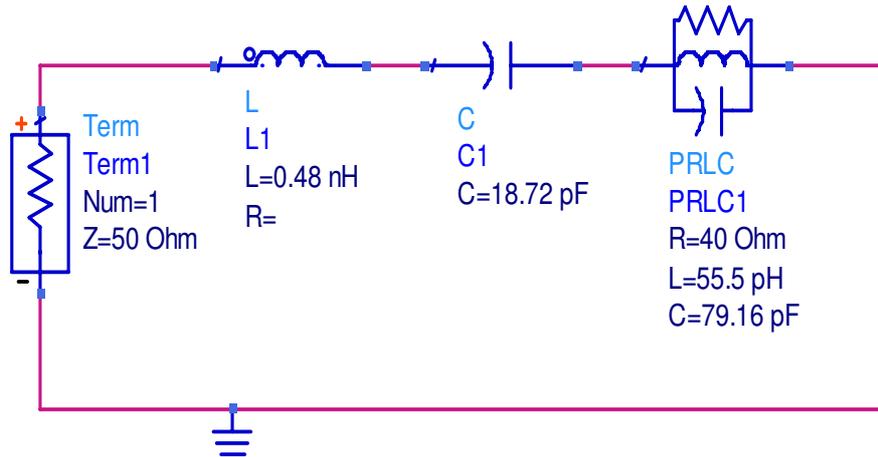


Figura 3-21 Equivalente circuital correspondiente al aumento de la dimensión  $W$  de la antena microstrip. ( $W=32\text{mm}$ )

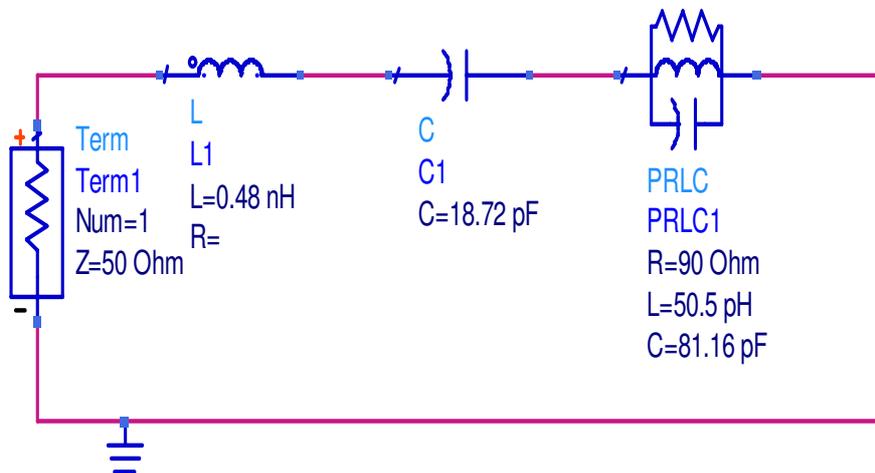
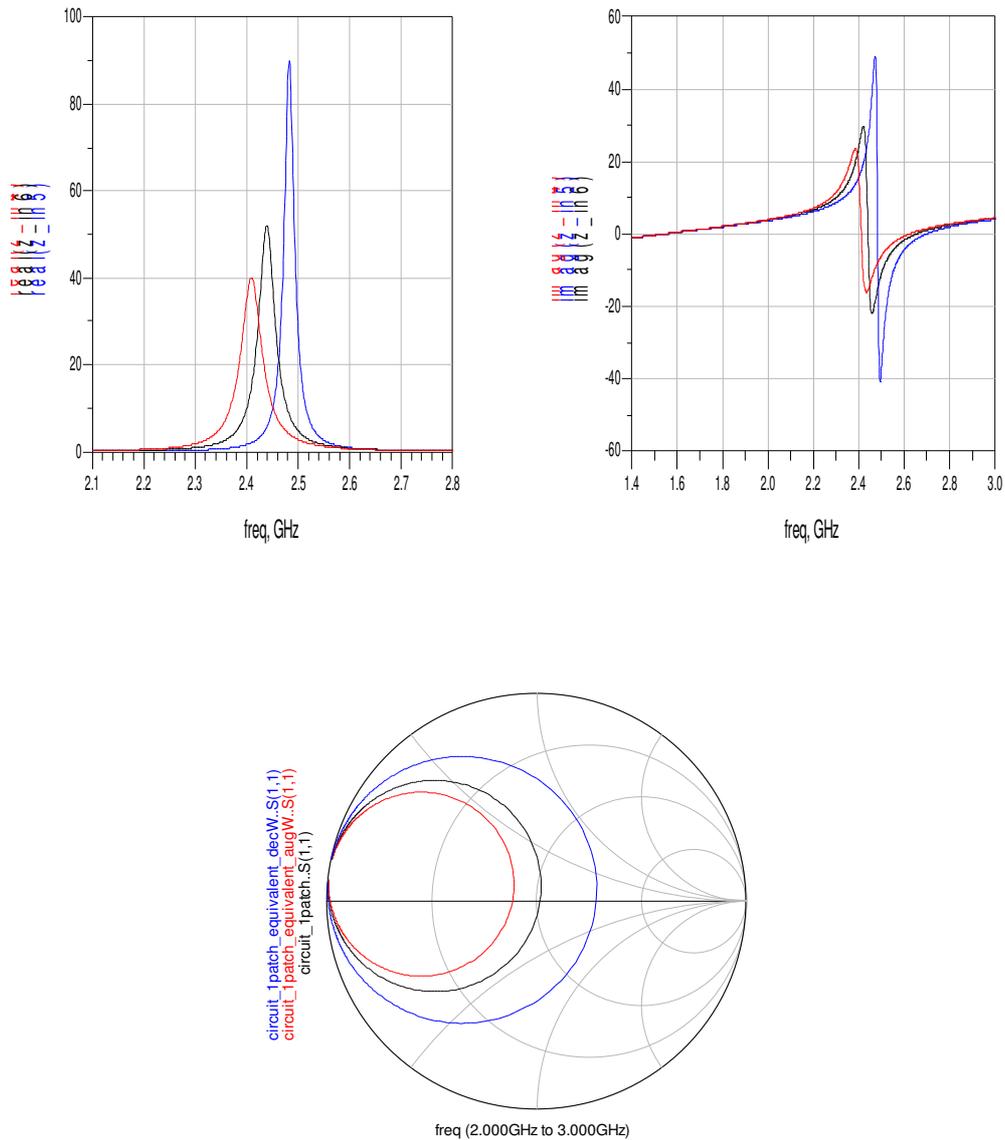


Figura 3-22 Equivalente circuital correspondiente al decremento de la dimensión  $W$  de la antena microstrip. ( $W=17\text{mm}$ )



**Figura 3-23 Simulación circuital de las tendencias de la dimensión  $W$  de la antena microstrip con ADS. Línea Negra:  $W=25\text{mm}$ . Línea Roja:  $W=32\text{mm}$ . Línea Azul:  $W=17\text{mm}$ .**

Con las figuras 3-20 y 3-23 se confirma la concordancia de las tendencias correspondientes a las simulaciones electromagnética y circuital de dimensión  $W$  de la antena microstrip.

En los modelos circuitales equivalentes obtenidos en las figuras 3-21 y 3-22 se observa que se deben ajustar los valores del condensador  $C$ , la bobina  $L$  y la resistencia  $R$  del circuito  $RLC$  para implementar las tendencias comentadas en el apartado 3.2.3.1.

### 3.2.4 Estudio de la permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ) del sustrato dieléctrico de la antena microstrip.

A continuación se analizará la tendencia de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip mediante el aumento y decremento del valor fijado en el diseño inicial.

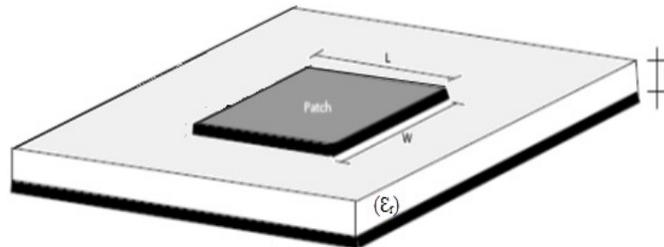


Figura 3-24 Estructura de una antena microstrip

#### 3.2.4.1 Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum

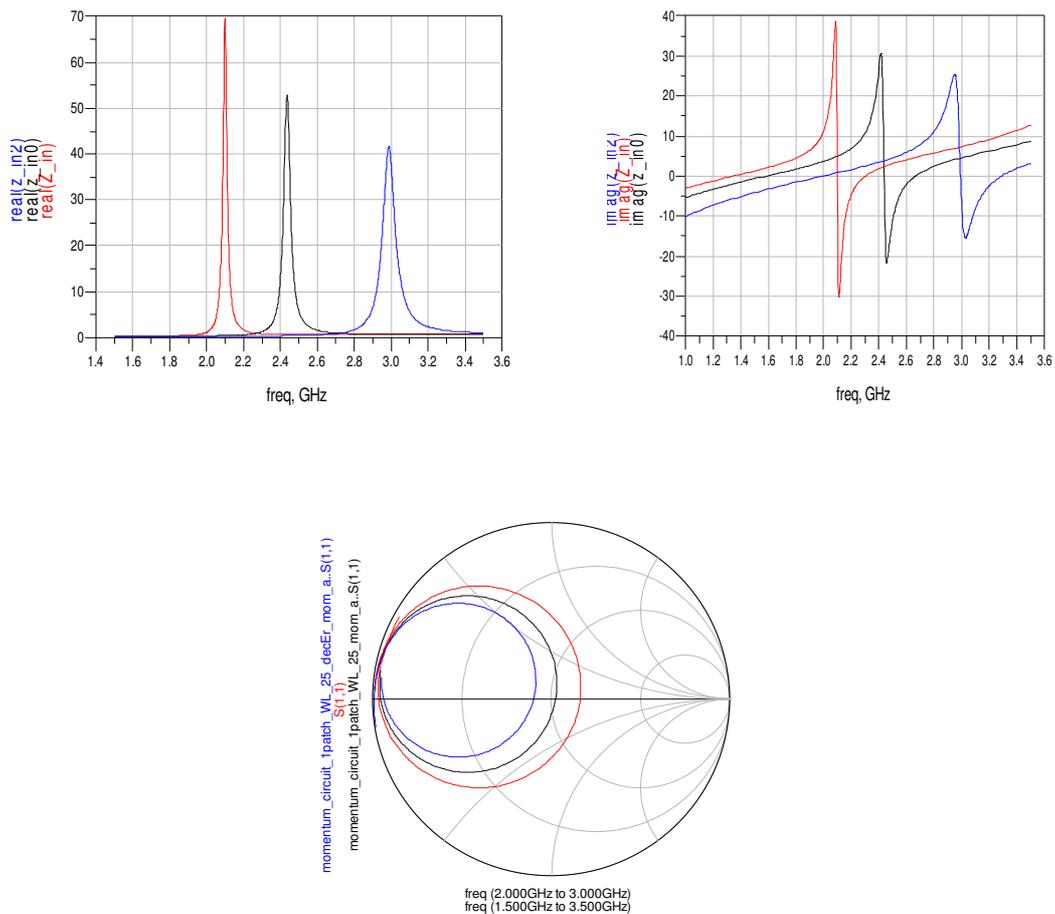


Figura 3-25 Simulación electromagnética de las tendencias de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip con Momentum. Línea Negra:  $\epsilon_r=5.6$ . Línea Roja:  $\epsilon_r=7.6$ . Línea Azul:  $\epsilon_r=3.6$ .

En la figura 3-25 se observa como la modificación de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip afecta al valor de la parte real de la impedancia de entrada de la antena así como el factor de calidad. Estas tendencias se corresponden con el aumento y decremento de las pérdidas por radiación de la antena microstrip. En los sustratos dieléctricos con mayor permitividad relativa se produce un mayor confinamiento de las ondas electromagnéticas respecto a sustratos con una permitividad relativa menor.

También afecta a la frecuencia de resonancia de la antena microstrip, disminuyendo su valor con el aumento de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico. Esta tendencia se relaciona con (12). En la Carta de Smith se observa como el coeficiente de reflexión a la entrada de la antena ( $S_{11}$ ) se desplaza hacia la zona capacitiva con el aumento de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip. Esta tendencia se relaciona con la inductancia aportada por la sonda coaxial a la antena microstrip.

### 3.2.4.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes

En las figuras 3-26 y 3-27 se muestran, respectivamente, los equivalentes circuitales obtenidos correspondientes al aumento y decremento de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip y en la figura 3-28 se muestran las simulaciones circuitales obtenidas.

El valor de  $R$  se corresponde con el valor de la parte real de la impedancia de entrada para la frecuencia de resonancia (27). Posteriormente la frecuencia de resonancia y el factor de calidad deseados se obtendrán mediante las ecuaciones (28) y (29). Por último la inductancia aportada por el puerto de alimentación se implementará mediante (31).

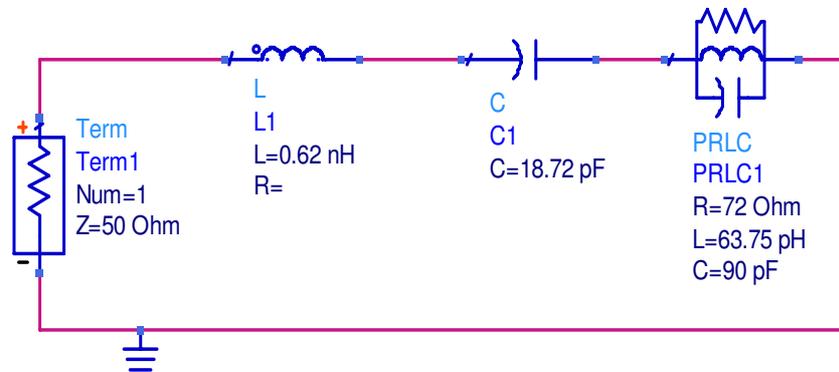


Figura 3-26 Equivalente circuitual del aumento de la permitividad relativa del sustrato ( $\epsilon_r = 7.6$ )

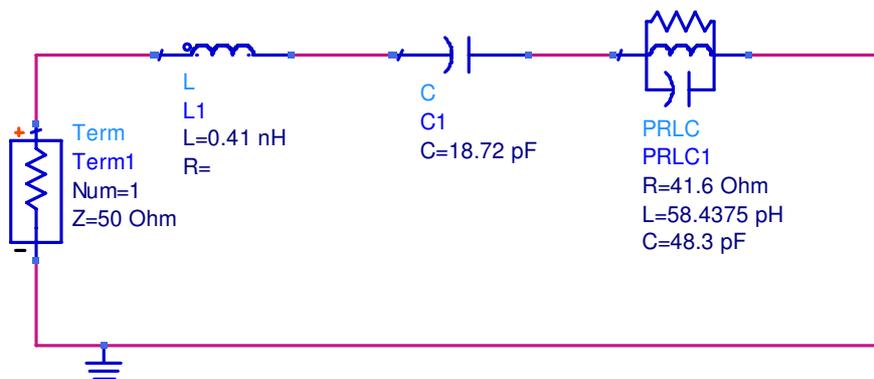
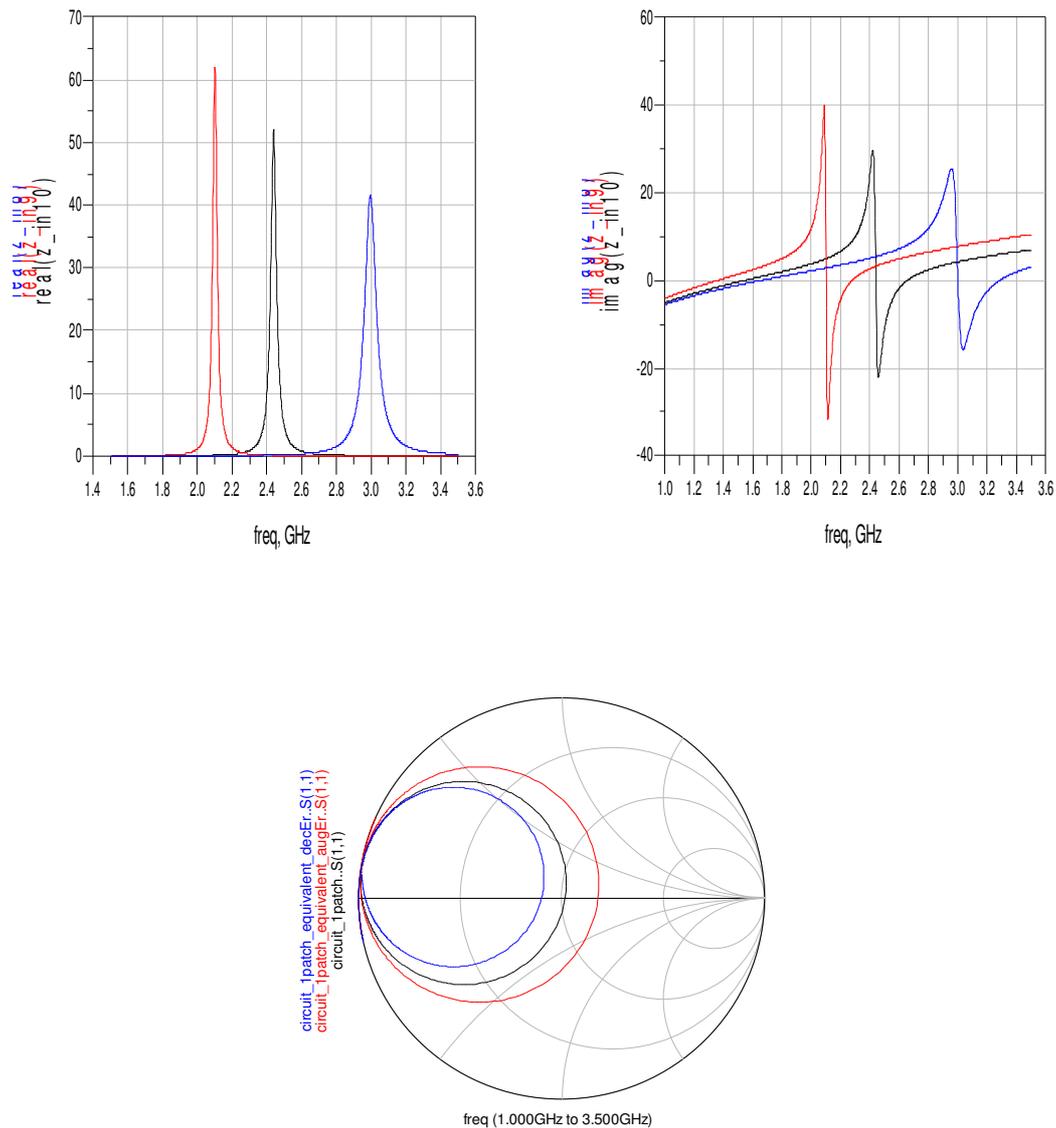


Figura 3-27 Equivalente circuitual del decremento de la permitividad relativa del sustrato ( $\epsilon_r = 3.6$ )



**Figura 3-28 Simulación circuital de las tendencias de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip con ADS. Línea Negra:  $\epsilon_r = 5.6$ . Línea Roja:  $\epsilon_r = 7.6$ . Línea Azul:  $\epsilon_r = 3.6$ .**

En las figuras 3-25 y 3-28 se confirma la concordancia entre las simulaciones electromagnéticas y circuital de las tendencias correspondientes a la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip.

En las figuras 3-26 y 3-27 se muestra cómo se deben ajustar los valores del condensador  $C$ , la bobina  $L$  y la resistencia  $R$  del paralelo  $RLC$  así como la bobina  $L_1$  conectada en serie del modelo circuital equivalente para cumplir con las tendencias especificadas.

### 3.2.5 Estudio del grosor ( $h$ ) del sustrato dieléctrico de la antena microstrip.

A continuación se analizará la tendencia del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip mediante el aumento y decremento del valor fijado en el diseño inicial.

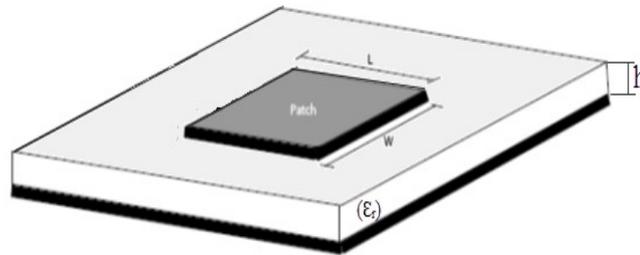


Figura 3-29 Estructura de una antena microstrip.

#### 3.2.5.1 Simulaciones obtenidas mediante el software de diseño Momentum

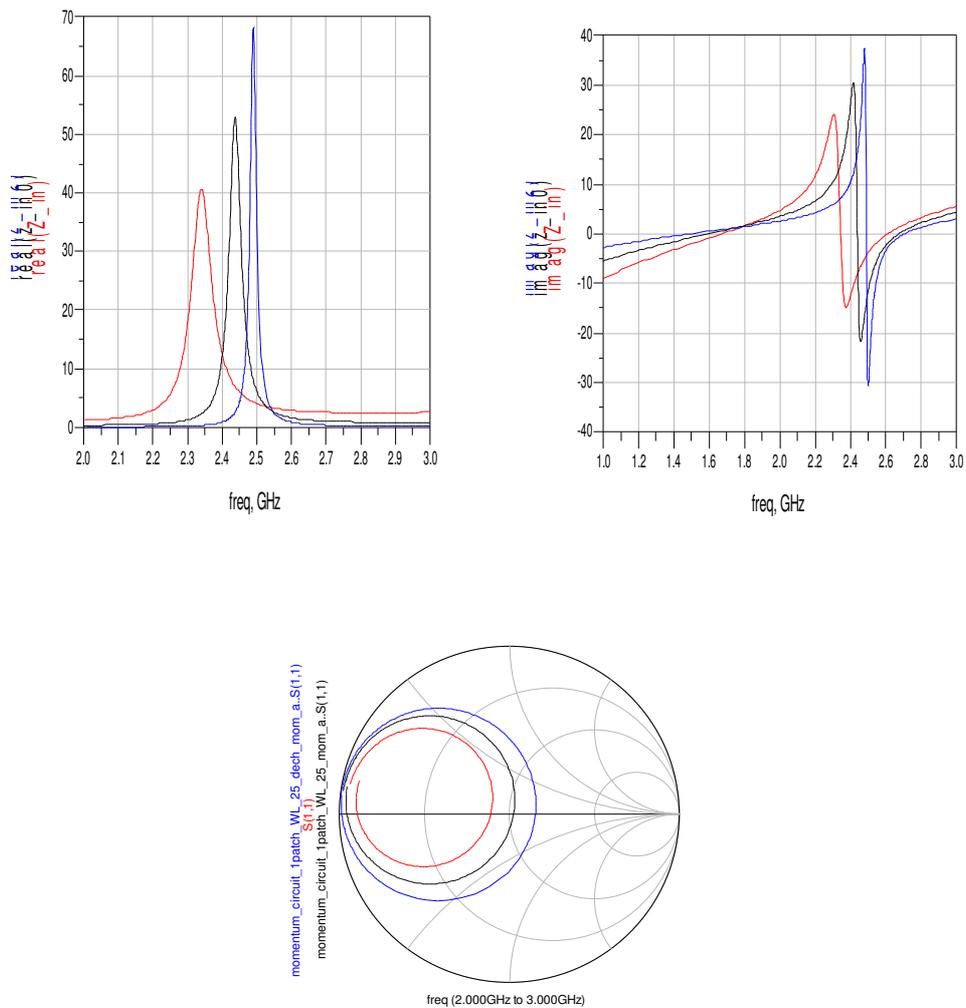


Figura 3-30 Simulación electromagnética de las tendencias del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip obtenidas con Momentum. Línea Negra:  $h=2.032$ . Línea Roja:  $h=3.5032$ . Línea Azul:  $h=1.032$ .

Como se puede observar en la figura 3-30, con el aumento del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip el valor de la parte real de la impedancia de entrada y el factor de calidad de la antena disminuyen. Este comportamiento equivale al aumento de las pérdidas por radiación de la antena microstrip. Además se observa el decremento de la frecuencia de con el aumento del grosor de la antena micorstrip. Esta tendencia equivale al aumento de la longitud efectiva de la antena provocado por el aumento de la radiación emitida (9).

En la Carta de Smith se observa como el coeficiente de reflexión a la entrada de la antena ( $S_{11}$ ) se deslaza hacia la zona inductiva con el aumento del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip. Esta tendencia se relaciona con la inductancia aportada por la sonda coaxial a la antena microstrip.

### 3.2.5.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes

En las figuras 3-31 y 3-32 se muestran los equivalentes circuitales obtenidos correspondientes al aumento y decremento del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip y en la figura 3-33 los resultados obtenidos con las simulaciones circuitales.

El valor de  $R$  se corresponde con el valor máximo de la parte real de la impedancia de entrada para la frecuencia de resonancia (27). La frecuencia de resonancia y el factor de calidad deseados se obtendrán con (28) y (29). Por último la inductancia aportada por el puerto de alimentación se implementará con (31).

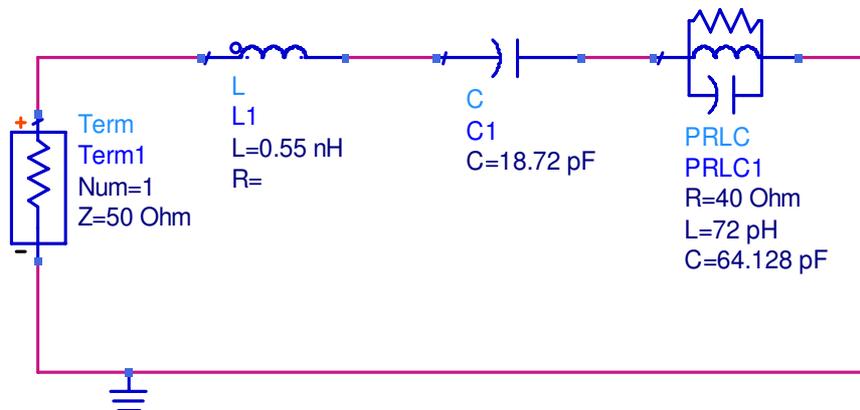


Figura 3-31 Equivalente circuital correspondiente al aumento del grosor del sustrato dieléctrico.(h=3.5032)

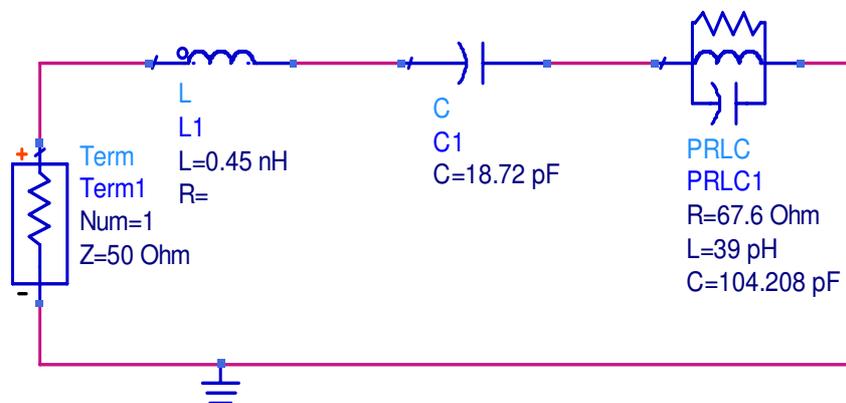
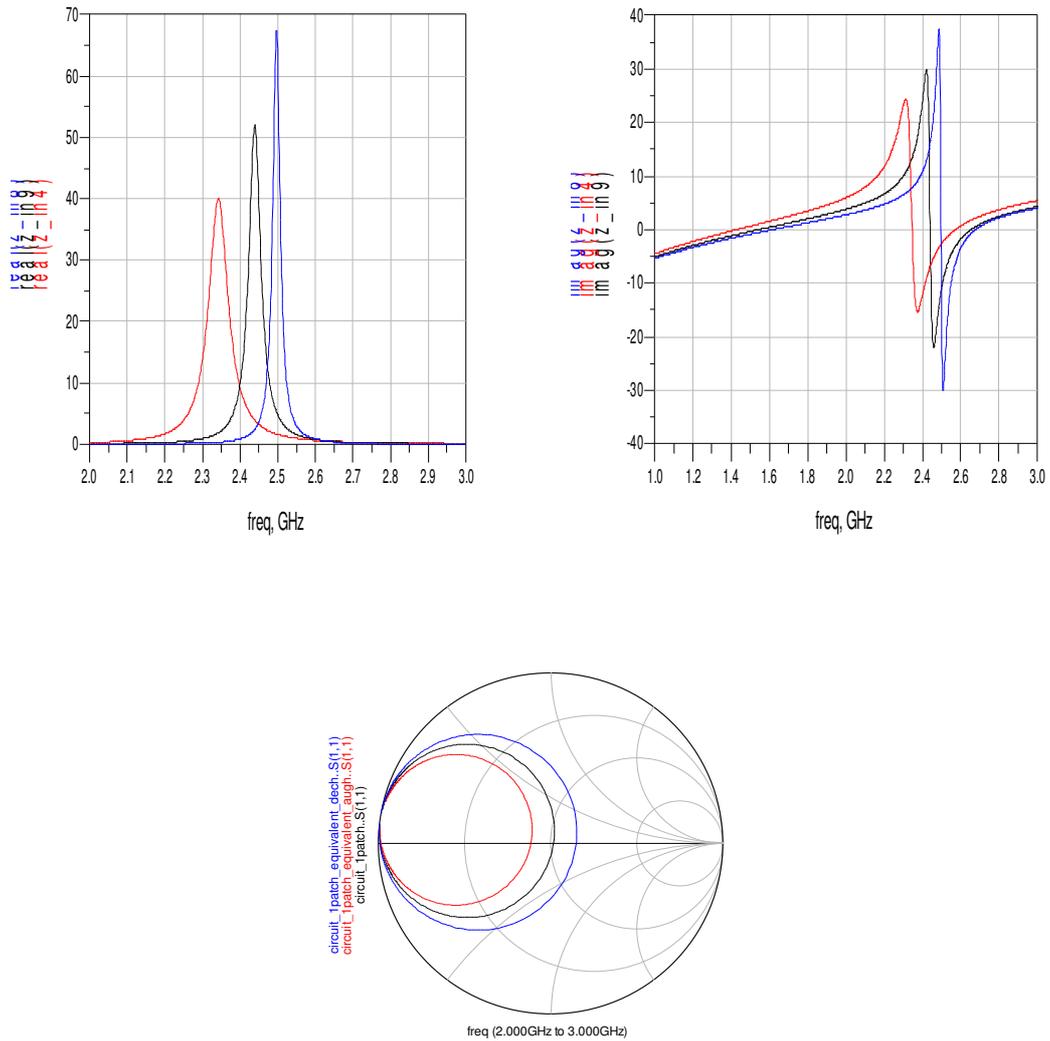


Figura 3-32 Equivalente circuital correspondiente al decremento del grosor del sustrato dieléctrico.(h=1.032)



**Figura 3-33 Simulación circuital de las tendencias del grosor del sustrato dielectrico de la antena microstrip obtenidas con ADS. Línea Negra:  $h=2.032$ . Línea Roja:  $h=3.5032$ . Línea Azul:  $h=1.032$ .**

En las figuras 3-30 y 3-33 se comprueba la concordancia de las simulaciones electromagnéticas y circuitales de las tendencias correspondientes al comportamiento del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip.

En las figuras 3-31 y 3-32 se muestra que para cumplir con las tendencias del comportamiento del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip se deben ajustar los valores del condensador  $C$ , la bobina  $L$  y la resistencia  $R$  del paralelo  $RLC$  así como la bobina  $L_1$  conectada en serie del modelo circuital equivalente.

## Capítulo 4.

### Técnicas de aumento del ancho de banda. Apilado de antenas microstrip

El apilado de antenas es la técnica más utilizada para el aumento del ancho de banda de las antenas microstrip y consiste en apilar distintas antenas microstrip básicas de forma vertical. Utilizando este método se pueden alcanzar anchos de banda de hasta el 20% [10].

En este apartado se describirán las dos técnicas utilizadas para incrementar el ancho de banda de las antenas microstrip mediante el apilado de antenas microstrip sobrepuestas entre ellas de forma vertical. El apilado de antenas microstrip se puede realizar con contacto directo o sin contacto directo, es decir, dejando espacio entre ellos mediante una estructura de soporte (gap).

#### 4.1 Apilado de antenas microstrip mediante el contacto directo

En la figura 4-1 se muestra el diseño y los parámetros principales de una estructura apilada realizada mediante el apilado de un parche microstrip sin plano de masa (parche microstrip parásito) encima de un parche microstrip ubicado en un plano de masa y alimentado mediante una sonda coaxial (parche microstrip activo).

La antena microstrip activa se puede alimentar mediante cualquiera de los distintos métodos de alimentación, los más usuales se han comentado en el apartado 2.2. Parte de la radiación emitida por la antena microstrip activa proporcionará la alimentación a la antena ubicada inmediatamente en su parte superior, denominada antena microstrip parásita, por lo que las dos antenas están acopladas electromagnéticamente.

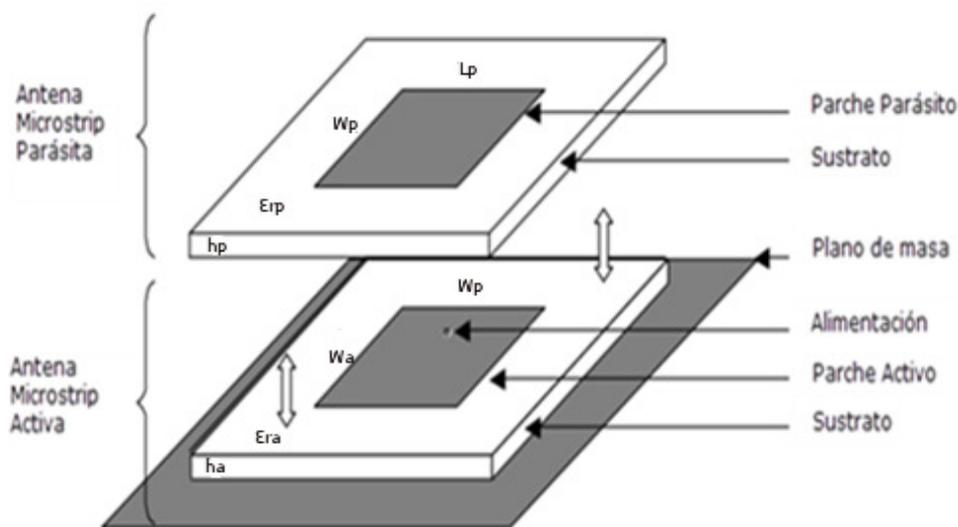


Figura 4-1. Esquemático de dos antenas microstrip apiladas con contacto directo

## 4.2 Apilado de antenas microstrip sin contacto directo

El modelo estructural de una antena microstrip realizada mediante el apilado de dos antenas sin contacto directo se muestra en la figura 4-2 dónde se puede observar la sobreposición vertical de la antena microstrip parásita mediante una estructura de soporte denominada “gap”.

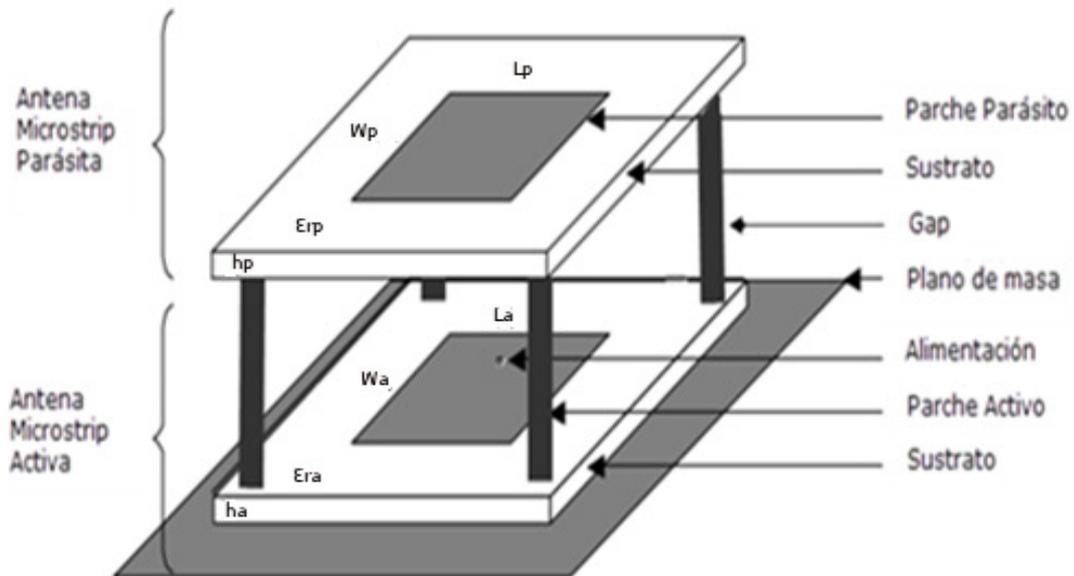


Figura 4-2. Esquemático de dos antenas microstrip apiladas sin contacto directo

## 4.3 Componentes de la antena microstrip apilada

A continuación se realiza una breve introducción de los componentes de una antena microstrip compuesta por el apilado de dos antenas microstrip básicas (antena microstrip activa y parásita).

### 4.3.1 Dimensiones W y L

Las dimensión  $L$  de las antenas microstrip activa ( $L_a$ ) y parásita ( $L_p$ ) fijan, en una primera aproximación, las frecuencias de resonancia de cada una de ellas, en correspondencia con la ecuaciones (12).

La dimensión  $W$  de las antenas microstrip activa ( $W_a$ ) y parásita ( $W_p$ ) se obtienen, en base a una buena eficiencia de radiación, mediante la ecuación (13).

### 4.3.2 Sustratos dieléctricos

Los parámetros más relevantes de los sustratos dieléctricos correspondientes a las antenas microstrip activa y parásita son el grosor ( $h$ ) y la permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ).

El grosor y la permitividad relativa de los sustratos dieléctricos de las antenas microstrip activa y parásita influyen directamente en el ancho de banda de la estructura. Se obtienen diseños de antenas microstrip con valores elevados de anchos de banda mediante la utilización de sustratos gruesos y permitividades relativas bajas [15].

### 4.3.3 Alimentación

La alimentación de la antena microstrip activa se puede realizar mediante cualquiera de los distintos métodos de alimentación existentes, los más habituales se han definido anteriormente en el apartado 2.2. La ubicación de la alimentación es un aspecto fundamental para el diseño de antenas microstrip.

En el caso concreto de alimentar la antena microstrip activa mediante un cable coaxial, la ubicación a lo largo de la dimensión  $L_a$  influye de manera determinante en el valor de la impedancia de entrada de la estructura, tomando valores elevados cerca del borde y valores reducidos en una ubicación próxima al centro del parche activo. Esta tendencia se ha comentado con mayor detalle en el apartado 2.1.1.3.

La alimentación de la antena microstrip parásita se realiza mediante la captación de una parte de la radiación emitida por la antena microstrip activa. Por este motivo, un aspecto importante a tener en cuenta es el tamaño de la antena microstrip parásita, ya que en el caso de ser lo suficientemente pequeño, la radiación emitida por la antena microstrip activa no va a llegar a alimentar a la antena microstrip parásita [13].

### 4.3.4 Estructura de soporte (gap)

En la figura 4-2, se muestra como en las antenas microstrip diseñadas mediante la técnica del apilado sin contacto directo se añade un soporte para la estructura parásita (gap). Dicho soporte influye directamente en el acoplamiento electromagnético existente entre las antenas microstrip activa y parásita.

Con el aumento de la distancia la longitud del soporte de la antena microstrip parásita disminuye el acoplamiento electromagnético entre las antenas microstrip activa y parásita. Por el contrario, con el decremento de la distancia del gap de la estructura el acoplamiento electromagnético aumenta.

## 4.4 Frecuencia de resonancia, factor de calidad y ancho de banda

La frecuencia de resonancia central ( $f_0$ ) de una antena microstrip compuesta por el apilado de varias antenas microstrip básicas se obtiene como resultado de la interacción de las distintas resonancias correspondientes a cada una de las antenas microstrip que forman la estructura.

En el caso de una antena microstrip compuesta por el apilado de una antena microstrip activa y una antena microstrip parásita, la frecuencia de resonancia central se define con

$$f_0 = \frac{f_a + f_p}{2} \quad (35)$$

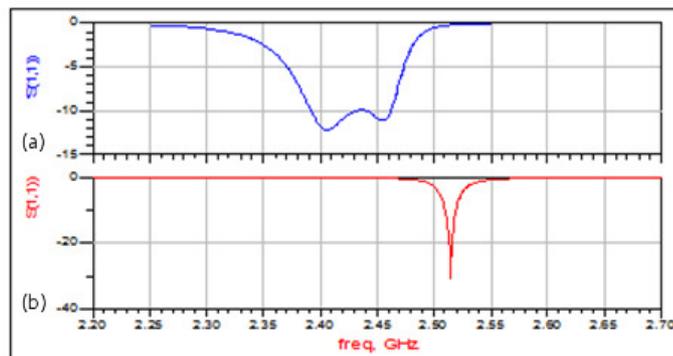
Donde  $f_a$  y  $f_p$  hacen referencia, respectivamente, a las frecuencias de resonancia de las antenas microstrip activa y parásita.

Para cumplir con el objetivo de aumentar el ancho de banda de la estructura, las frecuencias de resonancia correspondientes a las distintas antenas microstrip que la componen deben ser cercanas, por este motivo, las dimensiones de las antenas microstrip que deben ser similares.

Aunque la antena microstrip parásita sea de un tamaño similar a la antena microstrip activa la energía con la que se excita será menor, por lo que el campo radiado también será menor en relación con la antena microstrip activa. Por este motivo, la superficie efectiva de la antena microstrip parásita será menor en comparación con la superficie efectiva de la antena microstrip activa y en consecuencia la frecuencia de resonancia correspondiente será mayor [13].

En comparación con las frecuencias de resonancia de dos antenas microstrip aisladas, la frecuencia de resonancia de la antena microstrip parásita aumenta y la frecuencia de resonancia de la antena microstrip activa disminuye. Estas tendencias se relacionan con el acoplamiento electromagnético existente entre las antenas microstrip activa y parásita [12].

En la figura 4-3 se muestran los coeficientes de reflexión ( $S_{11}$ ) correspondientes a una antena microstrip compuesta por el apilado de dos antenas microstrip básicas (activa y parásita) y a una antena microstrip básica, de dimensiones y sustrato dieléctrico igual a la antena microstrip activa y adaptada a  $50\Omega$ . Con la técnica del apilado de dos antenas microstrip se observa un aumento considerable del ancho de banda ( $-10\text{dB}$ ) respecto al ancho de banda correspondiente a una antena microstrip básica.



**Figura 4-3. (a) Coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ ) correspondiente a una antena microstrip apilada. (b) Coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ ) correspondiente a una antena microstrip básica.**

Por otro lado, en el caso de producirse un desacoplamiento entre las antenas microstrip básicas que componen la estructura se producirá un decremento del ancho de banda, de modo que la antena microstrip radiará a dos frecuencias distintas con anchos de banda reducidos. En la figura 4-4 se muestra este comportamiento en una antena microstrip compuesta por dos antenas microstrip básicas desacopladas electromagnéticamente.

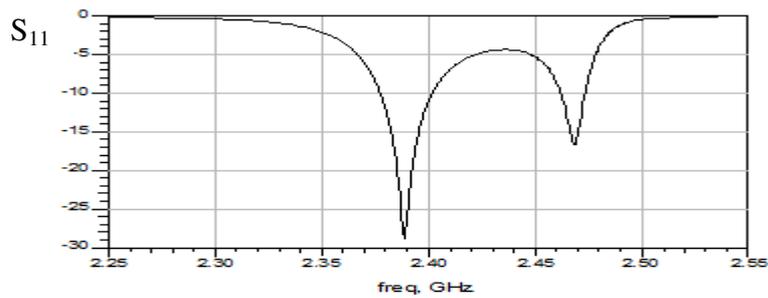


Figura 4-4. Coeficiente de reflexión de una antena microstrip apilada.

El efecto producido por el acoplamiento de las resonancias correspondientes a las antenas microstrip activa y parásita con el objetivo de aumentar el ancho de banda de la estructura microstrip también se refleja en la Carta de Smith. En la figura 4-5 se muestra como el acoplamiento de las resonancias correspondientes a las antenas microstrip activa y parásita provoca una curva de resonancia. Para centrar la curva de resonancia alrededor del eje real de la Carta de Smith las frecuencias de resonancia de las antenas microstrip activa y parásita deben ser próximas [10].

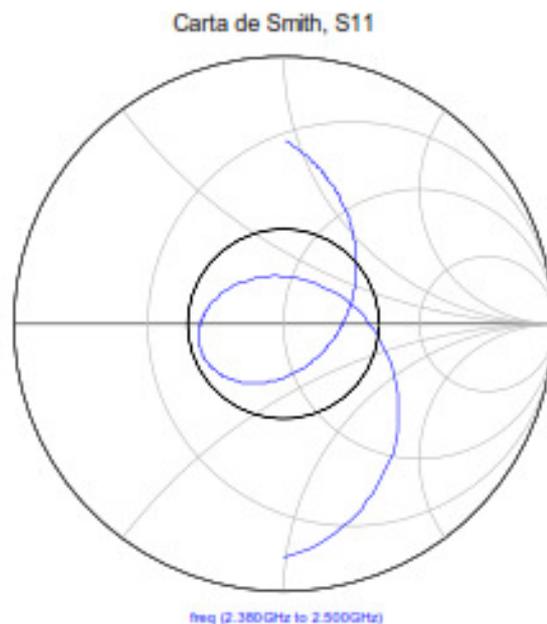


Figura 4-5. Carta de Smith. Círculo negro: ROE=2. Coeficiente de reflexión a la entrada de una antena microstrip apilada ( $S_{11}$ )

## 4.5 Impedancia de entrada y adaptación

Una antena microstrip diseñada mediante el apilado de varias antenas microstrip básicas es una estructura alimentada por un puerto de alimentación y, por lo tanto, presenta una impedancia de entrada. Tal y como se ha comentado en el apartado 2.1.1.3, la posición del puerto de alimentación influye directamente en la impedancia de entrada de la estructura.

En el diseño de una antena microstrip compuesta por el apilado de dos antenas microstrip básicas, se debe tener en cuenta el descenso de la magnitud de impedancia de entrada de la antena microstrip activa provocada por la introducción de la antena microstrip parásita. Por este motivo, y con el objetivo de lograr una óptima adaptación de la estructura con el puerto de alimentación, el valor de la impedancia de entrada de la antena microstrip activa debe tomar valores elevados.

Para lograr un valor elevado de la impedancia de entrada de la antena microstrip activa el puerto de alimentación debe situarse próximo al borde del parche microstrip. Esta tendencia se ha comentado con más detalle en el apartado 2.1.1.3.

## 4.6 Modelo circuital de una antena microstrip apilada

En la figura 4-6 se muestra el modelo circuital equivalente de una antena microstrip compuesta por el apilado de dos antenas microstrip básicas (antenas microstrip activa y parásita) alimentada mediante una línea de transmisión o sonda coaxial [11].

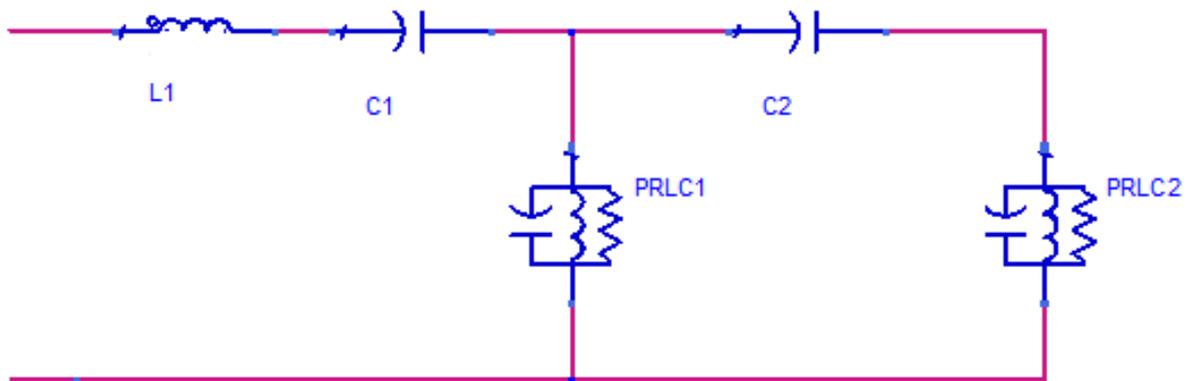


Figura 4-6. Modelo circuital equivalente de una antena microstrip compuesta por el apilado de dos antenas microstrip (básicas).

Tal y como se ha comentado en el apartado 2.4, una antena microstrip básica se modela circuitalmente con la conexión en paralelo de una resistencia, un condensador y una bobina. En el circuito mostrado en la figura 4-6, el paralelo  $RLC_1$  hace referencia a la antena microstrip activa.

La inductancia aportada a la estructura por el puerto de alimentación se modela circuitalmente mediante una bobina  $L_1$  conectada en serie con el paralelo  $RLC_1$ . Además se introduce un condensador  $C_1$  conectado en serie con la bobina  $L_1$  con el objetivo de emular la tendencia de la parte imaginaria de la impedancia de entrada para frecuencias menores a 1.5GHz, tal y como se ha comentado y comprobado en el apartado 3.1.3.

El circuito  $RLC_2$  conectado en cascada con el circuito  $RLC_1$  hace referencia a la antena microstrip parásita y el condensador  $C_2$  conectado en serie con el circuito  $RLC_2$  modela el acoplamiento electromagnético existente entre las antenas microstrip activa y parásita [11].

### 4.6.1 La frecuencia de resonancia

Las frecuencias de resonancia ( $f_a$ ) y ( $f_p$ ) correspondientes a las antenas microstrip activa y parásita modeladas por los circuitos  $RLC_1$  y  $RLC_2$  conectados en cascada en el modelo circuital equivalente correspondiente a la figura 4-6 se obtienen por separado mediante la ecuación (28) [11].

Con la ecuación (28) se determina que los condensadores y las bobinas de los circuitos  $RLC_1$  y  $RLC_2$  son los componentes del modelo circuital equivalente que fijarán, respectivamente, las frecuencias de resonancia de las antenas microstrip activa y parásita mediante los correspondientes productos de  $LC$ .

En la figura 4-7 se analiza la ubicación de la curva de resonancia del coeficiente de reflexión en la entrada de la antena microstrip ( $S_{11}$ ) en la carta de Smith en función de las frecuencias de resonancia de las antenas microstrip activa ( $f_a$ ) y parásita ( $f_p$ ) [11]. Se observa cómo la curva de resonancia del coeficiente de reflexión se centra en eje real de la Carta de Smith cuando las frecuencias de resonancia de las antenas microstrip activa y parásita son iguales. Esta tendencia se ha comentado anteriormente en el apartado 4.4. En la figura 4-7 también se muestran los movimientos de la curva de resonancia del coeficiente de reflexión en la entrada de la antena hacia la zona capacitiva o inductiva de la Carta de Smith dependiendo si  $f_p < f_a$  o  $f_p > f_a$  respectivamente.

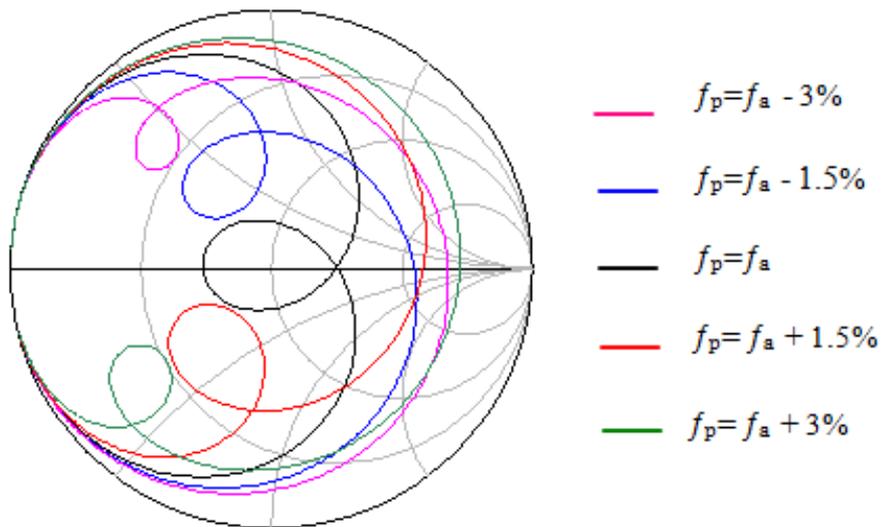


Figura 4-7 Carta de Smith. Ubicación de la curva de resonancia del coeficiente de reflexión a la entrada de la antena microstrip ( $S_{11}$ ) en función de las frecuencias de resonancia de las antenas microstrip activa ( $f_a$ ) y parásita ( $f_p$ ).

### 4.6.2 Factor de calidad y ancho de banda.

Los factores de calidad correspondientes a las antenas microstrip activa y parásita del modelo circuital equivalente de la antena microstrip compuesta mediante el apilado de antenas, se obtienen, por separado y de forma relativa, mediante la ecuación (29) [11].

El producto  $RC$  correspondiente a los circuitos  $RLC_1$  y  $RLC_2$  en una primera aproximación, determina el factor de calidad de las antenas microstrip activa y parásita para las frecuencias de resonancia ( $f_a$ ) y ( $f_p$ ) correspondientes a cada antena.

Para modificar el factor de calidad de las antenas microstrip activa y parásita del modelo circuital equivalente para una frecuencia de resonancia e impedancia de entrada concretas, como se ha comentado en el apartado 4.2.1.3 y mostrado en la figura 2-12, se debe tener en cuenta el cociente de  $C/L$  y mantener la relación del producto  $LC$  constante para cada antena en concreto.

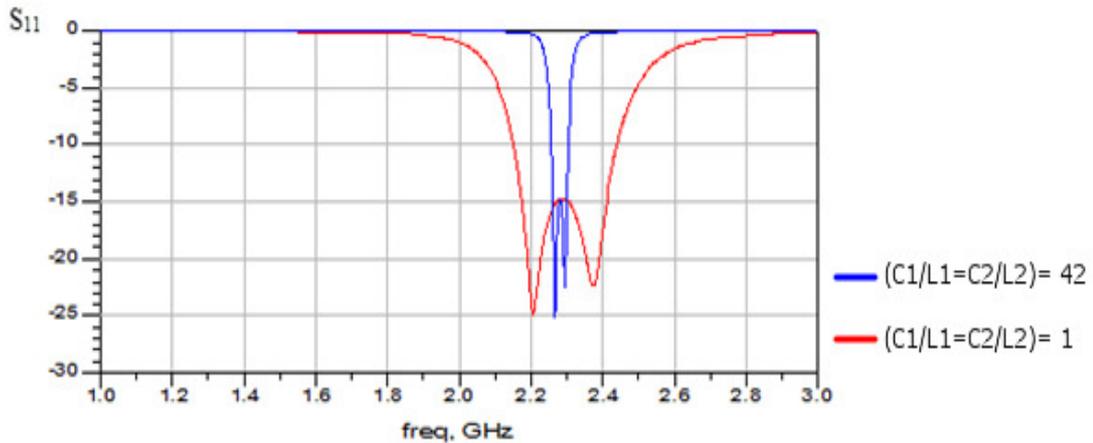


Figura 4-8. Coeficientes de reflexión ( $S_{11}$ ) de dos antenas microstrip apiladas. Variación del ancho de banda en función de los cocientes ( $C/L$ ).

En la figura 4-8 se muestra la variación del ancho de banda de la estructura en función de la interacción resultante entre las dos frecuencias de resonancia ( $f_a$ ) y ( $f_p$ ) de los circuitos  $RLC_1$  y  $RLC_2$  correspondientes, respectivamente, a las antenas microstrip activa y parásita en función de la modificación, por separado, de los cocientes de  $C/L$  y manteniendo constante la relación frecuencial de los productos  $LC$  en las dos antenas microstrip.

### 4.6.3 Impedancia de entrada y adaptación.

La impedancia de entrada del modelo circuital equivalente mostrado en la figura 6-6 está compuesta por las impedancias de entrada correspondientes a las antenas microstrip activa ( $Z_{ina}$ ) y parásita ( $Z_{inp}$ ).

La impedancia de entrada de la antena microstrip activa ( $Z_{ina}$ ) se corresponde con la ecuación (34) obtenida en el apartado 2.4.1.4 y hace referencia al modelo circuital equivalente de una antena microstrip básica mostrado en la figura 3-6. La impedancia de entrada de la antena microstrip parásita hace referencia a los elementos introducidos en el modelo circuital equivalente mostrado en la figura 4-6 respecto al modelo circuital equivalente correspondiente a una antena microstrip básica. De este modo, la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip parásita ( $Z_{inp}$ )

$$Z_{inp} = \frac{1}{j\omega C_2} + \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right)^{-1} \quad (36)$$

La impedancia de entrada del circuito mostrado en la figura 4-6 se obtiene sustituyendo y desarrollando las ecuaciones (24) y (36) en la ecuación (37).

(37)

$$\frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{Z_{ina}} + \frac{1}{Z_{inp}}$$

#### 4.6.4 Acoplamiento electromagnético entre la antena microstrip activa y parásita

El acoplamiento electromagnético entre las antenas microstrip activa y parásita, desde un punto de vista circuital, puede considerarse como un acoplamiento eléctrico. De este modo, en una primera aproximación, el condensador  $C_2$  se define con (38) como un condensador simple de placas paralelas [11].

(38)

$$C_2 = \frac{\epsilon A}{d}$$

En la figura 4-9 se puede observar la relación entre el condensador  $C_2$  y el perímetro de la curva de resonancia correspondiente a la simulación circuital de una antena microstrip compuesta por dos antenas microstrip básicas.

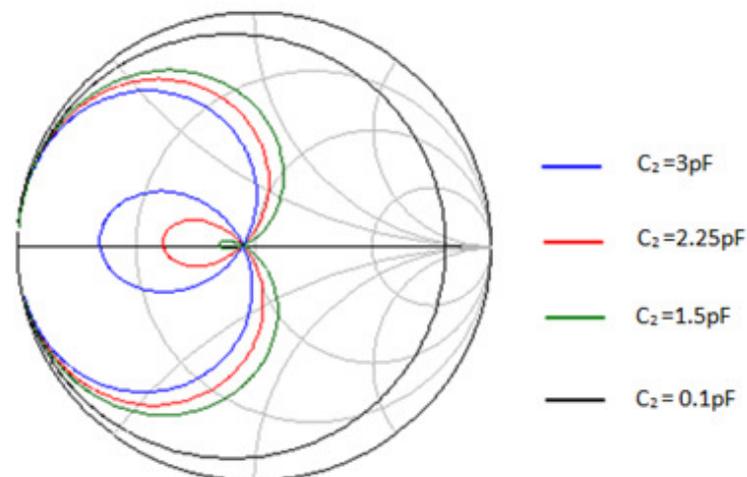


Figura 4-9. Simulación circuital con ADS. Variación del perímetro de la curva de resonancia en la Carta de Smith en función del acoplamiento ( $C_2$ ).

En la figura 4-9 se muestra como aumentando el acoplamiento electromagnético entre las antenas microstrip activa y parásita ( $C_2$ ) aumenta progresivamente el perímetro de la curva de resonancia. También se observa como con un acoplamiento electromagnético muy reducido (0.1pF) desaparece la curva de resonancia y el comportamiento se corresponde con una antena microstrip básica sobreacoplada.

## Capítulo 5.

### Estudio de las tendencias de una antena microstrip compuesta por el apilado de dos antenas microstrip básicas

En el inicio del apartado se realizará el diseño de una antena microstrip compuesta por el apilado de dos antenas microstrip básicas mediante el software de diseño Momentum [8] y se obtendrán las simulaciones electromagnéticas. A continuación, mediante las ecuaciones descritas en el apartado 4.6 se obtendrá el modelo circuital equivalente para la estructura en concreto mediante el software ADS [8] y se compararán los resultados obtenidos con las simulaciones electromagnéticas.

Posteriormente se procederá al análisis de las simulaciones electromagnéticas correspondientes a la modificación de los distintos parámetros de la antena y la obtención de los modelos circuitales equivalentes con el objetivo de relacionar los parámetros físicos de la antena microstrip con los componentes del modelo circuital equivalente.

#### 5.1 Diseño de la antena microstrip

Para el inicio del estudio se ha realizado el diseño de una antena microstrip mostrado en la figura 5-1. Este diseño se basa en una antena microstrip compuesta por dos antenas microstrip básicas (activa y parásita). La antena microstrip activa está alimentada por contacto directo mediante un cable coaxial. Las características de las antenas microstrip activa y parásita se muestran en la Tabla 2.

Componentes	$f_r$ (GHz)	L (mm)	W (mm)	h (mm)	$\epsilon_r$	Tan( $\delta$ )	$P_{x,y}$ (mm)
Antena microstrip activa	2.5	25.2	25	0.60	5.6	0.0012	0.1,12.6
Antena microstrip parásita	2.45	25.2	25.2	1.62	5.6	0.0012	---

Tabla 2 Parámetros iniciales de la antena microstrip apilada.

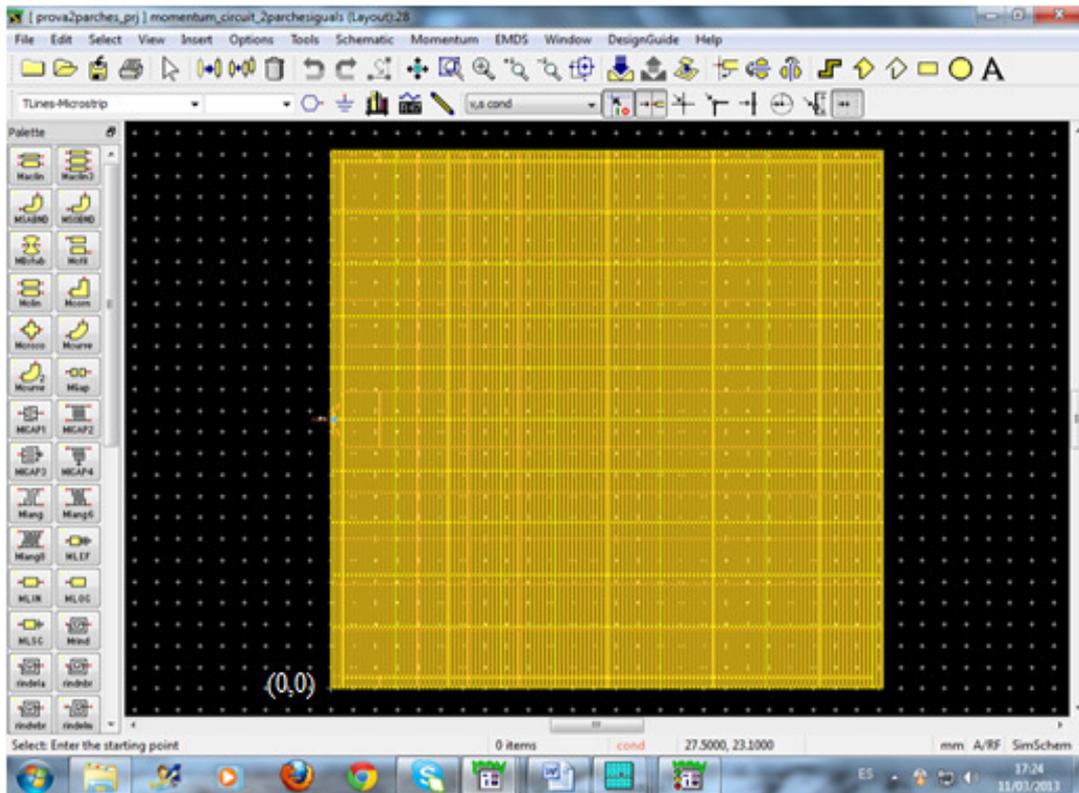


Figura 5-1. Esquemático de la antena microstrip apilada creado con Momentum

### 5.1.1 Simulación electromagnética de la antena microstrip

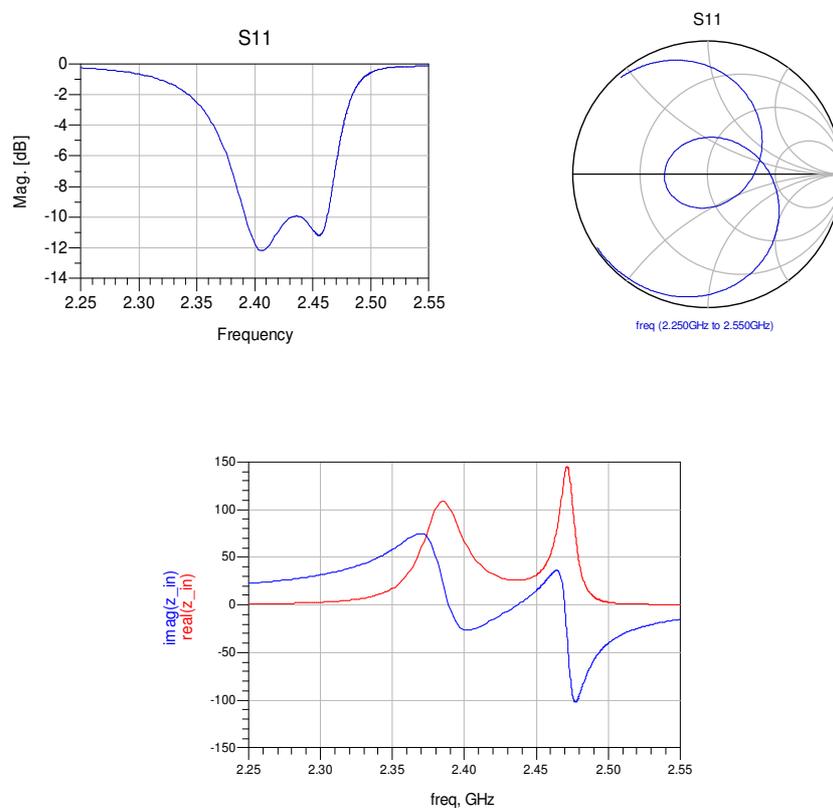


Figura 5-2. Simulación electromagnética obtenida mediante Momentum. Coeficiente de reflexión a la entrada de la antena. Carta de Smith. Parte real e imaginaria correspondiente a la impedancia de entrada.

En la figura 5-2 se observa como las frecuencias de resonancia correspondientes a las antenas microstrip activa ( $f_a$ ) y parásita ( $f_p$ ) se sitúan en 2.38 GHz y 2.47 GHz respectivamente y la frecuencia de resonancia central ( $f_o$ ) en 2.42GHz. El desplazamiento frecuencial de las antenas microstrip activa y parásita se atribuye al acoplamiento electromagnético entre las dos antenas microstrip. Tal y como se ha comentado en el apartado 4.4 con mayor detalle, la excitación de la antena microstrip parásita se realiza mediante la captación de parte de la radiación emitida por la antena microstrip activa, por lo cual su superficie efectiva es menor. Por este motivo la frecuencia de resonancia de la antena microstrip parásita ( $f_p$ ) es mayor que la frecuencia de resonancia de la antena microstrip activa ( $f_a$ ).

### 5.1.2 Obtención del modelo circuital equivalente

A continuación se procede a calcular los valores para el modelo circuital equivalente mostrado en la figura 4-6, correspondiente a una antena microstrip compuesta por el apilado de dos antenas microstrip básicas con el objetivo de emular los resultados correspondientes a la figura 5-2 y obtenidos mediante la simulación electromagnética de la antena microstrip mostrada en la figura 5-1.

En primer lugar, utilizando la ecuación (28) se obtendrán los valores para los condensadores y las bobinas correspondientes a los circuitos  $RLC_1$  y  $RLC_2$  con el objetivo de obtener, respectivamente, las frecuencias de resonancia de las antenas microstrip activa ( $f_a$ ) y parásita ( $f_p$ ).

Posteriormente se deben obtener los valores de las resistencias correspondientes a los paralelos  $RLC_1$  y  $RLC_2$  teniendo en cuenta las ecuaciones comentadas en el apartado 4.6.3. Para obtener el valor de la resistencia del paralelo  $RLC_1$  correspondiente a la antena microstrip activa, se debe tener en cuenta la posición del puerto de alimentación en la figura 5-1 ubicado muy próximo al borde de la estructura, por este motivo y con el objetivo de lograr una concordancia entre la antena microstrip y el modelo circuital equivalente, en una primera aproximación, se le asignará un valor elevado para emular el sobreacoplamiento de impedancia de la antena microstrip activa. Por otro lado, el valor de la resistencia del paralelo  $RLC_2$  correspondiente a la antena microstrip parásita se debe ajustar de modo el perímetro de la curva de resonancia en la Carta de Smith sea el deseado. También se deben obtener los factores de calidad correspondientes teniendo en cuenta el apartado 2.4.1.3.

El valor óptimo de la bobina  $L_1$  para modelar la inductancia aportada por el cable coaxial a la antena microstrip activa se obtendrá con la ecuación (30) y el valor para el condensador  $C_1$  conectado en serie con la bobina  $L_1$  se obtendrá con (31). Debido a la conexión del condensador  $C_1$  se debe obtener un nuevo valor para  $L_1$  mediante la ecuación (32).

Por último, se obtendrá el valor del condensador  $C_2$  para modelar el acoplamiento electromagnético existente entre las antenas microstrip activa y parásita con (37). Siguiendo los pasos descritos, en la figura 5-3 se muestra el modelo circuital equivalente obtenido para la antena microstrip correspondiente a la figura 5-1.

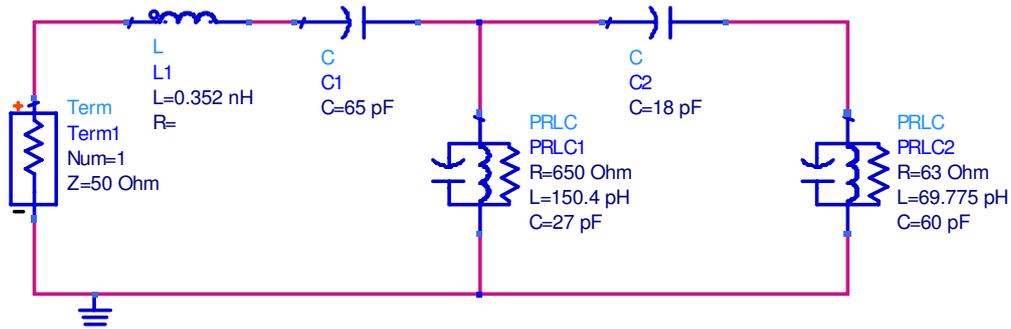


Figura 5-3 Modelo circuital equivalente de la antena microstrip mostrada en la Figura 5-1

### 5.1.2.1 Comparación de los resultados obtenidos mediante Momentum y ADS

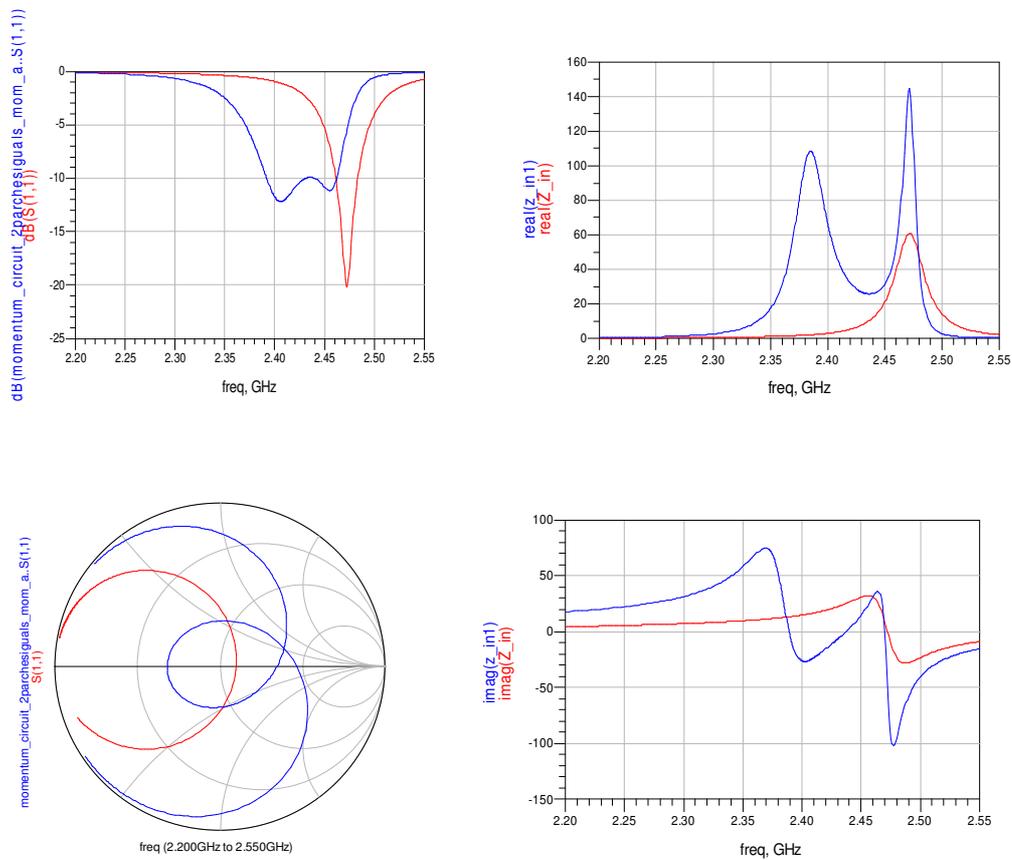


Figura 5-4. Comparación de las simulaciones. Línea Azul: Simulación electromagnética con Momentum. Línea Roja: Simulación modelo circuital ADS

En la figura 5-4 se observa como los resultados con la simulación circuital se corresponden con una antena microstrip básica, por lo cual no existe una concordancia con la simulación electromagnética de la antena microstrip apilada mostrada en la figura 5-1.

Analizando el modelo circuital con más detalle y realizando varias simulaciones, se concluye que los parámetros correspondientes a los circuitos  $RLC_1$  y  $RLC_2$  son coherentes, en cambio, el valor del condensador  $C_2$  correspondiente al acoplamiento electromagnético obtenido con la aproximación (38) es muy elevado y no se corresponde con la tendencia producida por acoplamiento electromagnético correspondiente a la simulación electromagnética.

Consecuentemente, en este documento se propone una nueva ecuación para obtener una primera aproximación del valor del condensador  $C_2$  de modo que se ajuste en mayor medida al acoplamiento electromagnético entre las antenas microstrip activa y parásita.

La ecuación propuesta en el documento también se corresponde con la ecuación de un condensador de placas paralelas, aunque en este caso, teniendo en cuenta exclusivamente el “fringe effect” de la antena microstrip parásita con la antena microstrip activa para implementar el acoplamiento electromagnético entre las dos antenas.

Tal y como se ha comentado en el apartado 2.3.1.1.1, el “fringe effect” produce un aumento de la superficie efectiva de la antena microstrip ( $\Delta L$ ) en los dos lados de la estructura considerados como radiantes (dimensión  $W$ ). Por otro lado, la distancia entre las antenas microstrip activa y parásita equivale al grosor de la antena microstrip parásita ( $h_2$ ). De este modo, se obtiene la ecuación (39) como primera aproximación para modelar el acoplamiento electromagnético entre las antenas microstrip activa y parásita.

$$C_2 = \epsilon \frac{2W(\Delta L)}{h_2} \quad (39)$$

El valor para el condensador  $C_2$  obtenido con la ecuación (39) es de 1.12pF. En una primera aproximación, este valor resulta más coherente respecto a los 18pF obtenidos mediante la aproximación correspondiente a la ecuación del condensador de placas paralelas (38) y aunque pueda tener una cierta variación, el orden de magnitud obtenido (1pF) se corresponde en mayor medida al obtenido mediante la aproximación de placas paralelas (18pF). En la figura 5-5 se muestra como el valor del condensador  $C_2$  que se ajusta en mayor medida para obtener una concordancia entre la simulación circuital y electromagnética es de 1.56pF.

Con los resultados obtenidos en la figura 5-5 correspondiente a las simulaciones electromagnética y circuital de la antena microstrip apilada mostrada en la figura 5-1 se observa una gran concordancia para el rango de frecuencias de 0GHz a 3GHz.

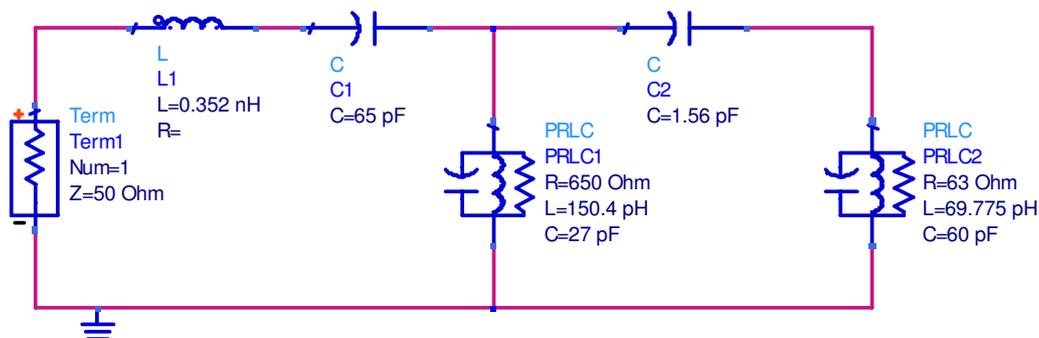


Figura 5-5 Modelo circuital equivalente de la antena microstrip mostrada en la Figura 5-1

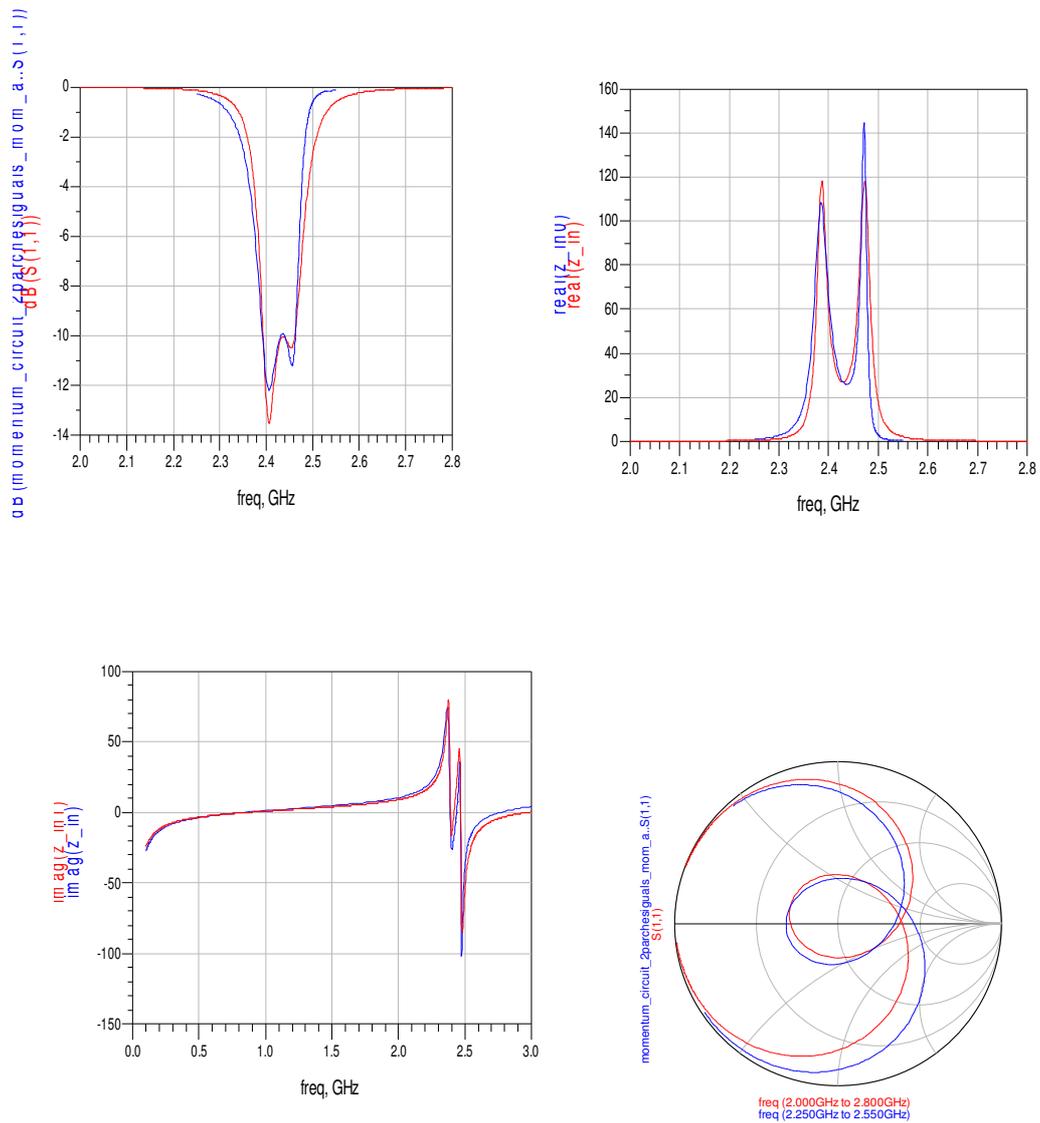


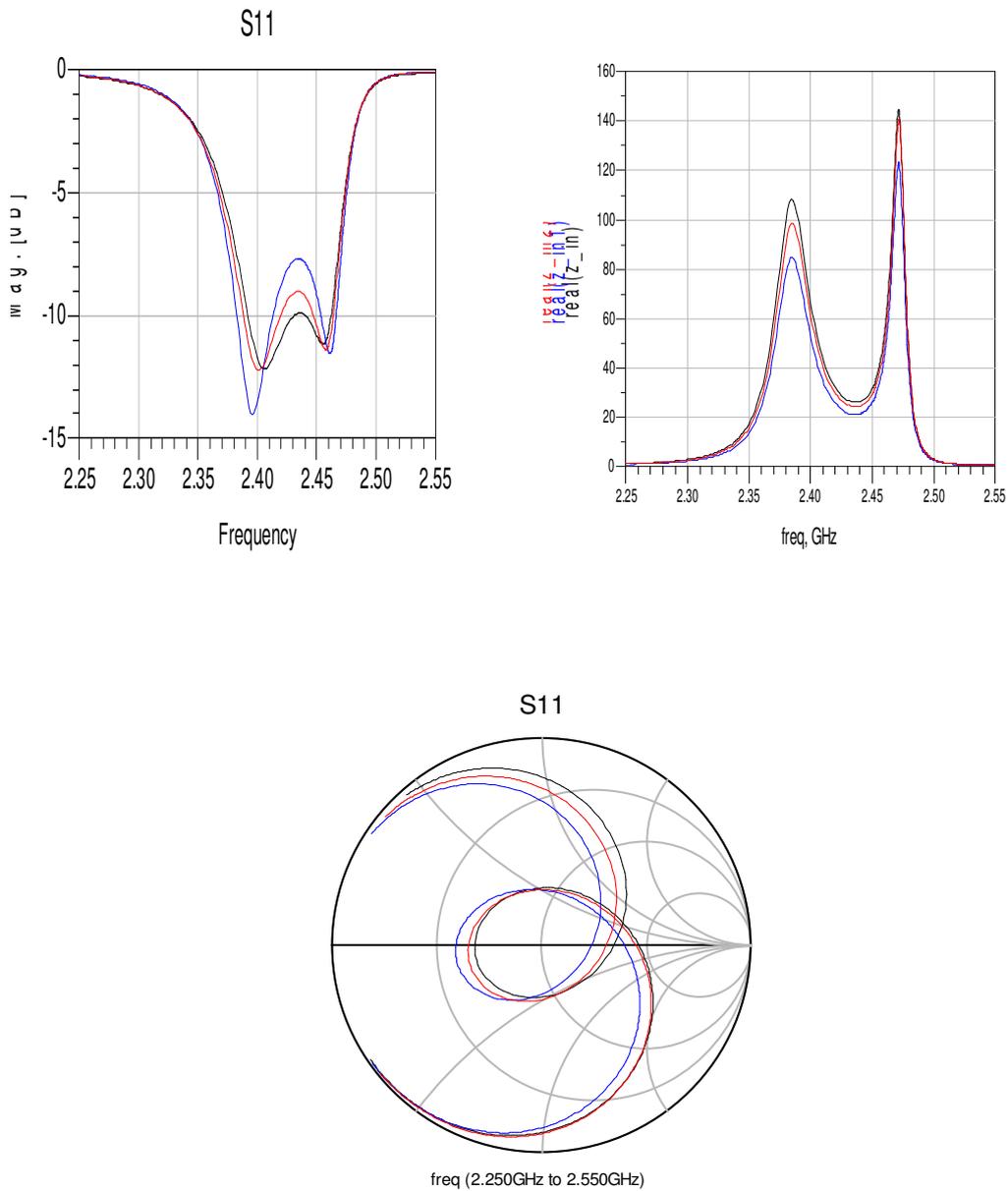
Figura 5-6. Comparación de las simulaciones. Línea Azul: Simulación electromagnética con Momentum. Línea Roja: Simulación modelo circuital ADS

## 5.2 Análisis de las tendencias y obtención de los modelos circuitales equivalentes de la antena microstrip apilada

### 5.2.1 Análisis de la tendencia del puerto de alimentación

A continuación se realizará el estudio de la tendencia de la antena microstrip apilada en función de la ubicación del puerto de alimentación en la dimensión  $L_a$  correspondiente a la antena microstrip activa. La ubicación del puerto de alimentación en la dimensión  $W_a$  se mantendrá en el centro.

### 5.2.1.1 Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum



**Figura 5-7 Simulación electromagnética de las tendencias del puerto de alimentación de la antena microstrip apilada. Línea negra: Modelo inicial del estudio. Líneas Roja y Azul. Aproximación de 1.5mm y 3mm respectivamente del puerto de alimentación hacia el centro de la antena microstrip activa.**

En la figura 5-7 se observa como la aproximación del puerto de alimentación hacia el centro de la antena microstrip activa provoca un descenso del valor de la parte real de la impedancia de entrada en la estructura. Esta tendencia se ha comentado con más detalle en el apartado 2.1.1.3.

### 5.2.1.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes

Para obtener los modelos circuitales equivalentes correspondientes a la modificación de la ubicación del puerto de alimentación se deben tener en cuenta las tendencias comentadas en el apartado anterior, referentes a la impedancia de entrada y a la inductancia aportada por la sonda coaxial a la antena microstrip.

La resistencia  $R$  correspondiente al paralelo  $RLC_1$  se relaciona con el valor máximo de la parte real de la impedancia de entrada (27) y la bobina  $L_1$  con la inductancia aportada al circuito por el puerto de alimentación (30).

En las figuras 5-8 y 5-9 se muestran, respectivamente, los equivalentes circuitales obtenidos correspondientes a las aproximaciones de 1.5mm y 3mm del puerto de alimentación hacia el centro de la antena microstrip activa.

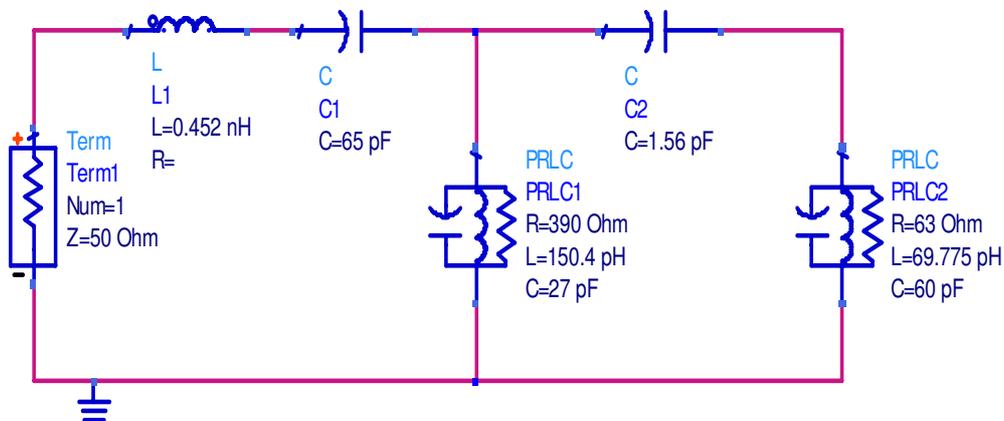


Figura 5-8 Equivalente circuital de la aproximación de 1.5mm del puerto de alimentación hacia el centro de la antena microstrip activa.

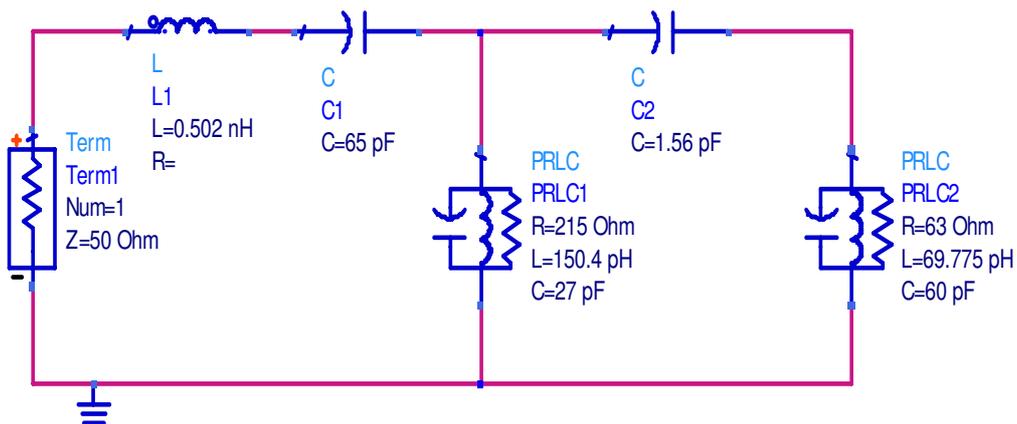


Figura 5-9 Equivalente circuital de la aproximación de 3mm del puerto de alimentación hacia el centro de la antena microstrip activa.

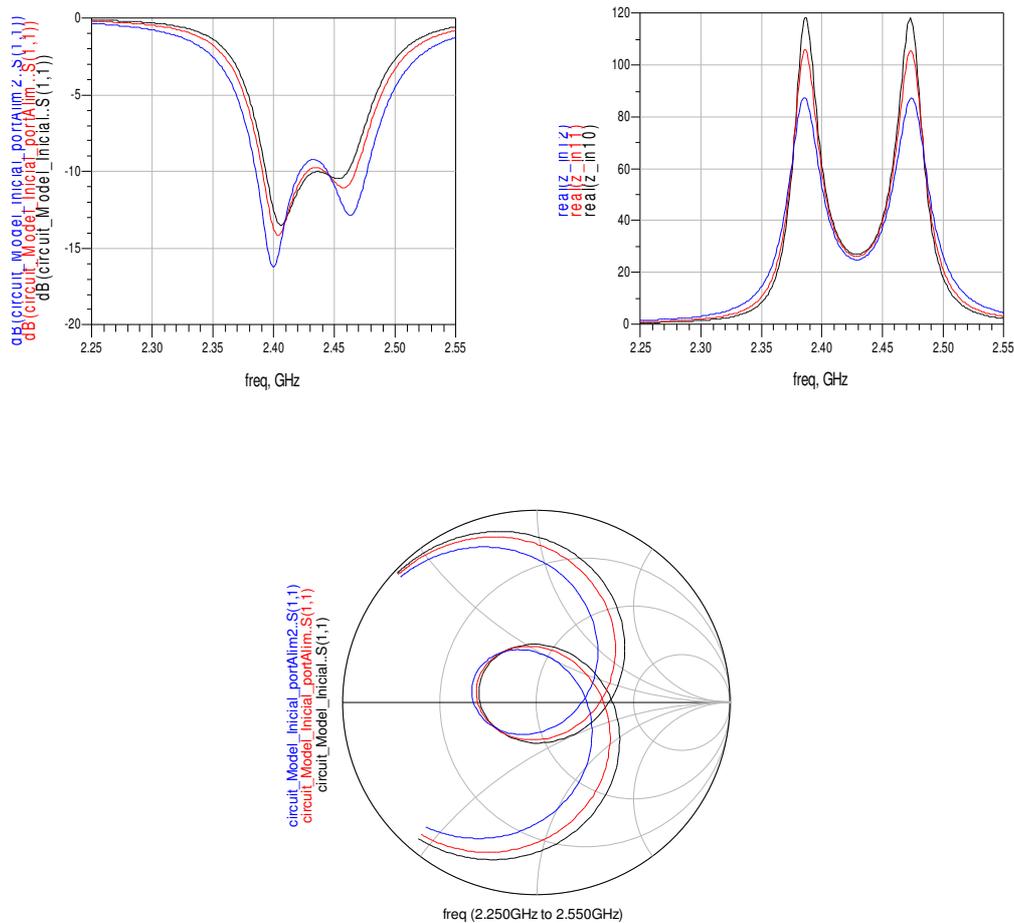


Figura 5-10 Simulación circuital de las tendencias del puerto de alimentación de la antena microstrip apilada con ADS. Línea negra: Modelo circuital inicial. Líneas Azul y Roja. Equivalentes circuitales de las aproximaciones de 1.5mm y 3mm del puerto de alimentación hacia el centro de la antena microstrip activa.

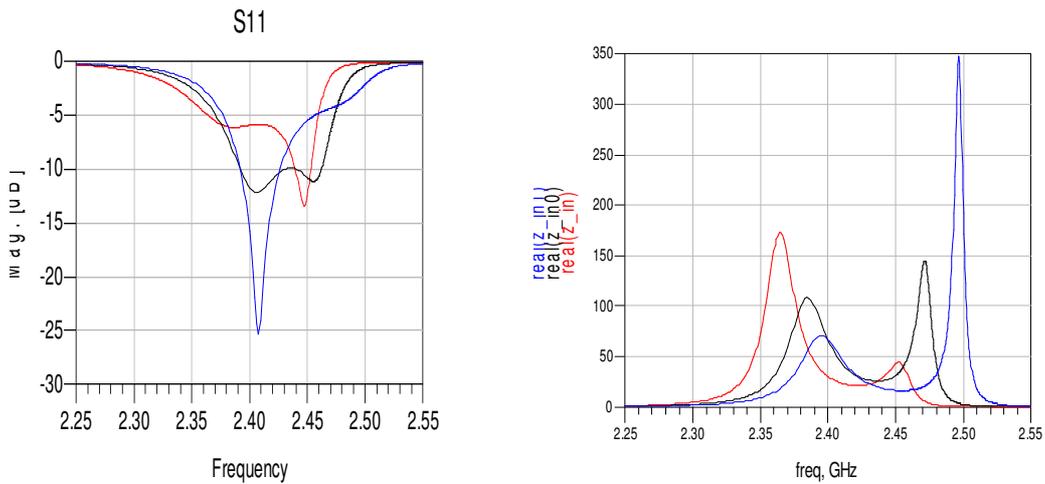
Con la obtención los modelos circuitales equivalentes se observa que los parámetros del modelo circuital equivalente que se corresponden con las tendencias del comportamiento del puerto de alimentación en caso de la modificación de su ubicación en la dimensión  $L$  de la antena microstrip activa son la resistencia  $R$  del paralelo  $RLC_1$  y la bobina  $L_1$  conectada en serie al paralelo  $RLC_1$ .

## 5.2.2 Estudio de la dimensiones $L$ de las antenas microstrip activa ( $L_a$ ) y parásita ( $L_p$ )

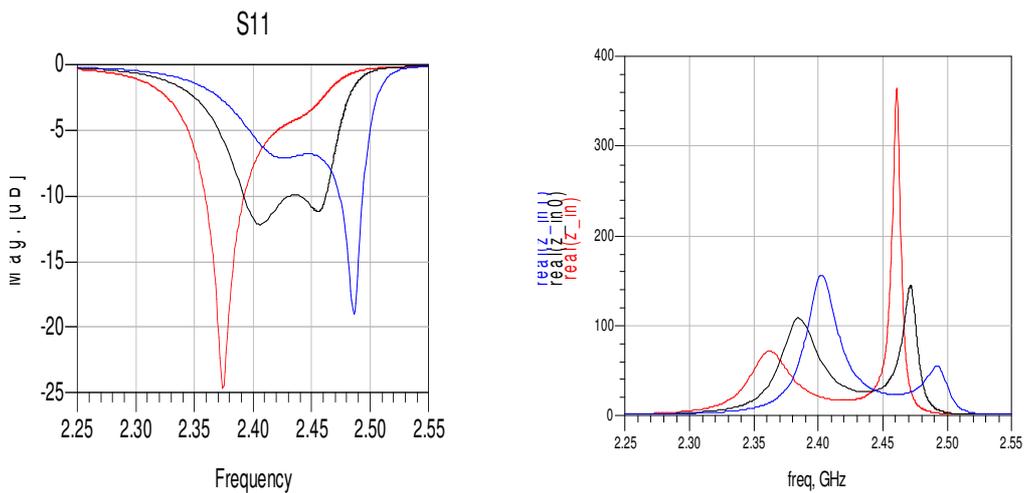
A continuación se analizará la tendencia de las dimensiones  $L_a$  y  $L_p$  mediante el aumento y decremento del valor fijado en el diseño inicial.

### 5.2.2.1 Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum

En las figuras 5-11 y 5-12 se muestran, respectivamente, las simulaciones electromagnéticas correspondientes a la modificación de las dimensiones  $L_a$  y  $L_p$ .



**Figura 5-11 Simulación electromagnética de la tendencia de la dimensión  $L$  de la antena microstrip activa con Momentum. Línea Negra:  $L_a=25.2\text{mm}$ . Línea Roja:  $L_a=25.7\text{mm}$ . Línea Azul:  $L_a=24.7\text{mm}$ .**



**Figura 5-12 Simulación circuital de las tendencias de la dimensión  $L$  de la antena microstrip parasita con ADS. Línea Negra:  $L_p=25.2\text{mm}$ . Línea Roja:  $L_p=25.8\text{mm}$ . Línea Azul:  $L_p=24.6\text{mm}$ .**

En las figuras 5-11 y 5-12 se puede observar como el aumento y decremento de las dimensiones ( $L_a$ ) y ( $L_p$ ) provoca un desplazamiento de las frecuencias de resonancia correspondientes a las antenas microstrip activa ( $f_a$ ) y parasita ( $f_p$ ) [13].

También afecta al valor de la parte real de la impedancia de entrada de la antena. Concretamente, con el aumento de las dimensiones  $L_a$  y  $L_p$  aumenta el valor de la parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena activa ( $Z_{ina}$ ) y parasita ( $Z_{inp}$ ). Esta tendencia sucede, en cada caso, debido al aumento del tamaño de una de las antenas microstrip en concreto (activa o parasita) respecto a la otra y en consecuencia, la antena microstrip de mayor tamaño tapa parte de la radiación emitida por la antena microstrip de tamaño menor.

En la figura 5-11 se observa como aumentando la dimensión  $L_a$  se tapa parte de la radiación emitida por la antena microstrip parásita provocando que se “vea” menos en la simulación electromagnética y en la figura 5-12 se muestra como el aumento de la dimensión  $L_p$  provoca el comportamiento inverso, y en este caso, la antena microstrip parásita tapa la radiación de la antena microstrip activa.

En la figura 5-13 (a) se muestra como con el aumento excesivo de la dimensión  $L_a$  ésta se comporta como una antena microstrip básica sobreacoplada de impedancia y la antena microstrip parásita se excita de forma muy poco considerable por lo que se “ve” menos en la simulación electromagnética. En la figura 5-13 (b) se muestra como con el aumento excesivo de  $L_p$  ésta tapa la radiación emitida por la antena microstrip activa, lo que conlleva a que se “vea” menos en la simulación electromagnética.

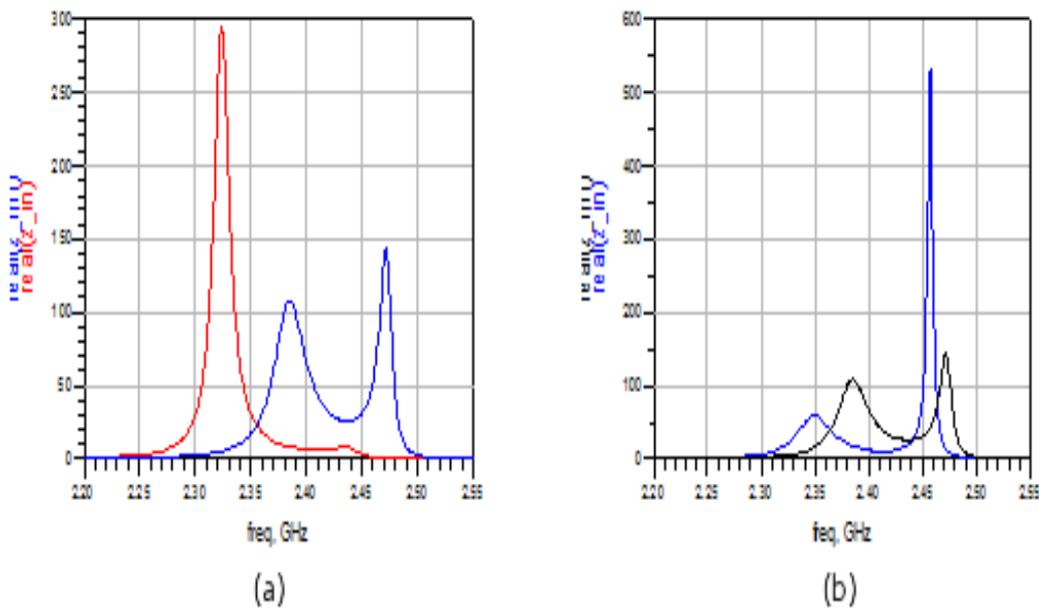


Figura 5-13. (a) Simulación electromagnética de las tendencias de la dimensión  $L$  de la antena microstrip activa con Momentum. Línea Azul:  $L_a=25.2\text{mm}$ . Línea Roja:  $L_a=26.5\text{mm}$ . (b) Simulación electromagnética de las tendencias de la dimensión  $L$  de la antena microstrip parásita. Línea Negra:  $L_p=25.2\text{mm}$ . Línea Azul:  $L_p=26.2\text{mm}$ .

### 5.2.2.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes

Para obtener los modelos circuitales equivalentes correspondientes a la modificación de las dimensiones  $L_a$  y  $L_p$  se deben tener en cuenta las tendencias comentadas en el apartado anterior.

En las figuras 5-14 y 5-15 se muestran los equivalentes circuitales obtenidos correspondientes, respectivamente, al aumento y decremento de la dimensión  $L_a$  y en la figura 5-16 se muestran las simulaciones circuitales obtenidas a partir de los circuitos equivalentes realizados.

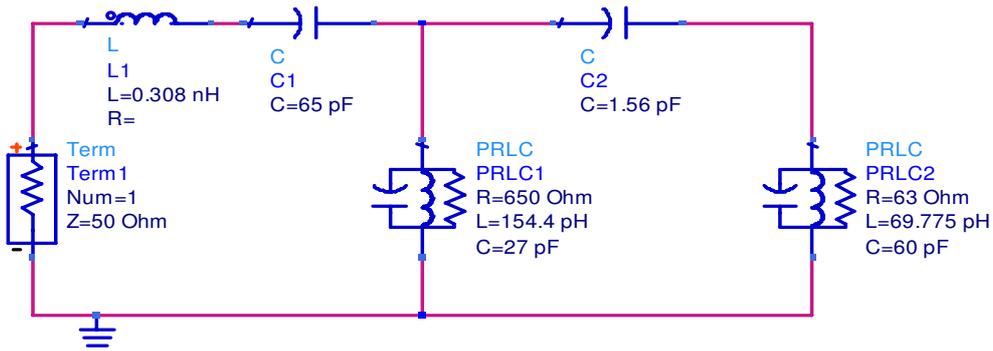


Figura 5-14 Equivalente circuital correspondiente al aumento de la dimensión  $L_a$ . ( $L_a=25.7$ mm).

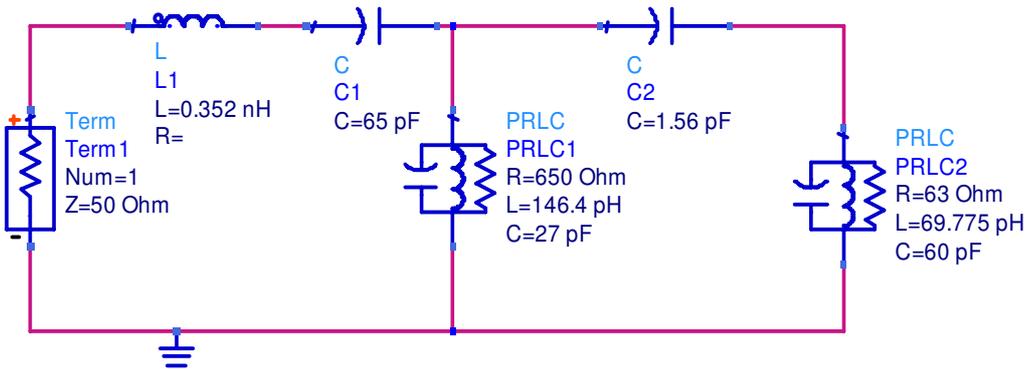


Figura 5-15 Equivalente circuital correspondiente al decremento de la dimensión  $L_a$ . ( $L_a=24.7$ mm).

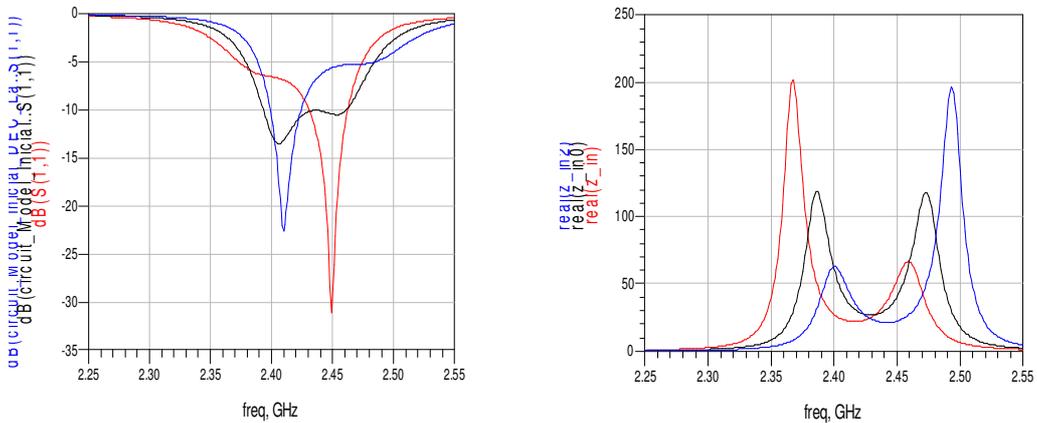


Figura 5-16 Simulación circuital de las tendencias de la dimensión  $L$  de la antena microstrip activa con ADS.  
Línea Negra:  $L_p=25.2$ mm. Línea Roja:  $L_p=25.8$ mm. Línea Azul:  $L_p=24.6$ mm.

En las figuras 5-17 y 5-18 se muestran, respectivamente, los equivalentes circuitales obtenidos correspondientes al aumento y decremento de la dimensión  $L_p$  y en la figura 5-19 se muestran las simulaciones circuitales obtenidas a partir de los circuitos equivalentes realizados.

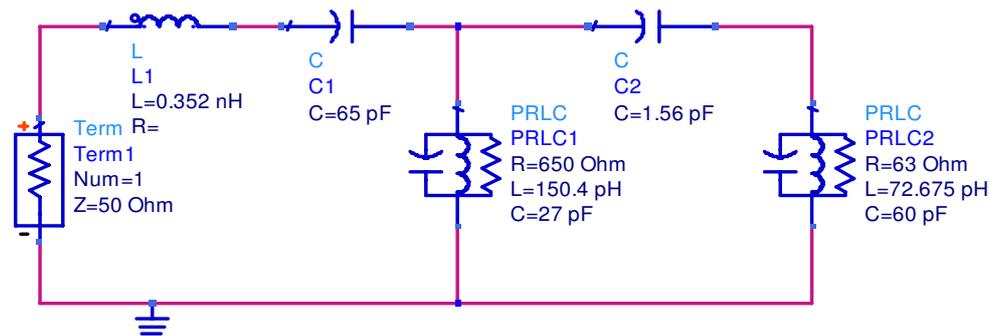


Figura 5-17 Equivalente circuital correspondiente al aumento de la dimensión  $L_p$ . ( $L_p=25.8\text{mm}$ )

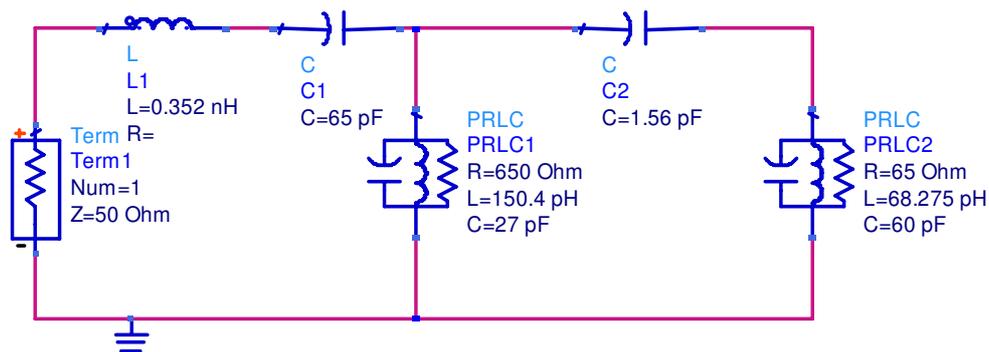


Figura 5-18 Equivalente circuital correspondiente al decremento de la dimensión  $L_p$ . ( $L_p=24.6\text{mm}$ )

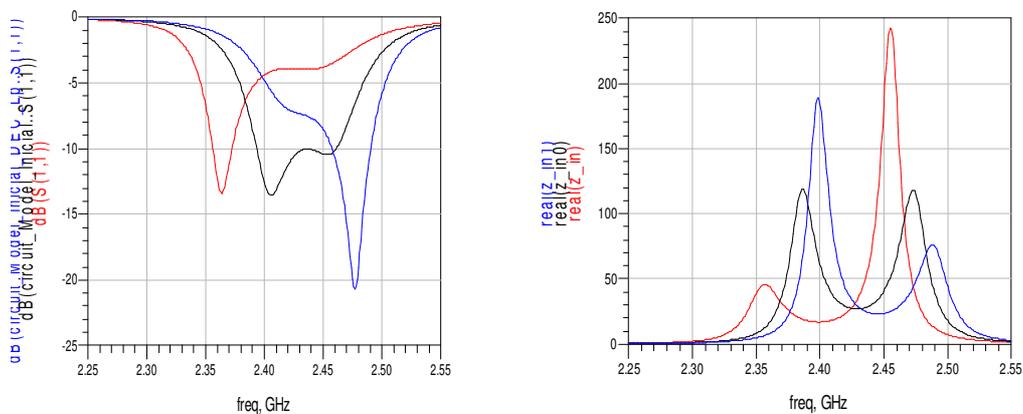


Figura 5-19 Simulación circuital de las tendencias de la dimensión  $L$  de la antena microstrip parásita con ADS.  
Línea Negra:  $L_p=25.2\text{mm}$ . Línea Roja:  $L_p=25.8\text{mm}$ . Línea Azul:  $L_p=24.6\text{mm}$ .

En las figuras 5-11, 5-12, 5-16 y 5-19 se comprueba la concordancia entre las simulaciones electromagnéticas y circuitales de las tendencias de la modificación dimensión  $L$  de las antenas microstrip activa ( $L_a$ ) y parásita ( $L_p$ ).

Mediante los modelos circuitales equivalentes obtenidos se define la bobina  $L$  como el parámetro perteneciente a los circuitos  $RLC_1$  y  $RLC_2$  correspondientes a las antenas microstrip activa y parásita que se ajusta en mayor medida con las tendencias comentadas en el apartado 5.2.2.1.

## 5.2.3 Estudio de la dimensión $W$ de las antenas microstrip activa y parásita

### 5.2.3.1 Estudio de la dimensión $W$ de la antena microstrip activa

A continuación se analizará la tendencia de la dimensión  $W$  de la antena microstrip activa ( $W_a$ ) mediante el aumento y decremento del valor fijado en el diseño inicial.

#### 5.2.3.1.1 Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum

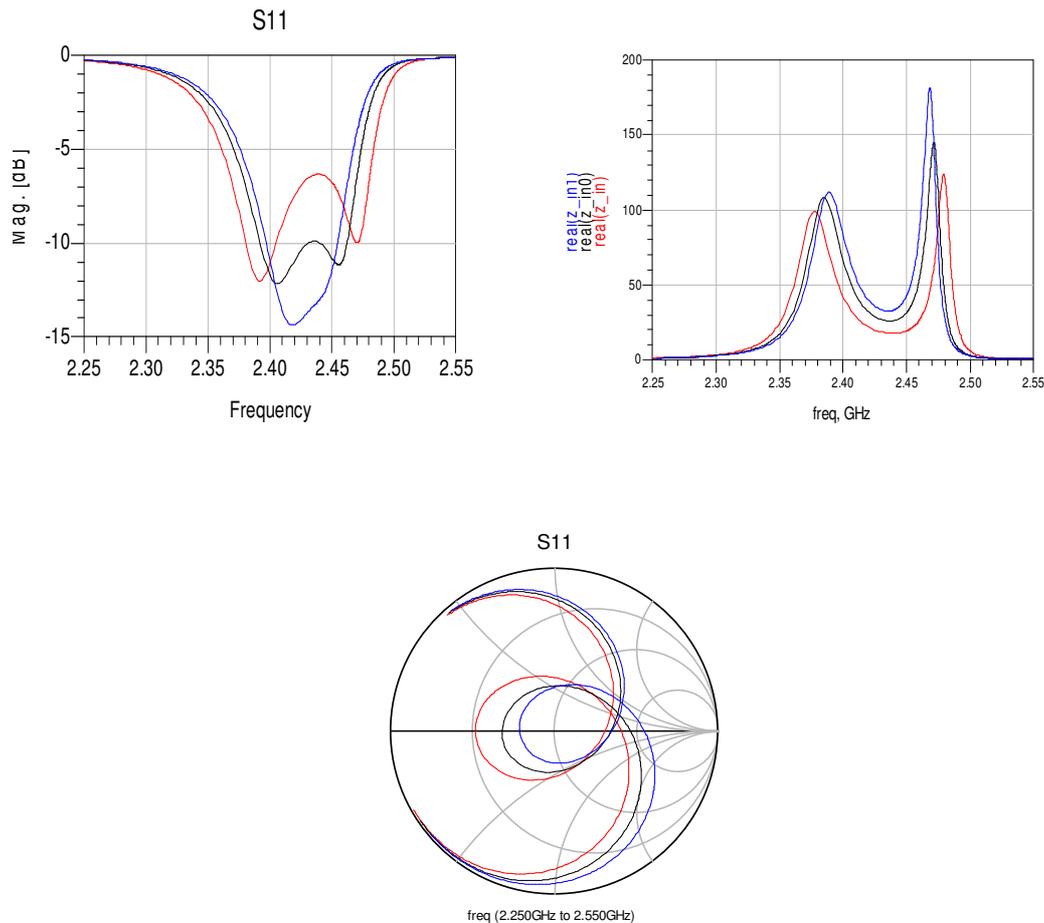


Figura 5-20 Simulación electromagnética de las tendencias de la dimensión  $W$  de la antena microstrip activa con Momentum. Línea Negra:  $W_a=25\text{mm}$ . Línea Roja:  $W_a=27.8\text{mm}$ . Línea Azul:  $W_a=22.6\text{mm}$ .

Tal y como se puede observar en la figura 5-20, el aumento y decremento de la dimensión  $W$  de la antena microstrip activa provoca, respectivamente, que de las frecuencias de resonancia correspondientes a las antenas microstrip activa ( $f_a$ ) y parásita ( $f_p$ ) se alejen o se acerquen entre ellas.

También se observa como las tendencias de la frecuencia de resonancia, del valor de la parte real de la impedancia de entrada y del factor de calidad correspondientes a la modificación de la dimensión  $W$  de la antena microstrip activa tienen una gran concordancia con las tendencias de la modificación de la dimensión  $W$  comentadas en el apartado 3.2.3 correspondientes a una antena microstrip básica aislada.

Por otro lado, como se ha comentado en el apartado 4.2.3, una parte de la radiación emitida por la antena microstrip activa resulta la alimentación de la antena microstrip parásita. Por este motivo, la tendencia de la frecuencia de resonancia y de las pérdidas por radiación de la antena microstrip parásita se asocia con el acoplamiento electromagnético existente entre la antena microstrip activa y parásita.

Concretamente, con el aumento de la dimensión  $W$  aumenta la radiación emitida por la antena microstrip activa y la antena microstrip parásita se excita en mayor medida, aumentando el acoplamiento electromagnético entre las dos antenas microstrip. En la figura 5-20 se observa la tendencia del acoplamiento electromagnético con el aumento del perímetro de la curva de resonancia de la Carta de Smith.

### 5.2.3.1.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes

Para obtener los modelos circuitales equivalentes correspondientes a la modificación de la dimensión  $W$  de la antena microstrip activa se deben tener en cuenta las tendencias comentadas en el apartado anterior referentes a la frecuencia de resonancia, el valor de la parte real de la impedancia de entrada y el factor de calidad.

En las figuras 5-21 y 5-22 se muestran, respectivamente, los equivalentes circuitales obtenidos correspondientes al aumento y decremento de la dimensión  $W$  de la antena microstrip y en la figura 5-23 se muestran las simulaciones circuitales obtenidas a partir de los circuitos equivalentes realizados.

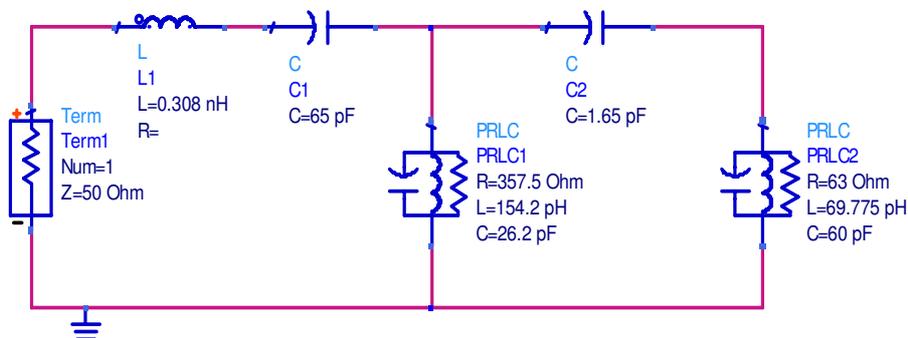


Figura 5-21 Equivalente circuital correspondiente al aumento de la dimensión  $W$  de la antena microstrip activa. ( $W_a=27.8$ mm)

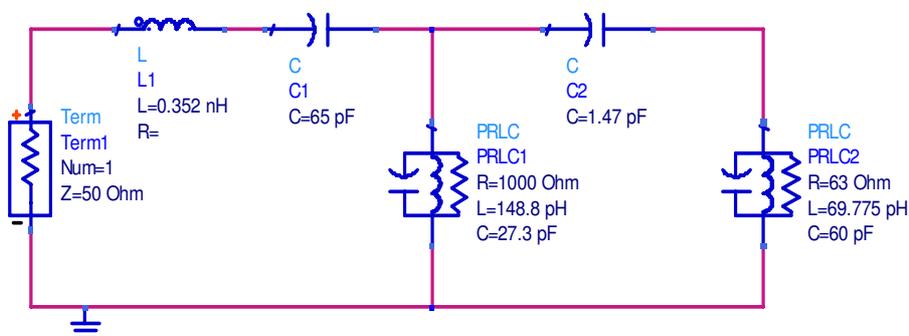


Figura 5-22 Equivalente circuital correspondiente al decremento de la dimensión  $W$  de la antena microstrip activa. ( $W_a=22.6$ mm).

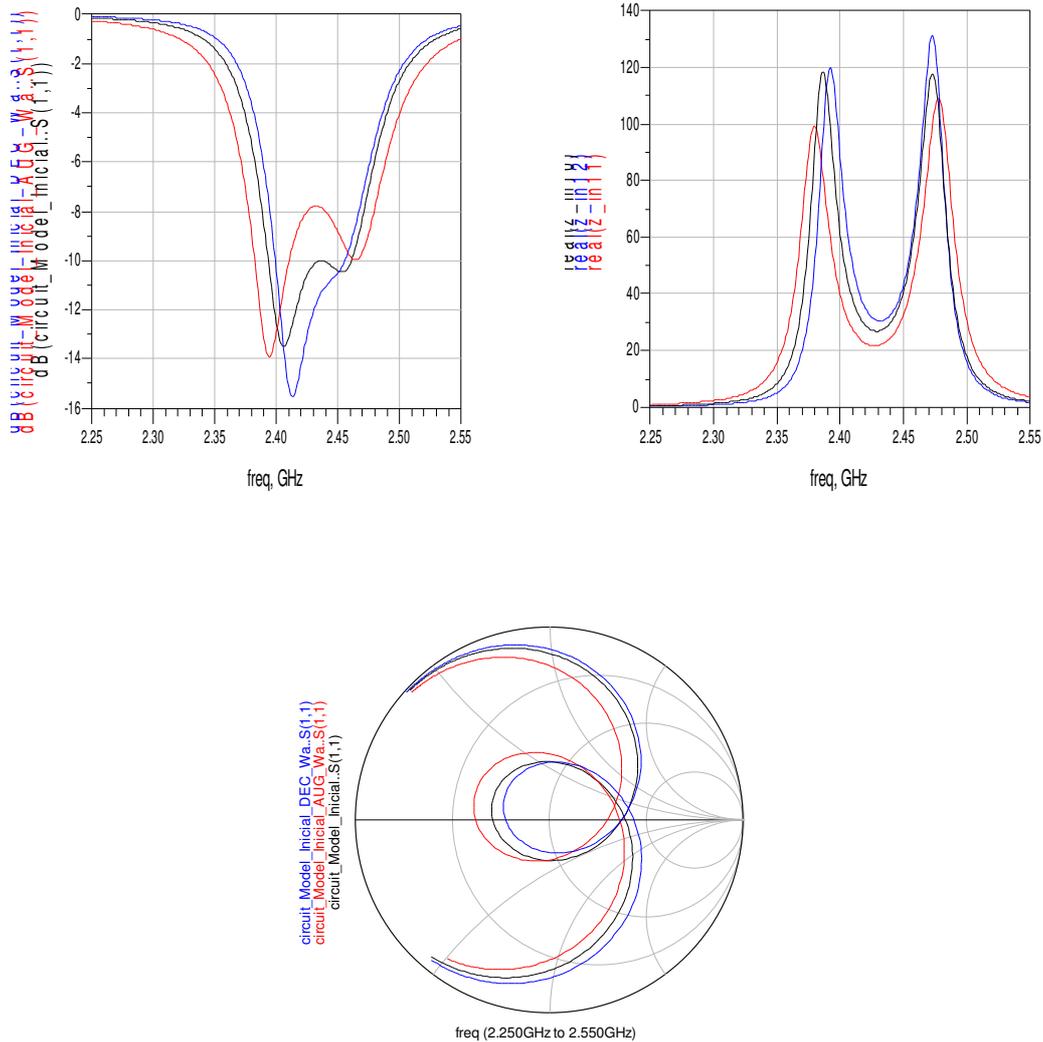


Figura 5-23 Simulación circuital de las tendencias de la dimensión  $W$  de la antena microstrip activa con ADS. Línea Negra:  $W_a=25\text{mm}$ . Línea Roja:  $W_a=27.8\text{mm}$ . Línea Azul:  $W_a=22.6\text{mm}$ .

En las figura 5-20 y 5-23 se observa la concordancia existente entre las simulaciones electromagnéticas y circuital. En los equivalentes circuital obtenidos se observa que para cumplir con la tendencia del comportamiento dimensión  $W$  de la antena microstrip activa se deben ajustar los valores del condensador  $C$ , la bobina  $L$  y la resistencia  $R$  del circuito  $RLC$ .

### 5.2.3.2 Estudio de la dimensión $W$ de la antena microstrip parásita

A continuación se analizará la tendencia de la dimensión  $W$  de la antena microstrip parásita ( $W_p$ ) mediante el aumento y decremento del valor fijado en el diseño inicial.

### 5.2.3.2.1 Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum

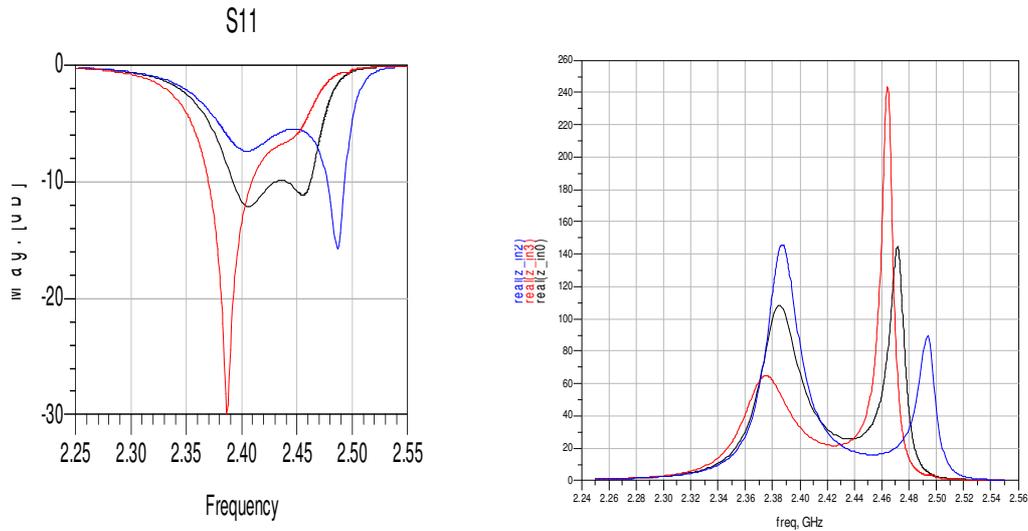


Figura 5-24 Simulación electromagnética de las tendencias de la dimensión  $W$  de la antena microstrip parásita con Momentum. Línea Negra:  $W_p=25.2\text{mm}$ . Línea Roja:  $W_p=29\text{mm}$ . Línea Azul:  $W_p=21\text{mm}$ .

La modificación de la dimensión  $W$  de la antena microstrip parásita provoca un desplazamiento de las frecuencias de resonancia correspondientes a la antena microstrip parásita ( $f_p$ ) y a la antena microstrip activa ( $f_a$ ).

El aumento de la dimensión  $W$  de la antena microstrip parásita también afecta al valor de la parte real de la impedancia de entrada de la antena debido a que tapa parte de la radiación emitida por la antena microstrip activa provocando que se “vea” menos en la simulación electromagnética.

La modificación de la dimensión  $W$  de la antena microstrip parásita también afecta al acoplamiento electromagnético entre las dos antenas microstrip, aunque en menor medida respecto a la dimensión  $W$  de la antena microstrip activa.

### 5.2.3.2.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes

Para obtener los modelos circuitales equivalentes correspondientes a la modificación de la dimensión  $W$  de la antena microstrip parásita se deben tener en cuenta las tendencias comentadas en el apartado anterior referentes a la frecuencia de resonancia, el valor de la parte real de la impedancia de entrada y el factor de calidad de la antena.

En las figuras 5-25 y 5-26 se muestran, respectivamente, los equivalentes circuitales obtenidos correspondientes al aumento y decremento de la dimensión  $W$  de la antena microstrip y en la figura 5-27 se muestran las simulaciones circuitales obtenidas a partir de los circuitos equivalentes realizados.

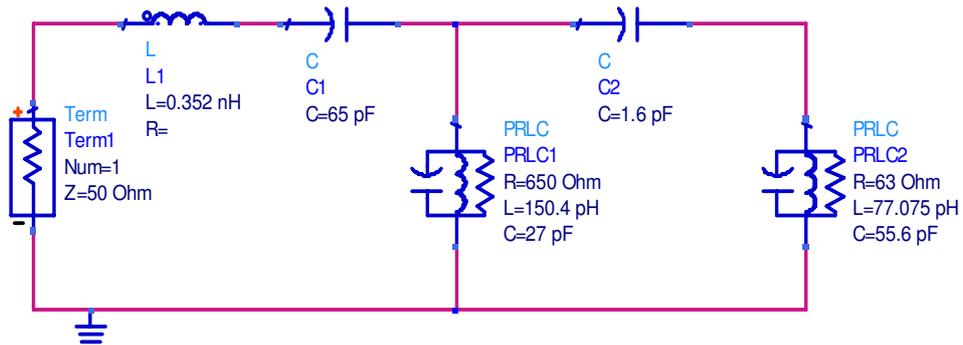


Figura 5-25 Equivalente circuital correspondiente al aumento de la dimensión  $W$  de la antena microstrip parásita. ( $W_p=29\text{mm}$ ).

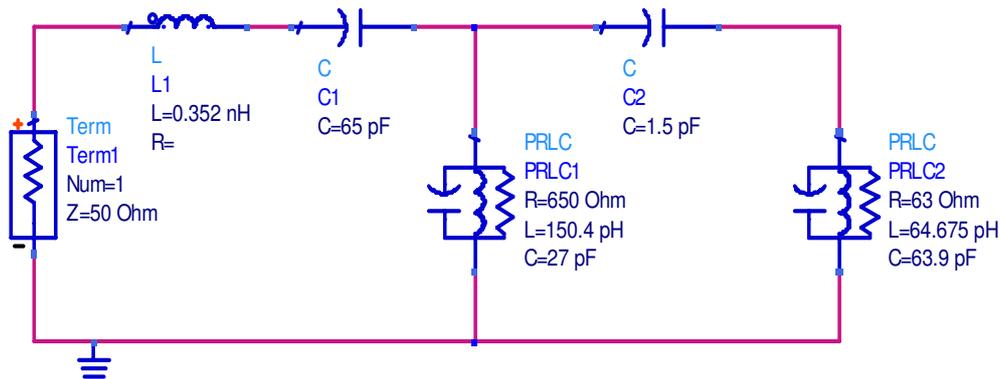


Figura 5-26 Equivalente circuital correspondiente al decremento de la dimensión  $W$  de la antena microstrip parásita. ( $W_p=21\text{mm}$ ).

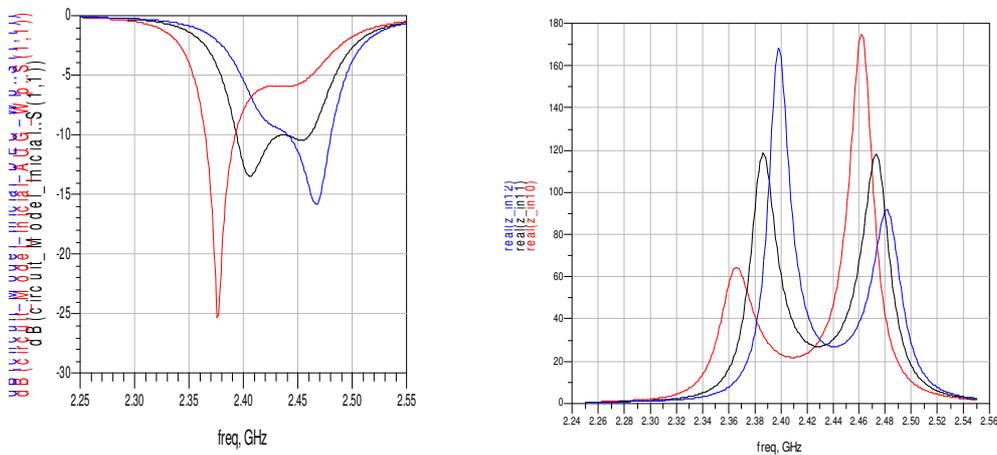


Figura 5-27 Simulación circuital de las tendencias de la dimensión  $W$  de la antena microstrip parásita con ADS. Línea Negra:  $W_p=25\text{mm}$ . Línea Roja:  $W_p=29\text{mm}$ . Línea Azul:  $W_p=21\text{mm}$ .

En las figura 5-24 y 5-27 se observa la concordancia existente entre las simulaciones electromagnéticas y circuitales. En los equivalentes circuitales obtenidos se muestra como para cumplir con la tendencia del comportamiento dimensión  $W$  de la antena microstrip parásita se deben ajustar los valores del condensador  $C$ , la bobina  $L$  y la resistencia  $R$  del circuito  $RLC_2$ .

## 5.2.4 Estudio del grosor de los sustratos dieléctricos de las antenas microstrip activa y parásita

A continuación se analizará la tendencia del grosor de los sustratos dieléctricos de las antenas microstrip activa ( $h_a$ ) y parásita ( $h_p$ ) mediante el aumento y decremento del valor fijado en el diseño inicial.

### 5.2.4.1 Simulaciones obtenidas mediante el software de diseño Momentum

En las figuras 5-28 y 5-29 se muestran, respectivamente, las simulaciones electromagnéticas correspondientes a la modificación del grosor del sustrato dieléctrico de las antenas microstrip activa ( $h_a$ ) y parásita ( $h_p$ ).

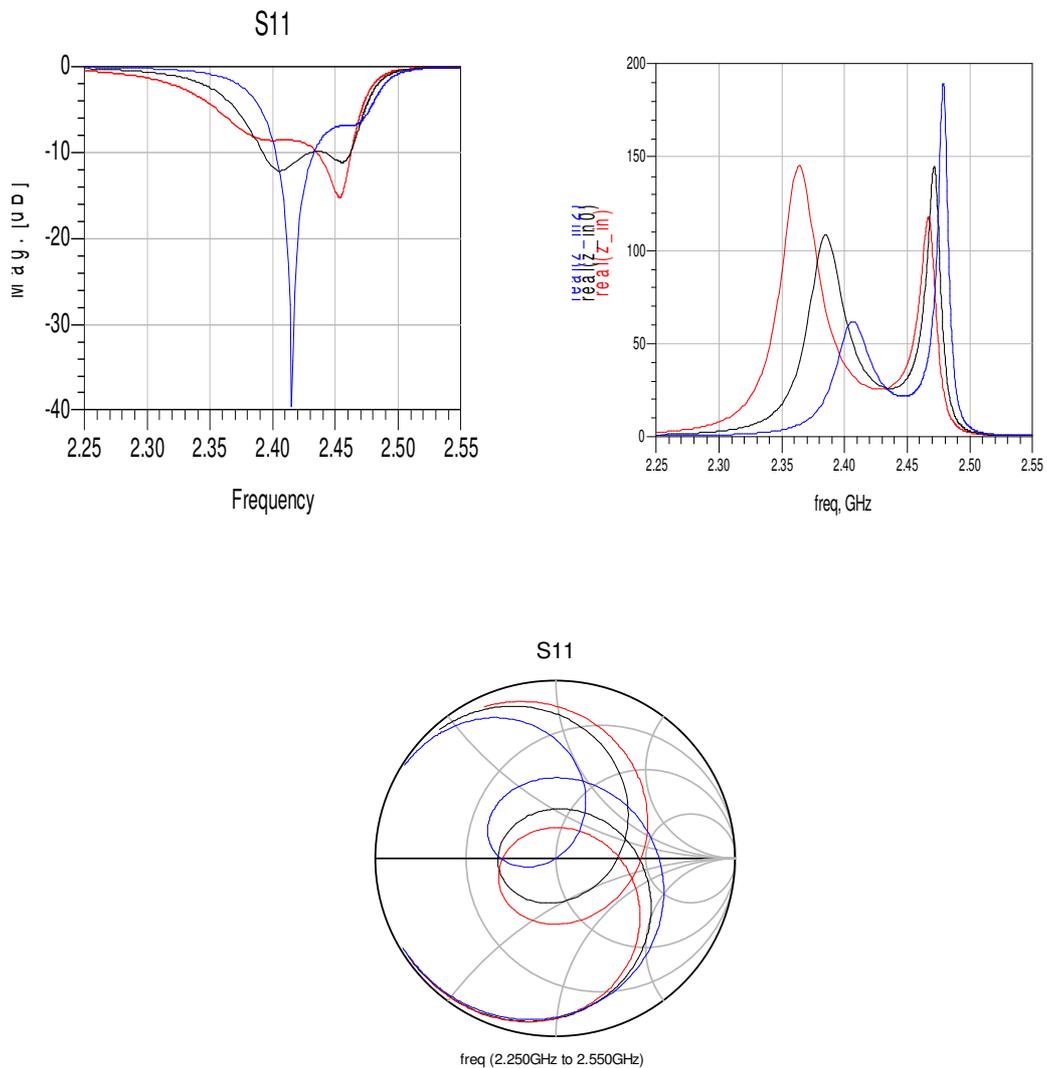
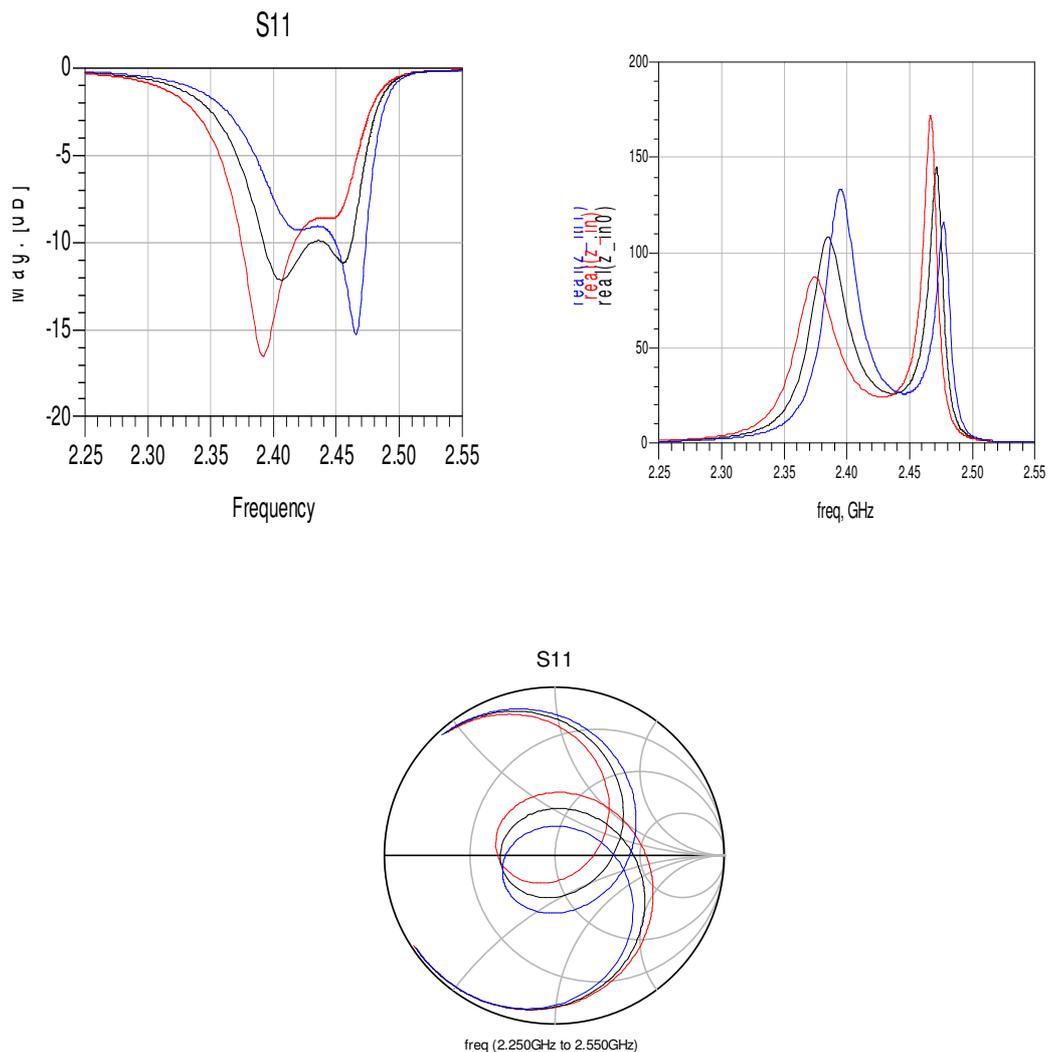


Figura 5-28 Simulación electromagnética de las tendencias del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip activa con Momentum. Línea Negra:  $h_a=0.6$ mm. Línea Roja:  $h_a=0.8$ mm. Línea Azul:  $h_a=0.4$ mm.



**Figura 5-29 Simulación electromagnética de las tendencias del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip parásita obtenidas con Momentum. Línea Negra:  $h_p=1.62\text{mm}$ . Línea Roja:  $h_p=1.82\text{mm}$ . Línea Azul:  $h_p=1.42\text{mm}$ .**

La modificación del grosor de los sustratos dieléctricos de las antenas microstrip activa ( $h_a$ ) y parásita ( $h_p$ ) provoca una modificación en el tamaño de estructura apilada. Por este motivo, en las figuras 5-28 y 5-29 se puede observar como el aumento y decremento del grosor del sustrato dieléctrico provoca un desplazamiento de las frecuencias de resonancia correspondientes a las antenas microstrip activa ( $f_a$ ) y parásita ( $f_p$ ).

También afecta, en cada caso, al valor de la parte real de la impedancia de entrada y al ancho de banda de las antenas microstrip activa y parásita. Concretamente, con el aumento del grosor del sustrato de las antenas microstrip aumenta el valor de la parte real de la impedancia de entrada y el ancho de banda.

La tendencia correspondiente al valor de la parte real de la impedancia de entrada se produce, en cada caso, como consecuencia del aumento del tamaño de una de las antenas microstrip en concreto. En la figura 5-28 se observa como aumentando el grosor

del sustrato dieléctrico de la antena microstrip activa, ésta tapa la radiación emitida por la antena microstrip parásita provocando que se “vea” menos en la simulación electromagnética y en la figura 5-29 se muestra como el aumento del tamaño de la antena microstrip parásita provoca el comportamiento inverso, y en este caso, la antena microstrip parásita tapa la radiación de la antena microstrip activa.

Por otro lado, la tendencia del ancho de banda de las antenas microstrip activa y parásita se corresponde con el aumento de radiación emitida debido al aumento del grosor del sustrato dieléctrico. La modificación del grosor de los sustratos dieléctricos también afecta al acoplamiento electromagnético entre las antenas microstrip activa y parásita.

El aumento del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip activa produce un aumento del acoplamiento electromagnético entre las antenas microstrip activa y parásita y favorece el aumento del ancho de banda de la estructura. Esta tendencia se refleja en la Carta de Smith de la figura 5-28 donde se observa el aumento del perímetro de la curva de resonancia.

Por otro lado, con el aumento del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip parásita también aumenta la distancia entre los dos parches microstrip y produce un decremento del acoplamiento electromagnético entre las antenas microstrip activa y parásita. Aunque el aumento del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip parásita produce un decremento del acoplamiento electromagnético, también produce una mayor radiación respecto a un grosor menor, por este motivo, el perímetro de la curva de resonancia correspondiente a la Carta de Smith de la figura 5-29 no se altera de forma considerable.

#### 5.2.4.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes

En las figuras 5-30 y 5-31 se muestran los equivalentes circuitales obtenidos correspondientes al aumento y decremento del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip activa y en la figura 5-32 los resultados obtenidos con las simulaciones circuitales.

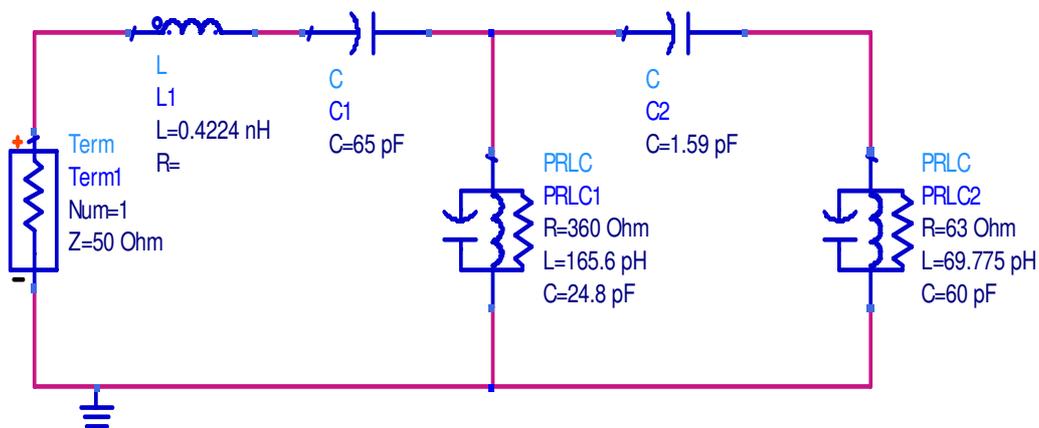


Figura 5-30 Equivalente circuital correspondiente al aumento del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip activa. ( $h_a=0.4\text{mm}$ ).

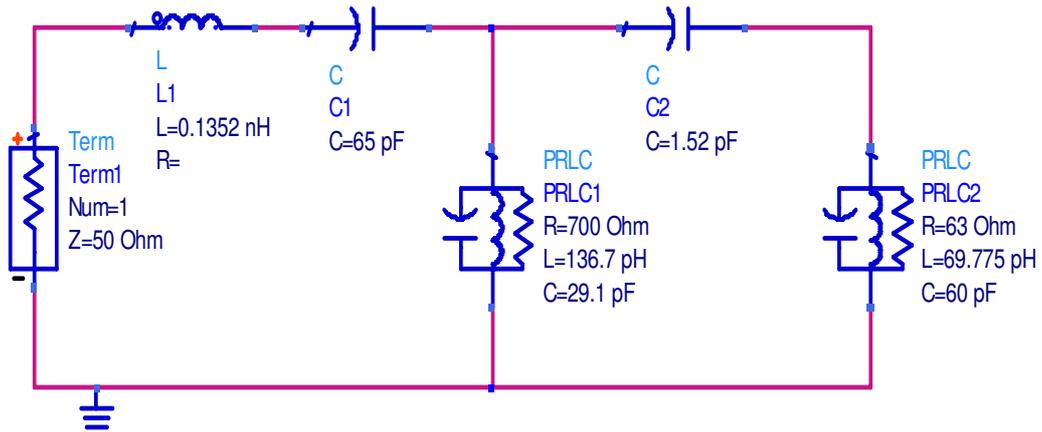


Figura 5-31 Equivalente circuital correspondiente al decremento del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip activa. ( $h_a=0.8\text{mm}$ ).

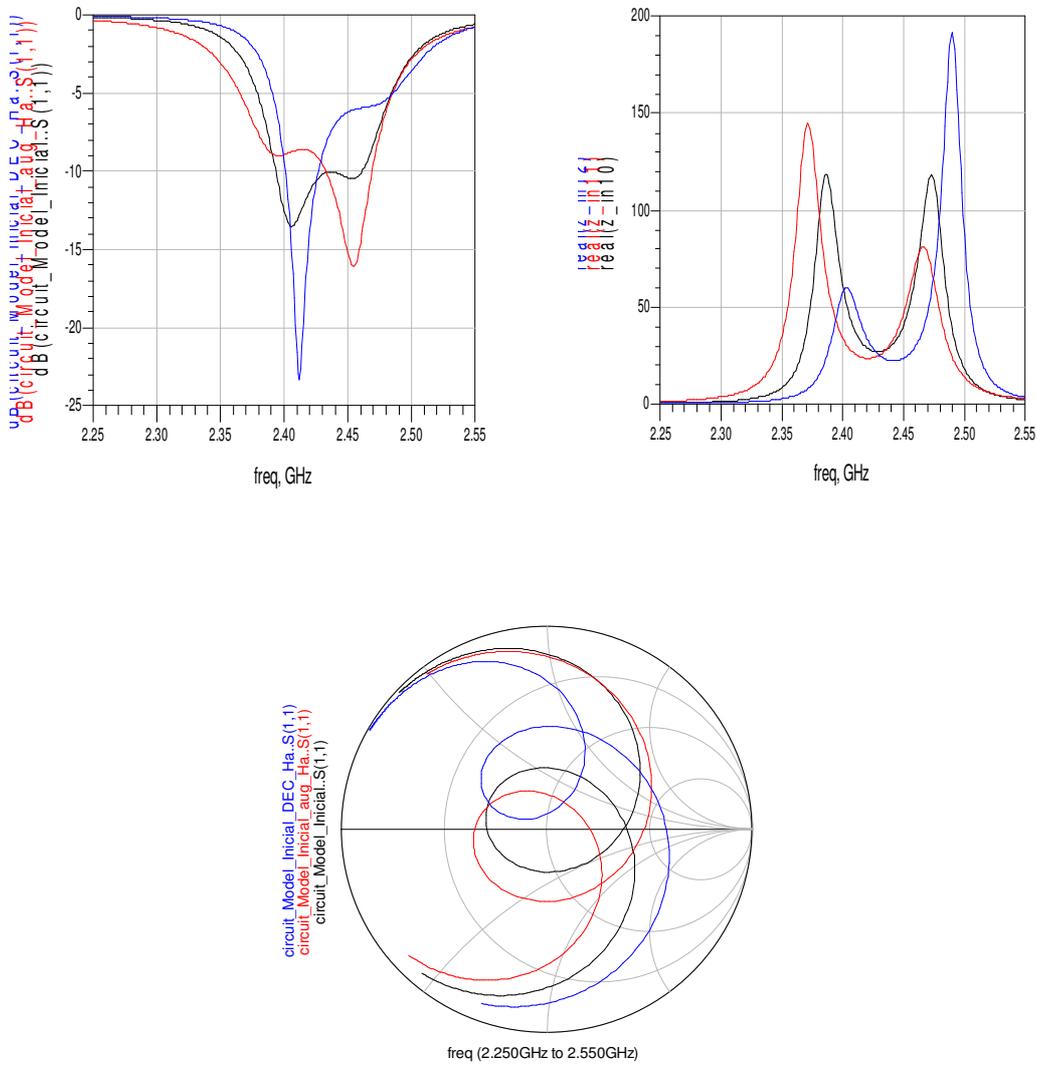


Figura 5-32 Simulación circuital de las tendencias del grosor del sustrato dielectrico de la antena microstrip activa obtenidas con ADS. Línea Negra:  $h_a=0.6\text{mm}$ . Línea Roja:  $h_a=0.8\text{mm}$ . Línea Azul:  $h_a=0.4\text{mm}$ .

En las figuras 5-33 y 5-34 se muestran los equivalentes circuitales obtenidos correspondientes al aumento y decremento del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip parásita y en la figura 5-35 los resultados obtenidos con las simulaciones circuitales.

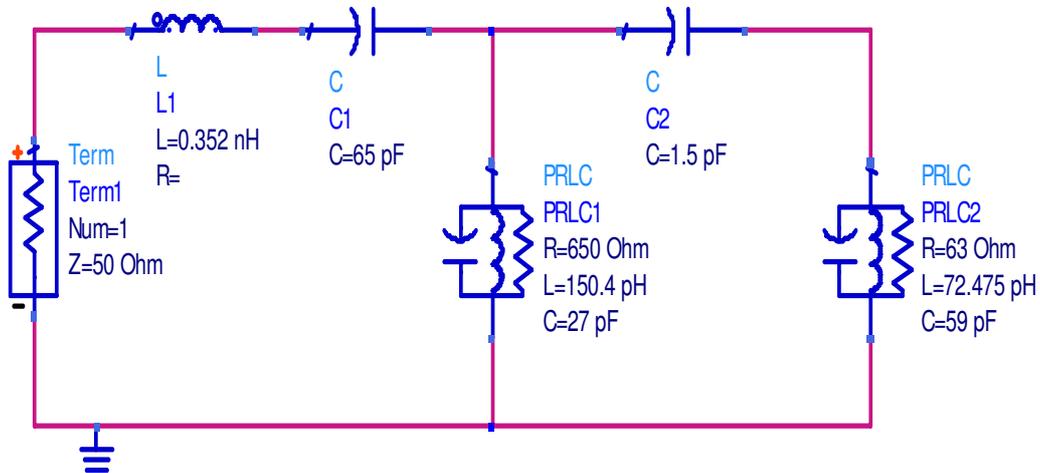


Figura 5-33 Equivalente circuital correspondiente al aumento del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip parásita. ( $h_p=1.82\text{mm}$ ).

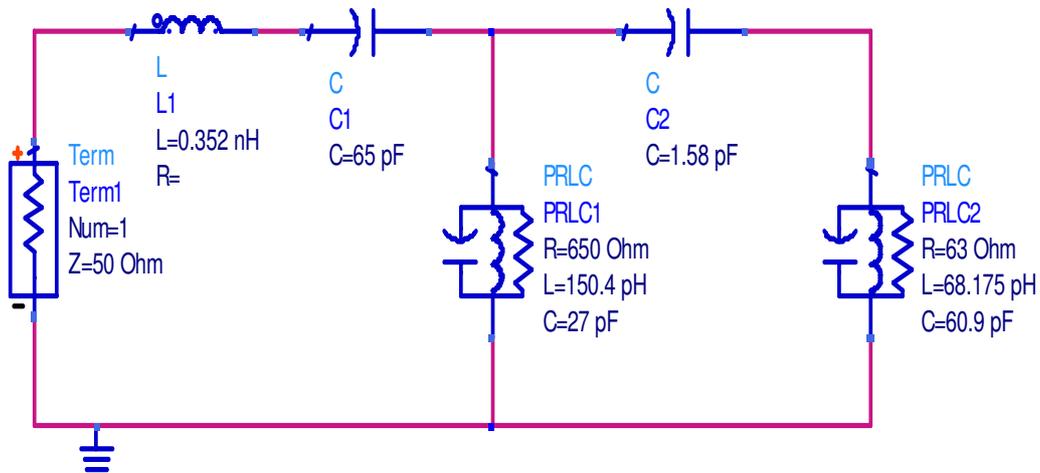
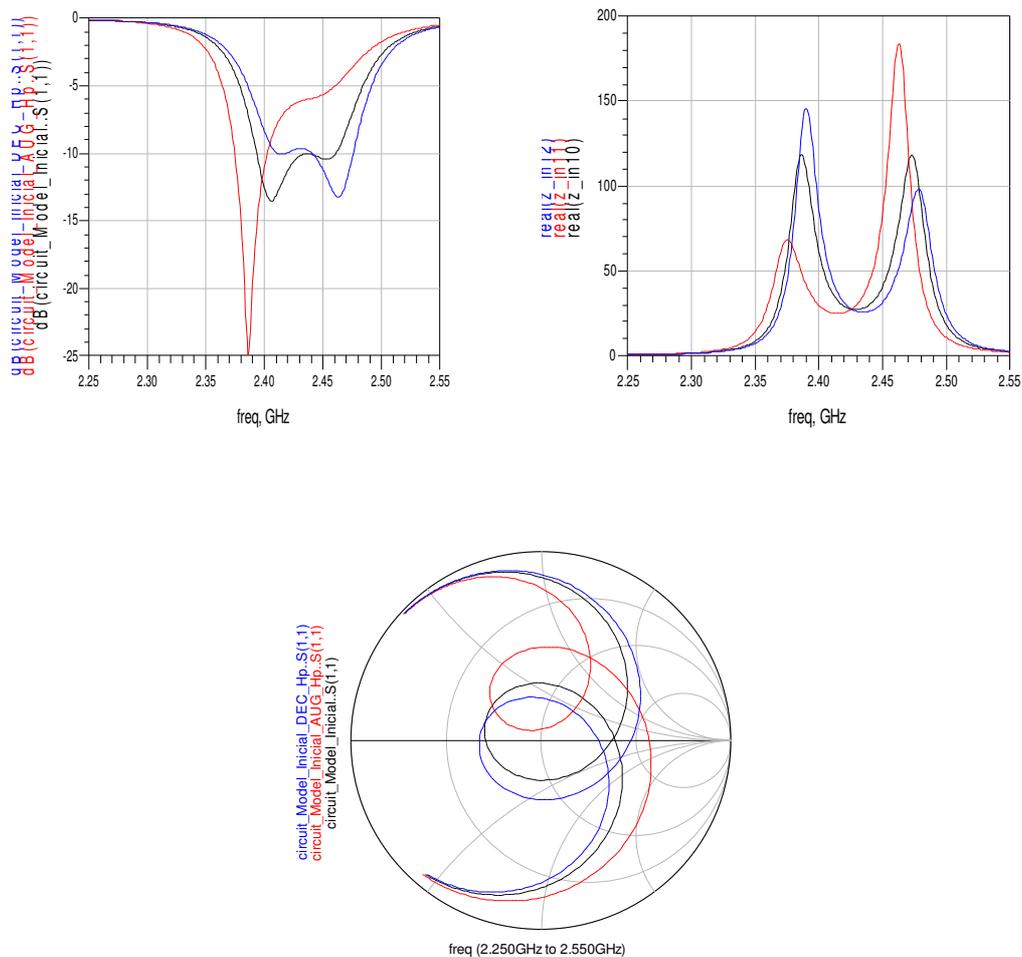


Figura 5-34 Equivalente circuital correspondiente al decremento del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip parásita. ( $h_p=1.42\text{mm}$ ).



**Figura 5-35 Simulación circuital de las tendencias del grosor del sustrato dielectrico de la antena microstrip parásita obtenidas con ADS. Línea Negra:  $h_p=1.62\text{mm}$ . Línea Roja:  $h_p=1.82\text{mm}$ . Línea Azul:  $h_p=1.42\text{mm}$ .**

En las figuras 5-32 y 5-35 se comprueba la concordancia entre las simulaciones electromagnéticas y circuital de las tendencias correspondientes al comportamiento del grosor del sustrato dieléctrico de las antenas microstrip activa ( $h_a$ ) y parásita ( $h_p$ ).

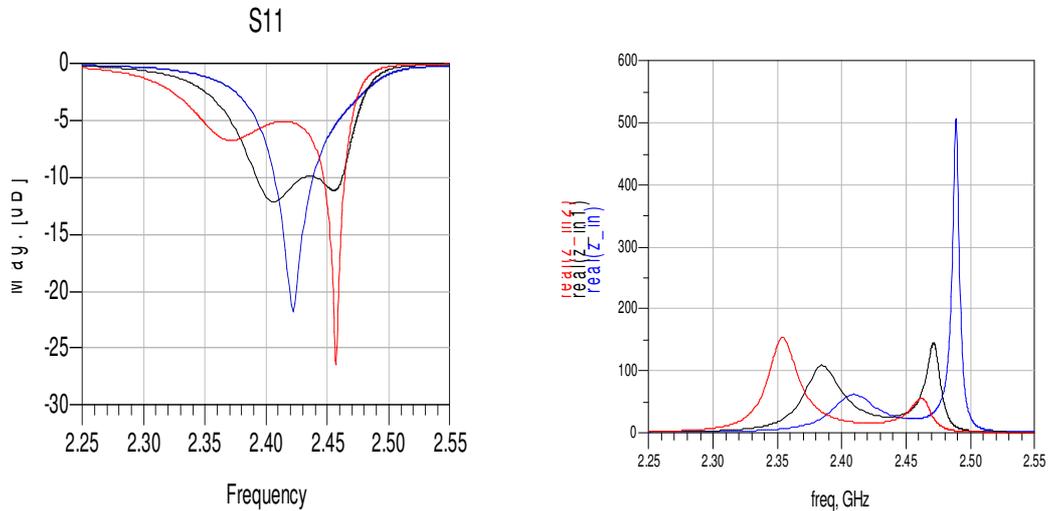
En los equivalentes circuital obtenidos se observa que para cumplir con las tendencias del comportamiento del grosor del sustrato dieléctrico de las antenas microstrip activa y parásita se deben ajustar los valores del condensador  $C$ , la bobina  $L$  y la resistencia  $R$  correspondientes a los circuitos  $RLC_1$  y  $RLC_2$ . En los modelos circuital correspondientes a la antena microstrip activa también cabe destacar la modificación de la bobina  $L_1$  conectada en serie con el circuito  $RLC_1$  con el objetivo de implementar la modificación de la inductancia aportada por el puerto de alimentación.

### 5.2.5 Estudio de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip activa y parásita

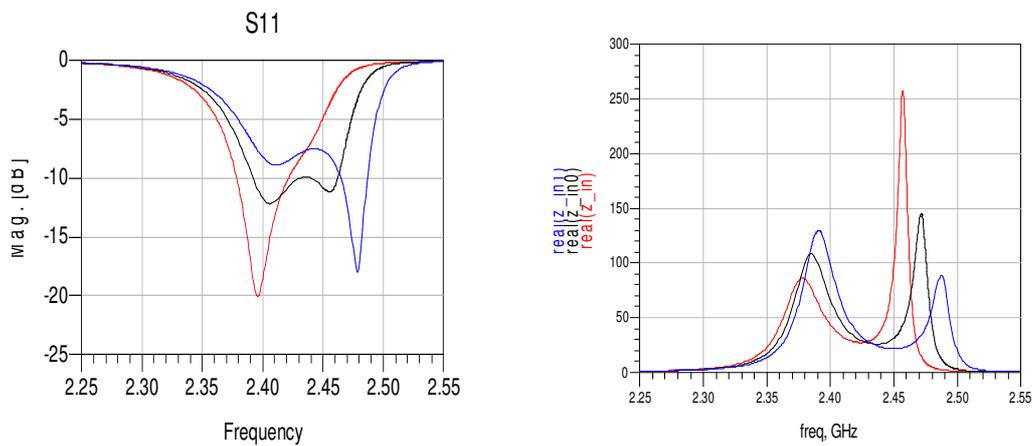
A continuación se analizará la tendencia de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de las antenas microstrip activa ( $\epsilon_{ra}$ ) y parásita ( $\epsilon_{rp}$ ) mediante el aumento y decremento del valor fijado en el diseño inicial.

### 5.2.5.1 Simulaciones obtenidas mediante el software de diseño Momentum

En las figuras 5-36 y 5-37 se muestran, respectivamente, las simulaciones electromagnéticas correspondientes a la modificación de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de las antenas microstrip activa ( $\epsilon_{ra}$ ) y parásita ( $\epsilon_{rp}$ ).



**Figura 5-36 Simulación electromagnética de las tendencias de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip activa con Momentum. Línea Negra:  $\epsilon_{ra}=5.6$ . Línea Roja:  $\epsilon_{ra}=5.7$ . Línea Azul:  $\epsilon_{ra}=5.5$ .**



**Figura 5-37 Simulación electromagnética de las tendencias de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip parásita con Momentum. Línea Negra:  $\epsilon_{rp}=5.6$ . Línea Roja:  $\epsilon_{rp}=5.7$ . Línea Azul:  $\epsilon_{rp}=5.5$ .**

En las figuras 5-36 y 5-37 se observa como la modificación de la permitividad relativa de los sustratos dieléctricos de las antenas microstrip activa y parásita provoca un desplazamiento de las frecuencias de resonancia correspondientes a las antena microstrip activa ( $f_a$ ) y parásita ( $f_p$ ).

Por otro lado, con el aumento de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico aumenta el factor de calidad correspondiente a las antenas microstrip activa y parásita [14]. También se observa un aumento del valor de la parte real de las impedancias de entrada correspondientes ( $Z_{ina}$ ) y ( $Z_{inp}$ ).

El aumento de la permitividad relativa de los sustratos dieléctricos de las antenas microstrip activa y parásita provoca, en cada caso, una menor emisión de radiación de las antenas por lo cual también decremanta el acoplamiento electromagnético entre las dos antenas microstrip.

### 5.2.5.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes

En las figuras 5-38 y 5-39 se muestran, respectivamente, los equivalentes circuitales obtenidos correspondientes al aumento y decremento de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip activa y en la figura 5-40 se muestran las simulaciones circuitales obtenidas.

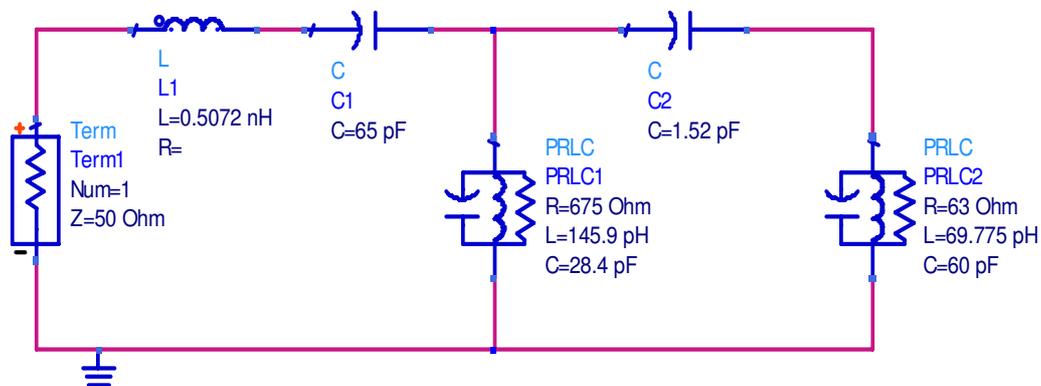


Figura 5-38 Equivalente circuital correspondiente al aumento de la permitividad relativa del sustrato de la antena microstrip activa. ( $\epsilon_{ra}=5.8$ ).

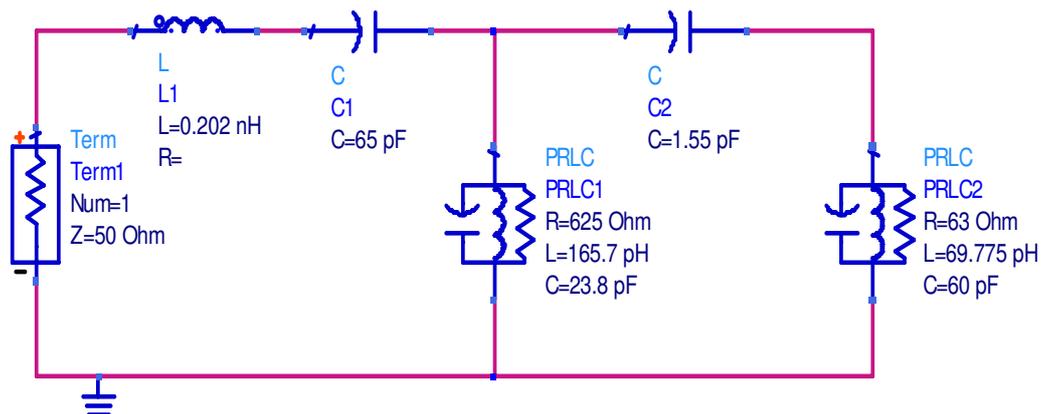


Figura 5-39 Equivalente circuital correspondiente al decremento de la permitividad relativa del sustrato de la antena microstrip activa. ( $\epsilon_{ra}=5.5$ ).

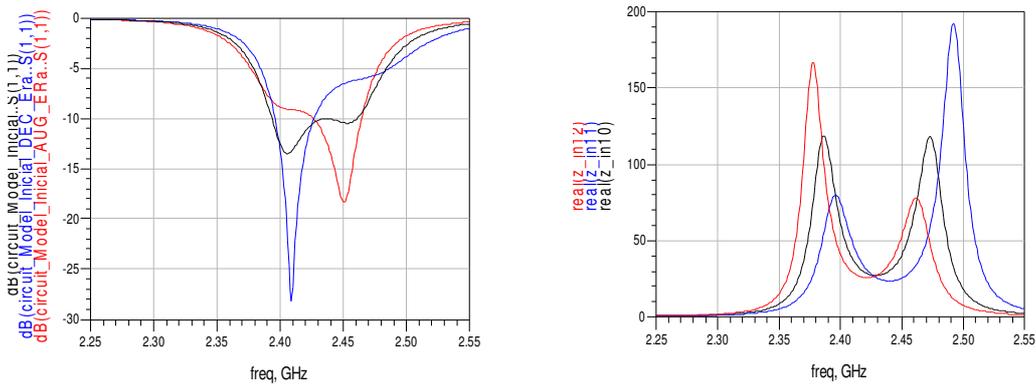


Figura 5-40 Simulación circuital de las tendencias de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip activa con ADS. Línea Negra:  $\epsilon_{ra}=5.6$ . Línea Roja:  $\epsilon_{ra}=5.7$ . Línea Azul:  $\epsilon_{ra}=5.5$ .

En las figuras 5-41 y 5-42 se muestran, respectivamente, los equivalentes circuitales obtenidos correspondientes al aumento y decremento de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip parásita y en la figura 5-43 se muestran las simulaciones circuitales obtenidas.

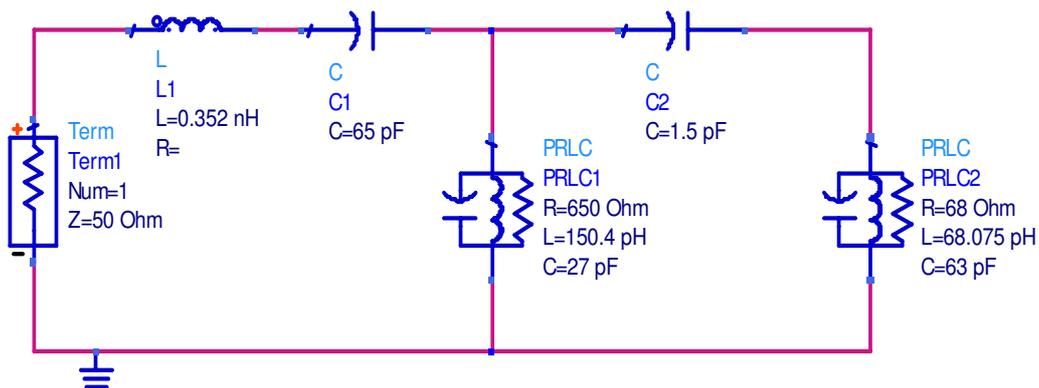


Figura 5-41 Equivalente circuital correspondiente al aumento de la permitividad relativa del sustrato de la antena microstrip parásita. ( $\epsilon_{rp}=5.7$ ).

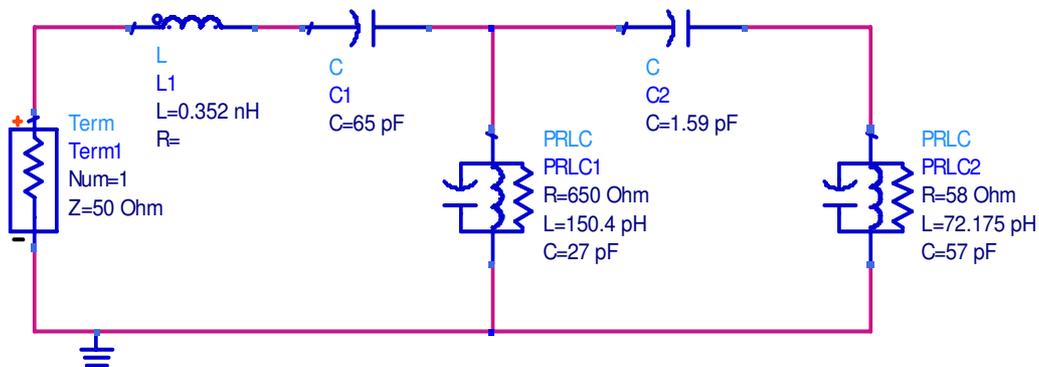
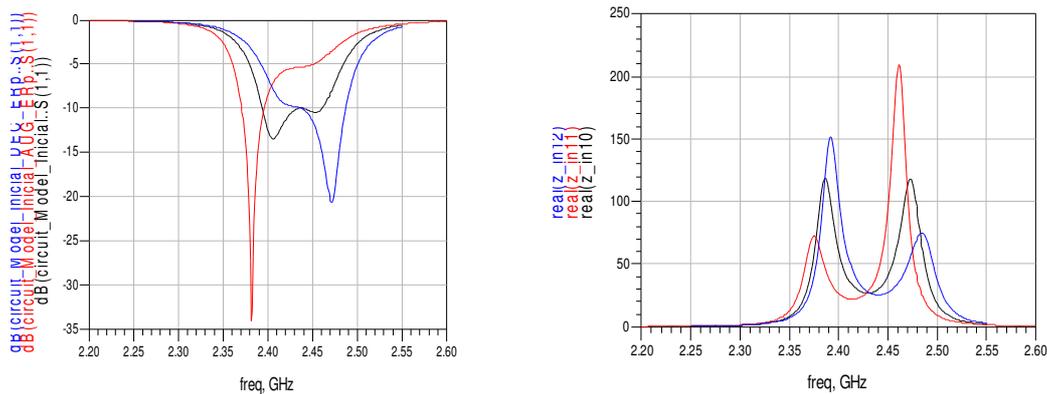


Figura 5-42 Equivalente circuital correspondiente al decremento de la permitividad relativa del sustrato de la antena microstrip parásita. ( $\epsilon_{rp}=5.5$ ).



**Figura 5-43 Simulación circuital de las tendencias de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip parasita con ADS. Línea Negra:  $\epsilon_{rp}=5.6$ . Línea Roja:  $\epsilon_{rp}=5.7$ . Línea Azul:  $\epsilon_{rp}=5.5$ .**

En las figuras 5-40 y 5-43 se confirma la concordancia entre las simulaciones electromagnéticas y circuitales de las tendencias correspondientes a la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de las antenas microstrip activa ( $\epsilon_{ra}$ ) y parasita ( $\epsilon_{rp}$ ).

En los modelos circuitales equivalentes obtenidos se observa cómo para cumplir con las tendencias del comportamiento del grosor de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de las antenas microstrip activa y parasita se deben ajustar, en cada caso, los valores del condensador  $C$ , la bobina  $L$  y la resistencia  $R$  de los circuitos  $RLC_1$  y  $RLC_2$ .

En los modelos circuitales correspondientes a la antena microstrip activa también cabe destacar la modificación de la bobina  $L_1$  conectada en serie con el circuito  $RLC_1$  con el objetivo de implementar la modificación de la inductancia aportada por el puerto de alimentación.

### 5.3 Conclusiones del capítulo

En este capítulo se ha mostrado el modo de obtener el modelo circuital de una antena microstrip compuesta por dos antenas microstrip básicas y se han relacionado los parámetros físicos de la antena con los componentes del modelo circuital mediante el análisis de las tendencias.

Se han especificado los pasos a seguir para obtener el modelo circuital equivalente de un modo coherente, y mediante el análisis realizado se ha obtenido una base para realizar modificaciones en el diseño utilizando el modelo circuital.

Cabe destacar que se ha propuesto y utilizado una nueva ecuación para modelar circuitalmente el acoplamiento electromagnético entre las antenas microstrip activa y parasita teniendo en cuenta el “fringe effect” existente entre las dos antenas. La ecuación propuesta se corresponde en mayor medida con los resultados de las simulaciones electromagnéticas respecto a la ecuación de un condensador de placas paralelas propuesta en [11].

## Capítulo 6

### Técnicas de aumento del ancho de banda. Antenas microstrip acopladas por apertura

En la figura 6-1 se muestra la geometría básica del modelo de antenas microstrip acopladas por apertura (Aperture Coupled Microstrip Antennas). Se observa como la antena está compuesta por un parche microstrip ubicado encima de un sustrato dieléctrico con permitividad relativa ( $\epsilon_1$ ) y grosor ( $h_1$ ). La línea microstrip de alimentación se compone de una línea de transmisión ubicada debajo de un sustrato dieléctrico con permitividad relativa ( $\epsilon_2$ ) y grosor ( $h_2$ ).

Los sustratos correspondientes a la antena microstrip básica y a la alimentación están separados por un plano de masa al que se le ha sustraído una parte en forma de ranura y denominada apertura o ranura de acoplamiento (slot). En la figura 8-1 se observa cómo la ranura de acoplamiento tiene forma rectangular, aunque se debe tener en cuenta la existencia de varias configuraciones.

El método para el aumento del ancho de banda mediante el modelo de antenas microstrip acopladas por apertura permite optimizar de forma independiente el mecanismo de alimentación y la antena microstrip básica por lo que ofrece una gran flexibilidad de diseño [17].

Por una parte, permite la elección de distintos sustratos dieléctricos para la antena microstrip básica y a la línea microstrip de alimentación. Por otra parte permite una amplia variedad de modelos tanto en la elección del parche microstrip como de la ranura de acoplamiento (slot) [16]. Utilizando este método para el aumento del ancho de banda de antenas microstrip se pueden lograr aumentos de hasta el 50% del ancho de banda en comparación con una antena microstrip básica [16].

También cabe destacar que la antena microstrip puede ubicarse encima de una estructura de soporte (gap). Este tipo de implementación permite controlar el acoplamiento electromagnético entre la ranura de acoplamiento (slot) y la antena microstrip modificando la longitud del soporte.

La desventaja de las antenas microstrip alimentadas mediante el acoplamiento por apertura reside en la radiación emitida por la ranura de acoplamiento debido a que una parte puede ser emitida en la dirección contraria a la antena microstrip básica por la ausencia de plano de masa en la parte inferior de la ranura.

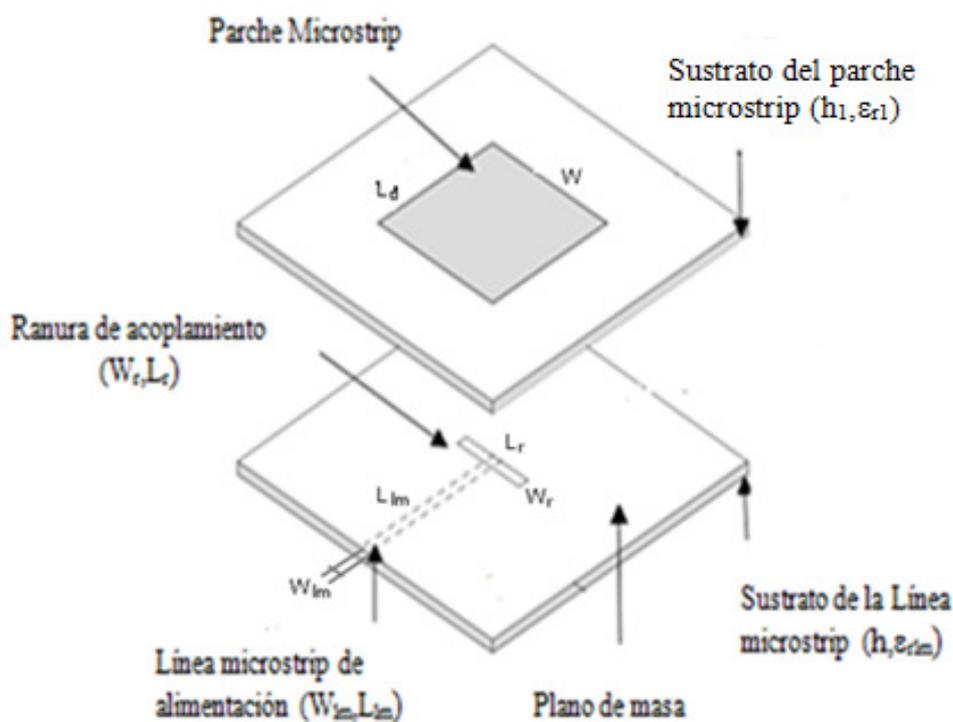


Figura 6-1. Estructura y componentes de una antena microstrip acoplada por apertura

## 6.1. Componentes de la antena microstrip acoplada por apertura

A continuación se realiza una introducción de los componentes correspondientes a una antena microstrip acoplada por apertura.

### 6.1.1. Antena microstrip básica

#### 6.1.1.1. Dimensiones $W$ y $L$ de la antena microstrip básica

La dimensión  $L_d$  de la antena microstrip básica fija, en una primera aproximación, la frecuencia de resonancia, en correspondencia con la ecuación (12). La dimensión  $W$  de la antena microstrip se obtiene, en base a una buena eficiencia de radiación, mediante la ecuación (13).

#### 6.1.1.2. Sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica

Los parámetros más relevantes del sustrato dieléctrico correspondiente a la antena microstrip básica son el grosor ( $h_1$ ) y la permitividad relativa ( $\epsilon_{r1}$ ).

El grosor y la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica influyen en el ancho de banda y en el acoplamiento electromagnético existente entre la antena microstrip básica y la ranura de acoplamiento (slot). Se logran mayores anchos de banda con la elección de sustratos gruesos y permitividades relativas bajas.

### 6.1.2. Línea microstrip de alimentación

En la figura 6-2 se muestra la geometría básica de una línea microstrip. La línea microstrip está compuesta la pista conductora ( $W$ ,  $L$ ) y grosor ( $t$ ) ubicada encima de un sustrato dieléctrico con permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ) y grosor ( $h$ ). El sustrato dieléctrico se encuentra ubicado encima de un plano de masa. La elección de un sustrato dieléctrico delgado y de permitividad relativa elevada emite una menor radiación.

En la figura 6-3 se muestra el comportamiento del campo eléctrico y magnético. Se observa como el campo eléctrico se orienta de la pista conductora al plano de masa. Cabe destacar que en el diseño de antenas microstrip mediante el método de acoplamiento por apertura, se dispone de una línea microstrip ubicada “al revés”, de modo que el campo eléctrico se orienta hacia el plano de masa donde se encuentra ubicada la ranura de acoplamiento (slot) con el objetivo de alimentar la antena microstrip básica.

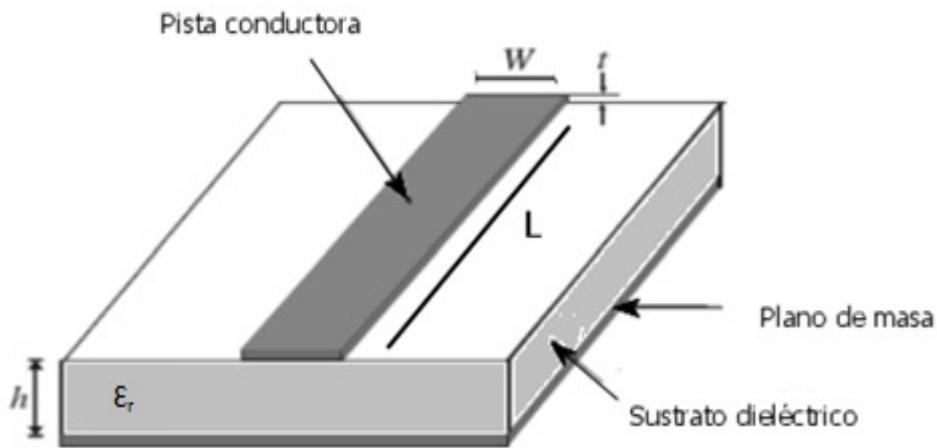


Figura 6-2. Estructura y componentes de una línea microstrip

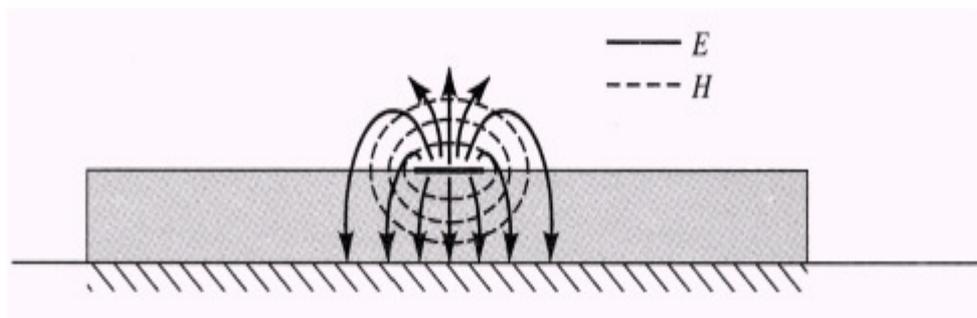


Figura 6-3. Campo eléctrico y magnético de una línea microstrip

En la figura 6-3 se muestra un desbordamiento del campo eléctrico en la línea microstrip por lo que se debe tener en cuenta un incremento en la longitud de la línea ( $\Delta L$ ). Por otro lado, también se debe tener en cuenta que las líneas de campo se encuentran en un medio no homogéneo, por lo que se debe obtener una permitividad relativa efectiva ( $\epsilon_{reff}$ ) con (19). De este modo, para el diseño de la línea microstrip de alimentación se tendrá en cuenta una longitud efectiva ( $L_{eff}$ ) obtenida con (11).

La dimensión  $W$  de la línea microstrip influye principalmente en el acoplamiento electromagnético con la ranura de acoplamiento (slot) y aunque en menor medida respecto a la dimensión  $L$ , también influye en la frecuencia de resonancia.

La posición de la línea de alimentación influye directamente en el acoplamiento electromagnético existente con la ranura de acoplamiento (slot). Para lograr un acoplamiento electromagnético eficiente la línea de transmisión se debe posicionar en un ángulo recto y próximo al centro de la ranura de acoplamiento [16].

Cabe destacar que la línea de microstrip puede terminar en un circuito abierto más allá del borde de la ranura para ajustar la reactancia de la antena.

### 6.1.3. Ranura de acoplamiento (Slot)

La ranura de acoplamiento se implementa en un plano de masa y puede tener distintas formas y tamaños. En la figura 6-4 se muestran las formas básicas de las ranuras usadas de forma más habitual.

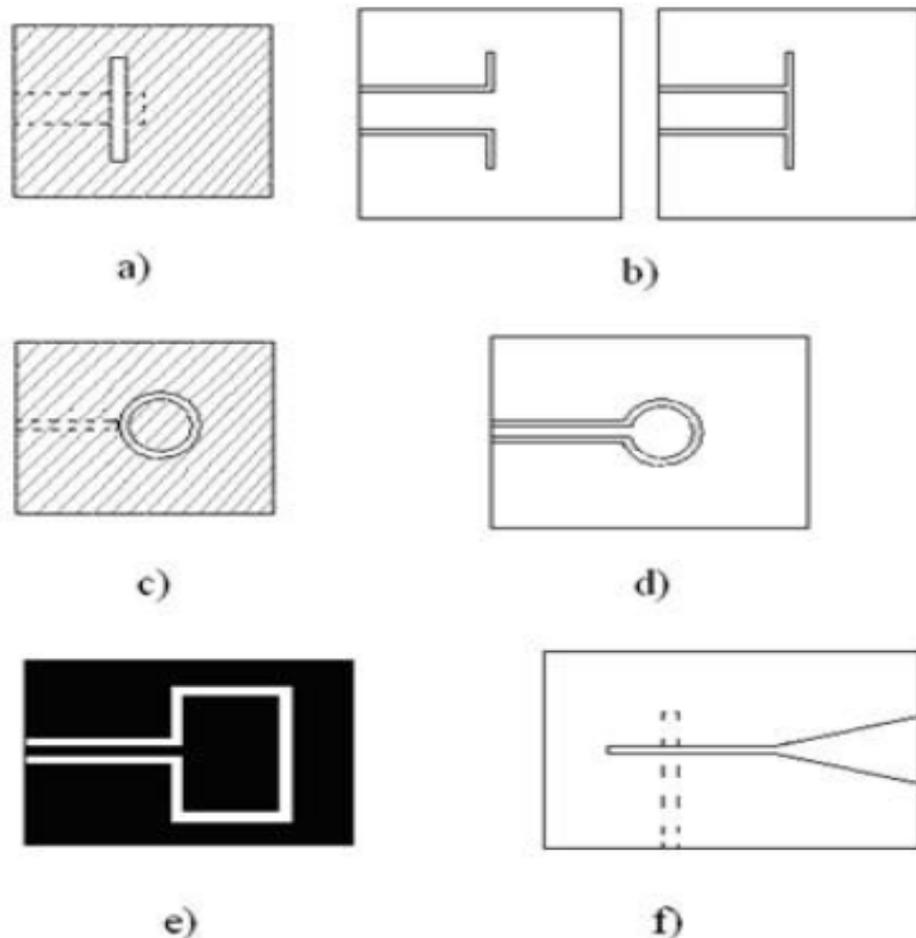


Figura 6-4. Formas básicas de las ranuras de acoplamiento. a) ranura rectangular con alimentación microstrip. b) ranura rectangular de alimentación coplanar. c) ranura circular en anillo con alimentación microstrip. d) ranura circular en anillo con alimentación coplanar. e) ranura rectangular en anillo. f) ranura afilada

En este documento se realizará el estudio de una antena microstrip alimentada por una ranura de acoplamiento rectangular con una línea microstrip, por lo que a continuación se analizará con mayor detalle este tipo de ranura.

En una primera aproximación, la longitud de la ranura fijará la frecuencia de resonancia y el ancho de la ranura afecta directamente al ancho de banda. Las dimensiones de la ranura de acoplamiento rectangular influyen directamente en el acoplamiento electromagnético existente con la antena microstrip básica [16].

Cabe destacar el mayor grado de influencia de la longitud de la ranura en el acoplamiento electromagnético, y en una primera aproximación, fijará el grado de acoplamiento con la antena microstrip básica. Para lograr un acoplamiento el centro del parche microstrip debe coincidir con en el centro de la ranura de acoplamiento [16].

#### 6.1.4. Estructura de soporte de la antena microstrip básica

En la figura 6-5 se muestra la ubicación de la estructura de soporte en la antena microstrip. La longitud de la estructura de soporte ( $L_{sp}$ ) permite controlar el acoplamiento electromagnético entre la antena microstrip y la ranura (slot).

Aumentando la longitud del soporte, la antena microstrip se aleja de la ranura reduciendo el acoplamiento electromagnético existente los dos elementos de la antena microstrip.

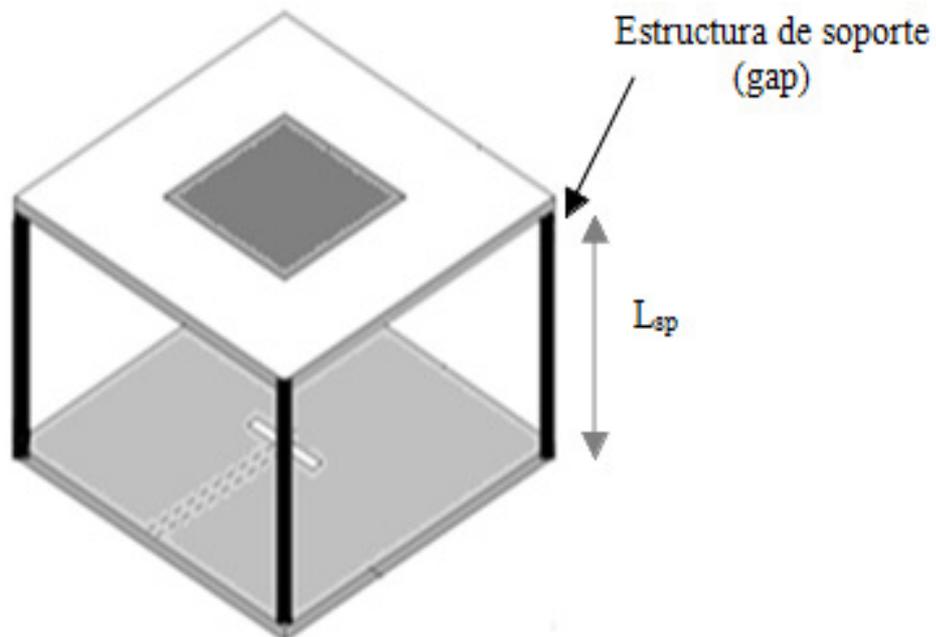


Figura 6-5. Ubicación de la estructura de soporte de la antena microstrip básica

## 6.2. Modelo circuital equivalente

En la figura 6-6 se muestra el modelo circuital equivalente propuesto en este documento para analizar las tendencias de una antena microstrip implementada mediante el acoplamiento por apertura.

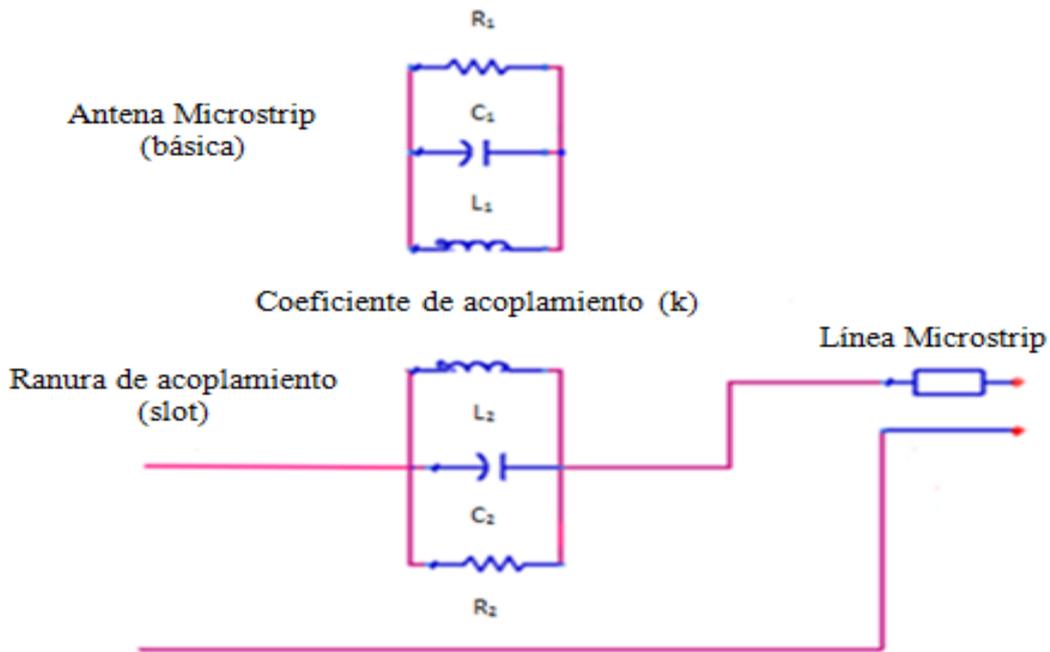


Figura 6-6 Modelo circuital equivalente de una antena microstrip acoplada por apertura

La antena microstrip básica se modela circuitalmente con la conexión en paralelo de una resistencia, un condensador y una bobina. En el circuito mostrado en la figura 6-6, el circuito  $RLC$  ubicado en la parte superior ( $RLC_1$ ) hace referencia a la antena microstrip básica y el circuito  $RLC$  conectado en serie con la línea de transmisión ( $RLC_2$ ) hace referencia a la ranura de acoplamiento (slot). El acoplamiento electromagnético existente entre la antena microstrip y la ranura de acoplamiento se implementa mediante un coeficiente de acoplamiento ( $k$ ).

En el modelo circuital equivalente cabe destacar la implementación de la línea microstrip de alimentación como una línea de transmisión ideal, es decir, no se contemplarán las pérdidas por radiación.

### 6.2.1. Coeficiente de acoplamiento ( $k$ )

En modelo circuital equivalente mostrado en la figura 6-6 el coeficiente de acoplamiento ( $k$ ) aporta un sentido físico al acoplamiento electromagnético existente entre la antena microstrip básica y la ranura de acoplamiento (39).

El rango de valores del coeficiente de acoplamiento se encuentra entre “0” (acoplamiento electromagnético nulo) y “1” (acoplamiento electromagnético máximo).

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (39)$$

Donde  $M$  hace referencia al coeficiente de inducción mutua entre las dos bobinas  $L_1$  y  $L_2$  correspondientes a los circuitos  $RLC_1$  y  $RLC_2$ .

### 6.2.2. Tendencias generales del modelo circuital equivalente

Con el objetivo de analizar de un modo amplio las principales tendencias del modelo circuital equivalente mostrado en la figura 6-6 se ha realizado un diseño circuital implementado una antena microstrip compuesta por una antena microstrip básica ( $RLC_1$ ), alimentada mediante una ranura de acoplamiento ( $RLC_2$ ) y una línea microstrip (Línea de transmisión ideal).

Las principales características de los componentes de la antena microstrip se muestran en la Tabla 3.

Componentes	R( $\Omega$ )	L (pH)	C (pF)	$f_r$ (GHz)
$RLC_1$	35	151	75	1.5
$RLC_2$	157	800	2.56	3.5
Línea de transmisión				8

Tabla 3. Parámetros del modelo circuital equivalente de una antena microstrip alimentada mediante el acoplamiento por apertura.

En primer lugar, cabe destacar que la ubicación de las frecuencias de resonancia correspondientes a la antena microstrip básica y a la ranura de acoplamiento se obtienen, por separado, mediante la ecuación (28) teniendo en cuenta un coeficiente de acoplamiento nulo ( $k=0$ ).

En la figura 6-7 se muestra como con un coeficiente de acoplamiento muy reducido ( $k=0.1$ ) la parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica también es muy reducida.

Esta tendencia se relaciona con el campo electromagnético captado por la antena microstrip básica procedente de la ranura de acoplamiento, por lo que se comprueba que con el aumento progresivo del coeficiente de acoplamiento también aumenta la alimentación de la antena microstrip básica y provoca se “vea” más en la simulación circuital.

Con el aumento del coeficiente de acoplamiento también se observa un decremento en la frecuencia de resonancia de la antena microstrip básica y un aumento de la frecuencia de resonancia correspondiente a la ranura de acoplamiento.

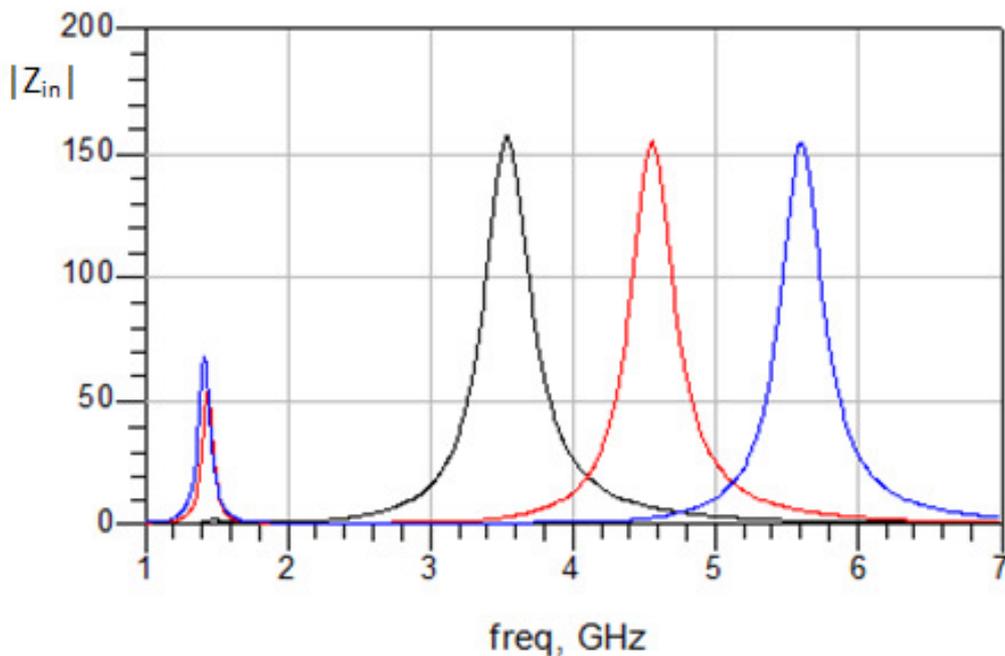
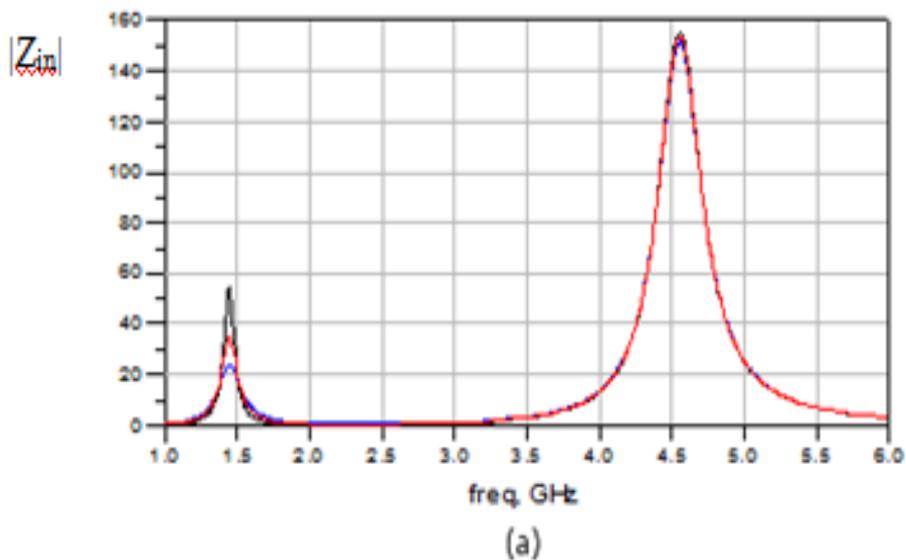
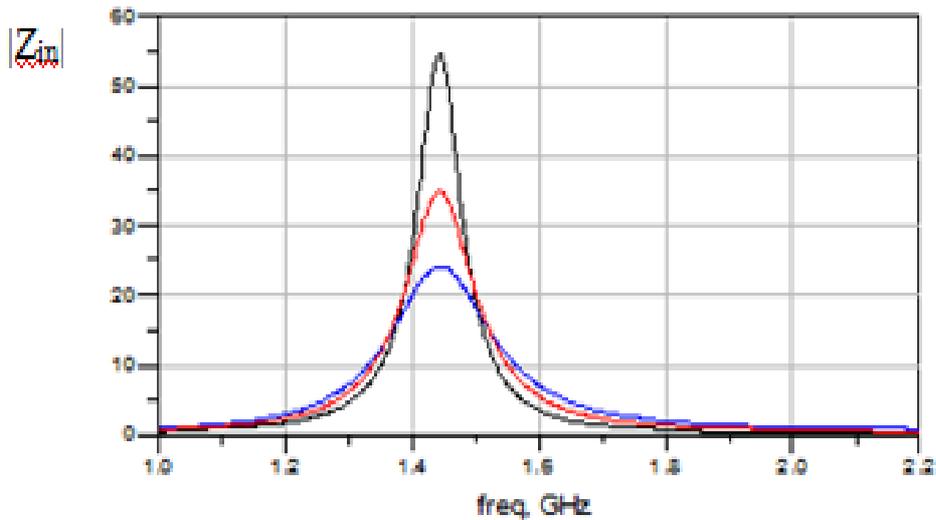


Figura 6.7 Simulación circuital de la tendencia del coeficiente de acoplamiento ( $k$ ) con ADS. Línea Negra:  $k=0.1$ . Línea Roja:  $k=0.6$ . Línea Azul.  $k=0.75$ .

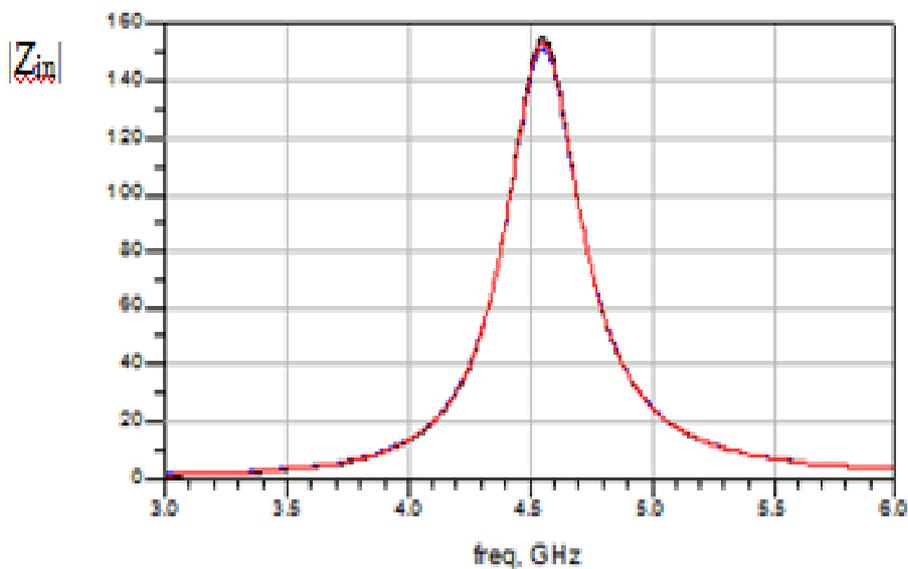
En la figura 6-7 se comprueba como el valor de la parte real de la impedancia de entrada para la frecuencia de resonancia de la antena microstrip básica depende del valor del coeficiente de acoplamiento.

En la figura 6.8 se muestra como el ancho de banda correspondiente a la antena microstrip básica para una frecuencia de resonancia en concreto se puede ajustar mediante la relación entre el cociente ( $C/L$ ) del circuito  $RLC_1$  sin alterar el ancho de banda y el valor de la parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento.





(b)



(c)

Figura 6.8 Simulación circuital de la tendencia del cociente  $(C/L)$  correspondiente al circuito  $RLC_1$  con ADS. Línea Negra:  $C/L=0.05$ . Línea Roja:  $C/L=0.14$ . Línea Azul:  $C/L=0.49$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica. (c) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento

En la figura 6.9 observa como para modificar el ancho de banda correspondiente a la ranura de acoplamiento para una frecuencia de resonancia en concreto, se debe ajustar el cociente  $(C/L)$  del circuito  $RLC_2$ , aunque se debe tener en cuenta la influencia resultante en el ancho de banda y en el valor de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica.

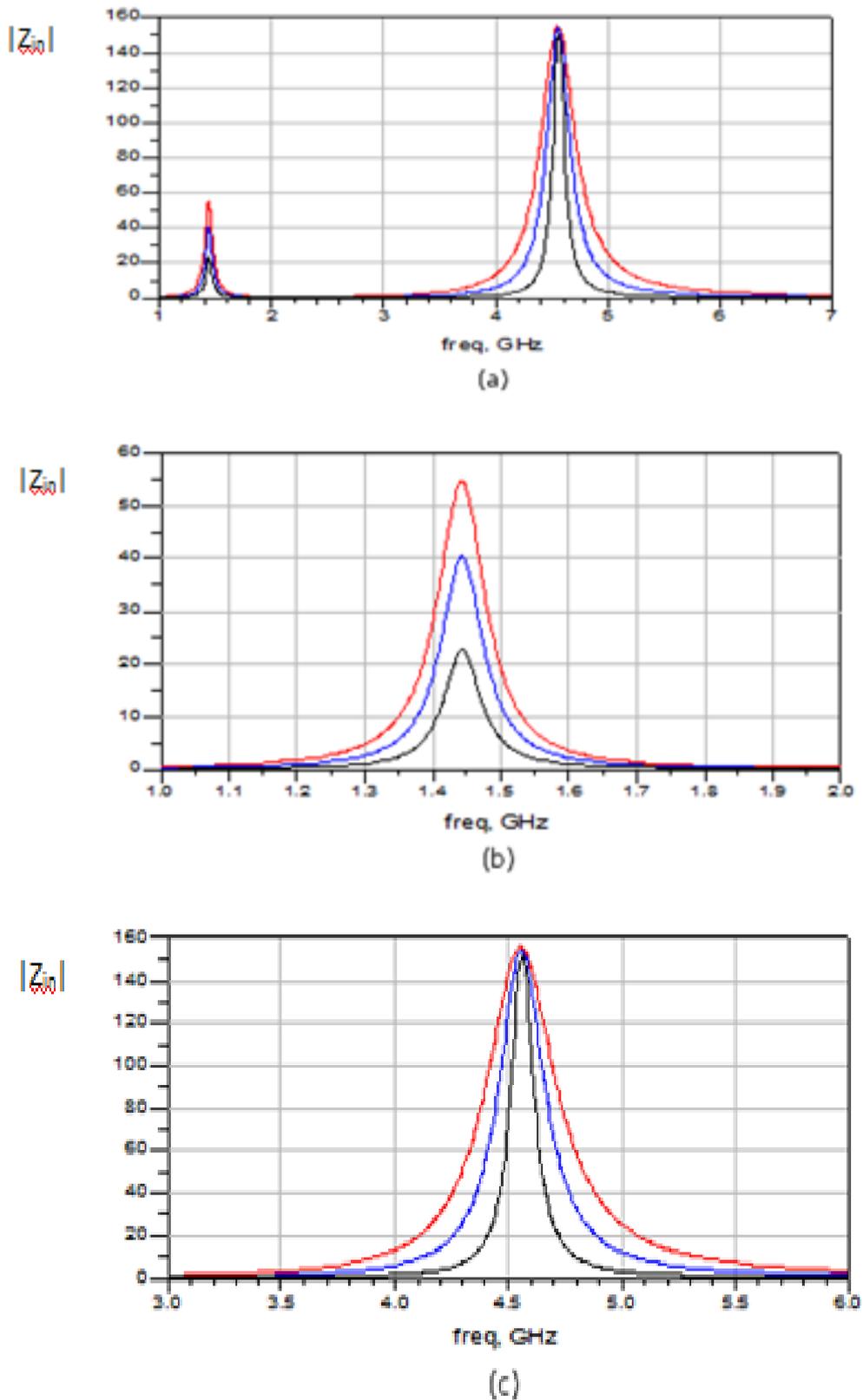


Figura 6.9 Simulación circuital de la tendencia del cociente ( $C/L$ ) correspondiente al circuito  $RLC_2$  con ADS. Línea Negra:  $C/L=0.03$ . Línea Azul.  $C/L=0.0075$ . Línea Roja:  $C/L=0.0032$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica. (c) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento

## Capítulo 7

### Análisis de las tendencias de una antena microstrip rectangular alimentada mediante el acoplamiento por apertura

En el inicio del apartado se realizará el diseño de una antena microstrip rectangular alimentada mediante el acoplamiento por apertura con Momentum [8] y se analizará el acoplamiento electromagnético existente entre la antena microstrip básica y la ranura (slot) mediante las tendencias correspondientes a la modificación de la longitud de la estructura de soporte ( $L_{sp}$ ) en la que se ubica la antena microstrip básica.

Posteriormente se procederá al análisis de las simulaciones electromagnéticas correspondientes a la modificación de los parámetros físicos de los componentes de la antena microstrip y la obtención de los modelos circuitales equivalentes con el objetivo de relacionar los parámetros físicos con los componentes del modelo circuital equivalente.

El análisis de las tendencias de los componentes de la antena microstrip se realizará con las gráficas correspondientes a la parte real de la impedancia de entrada de la antena obtenidas a partir de las simulaciones electromagnéticas.

#### 7.1. Análisis del acoplamiento electromagnético

Para el inicio del estudio se ha realizado el diseño de una antena microstrip mostrado en la figura 7-1. La antena microstrip básica, compuesta por un parche microstrip ubicado encima de un sustrato dieléctrico ( $h_1$  y  $\epsilon_{r1}$ ) se encuentra ubicada en la parte superior de una estructura de soporte.

La alimentación se ha implementado mediante una línea de transmisión ubicada debajo de un sustrato dieléctrico ( $h_2$  y  $\epsilon_{r2}$ ) y un plano de masa con una ranura de acoplamiento ubicada en la parte superior del mismo sustrato dieléctrico.

Las características de diseño de la antena microstrip mostradas en la Tabla 4 se han seleccionado con el objetivo de separar las resonancias correspondientes a la antena microstrip básica, la ranura de acoplamiento y la línea de transmisión con el fin de analizar de forma detallada las tendencias de cada componente. El valor de la frecuencia de resonancia de la antena microstrip básica hace referencia a un acoplamiento prácticamente nulo entre la antena microstrip básica y la ranura y el valor de la frecuencia de resonancia de la ranura de acoplamiento hace referencia a la ranura y la línea microstrip aisladas de la antena microstrip básica (acoplamiento nulo entre la ranura y la antena microstrip básica).

Componentes	$f_r$ (GHz)	L (mm)	W (mm)	h (mm)	$\epsilon_r$	Tan( $\delta$ )
Antena microstrip básica	2.45*	30	40	1.6	2.54	0.0012
Línea de microstrip de alimentación	3.75	25.2	4.4	1.6	2.54	----
Ranura de acoplamiento	4.45**	24.2	2.4	----	----	----
Estructura de soporte	----	6.4	----	----	----	----

Tabla 4 Parámetros de la antena microstrip. (\*) Acoplamiento muy reducido con la ranura. (\*\*) Ranura de acoplamiento y línea microstrip de alimentación (aisladas).

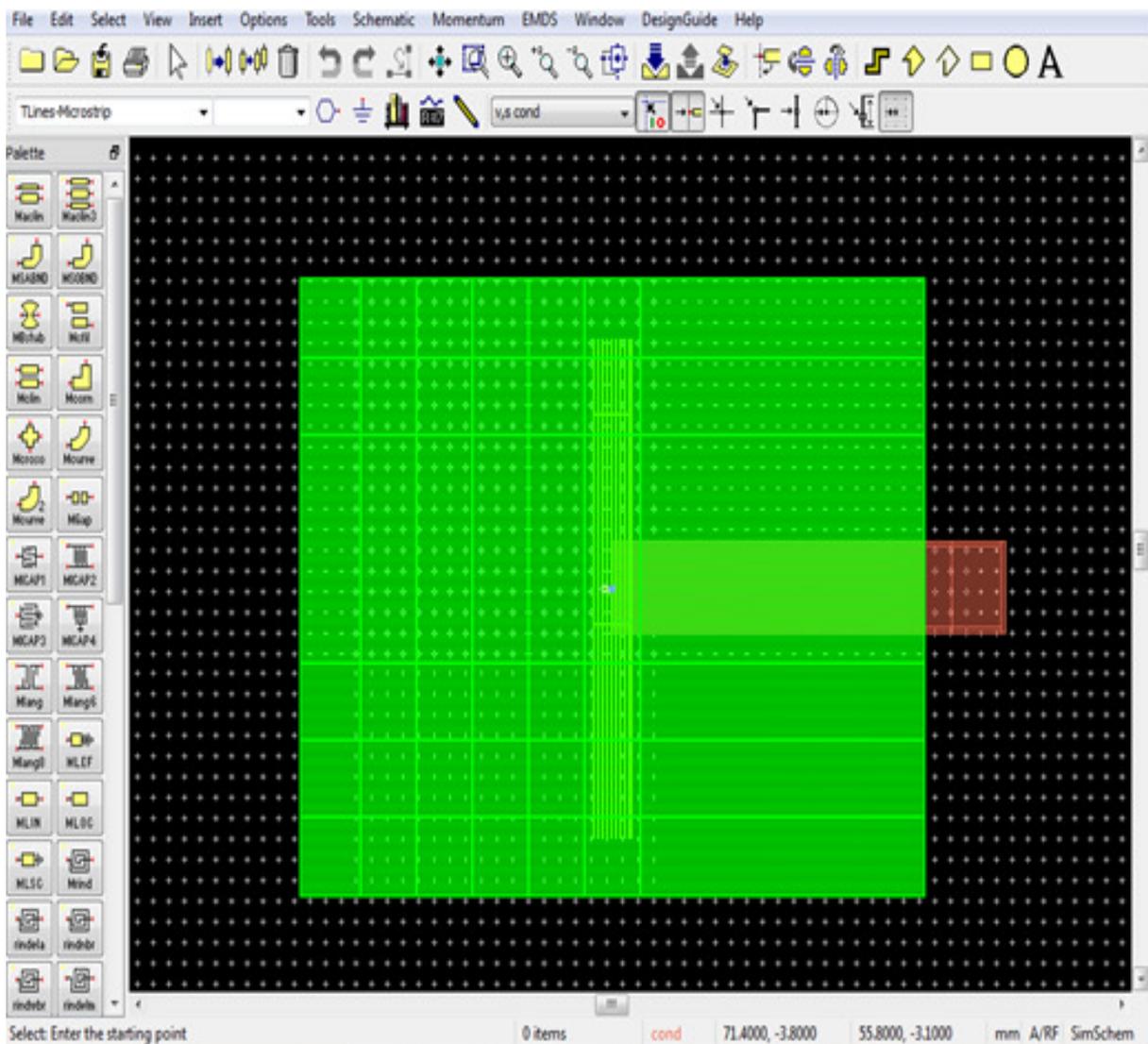
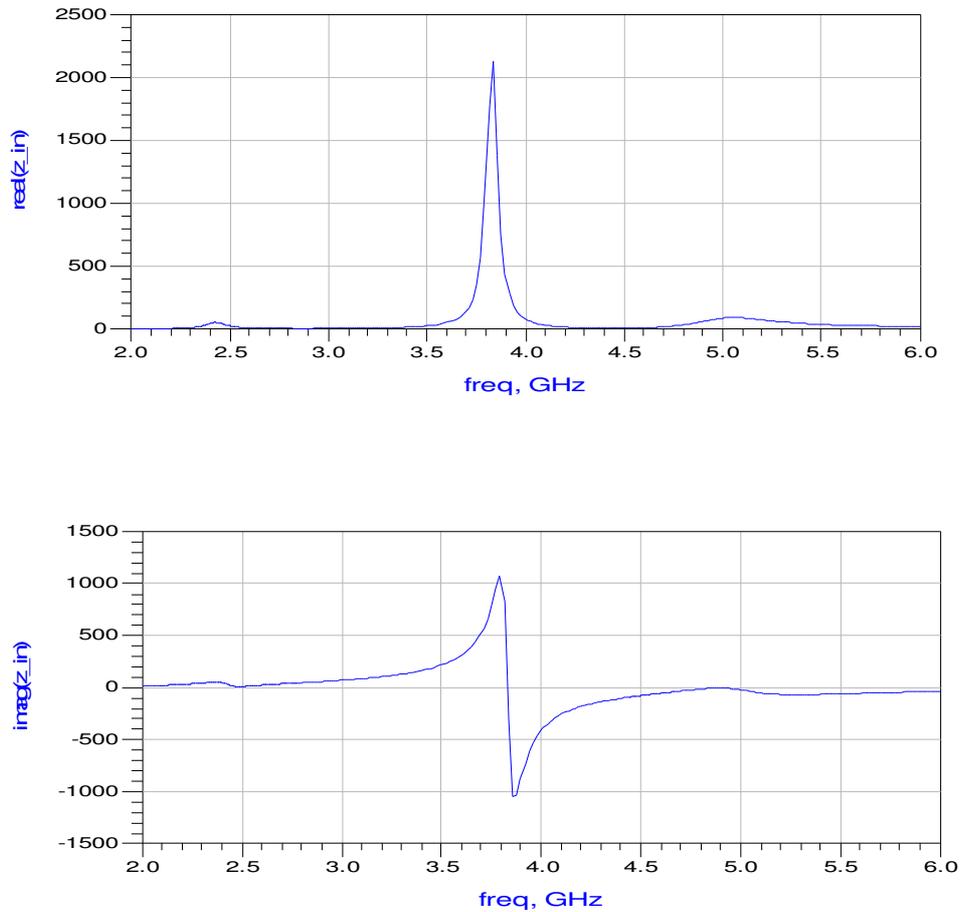


Figura 7-1 Esquemático de la antena microstrip alimentada mediante el acoplamiento por apertura creado con Momentum

### 7.1.1. Simulación electromagnética de la antena microstrip

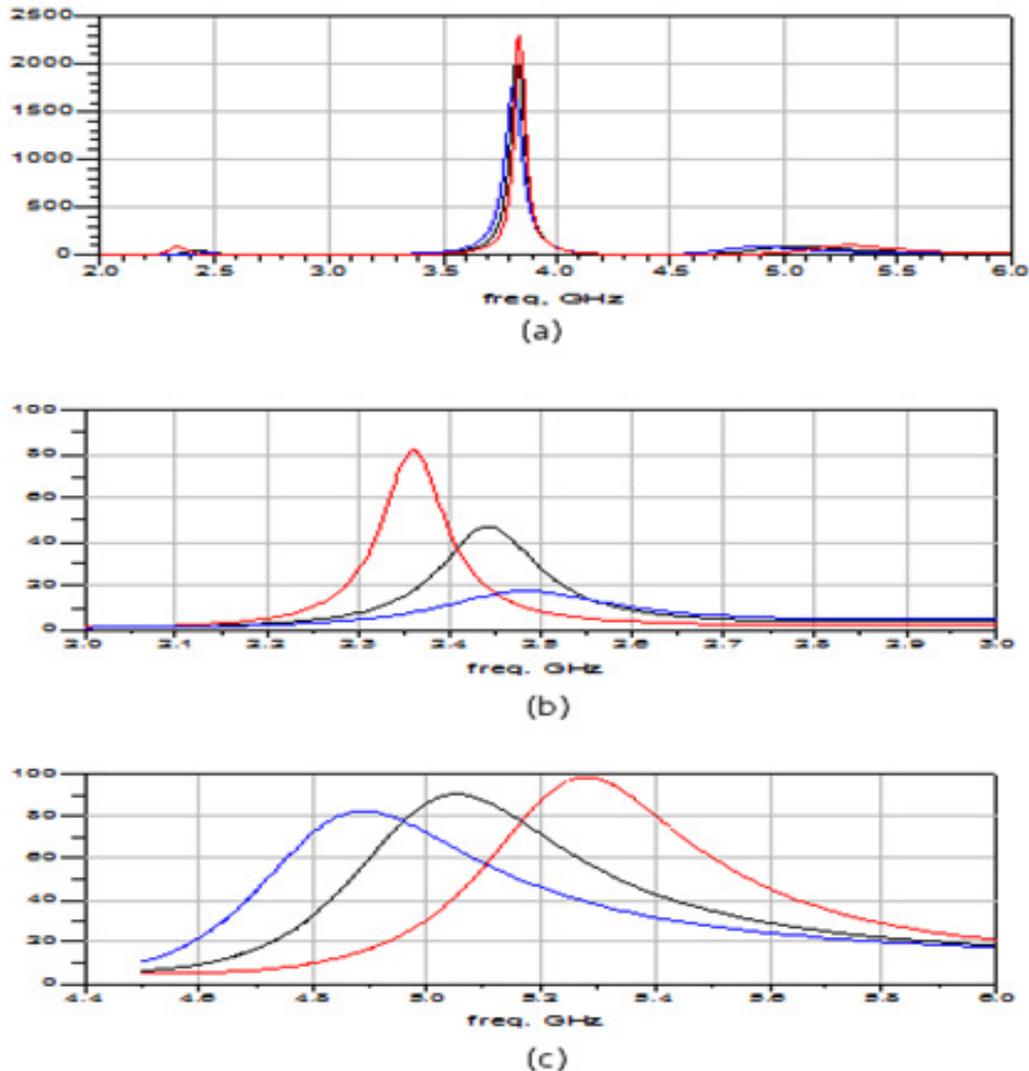


7-2 Simulación electromagnética obtenida mediante Momentum. Parte real e imaginaria correspondiente a la impedancia de entrada

El diseño mostrado en la figura 7-1 está compuesto por tres elementos resonantes, por lo que en la gráficas correspondientes a la impedancia de entrada de la antena microstrip mostradas en la figura 7-2 se observa la existencia de tres frecuencias de resonancia ubicadas en 2.45GHz, 3.75GHz y 5GHz y correspondientes, respectivamente, a la antena microstrip básica, la línea microstrip y la ranura de acoplamiento.

En la Tabla 4 se han definido las frecuencias de resonancia de los distintos elementos que componen la antena microstrip. En la figura 7-2 se observa como las frecuencias de resonancia correspondientes a la antena microstrip básica y a la ranura de se han desplazado, respectivamente, a 2.4GHz y 5GHz. El desplazamiento frecuencial se ha producido como consecuencia del acoplamiento electromagnético existente entre la antena microstrip básica con la ranura.

A continuación se muestran las tendencias correspondientes a la modificación de la longitud de la estructura de soporte de la antena microstrip básica, relacionada con el acoplamiento electromagnético existente entre la antena microstrip básica y la ranura de acoplamiento.



**Figura 7-3 Simulación electromagnética de tres longitudes de la estructura de soporte ( $L_{sp}$ ) con Momentum. Línea Azul:  $L_{sp}=6.4$ mm. Línea Negra:  $L_{sp}=3.2$ mm. Línea Roja:  $L_{sp}=1.6$ mm (a) Parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica. (c) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento.**

Tal y como se ha comentado en el apartado 6.2.3, con el aumento de la longitud de la estructura de soporte la antena microstrip básica se aleja de la alimentación, por lo que el acoplamiento electromagnético disminuye.

En la figura 7-3 (b) se observa como disminuyendo progresivamente la longitud de la estructura de soporte de la antena microstrip básica disminuye la frecuencia de resonancia y aumenta el valor de la parte real de la impedancia de entrada. Esta tendencia se relaciona con el decremento de la cavidad existente entre la antena microstrip básica y la alimentación.

En la figura 7-3 (c) se observa como disminuyendo progresivamente la longitud de la estructura de soporte ( $L_{sp}$ ) de la antena microstrip básica aumenta la frecuencia de resonancia y el valor de la parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento. La antena microstrip básica capta parte del campo radiado por la ranura de acoplamiento, por este motivo, con el decremento de la longitud de la

estructura de soporte, la antena microstrip básica se acerca a la ranura de acoplamiento, captando mayor parte del campo radiado por la ranura. En consecuencia, la radiación emitida al espacio libre por la ranura será menor y disminuye su superficie efectiva.

En la figura 7-3 (a) se observa como la modificación la longitud de la estructura de soporte de la antena microstrip básica, aunque en menor medida, también influye en la frecuencia de resonancia y el valor de la parte real de la impedancia de entrada de la línea microstrip de alimentación debido a la existencia de acoplamiento electromagnético entre la ranura de acoplamiento y la línea microstrip.

En este documento el acoplamiento electromagnético entre la línea microstrip y la ranura de acoplamiento se documentará, aunque no se analizará de forma detallada.

## 7.2. Análisis de las tendencias y obtención de los modelos circuitales equivalentes de la antena microstrip

En este apartado se relacionarán los parámetros físicos de la antena microstrip con los componentes del modelo circuital con el objetivo obtener una base para realizar modificaciones en el diseño de la antena microstrip utilizando el modelo circuital.

Para ello se modificarán los distintos parámetros físicos del diseño inicial de la antena microstrip y se obtendrán los modelos circuitales equivalentes teniendo en cuenta las tendencias comentadas en cada apartado. El conocimiento de las tendencias de los parámetros físicos es de gran importancia para realizar modificaciones en el modelo circuital de un modo coherente y posteriormente poder relacionar-las con las modificaciones que se deben realizar en el modelo físico de la antena.

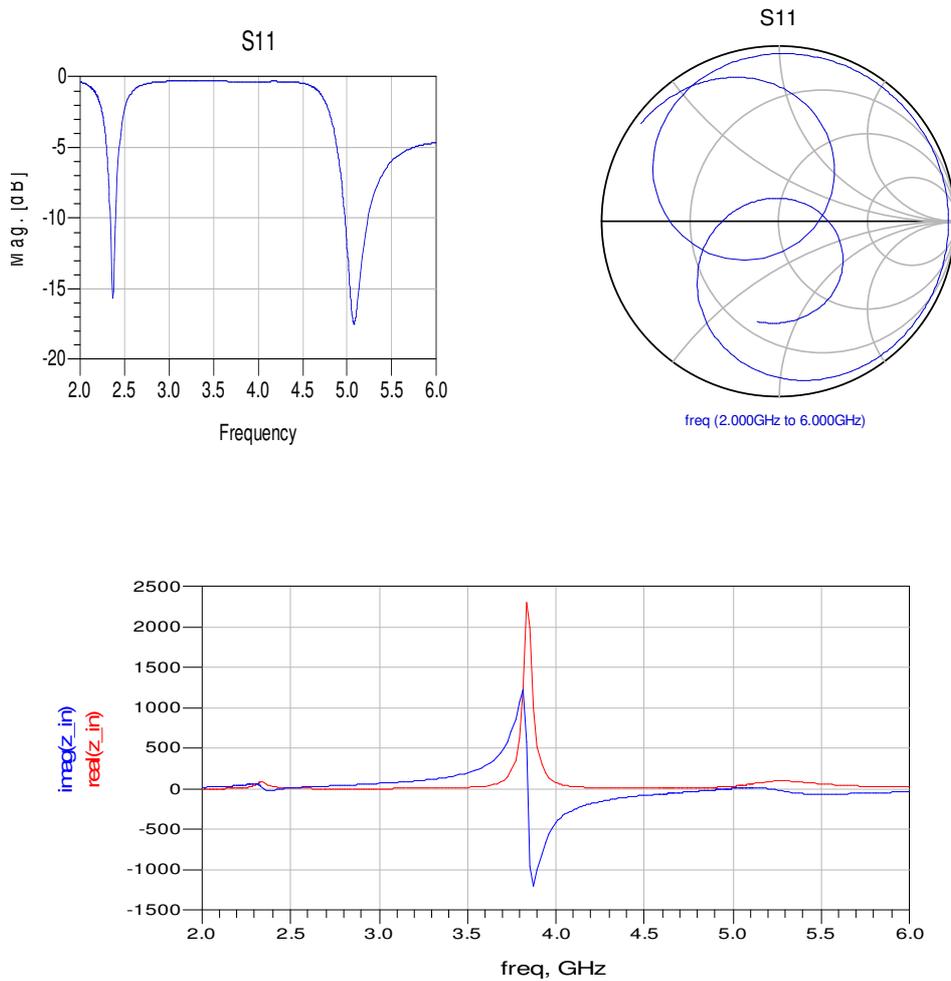
### 7.2.1. Diseño inicial del estudio

Para realizar el análisis de las tendencias de los componentes que componen la antena microstrip mostrada en la figura 7.2 se ha elegido como modelo inicial del estudio el diseño correspondiente a la antena microstrip con una longitud de la estructura de soporte de 1.6mm. En la Tabla 5 se muestran los parámetros del diseño inicial de la antena microstrip.

Componentes	$f_r$ (GHz)	L (mm)	W (mm)	h (mm)	$\epsilon_r$	Tan( $\delta$ )
<b>Antena microstrip básica</b>	2.45*	30	40	1.6	2.54	0.0012
<b>Línea de microstrip de alimentación</b>	3.75	25.2	4.4	1.6	2.54	----
<b>Ranura de acoplamiento</b>	4.45**	24.2	2.4	----	----	----
<b>Estructura de soporte</b>	----	1.6	----	----	----	----

Tabla 5 Parámetros del diseño inicial de la antena microstrip. (\*) Acoplamiento muy reducido con la ranura. (\*\*) Ranura de acoplamiento y línea microstrip de alimentación (aislados).

### 7.2.1.1. Simulación electromagnética de la antena microstrip



**7-4 Simulación electromagnética obtenida mediante Momentum. Coeficiente de reflexión a la entrada de la antena. Carta de Smith. Parte real e imaginaria correspondiente a la impedancia de entrada**

En la figura 7-4 se observa como las frecuencias de resonancia correspondientes a la antena microstrip básica, la línea microstrip y la ranura de acoplamiento se ubican respectivamente en 2.35GHz, 3.85GHz y 5.3GHz.

En la gráfica correspondiente al coeficiente de reflexión se muestra como la adaptación de la antena microstrip básica y de la ranura de acoplamiento se produce en las frecuencias de 2.4GHz y 5.1GHz, correspondiéndose con el rango de frecuencias en las que el valor de la parte real de la impedancia de entrada es próximo a  $50\Omega$  como resultado de la interacción entre las resonancias de cada componente con la resonancia correspondiente a la línea microstrip.

En la Carta de Smith se observan dos curvas de resonancia correspondientes a la antena microstrip básica y a la ranura de acoplamiento. La curva de resonancia ubicada en la zona inductiva de la Carta de Smith corresponde a la antena microstrip básica.

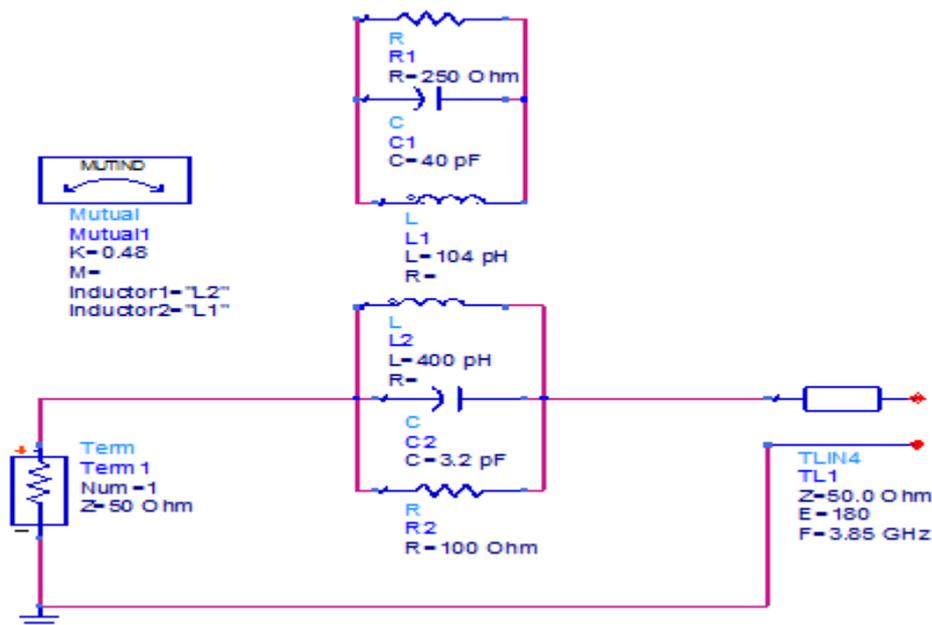
## 7.2.2. Obtención del modelo circuital equivalente

En primer lugar, se obtendrán las frecuencias de resonancia de los circuitos  $RLC_1$  y  $RLC_2$  correspondientes, respectivamente a la antena microstrip básica y a la ranura de acoplamiento. En una primera aproximación, se obtendrá el valor de los productos (LC) correspondientes a los circuitos  $RLC_1$  y  $RLC_2$  con (28) y teniendo en cuenta un acoplamiento electromagnético mínimo entre la antena microstrip básica y la ranura de acoplamiento. Posteriormente, se obtendrá el valor del coeficiente de acoplamiento óptimo para ajustar las frecuencias de resonancia de la antena microstrip básica y la ranura de acoplamiento en concordancia con la simulación electromagnética.

El valor de la parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento se obtendrá, en correspondencia con el valor de la parte real de la impedancia de entrada de la simulación electromagnética para la frecuencia de resonancia, modificando el valor de la resistencia del circuito  $RLC_2$ . Posteriormente, para obtener el valor de la parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip básica se ajustará la resistencia correspondiente al circuito  $RLC_1$ .

En el modelo circuital equivalente la línea microstrip se implementa con una línea de transmisión ideal, por lo que no se contemplan las posibles pérdidas por radiación ni el acoplamiento electromagnético existente con la ranura de acoplamiento. Por este motivo, para obtener una mayor concordancia en la ubicación de las curvas de resonancia correspondientes a la antena microstrip básica y a la ranura de acoplamiento en la Carta de Smith se ubica la frecuencia de resonancia de la línea de transmisión en 3.85GHz con una longitud eléctrica de  $180^\circ$  ( $\lambda/2$ ) correspondiendo con la frecuencia de resonancia de la línea microstrip en la simulación electromagnética.

Siguiendo los pasos descritos, en la figura 7-5 se obtiene el modelo circuital equivalente de la antena microstrip mostrada en la figura 7-1, con los parámetros establecidos en la Tabla 5.



7-5. Modelo circuital equivalente del modelo inicial del estudio con ADS

### 7.2.2.1. Comparación de los resultados obtenidos mediante Momentum y ADS

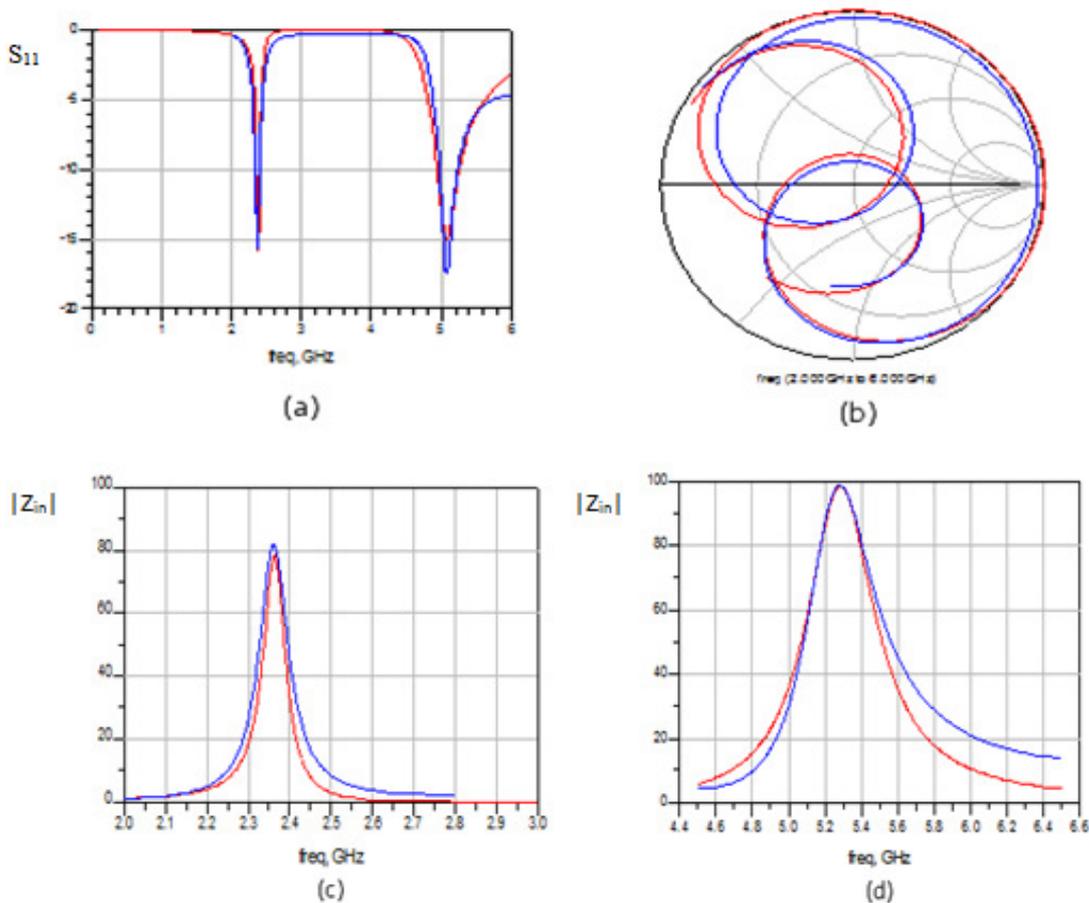


Figura 7-6 Línea Azul: Simulación electromagnética con Momentum. Línea Roja: Simulación modelo circuital con ADS. (a) Coeficiente de reflexión en la entrada de la antena. (b) Carta de Smith. (c) y (d). Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica y la ranura de acoplamiento.

En la figura 7-6 se puede observar una gran concordancia entre las simulaciones electromagnética y circuital en el rango de frecuencias donde se ubican las resonancias de la antena microstrip básica y la ranura de acoplamiento, comprendidas entre 2GHz y 6.5 GHz.

### 7.2.2.2 Obtención de los modelos circuitales equivalentes correspondientes al análisis del acoplamiento electromagnético

En el apartado 7.1 se ha analizado el acoplamiento electromagnético existente entre la antena microstrip básica y la ranura de acoplamiento modificando la longitud de la estructura de soporte de la antena microstrip básica. Para obtener los modelos circuitales equivalentes correspondientes a la modificación de la longitud de la estructura de soporte ( $L_{sp}$ ) de la antena microstrip básica se tendrá en cuenta las tendencias comentadas.

En las figuras 7-7 y 7-8 se muestran los equivalentes circuitales obtenidos correspondientes al aumento de la longitud de la estructura de soporte de la antena microstrip básica y en la figura 7-9 se muestran las simulaciones circuitales obtenidas a partir de los circuitos equivalentes realizados.

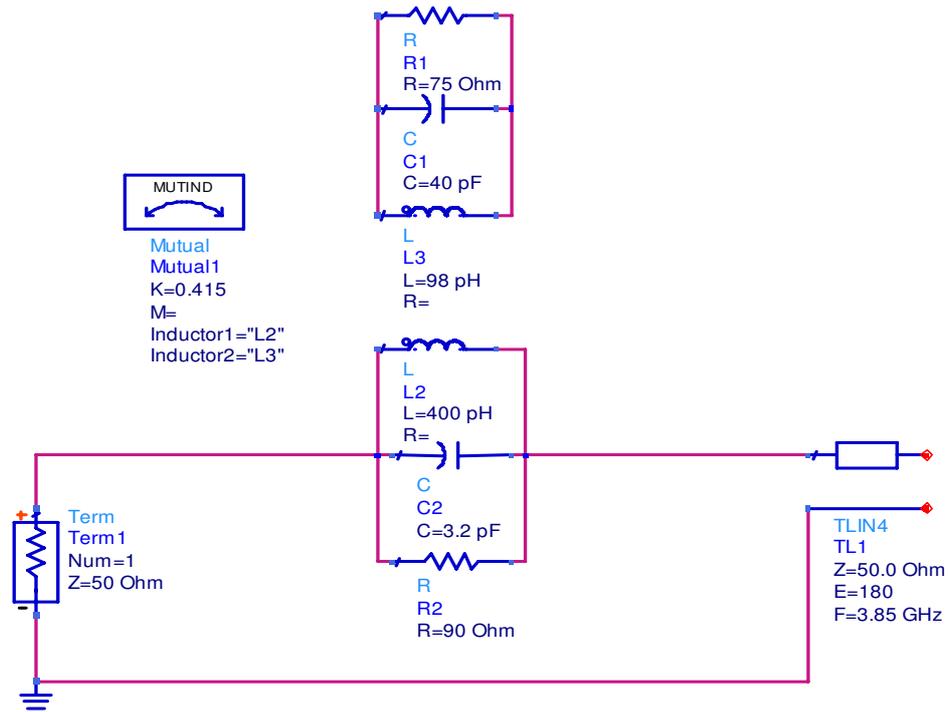


Figura 7-7 Equivalente circuital correspondiente al aumento de la longitud de la estructura de soporte de la antena microstrip básica ( $L_{sp}=3.2\text{mm}$ )

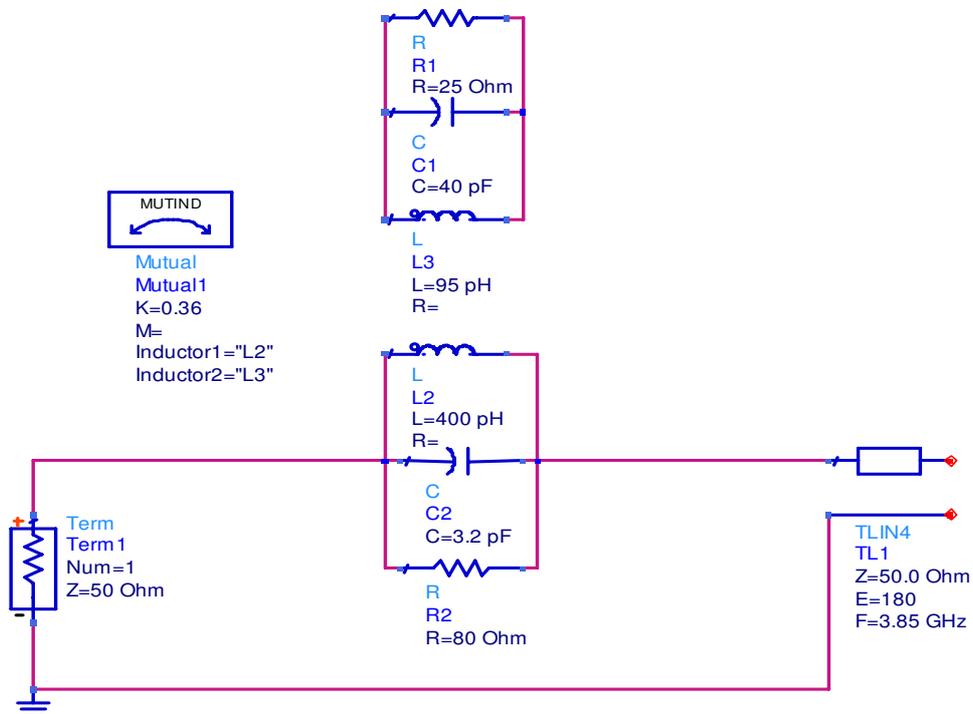


Figura 7-8 Equivalente circuital correspondiente al aumento de la longitud de la estructura de soporte de la antena microstrip básica ( $L_{sp}=6.4\text{mm}$ ).

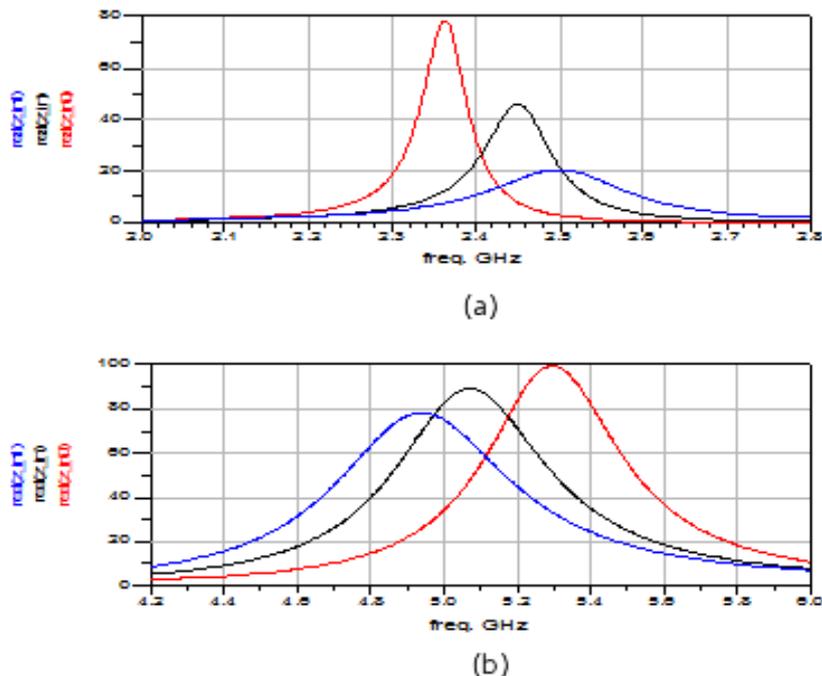


Figura 7-9 Simulación circuital de tres longitudes de la estructura de soporte ( $L_{sp}$ ) con Momentum. Línea Roja: Modelo inicial ( $L_{sp}=1.6\text{mm}$ ). Línea Negra:  $L_{sp}=3.2\text{mm}$ . Línea Azul:  $L_{sp}=6.4\text{mm}$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento.

En las figuras 7-3 y 7-9 se comprueba la concordancia entre la simulación electromagnética y circuital de las tendencias de la modificación la longitud de la estructura de soporte de la antena microstrip básica.

Mediante los modelos circuitales equivalentes obtenidos se define el factor de acoplamiento ( $k$ ) y las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  como los parámetros del modelo circuital equivalente que se ajustan en mayor medida con las tendencias de la modificación de la longitud de la estructura de soporte. También cabe destacar que para ajustar en mayor medida la frecuencia de resonancia de la antena microstrip básica se debe modificar la bobina  $L_1$ .

### 7.2.3. Estudio de la dimensión L de la antena microstrip básica

A continuación se analizará la tendencia de la dimensión  $L$  de la antena microstrip básica ( $L_d$ ) mediante el aumento y decremento del valor fijado en el diseño inicial.

#### 7.2.3.1. Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum

En la figura 7-10 se muestran los resultados de la simulación electromagnética correspondiente a la modificación de la dimensión  $L_d$ .

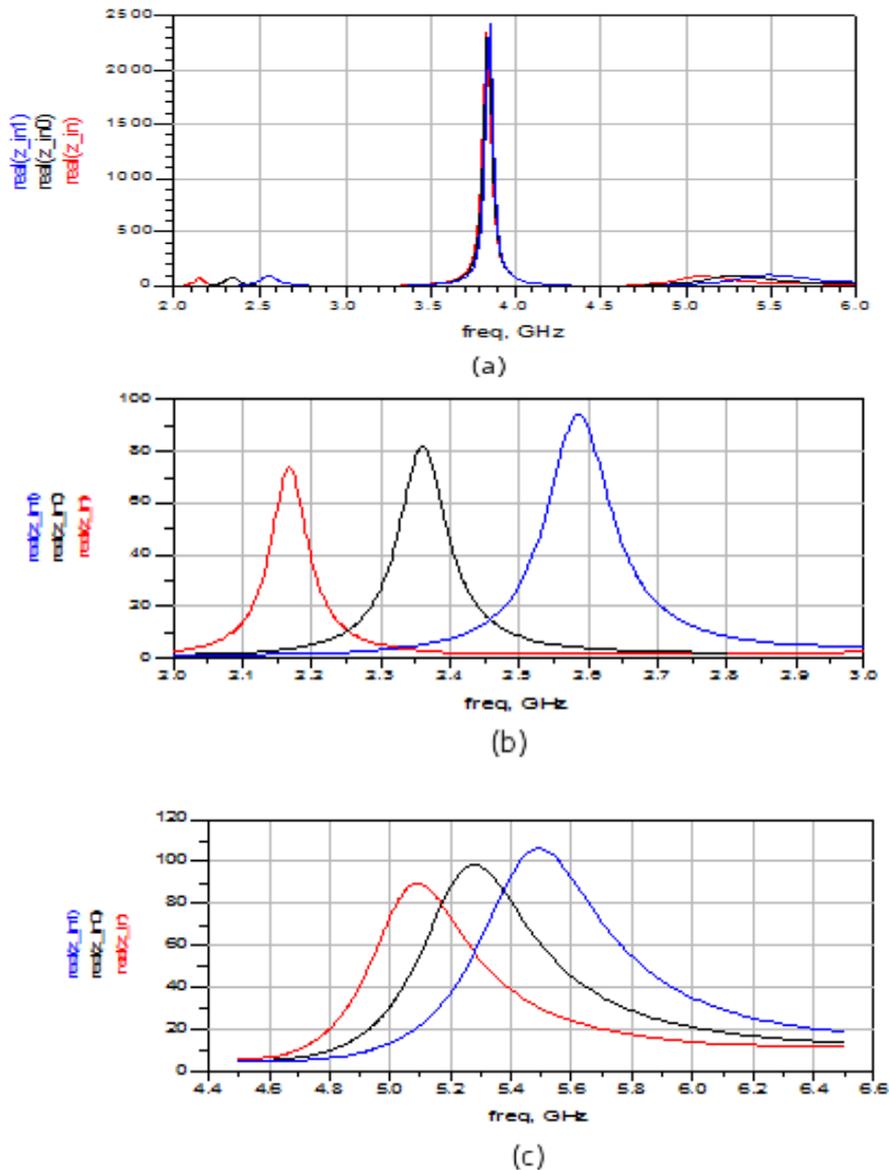


Figura 7-10 Simulación electromagnética de la tendencia de la dimensión  $L$  de la antena microstrip básica con Momentum. Línea Negra:  $L_d=40\text{mm}$ . Línea Azul:  $L_d=32\text{mm}$ . Línea Roja:  $L_d=48\text{mm}$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica. (c) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento.

En la figura 7-10 (b) se observa como con el aumento de la dimensión  $L_d$  de la antena microstrip básica, disminuye la frecuencia de resonancia y el valor de la parte real de la impedancia de entrada. La tendencia de la frecuencia de resonancia se corresponde con (12). La tendencia del valor de la parte real de la impedancia de entrada se relaciona con las pérdidas por radiación de la antena microstrip básica. Se observa como el decremento del acoplamiento electromagnético entre la antena microstrip básica y la ranura de acoplamiento provoca un aumento de las pérdidas por radiación.

En las figuras 7-10 (a) y 7-10 (b) se observa como la tendencia del valor de la parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip básica y de la ranura de acoplamiento se relaciona con el acoplamiento electromagnético. Se comprueba que el acoplamiento electromagnético entre los dos componentes disminuye con el aumento de la dimensión  $L_d$  de la antena microstrip básica.

### 7.2.3.2. Obtención de los modelos circuitales equivalentes

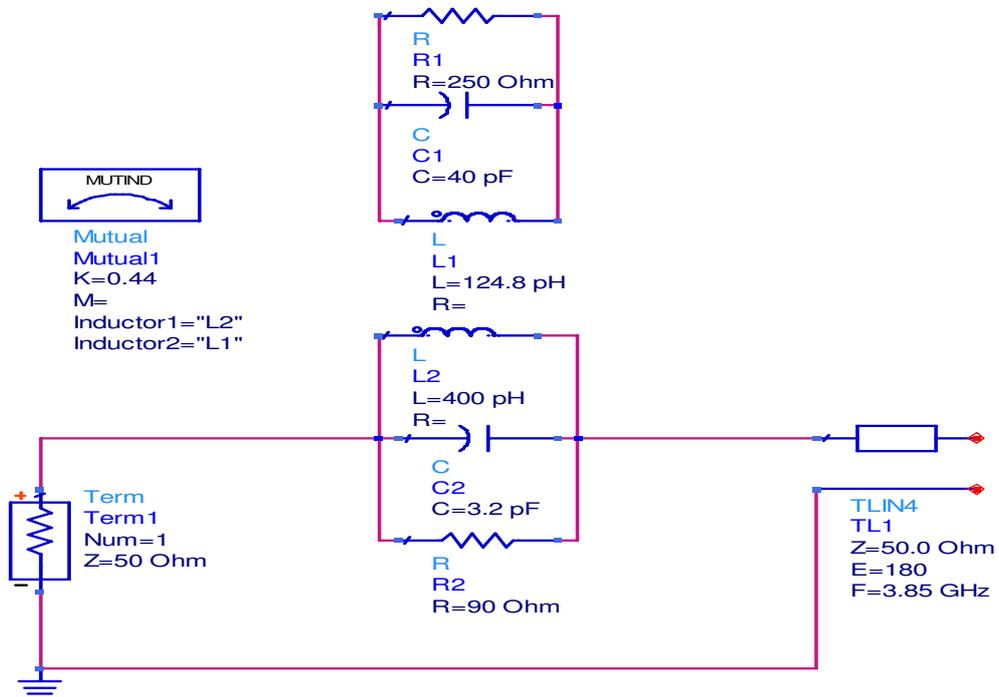


Figura 7-11 Equivalente circuital correspondiente al aumento de la dimensión  $L$  de la antena microstrip básica ( $L_d=48\text{mm}$ ).

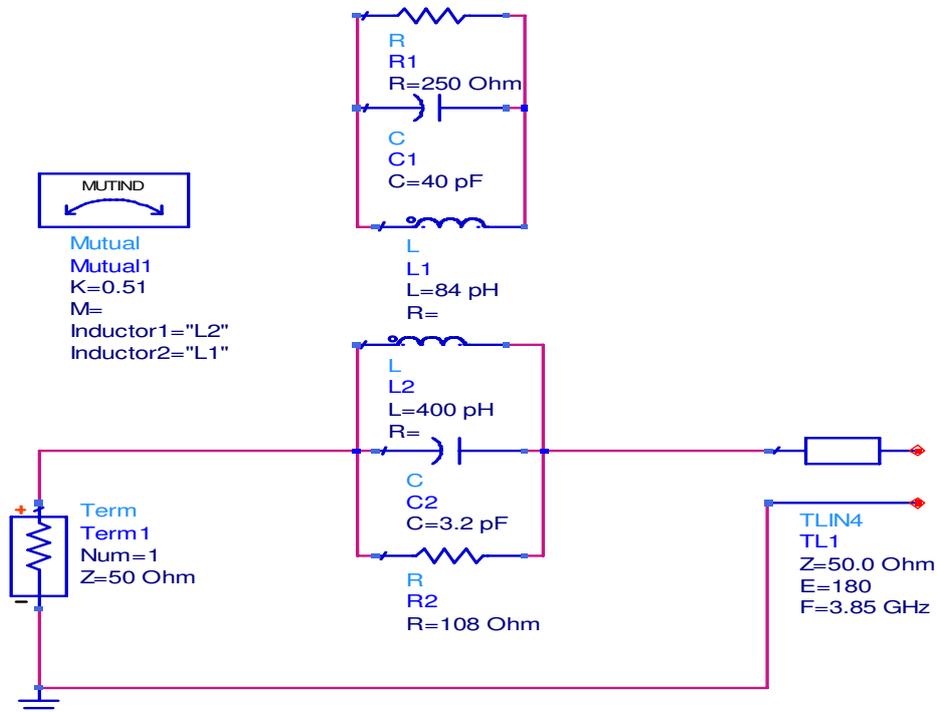


Figura 7-12 Equivalente circuital correspondiente al decremento de la dimensión  $L$  de la antena microstrip básica ( $L_d=32\text{mm}$ ).

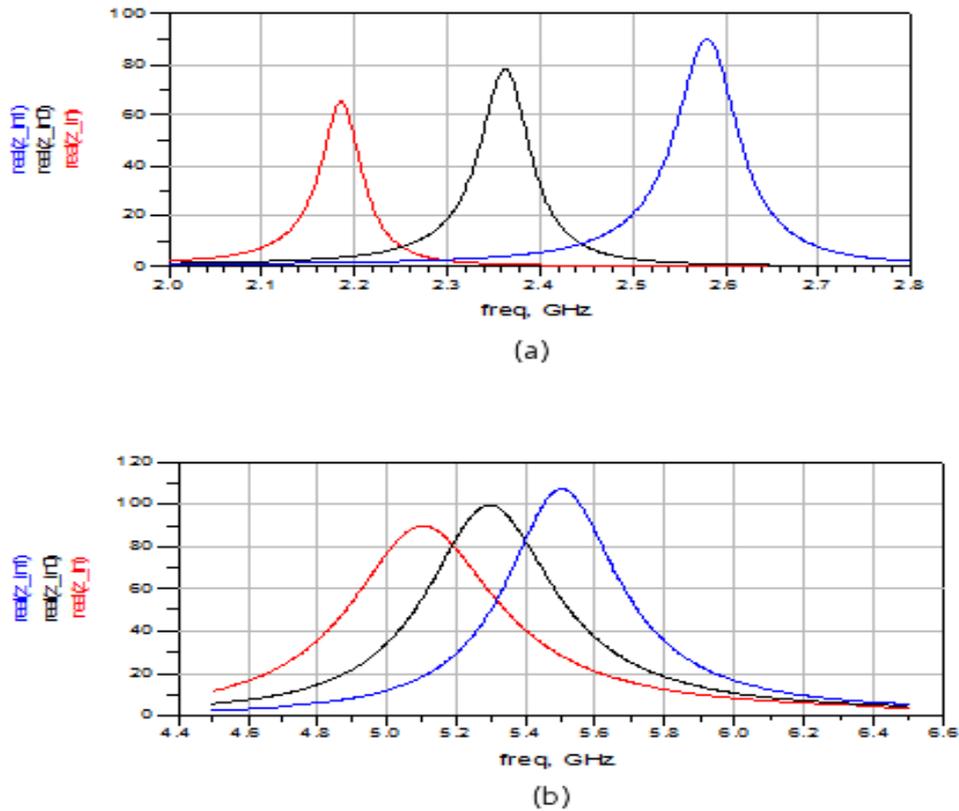


Figura 7-13 Simulación circuital de las tendencias de la dimensión  $L$  de la antena microstrip básica con ADS. Línea Negra:  $L_d=40\text{mm}$ . Línea Roja:  $L_d=48\text{mm}$ . Línea Azul:  $L_d=32\text{mm}$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento.

En las figuras 7-10 y 7-13 se comprueba la concordancia entre las simulaciones electromagnéticas y circuital de las tendencias de la modificación dimensión  $L_d$  de la antena microstrip básica alrededor de las frecuencias de resonancia correspondientes a la antena microstrip básica y la ranura de acoplamiento.

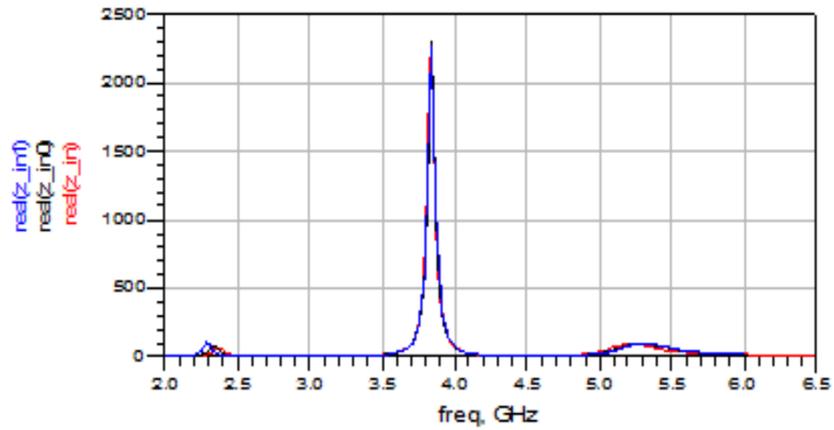
Mediante los modelos circuital equivalentes obtenidos en las figuras 7-11 y 7-12 se observa que para obtener las tendencias comentadas en el apartado 7.2.2.1 se debe ajustar la bobina  $L_1$  del circuito  $RLC_1$ . También será necesario modificar el coeficiente de acoplamiento ( $k$ ) y la resistencia  $R_2$  del circuito  $RLC_2$  para ajustar el valor de la parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento.

## 7.2.4. Estudio de la dimensión $W$ de la antena microstrip básica

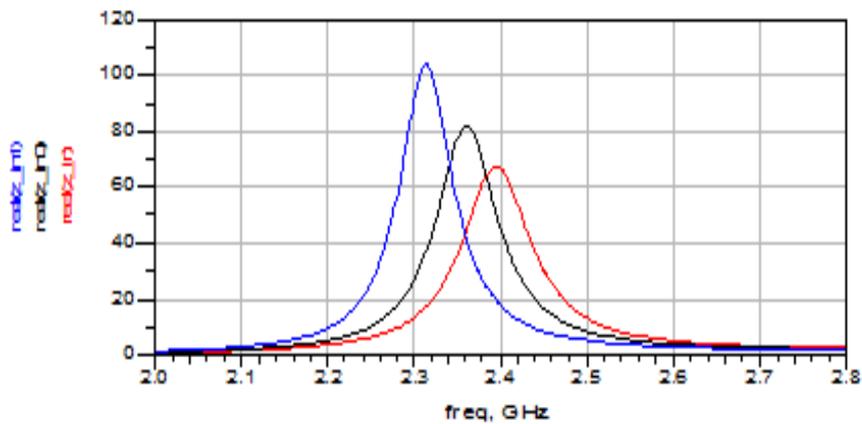
A continuación se analizará la tendencia de la dimensión  $W$  de la antena microstrip básica mediante el aumento y decremento del valor fijado en el diseño inicial.

### 7.2.4.1. Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum

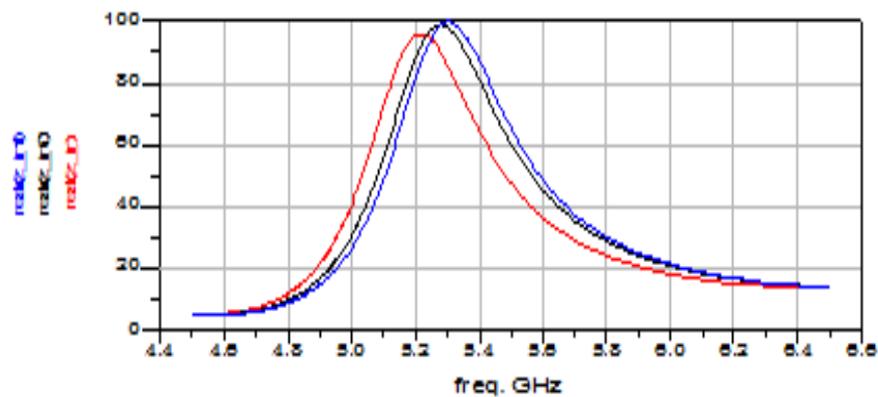
En la figura 7-14 se muestran los resultados de la simulación electromagnética correspondiente a la modificación de la dimensión  $W$  de la antena microstrip básica.



(a)



(b)



(c)

Figura 7-14 Simulación electromagnética de las tendencias de la dimensión  $W$  de la antena microstrip básica con Momentum. Línea Negra:  $W=30\text{mm}$ . Línea Roja:  $W=38\text{mm}$ . Línea Azul:  $L=25\text{mm}$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica. (c) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento.

En la figura 7-14 (b) se observa como con el aumento de la dimensión  $W$  de la antena microstrip básica aumenta el valor de la frecuencia de resonancia como consecuencia del decremento del acoplamiento electromagnético existente con la ranura de acoplamiento.

También se produce un decremento del valor de la parte real de la impedancia de entrada y un aumento del ancho de banda en relación debido al aumento de las pérdidas por radiación de la antena microstrip básica.

En las figuras 7-14 (b) se muestra como el aumento de la dimensión  $W$  de la antena microstrip produce un decremento en el valor de la parte real de la impedancia de entrada y de la frecuencia de resonancia de la ranura de acoplamiento debido al decremento del acoplamiento electromagnético entre la ranura de acoplamiento y la antena microstrip básica.

#### 7.2.4.2. Obtención de los modelos circuitales equivalentes

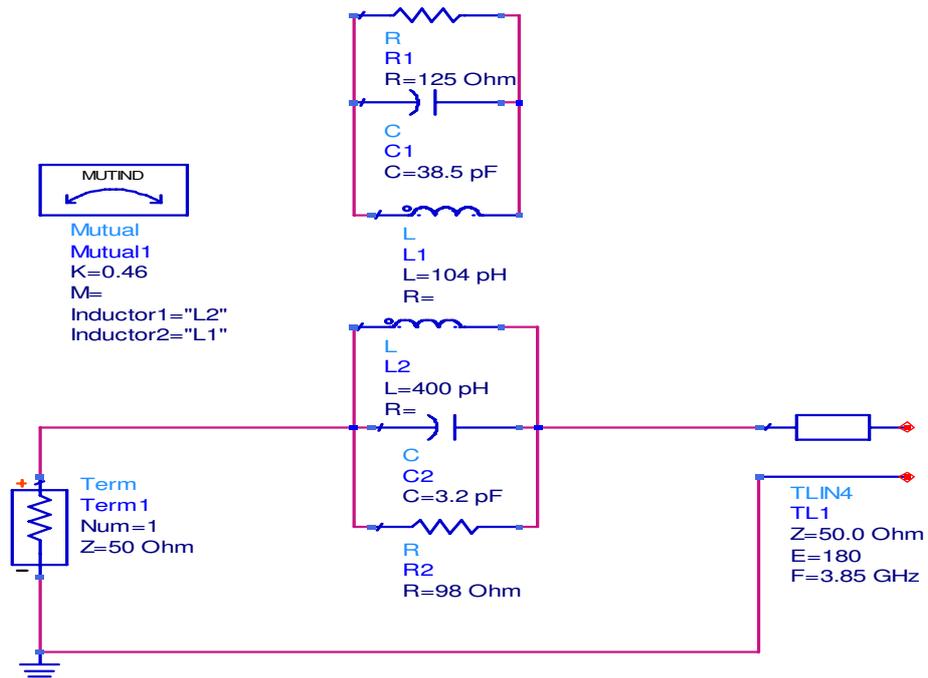


Figura 7-15 Equivalente circuital correspondiente al aumento de la dimensión  $W$  de la antena microstrip básica ( $W=38\text{mm}$ ).

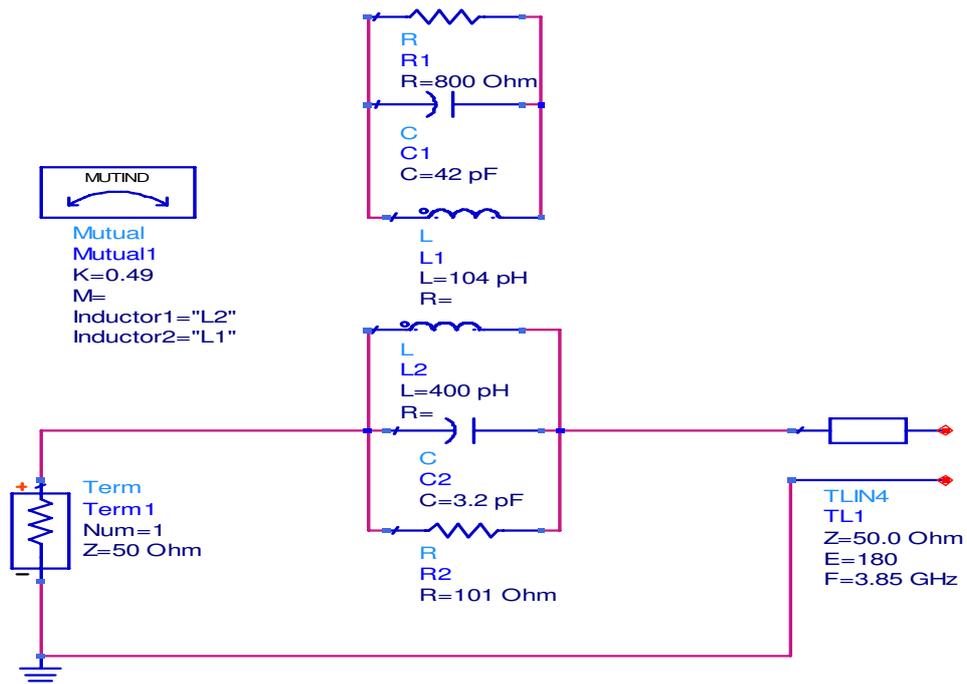


Figura 7-16 Equivalente circuital correspondiente al aumento de la dimensión  $W$  de la antena microstrip básica ( $W=25\text{mm}$ ).

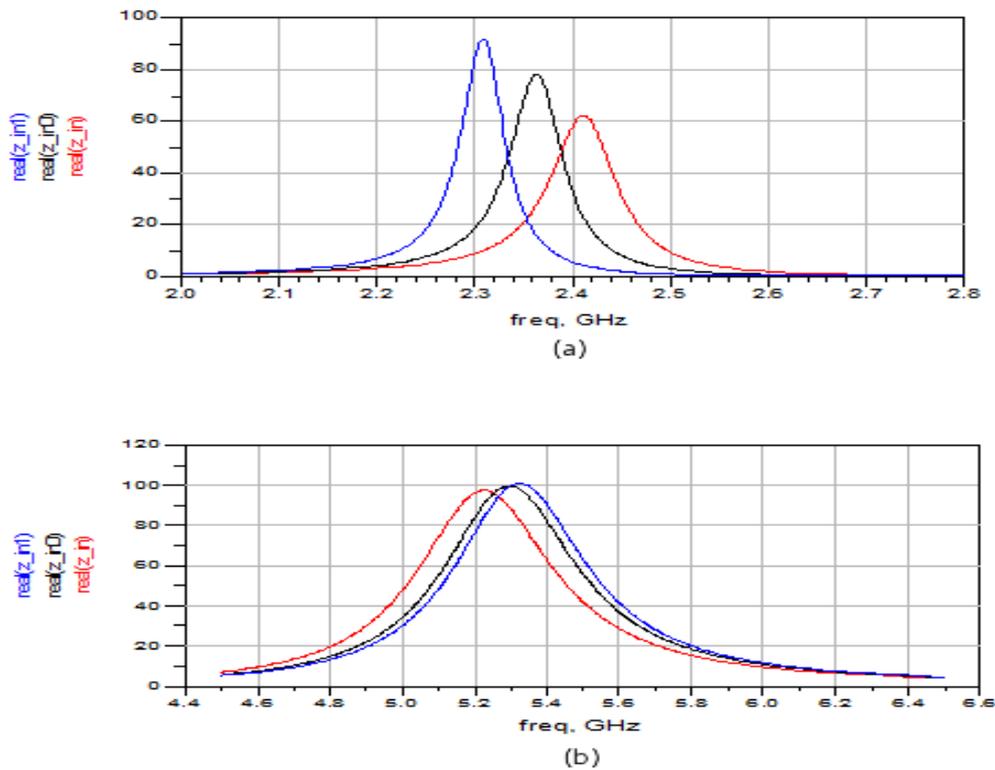


Figura 7-17 Simulación circuital de las tendencias de la dimensión  $L$  de la antena microstrip básica con ADS. Línea Negra:  $W=30\text{mm}$ . Línea Roja:  $W=38\text{mm}$ . Línea Azul:  $W=25\text{mm}$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento.

En las figuras 7-14 y 7-17 se comprueba la concordancia entre las simulaciones electromagnéticas y circuitales de las tendencias de la modificación de la dimensión  $W$  de la antena microstrip básica alrededor de las frecuencias de resonancia correspondientes a la antena microstrip básica y la ranura de acoplamiento.

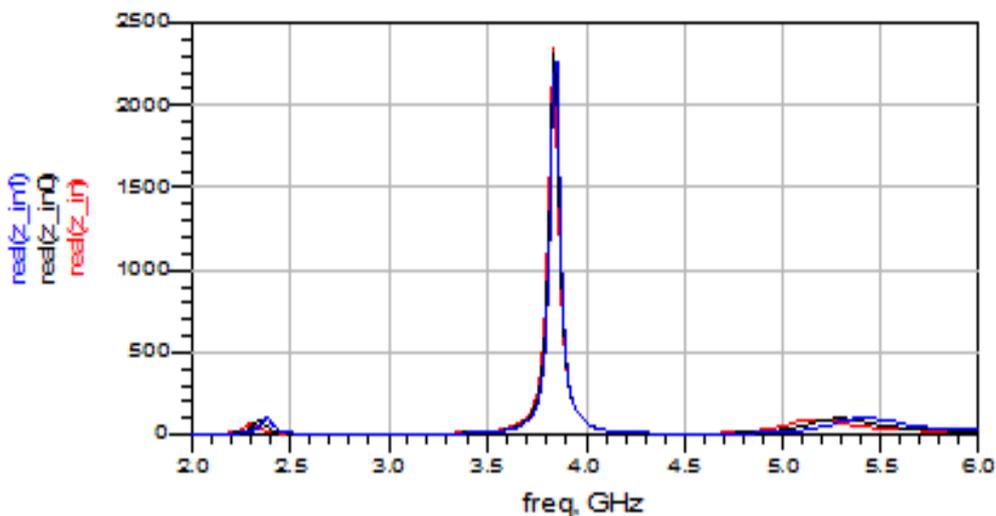
Mediante los modelos circuitales equivalentes obtenidos en las figuras 7-15 y 7-16 se observa que para obtener las tendencias correspondientes a la modificación de la dimensión  $W$  de la antena microstrip básica se debe ajustar el condensador  $C_1$  del circuito  $RLC_1$ . También será necesario modificar el coeficiente de acoplamiento ( $k$ ) y la resistencia  $R_2$  del circuito  $RLC_2$  para ajustar el valor de la frecuencia de resonancia y de la parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento.

### 7.2.5. Estudio del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica

A continuación se analizará la tendencia del grosor del sustrato dieléctrico ( $h_1$ ) de la antena microstrip básica mediante el aumento y decremento del valor fijado en el diseño inicial.

#### 7.2.5.1. Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum

En la figura 7-18 se muestran los resultados de la simulación electromagnética correspondiente a la modificación del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica.



(a)

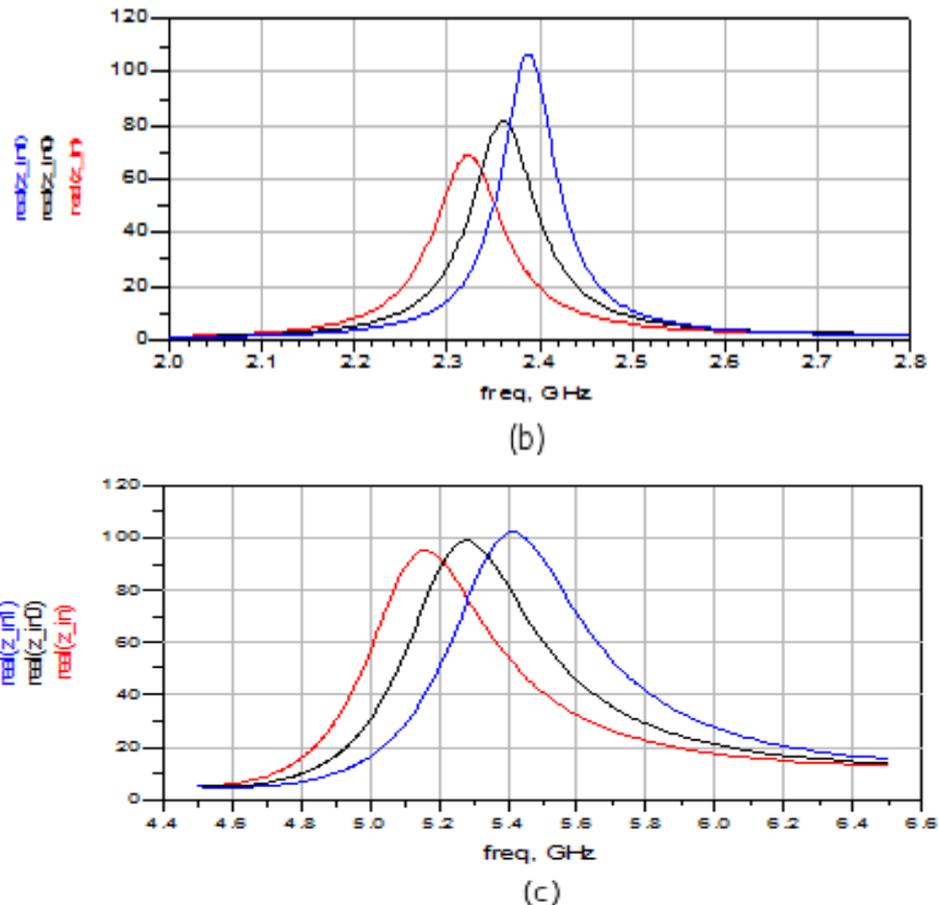


Figura 7-18 Simulación electromagnética de las tendencias del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica con Momentum. Línea Negra:  $h_1=1.6\text{mm}$ . Línea Roja:  $h_1=2.6\text{mm}$ . Línea Azul:  $h_1=0.6\text{mm}$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica. (c) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento.

En la figura 7-18 (b) se observa como el aumento del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica produce un decremento de la frecuencia de resonancia correspondiente a la antena microstrip básica. Esta tendencia se corresponde con la tendencia comentada en el apartado 3.2.5 correspondiente a una antena microstrip básica aislada.

También se observa como el aumento del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica produce un decremento en el valor de la parte real de la impedancia de entrada y un aumento del ancho de banda correspondiendo con el aumento de las pérdidas por radiación de la antena microstrip básica.

En la figura 7-18 (c) se muestra como el aumento del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica produce un decremento del valor de la parte real de la impedancia de entrada y de la frecuencia de resonancia de la ranura de acoplamiento en relación con el decremento del acoplamiento electromagnético con la antena microstrip básica.

### 7.2.5.2. Obtención de los modelos circuitales equivalentes

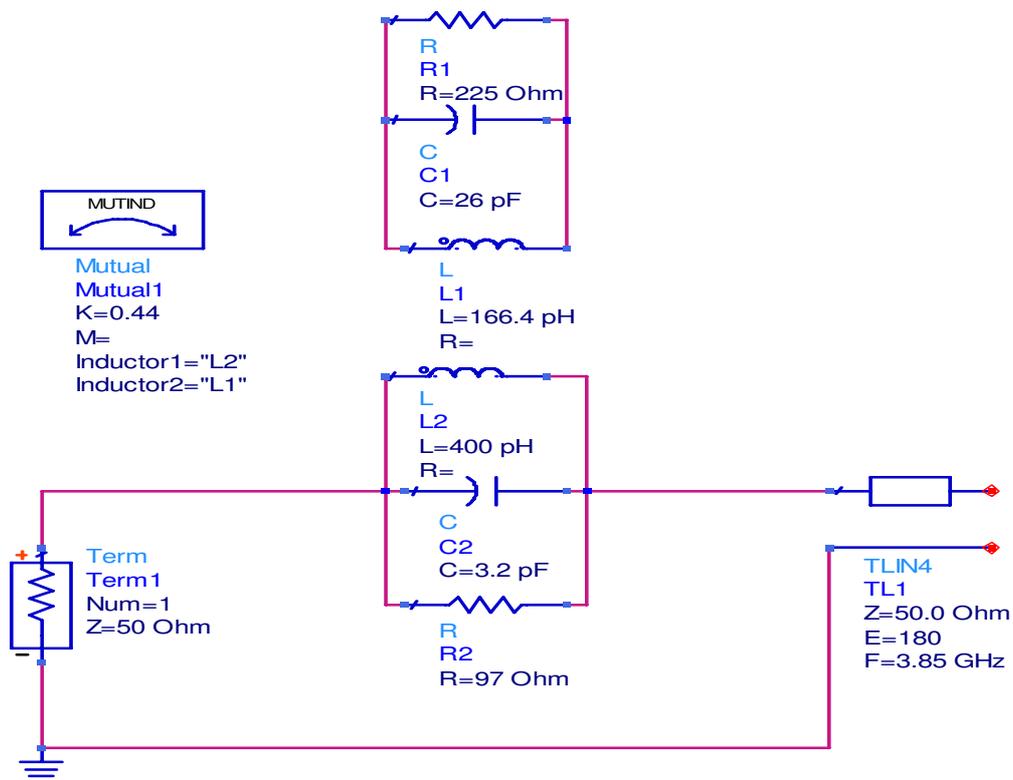


Figura 7-19 Equivalente circuital correspondiente al aumento del grosor ( $h_1$ ) del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica ( $h_1=2.6\text{mm}$ ).

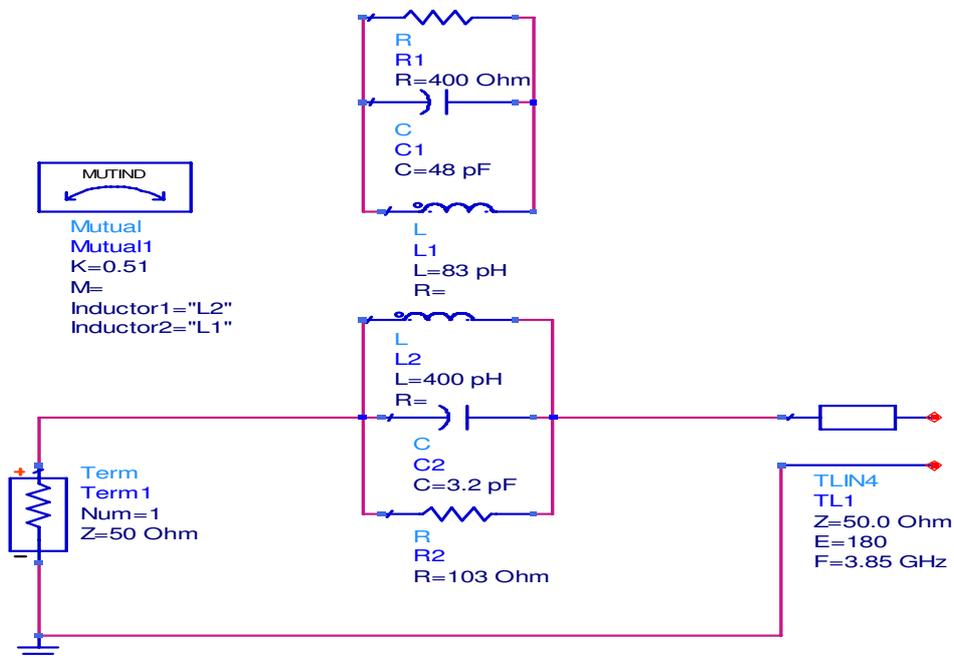


Figura 7-20 Equivalente circuital correspondiente al decremento del grosor ( $h_1$ ) del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica ( $h_1=0.6\text{mm}$ ).

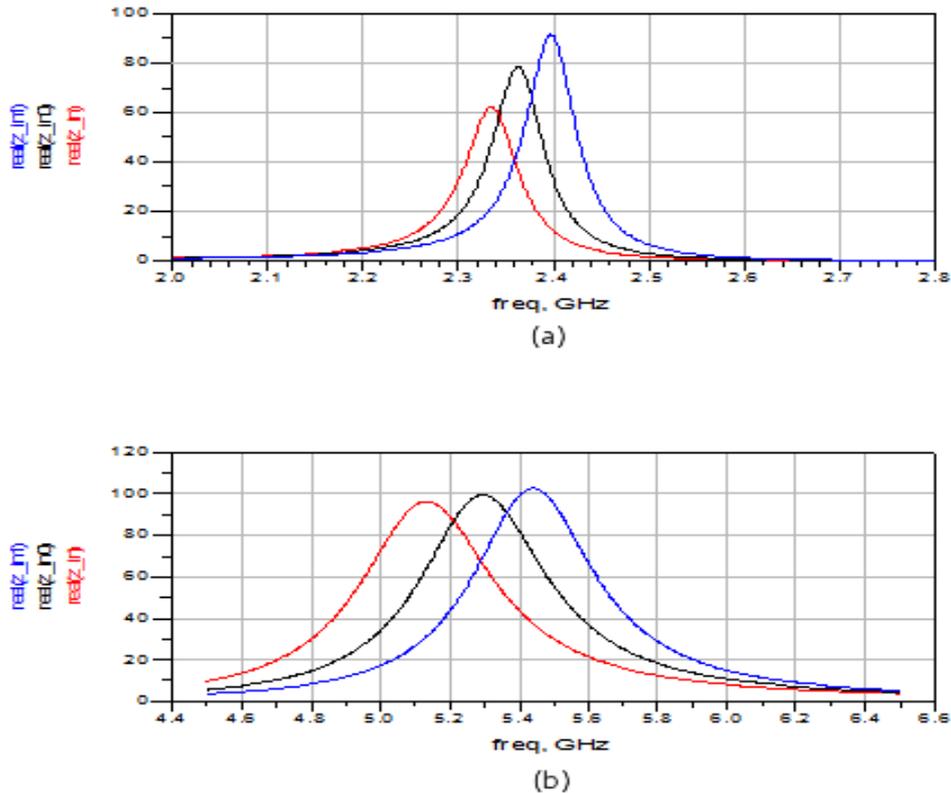


Figura 7-21 Simulación circuital de las tendencias del grosor ( $h_1$ ) del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica con ADS. Línea Negra:  $h_1=1.6\text{mm}$ . Línea Roja:  $h_1=2.6\text{mm}$ . Línea Azul:  $h_1=0.6\text{mm}$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento.

En las figuras 7-18 y 7-21 se comprueba la concordancia entre las simulaciones electromagnéticas y circuitales de las tendencias de la modificación del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica alrededor de las frecuencias de resonancia correspondientes a la antena microstrip básica y la ranura de acoplamiento.

Mediante los modelos circuitales equivalentes obtenidos en las figuras 7-19 y 7-20 se observa que para obtener las tendencias correspondientes a la modificación del grosor del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica se deben ajustar varios parámetros del circuito  $RLC_1$  correspondiente a la antena microstrip básica. Para obtener las tendencias correspondientes a la modificación del ancho de banda y del valor de la parte real de la impedancia de entrada se deben ajustar, correspondientemente, el condensador  $C_1$  y la resistencia  $R_1$ . Para ajustar la frecuencia de resonancia se debe modificar la bobina  $L_1$ . También será necesario modificar el coeficiente de acoplamiento ( $k$ ) y la resistencia  $R_2$  del circuito  $RLC_2$  para ajustar la frecuencia de resonancia y el valor de la parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento.

## 7.2.6. Estudio de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica

A continuación se analizará la tendencia de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico ( $\epsilon_{r1}$ ) de la antena microstrip básica mediante el aumento y decremento del valor fijado en el diseño inicial.

### 7.2.6.1. Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum

En la figura 7-22 se muestran los resultados de la simulación electromagnética correspondiente a la modificación de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica.

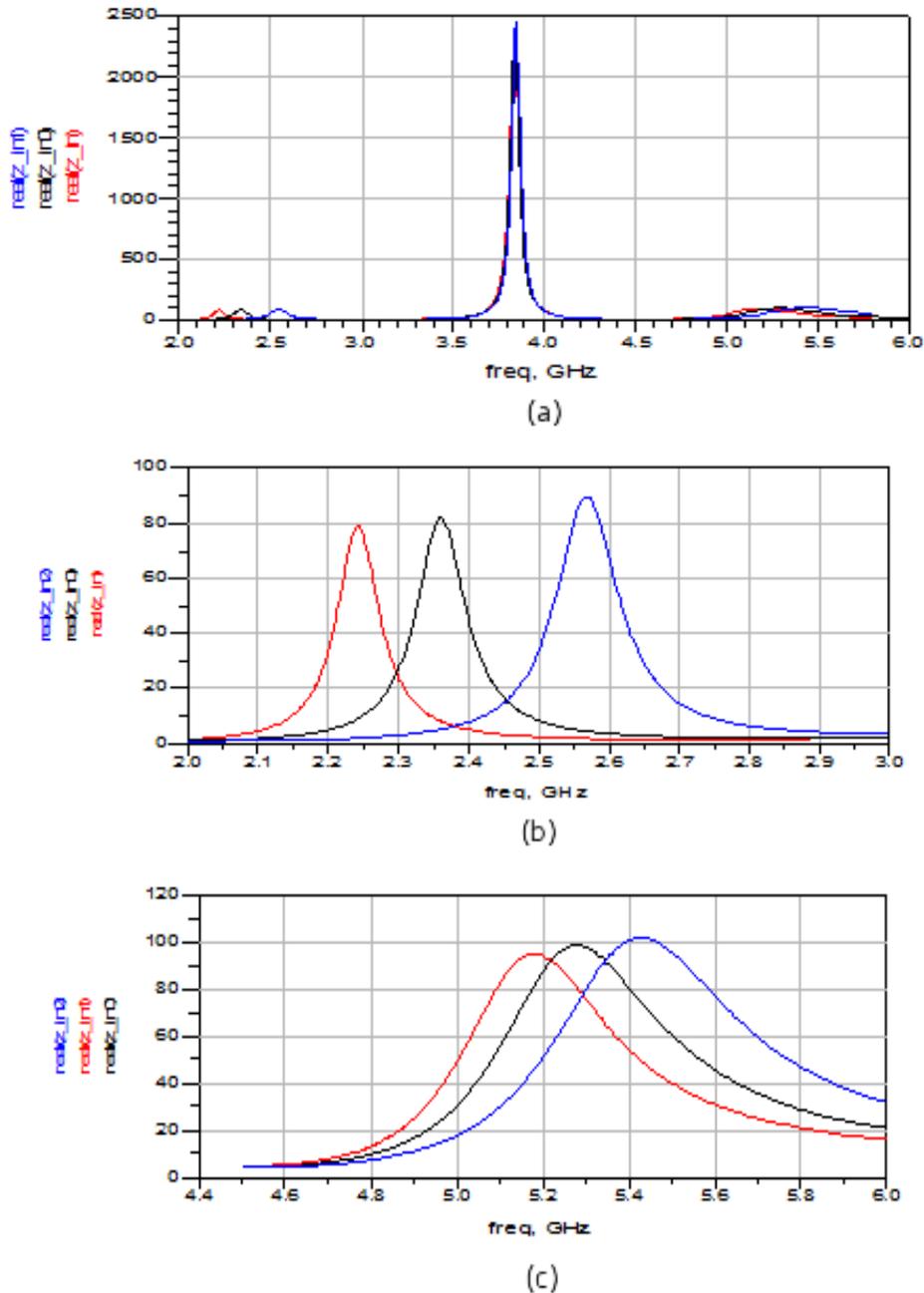


Figura 7-22 Simulación electromagnética de las tendencias de la permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ) del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica con Momentum. Línea Negra:  $\epsilon_{r1} = 2.54$ . Línea Roja:  $\epsilon_{r1} = 1.54$ . Línea Azul:  $\epsilon_{r1} = 3.54$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica. (c) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento.

En la figura 7-22 (b) se muestra como el aumento de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica produce un decremento de la frecuencia de resonancia y del ancho de banda. Esta tendencia se corresponde con la tendencia comentada en el apartado 3.2.4.

Con el aumento de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica también disminuye el valor de la parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip básica como consecuencia del decremento del acoplamiento electromagnético con la ranura de acoplamiento.

En la figura 7-22 (c) se muestra como el aumento de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica produce un decremento en la frecuencia de resonancia y el valor de la parte real de la impedancia de entrada de a la ranura de acoplamiento debido al decremento del acoplamiento electromagnético con la antena microstrip básica.

### 7.2.6.2. Obtención de los modelos circuitales equivalentes

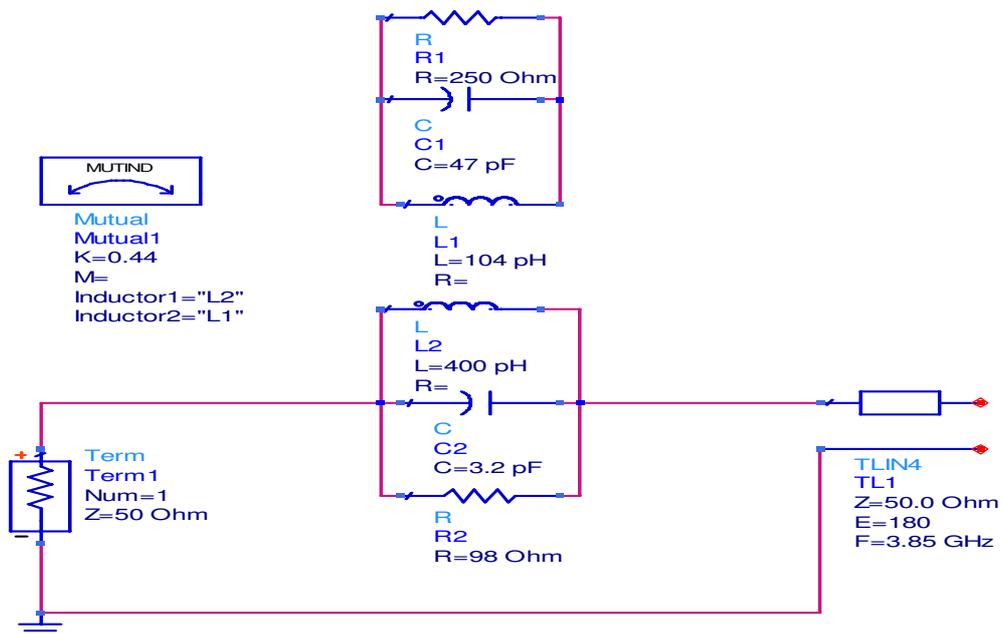


Figura 7-23 Equivalente circuital correspondiente al aumento de la permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ) del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica ( $\epsilon_r = 3.54$ ).

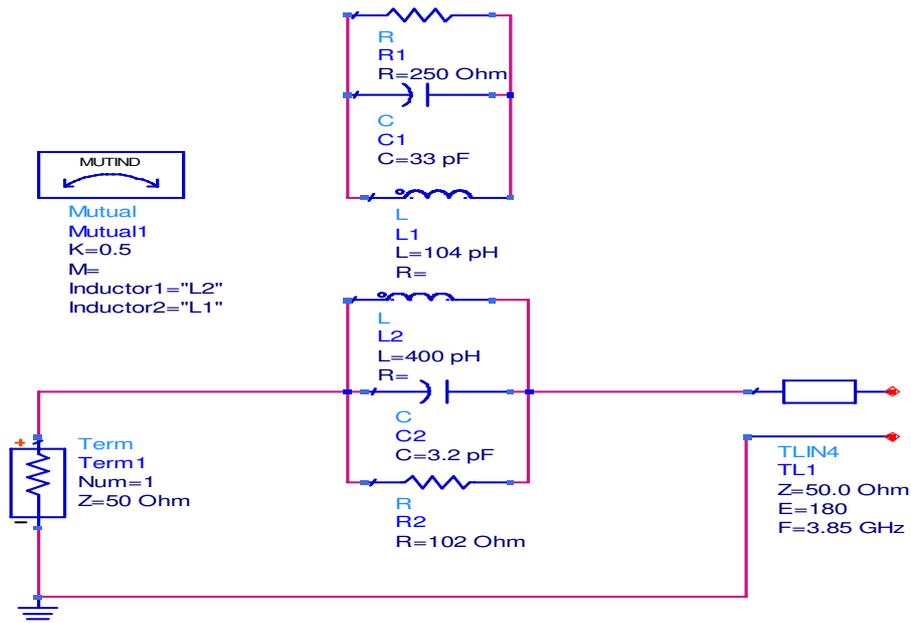


Figura 7-24 Equivalente circuital correspondiente al decremento de la permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ) del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica ( $\epsilon_r = 1.54$ ).

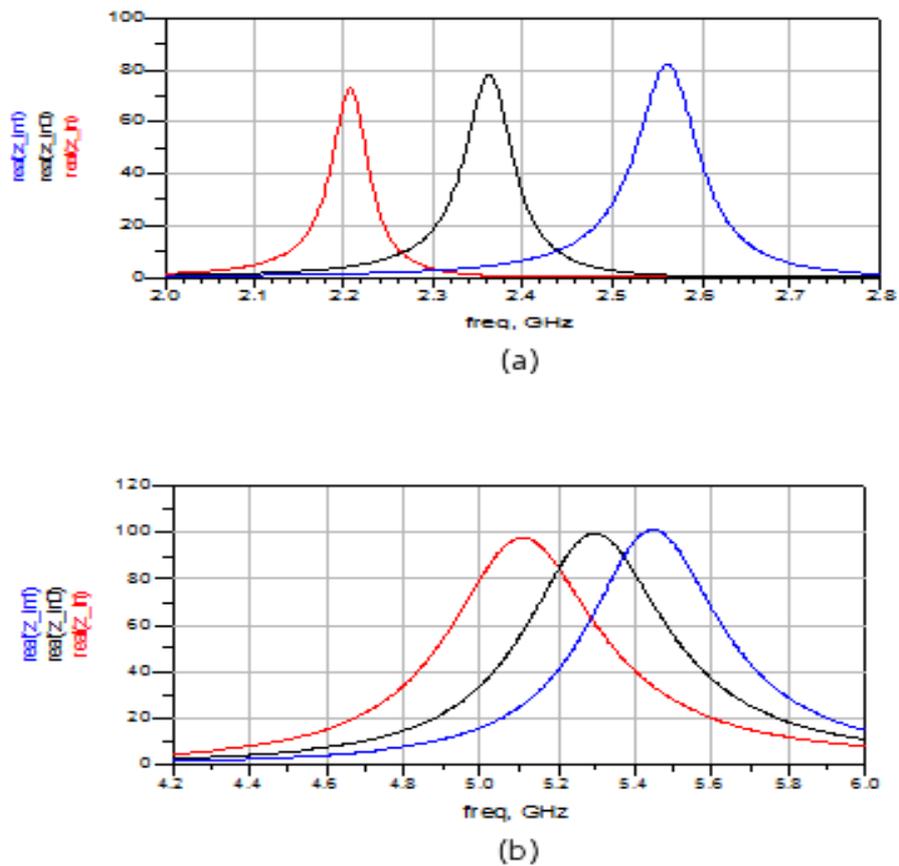


Figura 7-25 Simulación circuital de las tendencias de la permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ) del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica con ADS. Línea Negra:  $\epsilon_r = 2.54$ . Línea Roja:  $\epsilon_r = 3.54$ . Línea Azul:  $\epsilon_r = 1.54$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento.

En las figuras 7-22 y 7-25 se comprueba la concordancia entre las simulaciones electromagnéticas y circuitales de las tendencias de la modificación de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica alrededor de las frecuencias de resonancia correspondientes a la antena microstrip básica y la ranura de acoplamiento.

Mediante los modelos circuitales equivalentes obtenidos en las figuras 7-23 y 7-24 se observa como para obtener la concordancia con las tendencias correspondientes a la modificación de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la antena microstrip básica se deben ajustar varios parámetros del circuito  $RLC_1$  correspondiente a la antena microstrip básica.

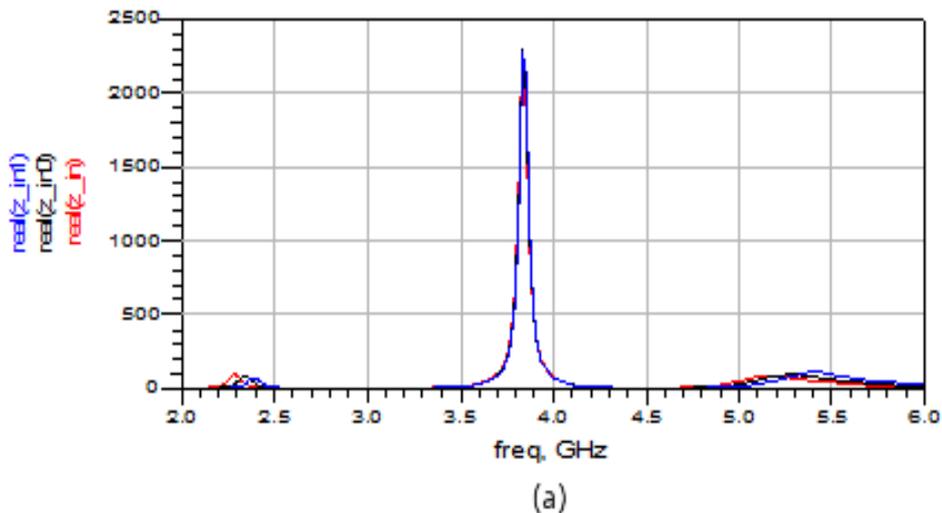
Para obtener las tendencias correspondientes a la modificación del ancho de banda y del valor de la parte real de la impedancia de entrada se deben ajustar, correspondientemente, el condensador  $C_1$  y la resistencia  $R_1$ . También será necesario modificar el coeficiente de acoplamiento ( $k$ ) y la resistencia  $R_2$  del circuito  $RLC_2$  para ajustar la frecuencia de resonancia y el valor de la parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento.

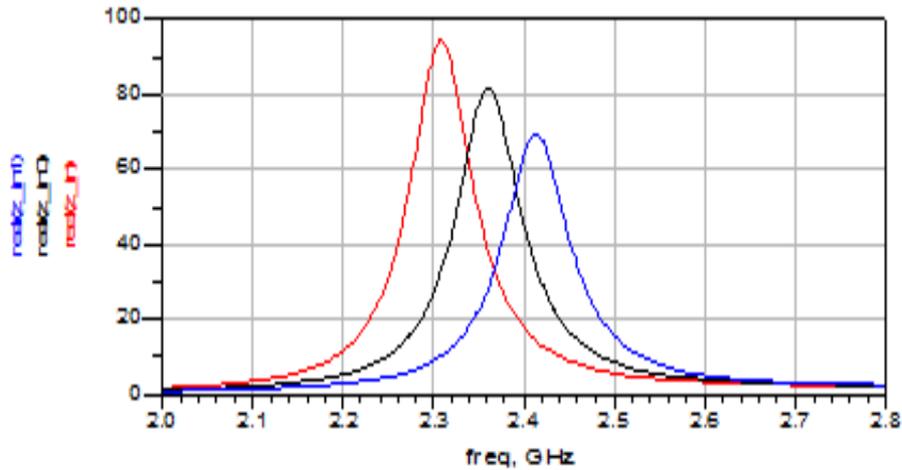
### 7.2.7. Estudio de la dimensión $L$ de la ranura de acoplamiento (Slot)

A continuación se analizará la tendencia de la dimensión  $L$  de la ranura de acoplamiento mediante el aumento y decremento del valor fijado en el diseño inicial.

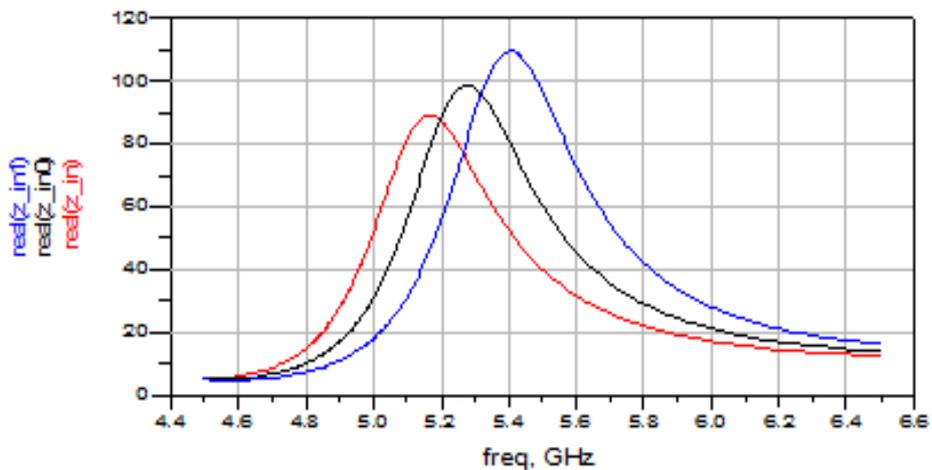
#### 7.2.7.1. Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum

En la figura 7-26 se muestran los resultados de la simulación electromagnética correspondiente a la modificación de la dimensión  $L$  de la ranura de acoplamiento.





(b)



(c)

Figura 7-26 Simulación electromagnética de las tendencias de la dimensión  $L$  de la ranura de acoplamiento con Momentum. Línea Negra:  $L = 24.2\text{mm}$ . Línea Roja:  $L = 25.6\text{mm}$ . Línea Azul:  $L = 22.6\text{mm}$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica. (c) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento.

En la figura 7-26 (b) se muestra como el aumento de la dimensión  $L$  de la ranura de acoplamiento produce el decremento de la frecuencia de resonancia y el aumento del valor de la parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip básica debido al aumento del acoplamiento electromagnético existente entre los dos componentes de la antena microstrip.

En la figura 7-26 (c) se muestra como el aumento de la dimensión  $L$  de la ranura de acoplamiento produce el decremento del valor de la parte real de la impedancia de entrada y de la frecuencia de resonancia correspondientes a la ranura de acoplamiento. Estas tendencias se relacionan, respectivamente, con el aumento de las pérdidas por radiación y con el aumento de la superficie efectiva de la ranura de acoplamiento.

### 7.2.7.2. Obtención de los modelos circuitales equivalentes

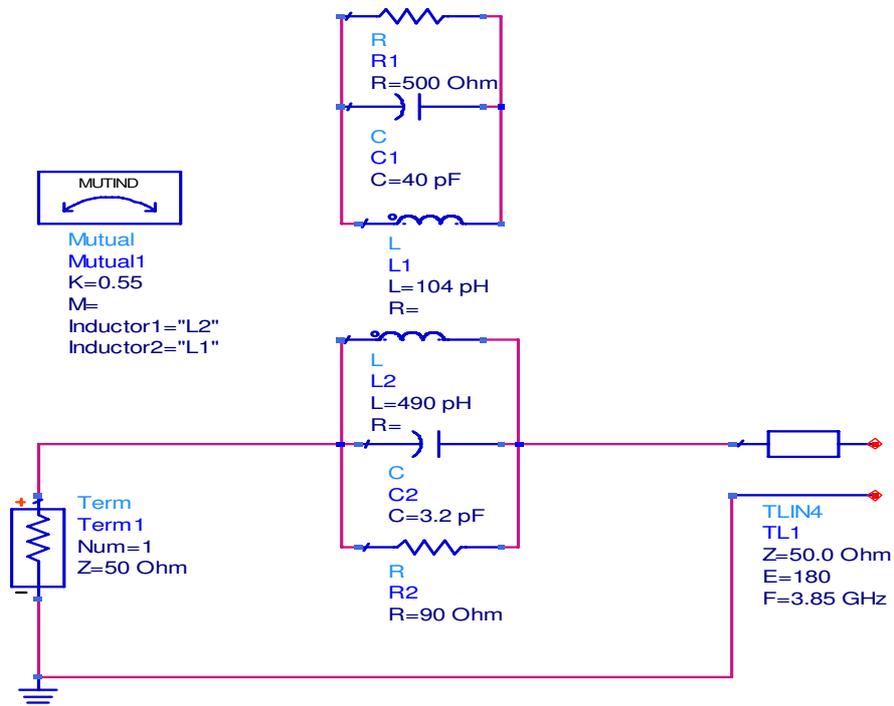


Figura 7-27 Equivalente circuital correspondiente al aumento de la dimensión  $L$  de la ranura de acoplamiento ( $L = 25.6\text{mm}$ ).

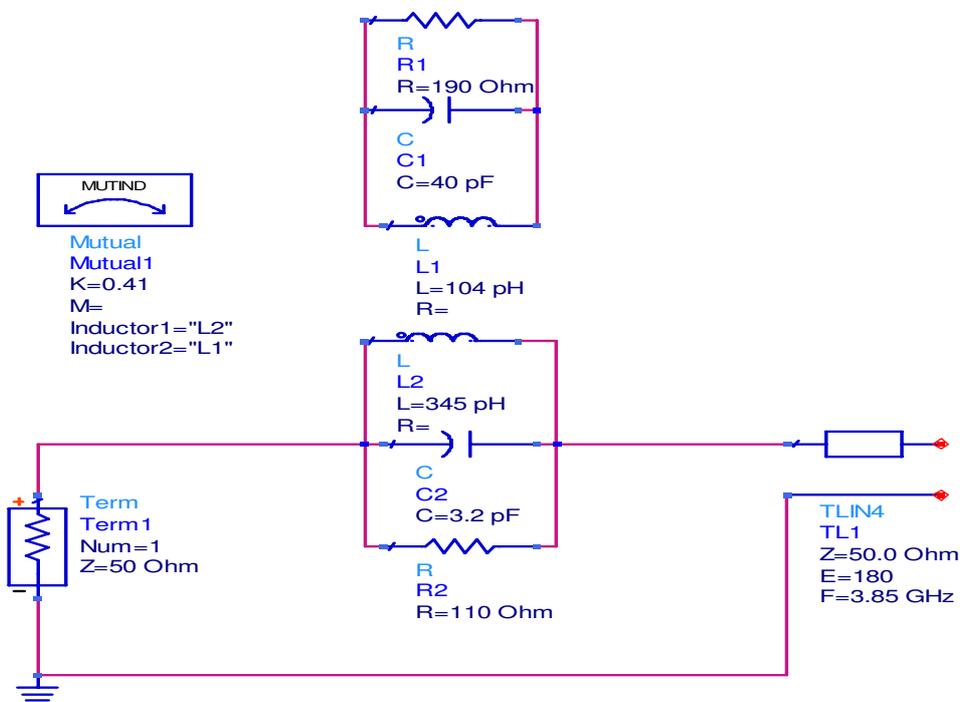
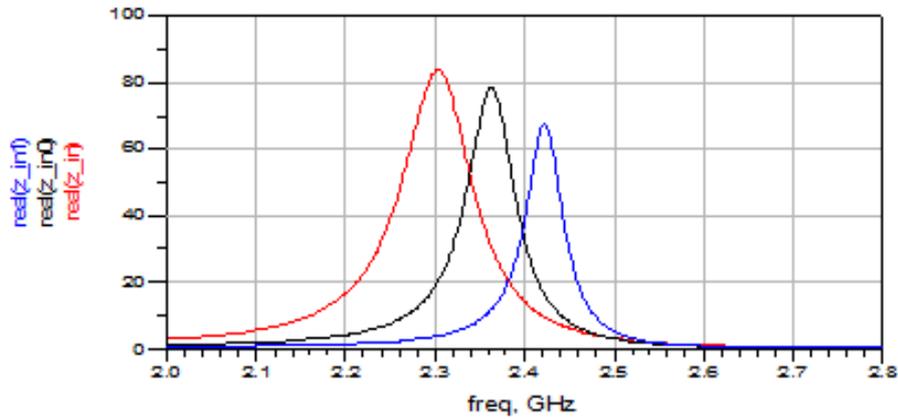
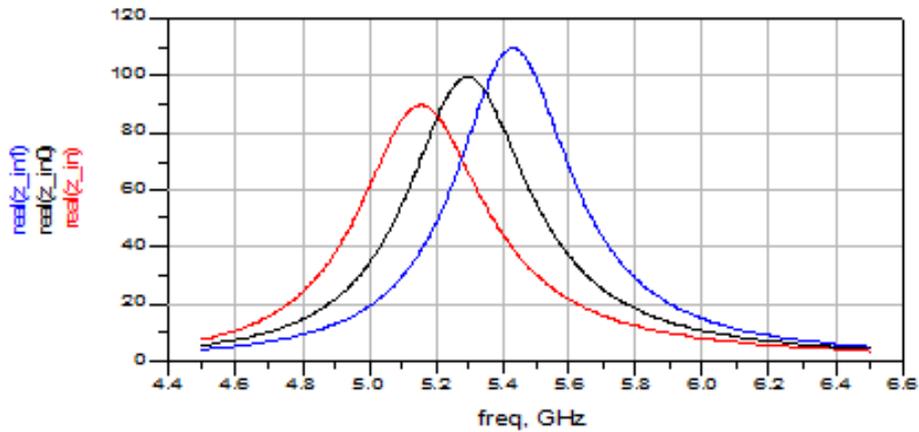


Figura 7-28 Equivalente circuital correspondiente al decremento de la dimensión  $L$  de la ranura de acoplamiento ( $L = 22.6\text{mm}$ ).



(a)



(b)

**Figura 7-29 Simulación circuital de las tendencias de la dimensión  $L$  de la ranura de acoplamiento con ADS. Línea Negra:  $L = 24.2\text{mm}$ . Línea Roja:  $L = 25.6\text{mm}$ . Línea Azul:  $L = 22.6\text{mm}$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento**

En las figuras 7-26 y 7-29 se comprueba la concordancia entre las simulaciones electromagnéticas y circuital de las tendencias de la modificación de la dimensión  $L$  de la ranura de acoplamiento alrededor de las frecuencias de resonancia correspondientes a la antena microstrip básica y la ranura de acoplamiento.

Mediante los modelos circuital equivalentes obtenidos en las figuras 7-27 y 7-28 se observa como para obtener la concordancia con las tendencias correspondientes a la modificación de la dimensión  $L$  de la ranura de acoplamiento se deben ajustar los parámetros  $L_2$  y  $R_2$  del circuito  $RLC_2$  correspondiente a la ranura de acoplamiento.

También será necesario modificar el coeficiente de acoplamiento ( $k$ ) y la resistencia  $R_1$  del circuito  $RLC_1$  para ajustar la frecuencia de resonancia y el valor de la parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica.

## 7.2.8. Estudio de la dimensión $W$ de la ranura de acoplamiento (Slot)

A continuación se analizará la tendencia de la dimensión  $W$  de ranura de acoplamiento mediante el aumento y decremento del valor fijado en el diseño inicial.

### 7.2.8.1. Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum

En la figura 7-30 se muestran los resultados de la simulación electromagnética correspondiente a la modificación de la dimensión  $W$  de la ranura de acoplamiento.

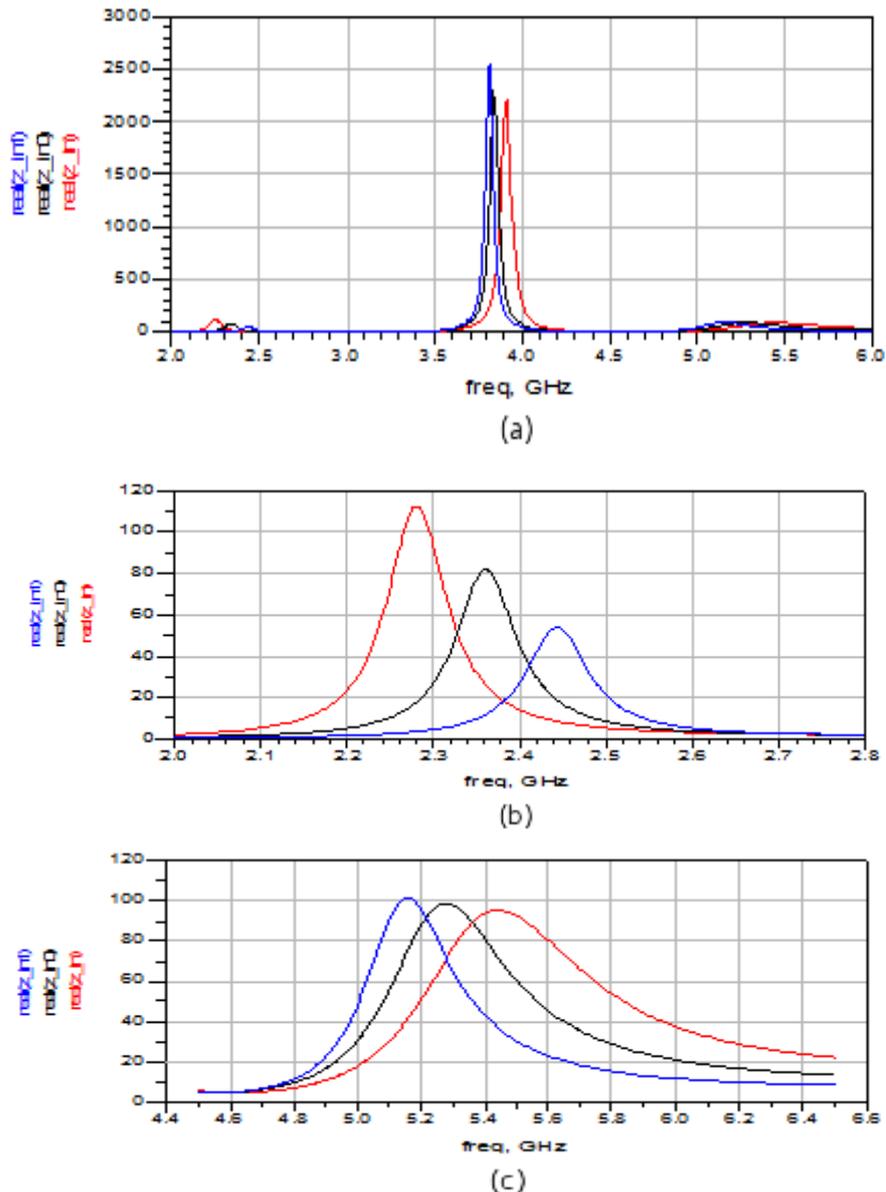


Figura 7-30 Simulación electromagnética de las tendencias de la dimensión  $W$  de la ranura de acoplamiento con Momentum. Línea Negra:  $W = 2.4\text{mm}$ . Línea Roja:  $W = 4.4\text{ mm}$ . Línea Azul:  $W = 1\text{mm}$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica. (c) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento.

En la figura 7-30 (a) se observa como el aumento de la dimensión  $W$  de la ranura de acoplamiento provoca el aumento de la frecuencia de resonancia y el decremento del valor de la parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la línea microstrip.

Estas tendencias se relacionan con la modificación de la longitud de la línea microstrip provocada por el aumento de la superficie de la ranura de acoplamiento. Las tendencias de la modificación de la longitud de la línea microstrip se analizarán con mayor detalle en el apartado 7.2.9.

En la figura 7-30 (b) se muestra como el aumento de la dimensión  $W$  de la ranura de acoplamiento produce el decremento de la frecuencia de resonancia y el aumento del valor de la parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip básica provocado por el aumento del acoplamiento electromagnético existente entre los dos componentes de la antena microstrip.

En la figura 7-30 (c) se muestra como el aumento de la dimensión  $W$  de la ranura de acoplamiento produce el decremento del valor de la parte real de la impedancia de entrada y un aumento del ancho de banda. En relación con el aumento de las pérdidas por radiación. Con el aumento de la dimensión  $W$  también se observa el aumento de la frecuencia de resonancia de la ranura de acoplamiento debido al aumento del acoplamiento electromagnético con la antena microstrip básica.

### 7.2.8.2. Obtención de los modelos circuitales equivalentes

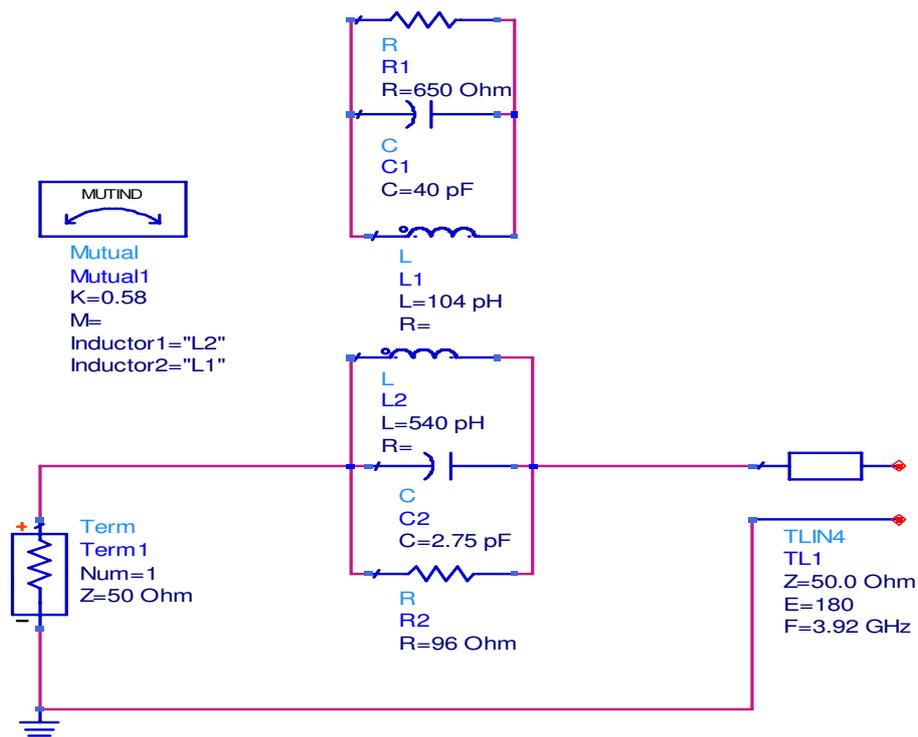


Figura 7-31 Equivalente circuital correspondiente al aumento de la dimensión  $W$  de la ranura de acoplamiento ( $W = 4.4 \text{ mm}$ ).

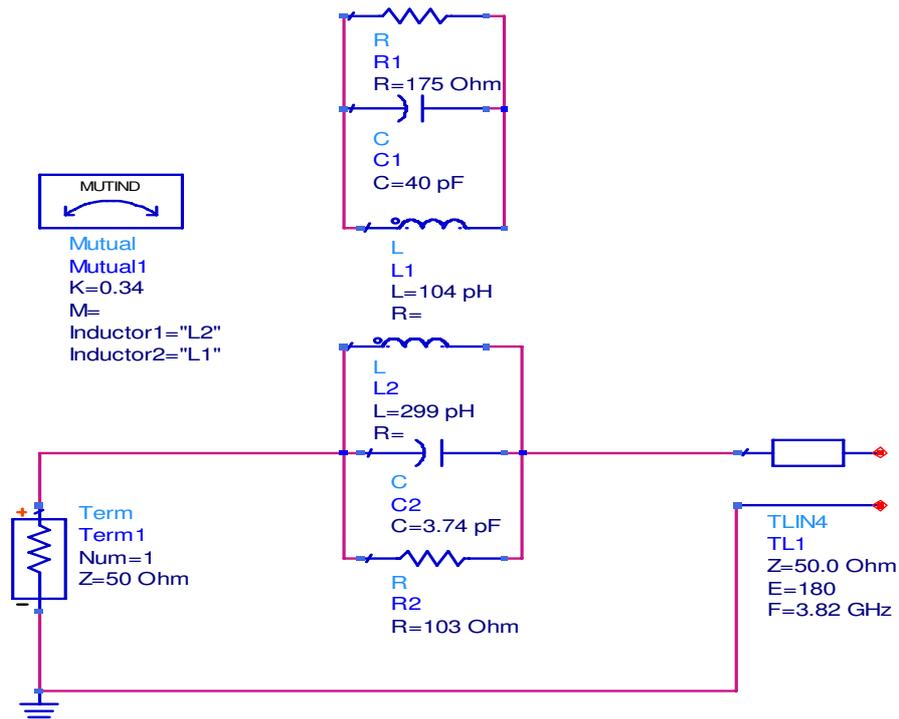
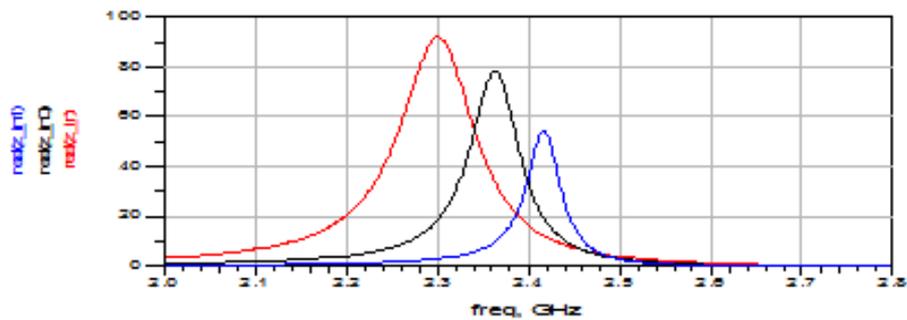
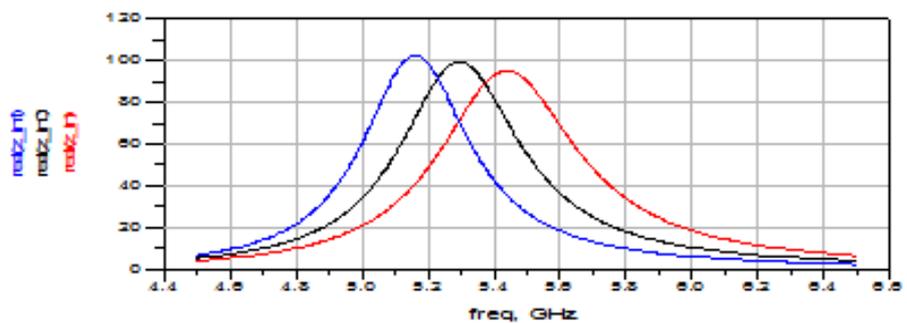


Figura 7-32 Equivalente circuital correspondiente al decremento de la dimensión  $W$  de la ranura de acoplamiento ( $W = 1\text{mm}$ ).



(a)



(b)

Figura 7-33 Simulación circuital de las tendencias de la dimensión  $W$  de la ranura de acoplamiento con ADS. Línea Negra:  $W = 2.4\text{mm}$ . Línea Roja:  $W = 4.4\text{mm}$ . Línea Azul:  $W = 1\text{mm}$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento.

En las figuras 7-30 y 7-33 se comprueba la concordancia entre las simulaciones electromagnéticas y circuitales de las tendencias de la modificación de la dimensión  $W$  de la ranura de acoplamiento alrededor de las frecuencias de resonancia correspondientes a la antena microstrip básica y la ranura de acoplamiento.

Mediante los modelos circuitales equivalentes obtenidos en las figuras 7-31 y 7-32 se observa como para obtener la concordancia con las tendencias correspondientes a la modificación de la dimensión  $W$  de la ranura de acoplamiento se deben ajustar varios parámetros del circuito  $RLC_2$  correspondiente a la ranura de acoplamiento. El condensador  $C_2$  y la resistencia  $R_2$  permiten ajustar, correspondientemente, el ancho de banda y el valor de la parte real de la impedancia de entrada y la bobina  $L_2$  permite ajustar la frecuencia de resonancia de la ranura de acoplamiento.

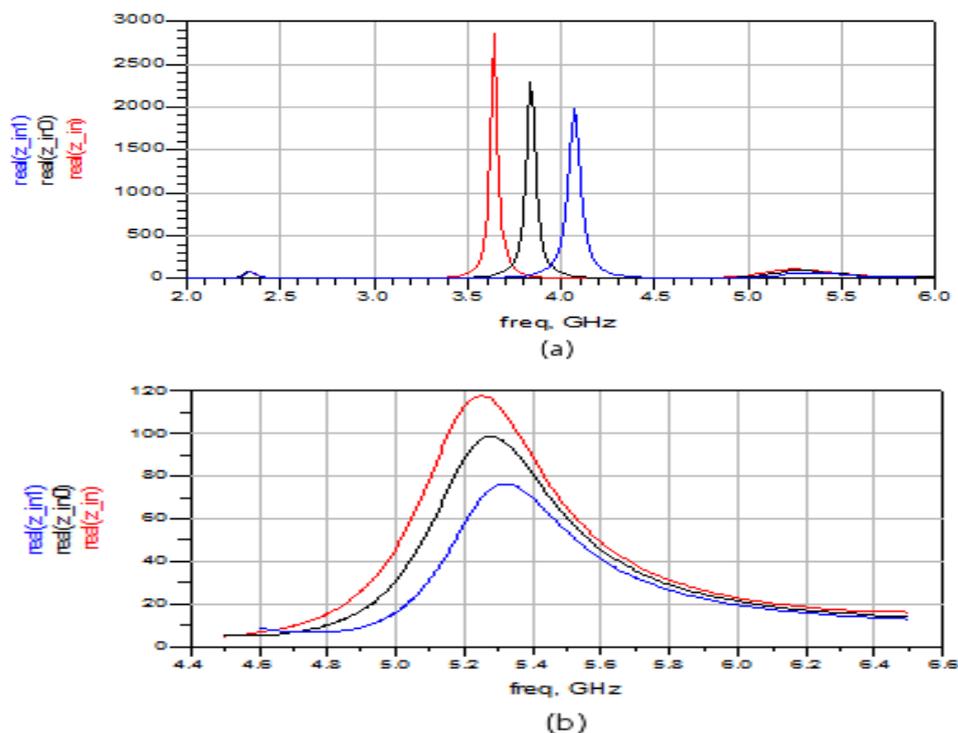
También será necesario modificar el coeficiente de acoplamiento ( $k$ ) y la resistencia  $R_1$  del circuito  $RLC_1$  para ajustar la frecuencia de resonancia y el valor de la parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica. Para ajustar la frecuencia de resonancia de la línea microstrip se modificará el valor de la frecuencia correspondiente a la línea de transmisión.

### 7.2.9. Estudio de la dimensión $L$ de la línea microstrip de alimentación

A continuación se analizará la tendencia de la dimensión  $L$  de la línea microstrip mediante el aumento y decremento del valor fijado en el diseño inicial.

#### 7.2.9.1. Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum

En la figura 7-34 se muestran los resultados de la simulación electromagnética correspondiente a la modificación de la dimensión  $L$  de la línea microstrip.



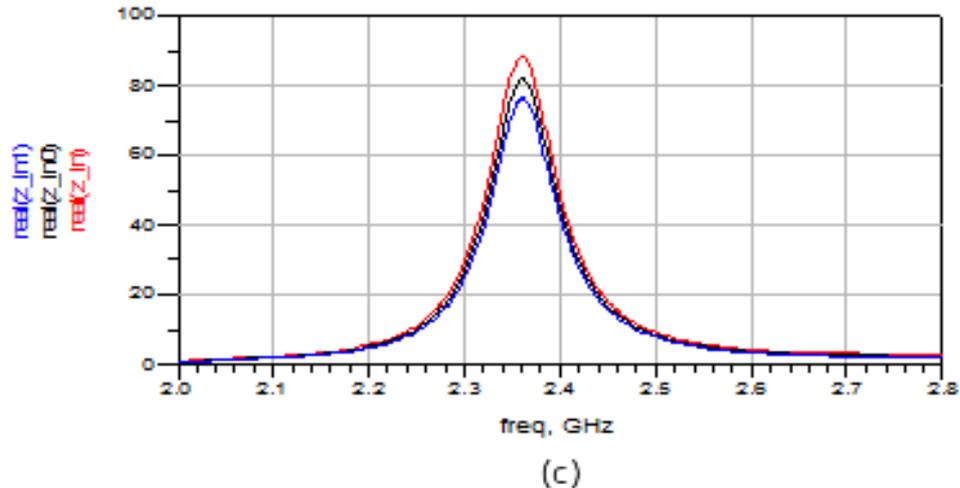


Figura 7-34 Simulación electromagnética de las tendencias de la dimensión  $L$  de la línea microstrip con Momentum. Línea Negra:  $L = 25.2\text{mm}$ . Línea Roja:  $L = 26.8\text{ mm}$ . Línea Azul:  $L = 23.6\text{mm}$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento. (c) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica

En la figura 7-34 (a) se muestra como el decremento de la dimensión  $L$  de la línea microstrip aumenta la frecuencia de resonancia, en relación con (11). Con el decremento de la longitud de la línea también se muestra un decremento del valor de la parte real de la impedancia de entrada y un aumento del ancho de banda, por lo que se comprueba que una línea microstrip de longitud menor tiene mayores pérdidas por radiación en comparación con una línea microstrip de mayor longitud.

En la figura 7-34 (b) se muestra como el aumento de las pérdidas por radiación de la línea microstrip provocadas por el decremento de su longitud  $L$  favorece el aumento de las pérdidas por radiación de la ranura de acoplamiento, relacionadas con el decremento de la parte real de la impedancia de entrada de la ranura de acoplamiento. También se muestra un decremento del ancho de banda relacionado con la modificación del acoplamiento electromagnético con la línea microstrip.

En la figura 7-34 (c) se muestra como el aumento de las pérdidas por radiación en la ranura de acoplamiento provoca un decremento en el valor de la parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip básica debido al aumento de las pérdidas por radiación de la antena microstrip básica provocado por el aumento del campo electromagnético captado de la ranura de acoplamiento.

### 7.2.9.2. Obtención de los modelos circuitales equivalentes

Como se ha comentado en el apartado 6.2, en el modelo circuitual equivalente la línea microstrip de alimentación se implementa como una línea de transmisión ideal, por lo que no se contemplan las pérdidas por radiación ni el acoplamiento electromagnético con la ranura de acoplamiento. Por este motivo, para obtener los modelos circuitales equivalentes correspondientes a la modificación de la dimensión  $L$  de la línea microstrip de alimentación se tendrán en cuenta las tendencias de la ranura de acoplamiento y mediante la modificación de los parámetros del circuito  $RLC_2$  se obtendrán las tendencias correspondientes a la antena microstrip básica comentadas en el apartado anterior.

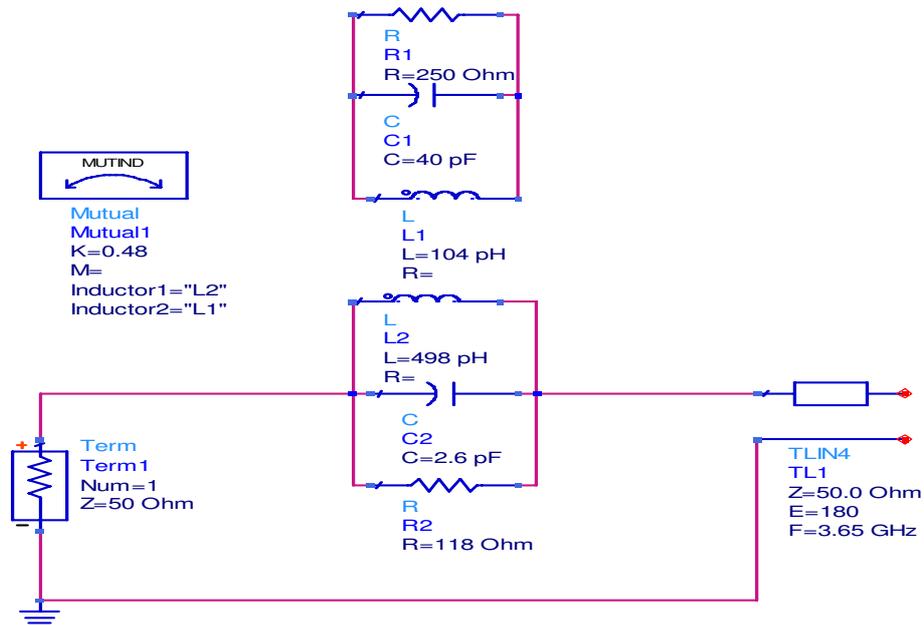


Figura 7-35 Equivalente circuital correspondiente al aumento de la dimensión  $L$  de la línea microstrip ( $L = 26.8\text{mm}$ ).

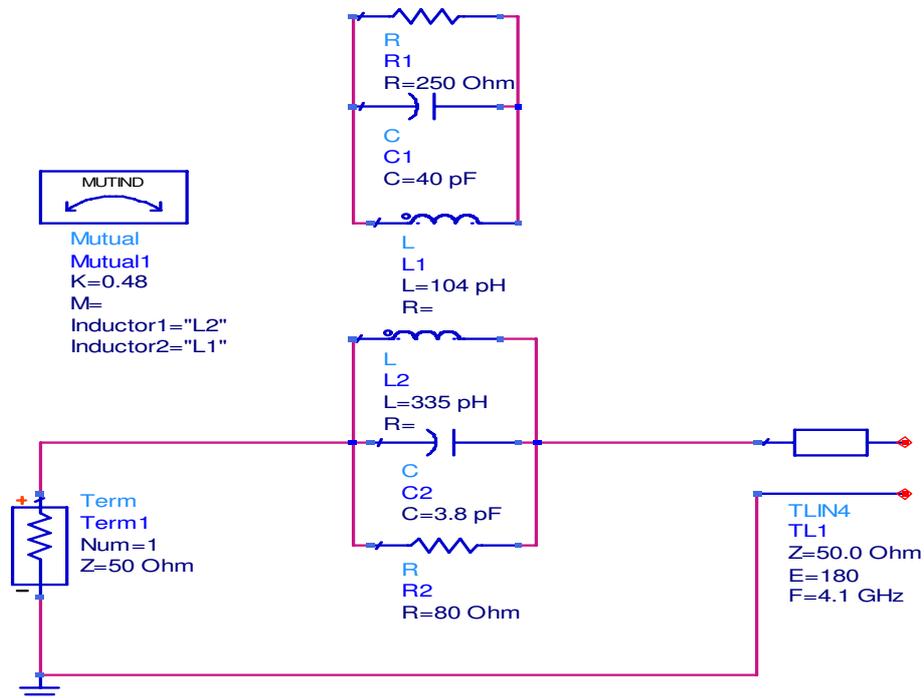


Figura 7-36 Equivalente circuital correspondiente al decremento de la dimensión  $L$  de la línea microstrip ( $L = 23.6\text{mm}$ ).

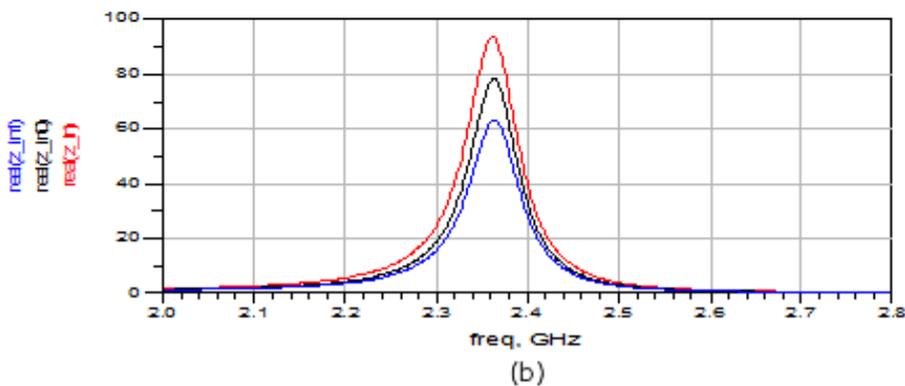
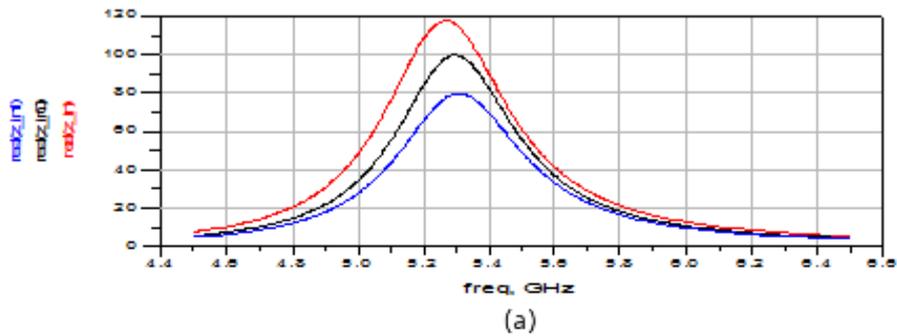


Figura 7-37 Simulación circuital de las tendencias de la dimensión  $L$  de la línea microstrip con ADS. Línea Negra:  $L = 25.2\text{mm}$ . Línea Roja:  $L = 26.8\text{mm}$ . Línea Azul:  $L = 23.6\text{mm}$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica

En las figuras 7-34 y 7-37 se comprueba la concordancia entre las simulaciones electromagnéticas y circuitales de las tendencias de la modificación de la dimensión  $L$  de la línea microstrip alrededor de las frecuencias de resonancia correspondientes a la antena microstrip básica y la ranura de acoplamiento.

Para implementar las tendencias correspondientes a la frecuencia de resonancia de la línea microstrip y de la ranura de acoplamiento se deben modificar, respectivamente, la frecuencia de resonancia de la línea de transmisión y bobina  $L_2$ .

Para implementar la tendencia del ancho de banda y del valor de la parte real de la impedancia de entrada de la ranura de acoplamiento y de la antena microstrip básica será necesario, respectivamente, ajustar el valor del cociente ( $C_2/L_2$ ) y de la resistencia  $R_2$ .

### 7.2.10. Estudio del grosor del sustrato dieléctrico de la línea microstrip de alimentación

A continuación se analizará la tendencia del grosor del sustrato dieléctrico ( $h_2$ ) de la línea microstrip de alimentación mediante el aumento y decremento del valor fijado en el diseño inicial.

### 7.2.10.1. Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum

En la figura 7-38 se muestran los resultados de la simulación electromagnética correspondiente a la modificación del grosor del sustrato dieléctrico de la línea microstrip.

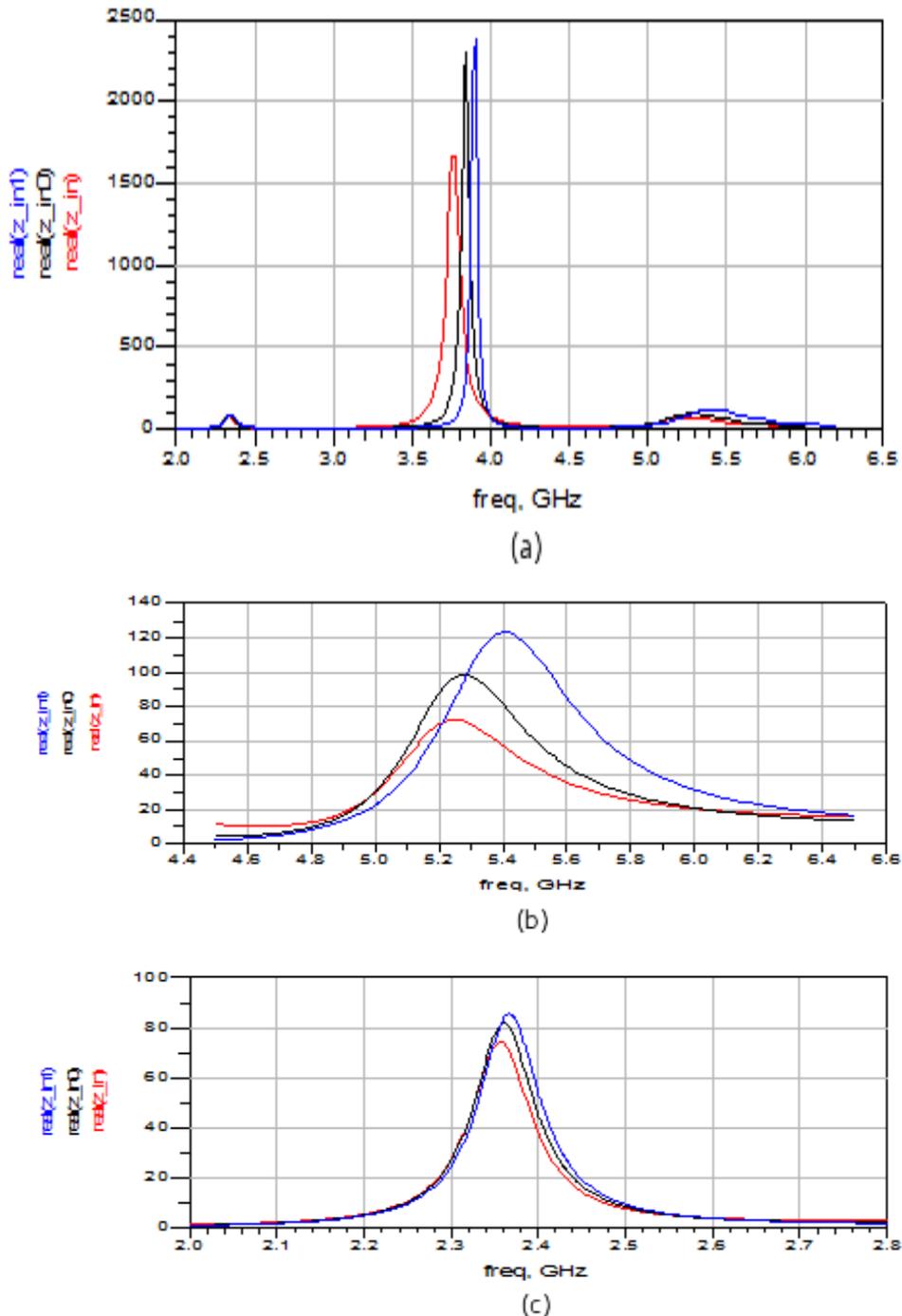


Figura 7-38 Simulación electromagnética de las tendencias del grosor del sustrato dieléctrico de la línea microstrip con Momentum. Línea Negra:  $h_2 = 1.6\text{mm}$ . Línea Roja:  $h_2 = 2\text{mm}$ . Línea Azul:  $h_2 = 1.2\text{mm}$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento. (c) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica.

En la figura 7-38 (a) se muestra como aumentando el grosor del sustrato dieléctrico de la línea microstrip de alimentación disminuye el valor de la parte real de la impedancia de entrada y aumenta el ancho de banda debido al aumento de las pérdidas por radiación de la antena microstrip básica. También se observa como con el aumento del grosor del sustrato dieléctrico de la línea microstrip disminuye la frecuencia de resonancia. Como consecuencia del incremento de la longitud de la línea microstrip ( $\Delta L$ ) provocado por el aumento de las pérdidas por radiación, resultando una longitud efectiva mayor.

En la figura 7-38 (b) se muestra como el aumento de las pérdidas por radiación de la línea microstrip provocadas por el aumento del grosor del sustrato dieléctrico favorece el aumento de las pérdidas por radiación de la ranura de acoplamiento, relacionadas con el decremento de la parte real de la impedancia de entrada. También se muestra un decremento de la frecuencia de resonancia, relacionado con la modificación del acoplamiento electromagnético con la línea microstrip.

En la figura 7-38 (c) se muestra como el aumento de las pérdidas por radiación en la ranura de acoplamiento provoca un decremento en el valor de la parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip básica debido al aumento del campo electromagnético captado de la ranura de acoplamiento. También se muestra un ligero desplazamiento de la frecuencia de resonancia como consecuencia de la modificación del acoplamiento electromagnético con la ranura de acoplamiento.

### 7.2.10.2. Obtención de los modelos circuitales equivalentes

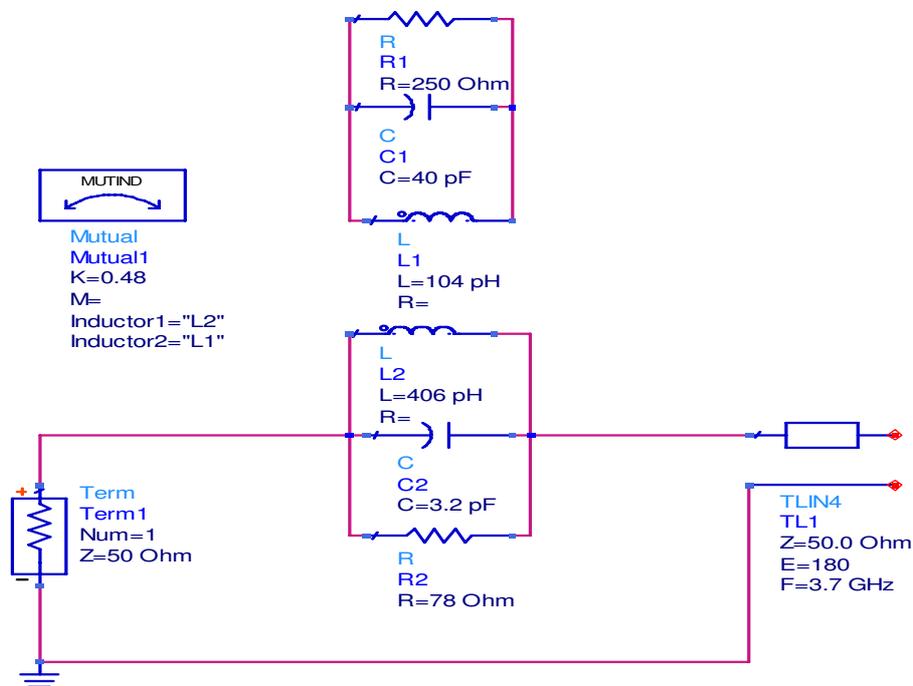


Figura 7-39 Equivalente circuital correspondiente al aumento del grosor del sustrato dieléctrico de la línea microstrip ( $h_2 = 2\text{mm}$ ).

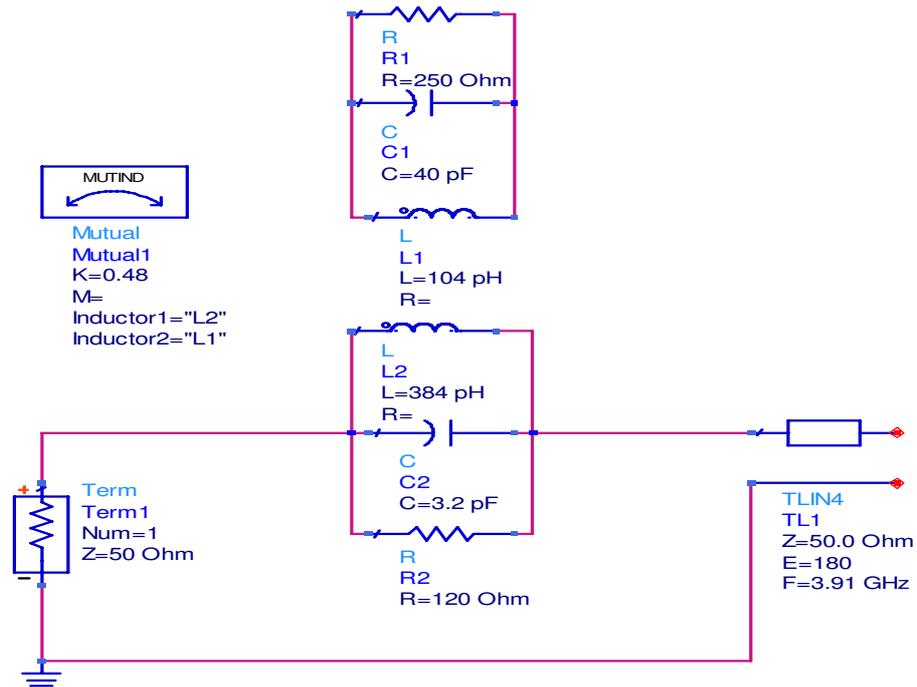
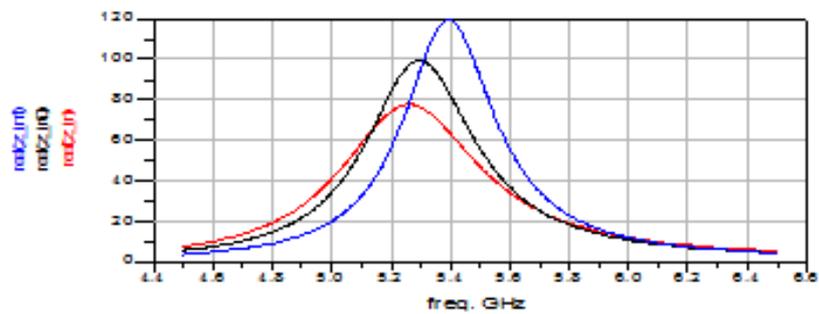
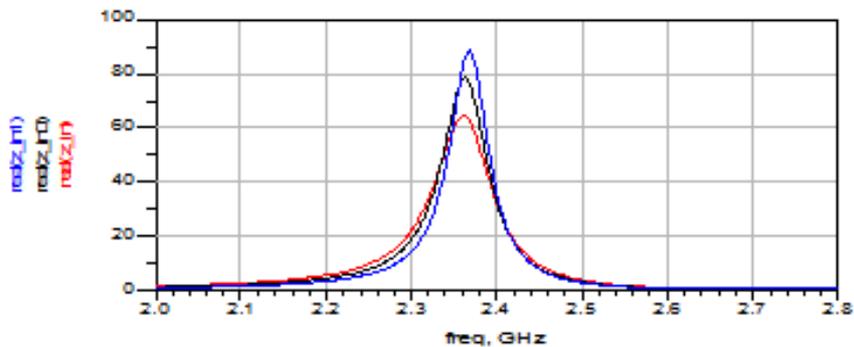


Figura 7-40 Equivalente circuital correspondiente al decremento del grosor del sustrato dieléctrico de la línea microstrip ( $h_2 = 1.2\text{mm}$ ).



(a)



(b)

Figura 7-41 Simulación circuital de las tendencias del grosor del sustrato dieléctrico de la línea microstrip con ADS. Línea Negra:  $h_2 = 1.6\text{mm}$ . Línea Roja:  $h_2 = 2\text{mm}$ . Línea Azul:  $h_2 = 1.2\text{mm}$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica.

En las figuras 7-38 y 7-41 se comprueba la concordancia entre las simulaciones electromagnéticas y circuitales de las tendencias de la modificación del grosor del sustrato dieléctrico de la línea microstrip alrededor de las frecuencias de resonancia correspondientes a la antena microstrip básica y la ranura de acoplamiento.

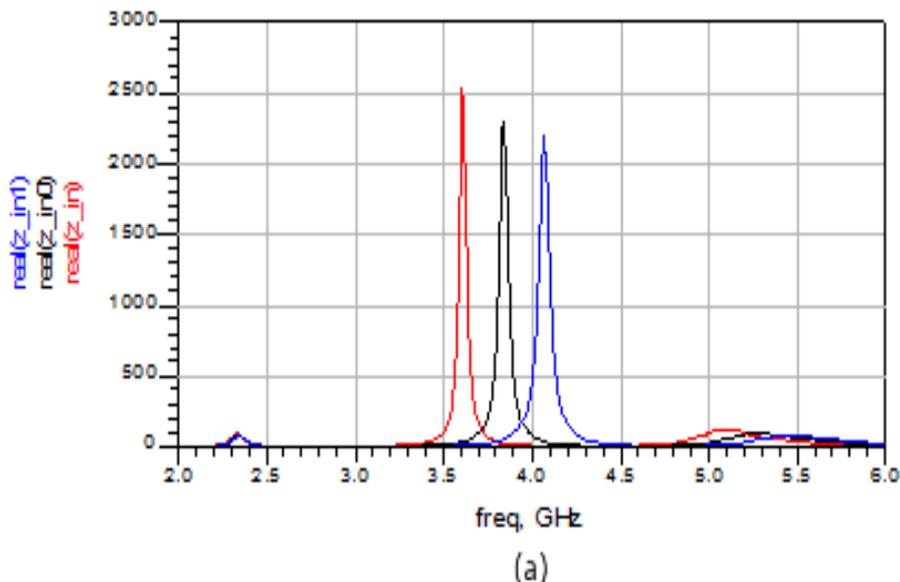
Para implementar las tendencias correspondientes a la frecuencia de resonancia de la línea microstrip se debe modificar la frecuencia de resonancia de la línea de transmisión, Para obtener las tendencias de las frecuencias de resonancia de la ranura de acoplamiento y de la antena microstrip básica se debe modificar bobina  $L_2$ . Para implementar la tendencia del valor de la parte real de la impedancia de entrada de la ranura de acoplamiento y de la antena microstrip básica será necesario ajustar el valor de la resistencia  $R_2$ .

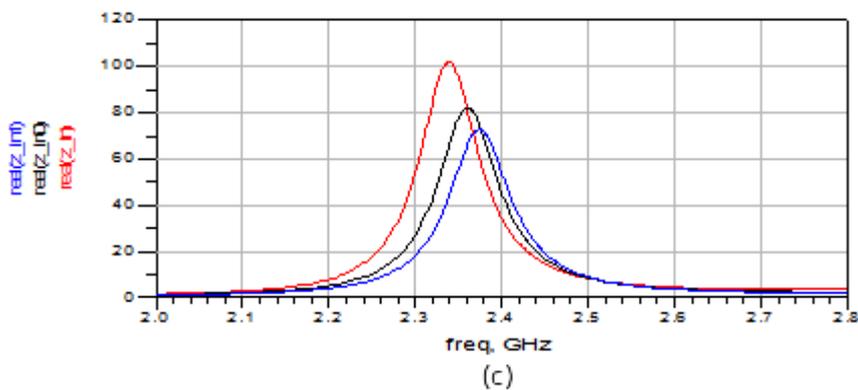
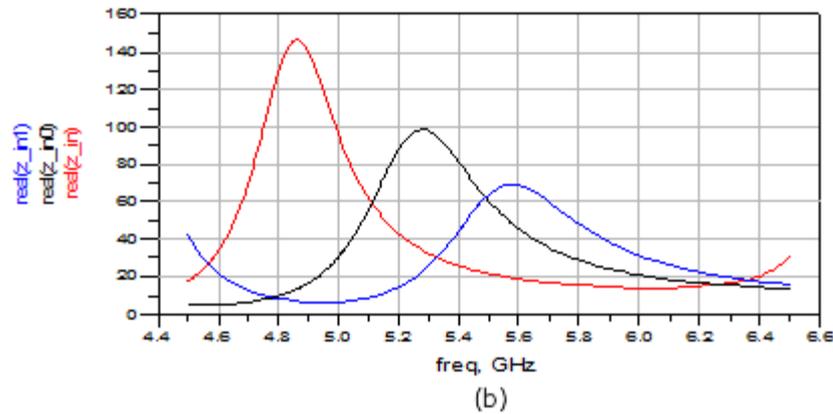
### 7.2.11. Estudio de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la línea microstrip de alimentación

A continuación se analizará la tendencia de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico ( $\epsilon_{r2}$ ) de la línea microstrip de alimentación mediante el aumento y decremento del valor fijado en el diseño inicial.

#### 7.2.11.1. Resultados obtenidos mediante el software de diseño Momentum

En la figura 7-42 se muestran los resultados de la simulación electromagnética correspondiente a la modificación de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la línea microstrip.





**Figura 7-42 Simulación electromagnética de las tendencias de la permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ) del sustrato dieléctrico de la línea microstrip con Momentum. Línea Negra:  $\epsilon_r = 2.54$ . Línea Roja:  $\epsilon_r = 2.84$ . Línea Azul:  $\epsilon_r = 2.24$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento. (c) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica.**

En la figura 7-42 (a) se muestra como con el decremento de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la línea microstrip de alimentación disminuye el valor de la parte real de la impedancia de entrada y aumenta el ancho de banda debido al aumento de las pérdidas por radiación de la antena microstrip básica. También se observa como con el decremento de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la línea microstrip aumenta la frecuencia de resonancia.

En la figura 7-42 (b) se muestra como el aumento de las pérdidas por radiación de la línea microstrip provocadas por el decremento de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico favorece el aumento de las pérdidas por radiación de la ranura de acoplamiento, relacionadas con el decremento de la parte real de la impedancia de entrada. También se muestra un aumento de la frecuencia de resonancia, relacionado con la modificación del acoplamiento electromagnético con la línea microstrip.

En la figura 7-42 (c) se muestra como el aumento de las pérdidas por radiación en la ranura de acoplamiento provoca un decremento en el valor de la parte real de la impedancia de entrada de la antena microstrip básica debido al aumento de las pérdidas por radiación de la antena microstrip básica provocado por el aumento del campo electromagnético captado de la ranura de acoplamiento. También se muestra un ligero desplazamiento de la frecuencia de resonancia en relación con la modificación del acoplamiento electromagnético con la ranura de acoplamiento.

### 7.2.11.2. Obtención de los modelos circuitales equivalentes

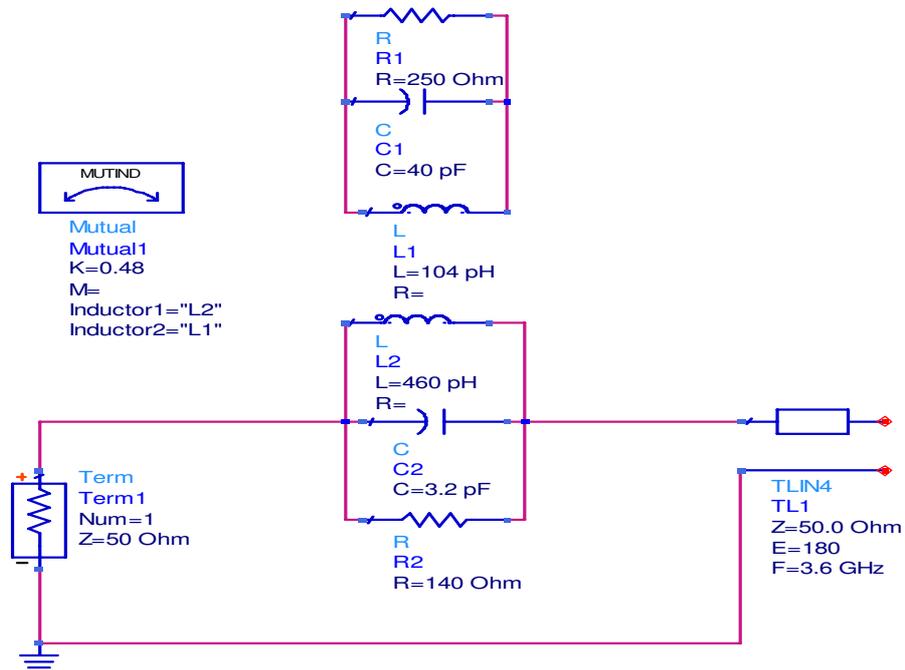


Figura 7-43 Equivalente circuital correspondiente al aumento de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la línea microstrip ( $\epsilon_r = 2.84$ ).

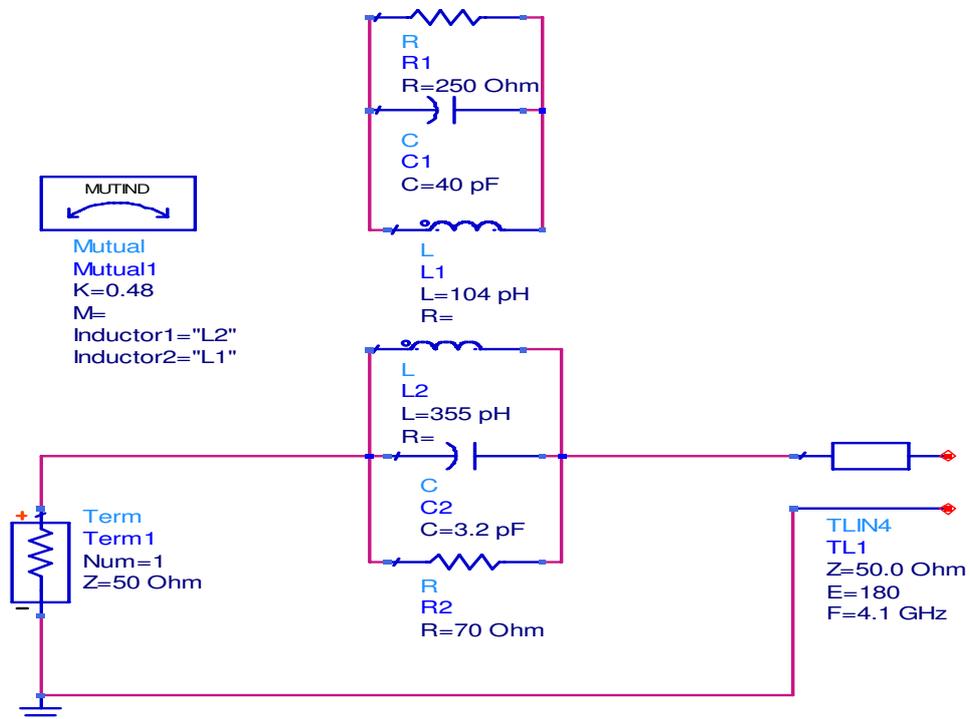
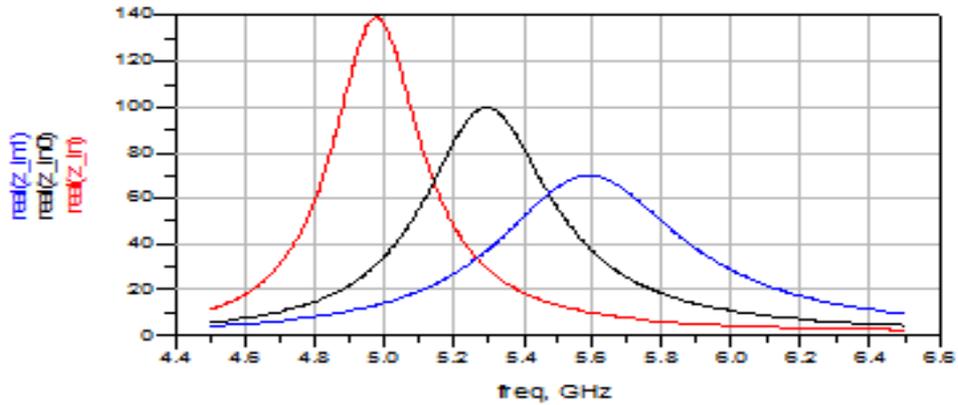
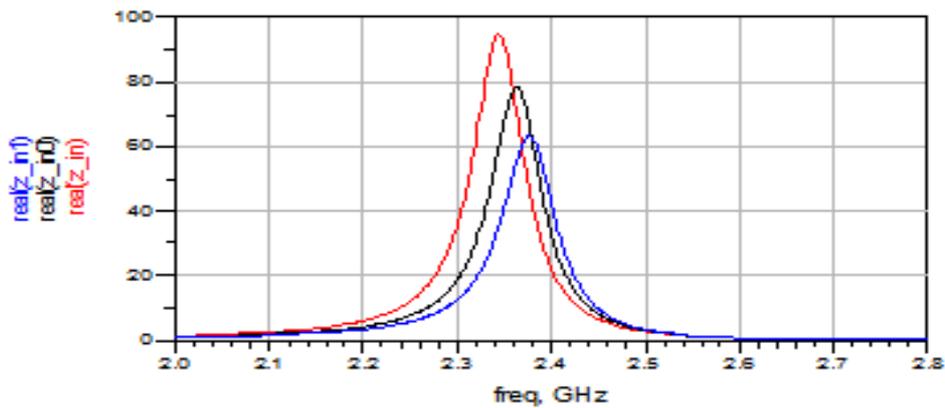


Figura 7-44 Equivalente circuital correspondiente al aumento de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la línea microstrip ( $\epsilon_r = 2.24$ ).



(a)



(b)

Figura 7-45 Simulación circuital de las tendencias de la permitividad relativa ( $\epsilon_{r2}$ ) del sustrato dieléctrico de la línea microstrip con ADS. Línea Negra:  $\epsilon_{r2} = 2.54$ . Línea Roja:  $\epsilon_{r2} = 2.84$ . Línea Azul:  $\epsilon_{r2} = 2.24$ . (a) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la ranura de acoplamiento. (b) Parte real de la impedancia de entrada correspondiente a la antena microstrip básica.

En las figuras 7-42 y 7-45 se comprueba la concordancia entre las simulaciones electromagnéticas y circuital de las tendencias de la modificación de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico de la línea microstrip alrededor de las frecuencias de resonancia correspondientes a la antena microstrip básica y la ranura de acoplamiento.

Para implementar las tendencias correspondientes a la frecuencia de resonancia de la línea microstrip se debe modificar la frecuencia de resonancia de la línea de transmisión y para implementar las tendencias de las frecuencias de resonancias de la de la ranura de acoplamiento y de la antena microstrip básica se debe modificar la bobina  $L_2$ .

También será necesario ajustar el valor de la resistencia  $R_2$ . Para implementar las tendencias del valor de la parte real de la impedancia de entrada de la ranura de acoplamiento y de la antena microstrip básica.

### 7.3. Ejemplo práctico

A continuación se realizará un ejemplo para poner en práctica los conocimientos adquiridos en el apartado 7.2 referentes a las tendencias de los parámetros físicos de una antena microstrip alimentada mediante una apertura y su relación con los componentes del modelo circuital equivalente propuesto en el apartado 6.2.

El objetivo del ejemplo será diseñar una antena microstrip alimentada por apertura y obtener el máximo ancho de banda para una frecuencia de trabajo de 2.5GHz. Las modificaciones necesarias en el diseño inicial de la antena microstrip para cumplir con la especificación se realizarán mediante el modelo circuital equivalente.

Primero se realizará un diseño inicial de la antena microstrip y se comprobarán los resultados obtenidos mediante la simulación electromagnética. Posteriormente, se obtendrá el modelo circuital equivalente del diseño inicial y se realizarán las modificaciones oportunas de los componentes del modelo circuital para cumplir con objetivo de obtener el máximo ancho de banda para la frecuencia de trabajo de 2.5GHz.

Las modificaciones de los componentes del modelo circuital equivalente se realizarán de forma coherente mediante el conocimiento de las tendencias y las relaciones obtenidas con los parámetros físicos de la antena microstrip en el estudio realizado en el apartado 7.2.

#### 7.3.1. Diseño inicial de la antena microstrip

En la Tabla 6 se muestran los parámetros iniciales de diseño de la antena microstrip alimentada mediante el acoplamiento por apertura mostrada en la figura 7-46.

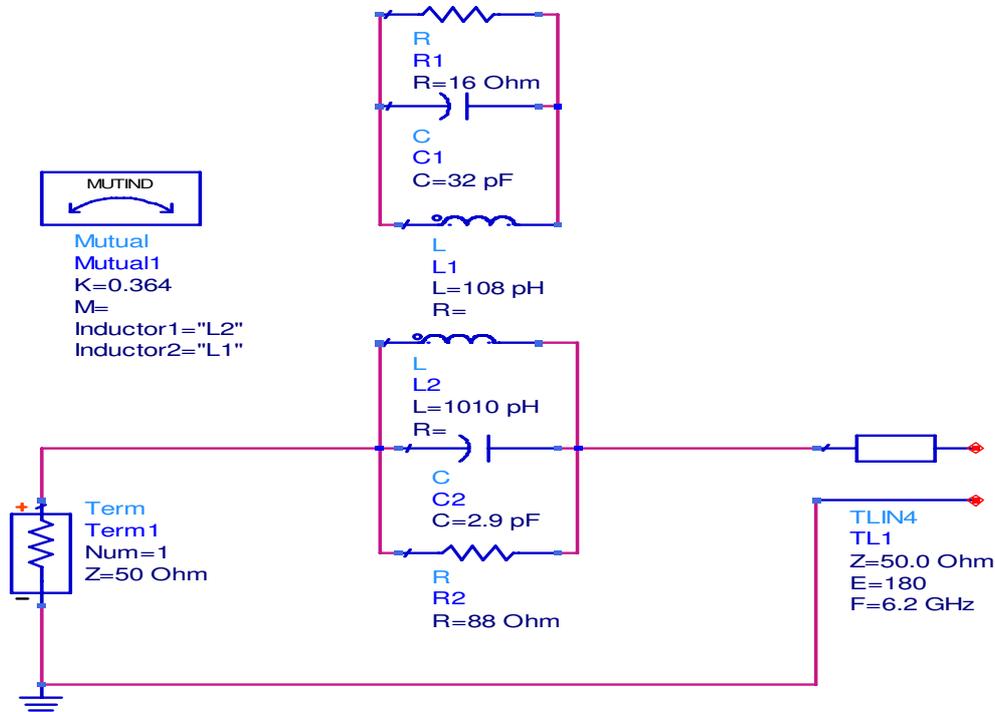
Componentes	$f_r$ (GHz)	L (mm)	W (mm)	h (mm)	$\epsilon_r$	Tan( $\delta$ )
Antena microstrip básica	2.75*	30	42	3.5	2.54	0.0012
Línea de microstrip de alimentación	6.2	14.8	4.4	1.6	2.54	----
Ranura de acoplamiento	2.95**	38.6	2.4	----	----	----
Estructura de soporte	----	6.4	----	----	----	----

Tabla 6 Parámetros de la antena microstrip correspondiente a la figura 9-45. (\*) Acoplamiento muy reducido con la ranura. (\*\*) Ranura de acoplamiento y línea microstrip de alimentación (aislados).



### 7.3.2. Obtención del modelo circuital equivalente

El modelo circuital equivalente mostrado en la figura 7.48 se ha obtenido siguiendo los pasos descritos en el apartado 7.2.1.2



7-48 Modelo circuital equivalente del modelo inicial del estudio con ADS

#### 7.3.2.1. Comparación de los resultados obtenidos mediante Momentum y ADS

En figura 7-49 se muestra la comparación de las simulaciones electromagnética y circuital correspondientes a las figuras 7-46 y 7-48.

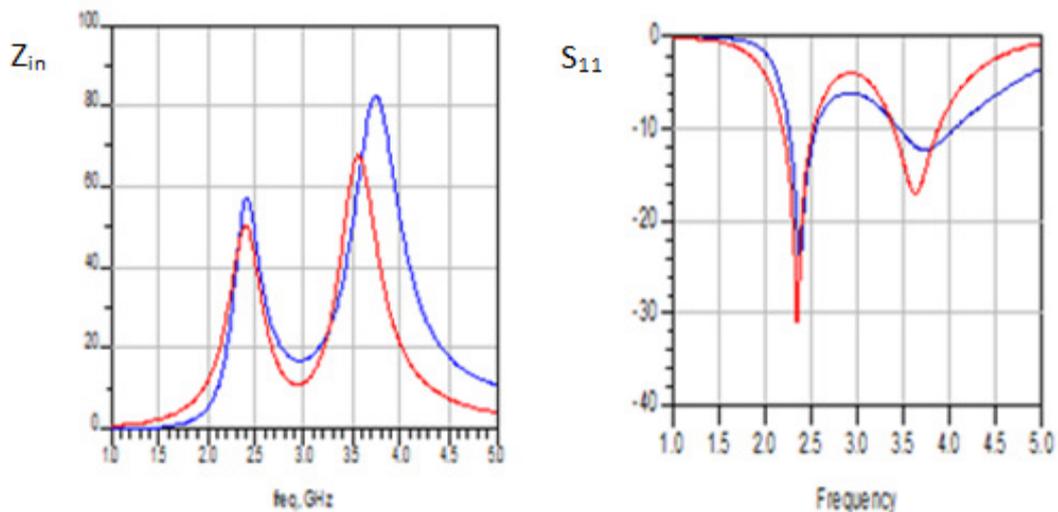


Figura 7-49 Línea Azul: Simulación electromagnética con Momentum. Línea Roja: Simulación modelo circuital con ADS. Parte real de la impedancia de entrada y coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ )

En la figura 7-49 se muestra una concordancia entre las simulaciones electromagnética y circuital en el rango de frecuencias donde se ubican las resonancias de la antena microstrip básica y la ranura de acoplamiento.

Como se ha comentado a lo largo del estudio, en el modelo circuital equivalente la línea microstrip de alimentación se implementa mediante una línea de transmisión ideal, por lo que cabe destacar que el acoplamiento electromagnético existente entre la ranura de acoplamiento y la línea microstrip de alimentación no se tiene en cuenta. Por este motivo, en la comparación de las simulaciones electromagnética y circuital, mostrada en la figura 7-49 se observa una menor concordancia en la resonancia correspondiente a la ranura de acoplamiento respecto a la resonancia correspondiente a la antena microstrip básica.

### 7.3.3. Modificación del modelo circuital para obtener el máximo ancho de banda en 2.5GHz.

Para la obtención del modelo circuital mostrado en la figura 7-50 se han realizado 3 pasos en correspondencia con las tendencias analizadas en el apartado 7.2 y relacionadas con los parámetros físicos de la antena microstrip.

En primer lugar, se ha realizado el aumento de la bobina  $L_2$  y el decremento de la resistencia  $R_2$ . Estas modificaciones se corresponden con el aumento de la dimensión  $L_r$  de la ranura de acoplamiento.

Posteriormente se ha realizado el decremento de los valores de la resistencia  $R_1$  y el condensador  $C_1$  en correspondencia con el aumento de la dimensión  $W$  de la antena microstrip básica.

Por último se ha realizado el aumento del valor de la bobina  $L_1$ , el decremento del valor del coeficiente de acoplamiento ( $k$ ) y de las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  en relación al aumento de la longitud de la estructura de soporte ( $L_s$ ) de la antena microstrip básica.

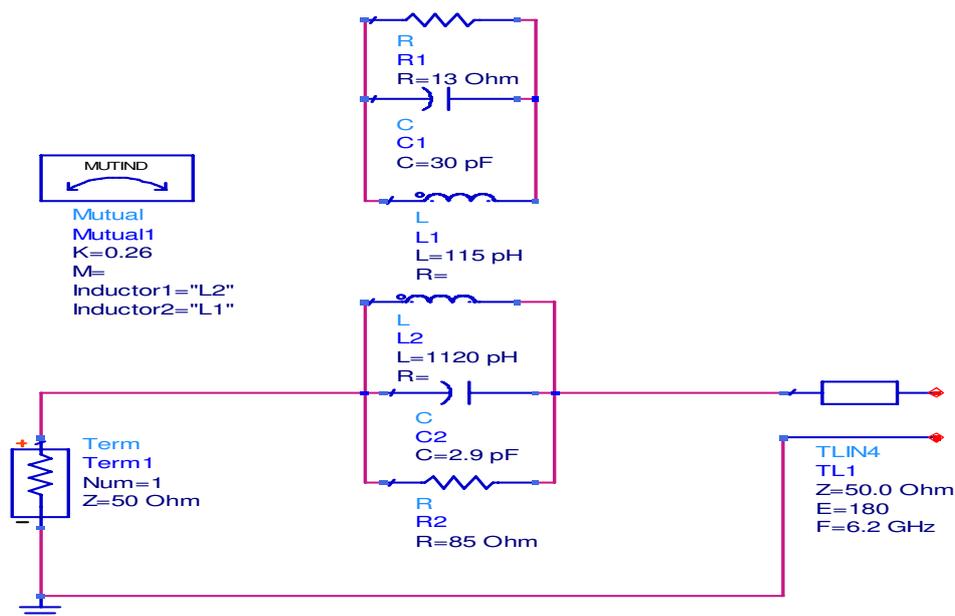


Figura 7-50 Modelo circuital obtenido con ADS

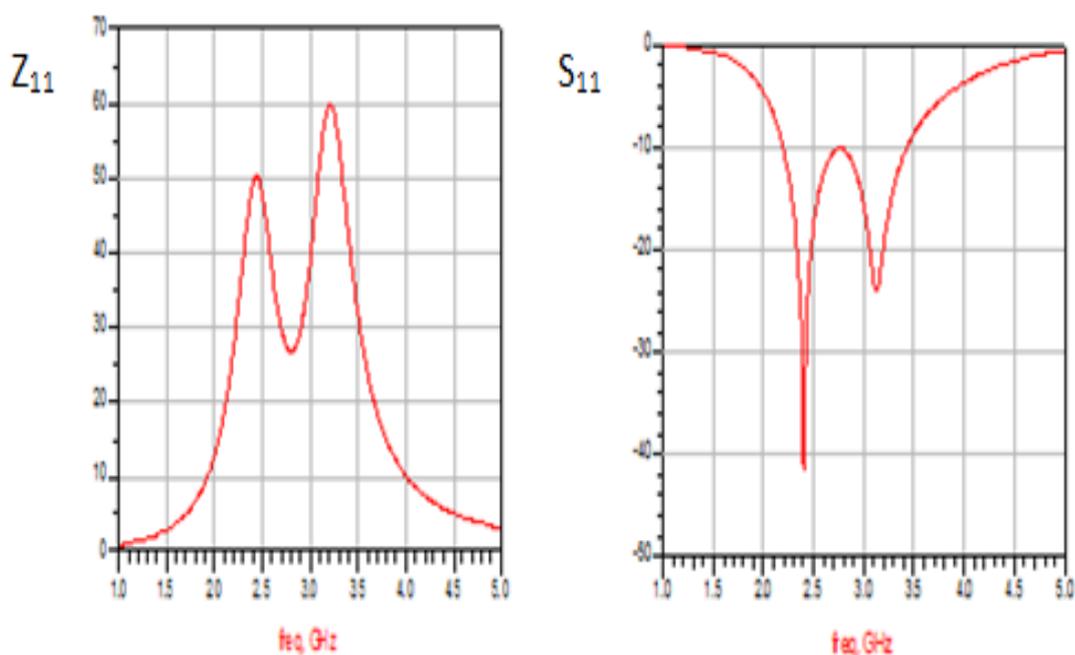


Figura 7-51 Simulación del modelo circuital con ADS. Parte real de la impedancia de entrada ( $Z_{in}$ ) y coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ )

En la simulación circuital de la figura 7-51 se muestra como el modelo circuital mostrado en la figura 7-50 dispone de un ancho de banda muy elevado (-10dB) para el rango de frecuencias comprendido entre 2.2GHz y 3.5GHz.

### 7.3.4. Obtención de diseño de la antena microstrip correspondiente al modelo circuital

En la Tabla 7 se muestran las modificaciones realizadas en el diseño de la antena microstrip en correspondencia con las modificaciones realizadas en el modelo circuital equivalente.

Componentes	L(mm)	W(mm)	h(mm)	$\epsilon_r$	Tan( $\delta$ )
Antena microstrip básica	30	54	3.5	2.54	0.0012
Línea microstrip de alimentación	14.8	4.4	1.6	2.54	----
Ranura de acoplamiento	40.2	2.4	----	----	----
Estructura de soporte	----	8	----	----	----

Tabla 7 Parámetros de la antena microstrip correspondiente a la figura 7-49

### 7.3.4.1. Comparación de los resultados obtenidos mediante Momentum y ADS

En figura 7-52 se muestra la comparación de las simulaciones electromagnética y circuital correspondientes al modelo circuital de la figura 7-50 y a la antena microstrip mostrada en la figura 7-46 con los parámetros correspondientes a la tabla 7.

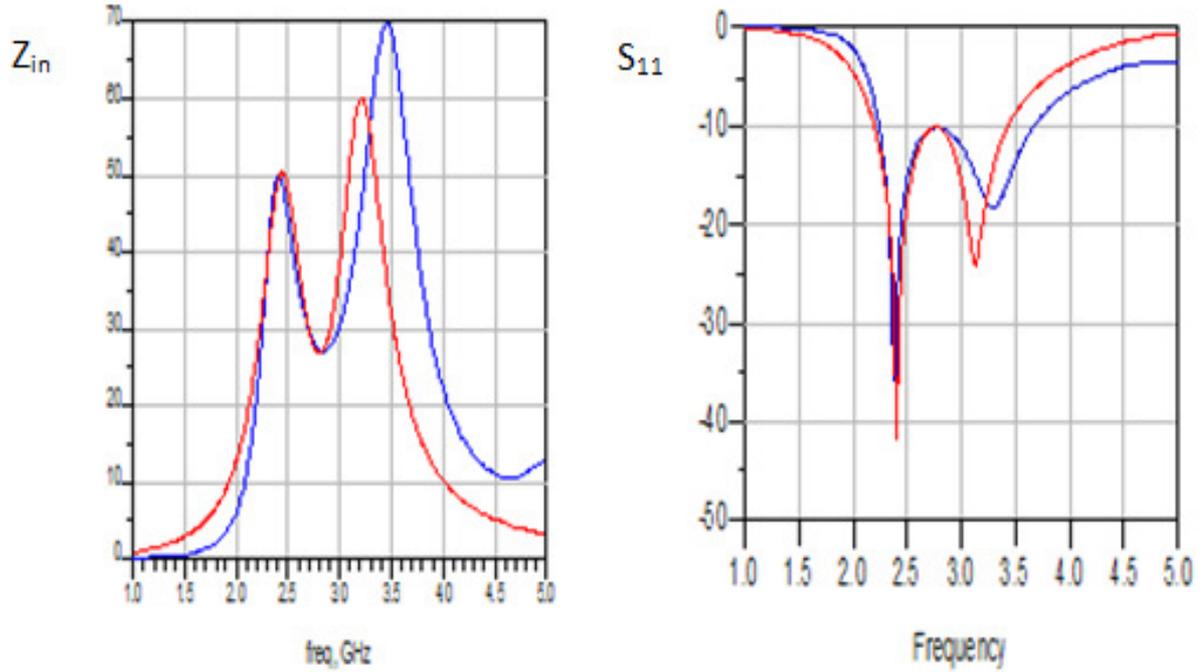


Figura 7-52 Línea Azul: Simulación electromagnética con Momentum. . Línea Roja: Simulación modelo circuital con ADS. Parte real de la impedancia de entrada y coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ )

En la figura 7-52 se observa una gran concordancia entre la simulación circuital y electromagnética además de un ancho de banda muy elevado para la frecuencia de 2.5GHz.

Observando los resultados obtenidos en la figura 7-52 y el método utilizado en el apartado 7.3.3 se puede afirmar que utilizando modificaciones coherentes del modelo circuital relacionadas con los parámetros físicos de la antena microstrip se ha cumplido con el objetivo de modificar y facilitar el diseño de la antena microstrip alimentada por apertura para cumplir con la especificación propuesta en el apartado 7.3

## Capítulo 8

### Conclusiones y líneas futuras

En el proyecto se ha expuesto conjuntamente la teoría de las antenas microstrip correspondiente a la estructura básica de este tipo de antenas y a distintas configuraciones existentes para obtener un aumento del ancho de banda dispersa en varios documentos.

En los apartados del documento correspondientes a las distintas configuraciones de antenas microstrip se han expuesto las ecuaciones más relevantes para el análisis de los fenómenos que se producen en cada modelo de antena con el objetivo de realizar un estudio detallado de las tendencias de los componentes de cada configuración.

El principal objetivo del documento se ha establecido en obtener una relación entre los parámetros físicos de las distintas configuraciones de las antenas microstrip estudiadas con los componentes de los modelos circuitales equivalentes propuestos para cada tipo de configuración en concreto con el objetivo de facilitar posteriores diseños de este tipo de antenas microstrip.

Para ello, se ha realizado un estudio detallado de las tendencias de los componentes correspondientes a las tres configuraciones de antenas microstrip expuestas en el documento mediante las simulaciones electromagnéticas realizadas con el software Momentum [8].

Posteriormente se han obtenido los modelos circuitales equivalentes para cada diseño y tendencia en concreto modificando el valor de los componentes del modelo circuital equivalente de forma coherente y comparando los resultados obtenidos en las simulaciones electromagnéticas con los resultados de las simulaciones circuitales obtenidos con ADS [8].

Por último se ha realizado un ejemplo práctico en el que se ha propuesto obtener un diseño de una antena microstrip alimentada por apertura con un elevado ancho de banda en la frecuencia de 2.5GHz y se ha comprobado que mediante el modelo circuital y el conocimiento de las tendencias de la configuración en concreto se puede facilitar el diseño de la antena microstrip con el ahorro de modificaciones físicas y simulaciones electromagnéticas.

Como líneas futuras a este proyecto la fabricación y medición de las distintas configuraciones de antenas microstrip estudiadas en el documento mediante los modelos circuitales equivalentes propuestos para cada configuración en concreto con el objetivo de facilitar el diseño de antenas microstrip.

# Capítulo 9

## Referencias

- [1] IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas.  
Revision of ANSI/IEEE Std. 145-1973.
- [2] Jaume Anguera y Antonio Pérez.  
Teoría de Antenas.  
Universitat Ramón Llull.  
Editor: Lluís Vicent. 2008.
- [3] Ángel Cardama Aznar, Lluís Jofre Roca, Juan Manuel Rius Casals, Jordi Romeu Robert, Sebastián Blanch Bori.  
Antenas.  
Edicions de la Universitat Politècnica de Catalunya. 2008.
- [4] Constantine A. Balanis.  
Antenna Theory. Analysis and Design.  
John Wiley & Sons, Inc, 2nd edition.
- [5] José Luis Jiménez Martín, José María Rodríguez Martín y Vicente González Posadas.  
Procedimiento de Diseño y Realización de Antenas de Parche en Tecnología Microstrip  
Artículo. 26 de noviembre 2011.
- [6] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bhal, Apisak Ittipiboon.  
Microstrip Antenna Design Handbook.  
Artech House, Inc. 2001.
- [7] D. Pozar  
Microwave Engineering.  
John Wiley & Sons, 2nd edition. 1998.
- [8] Agilent Technologies. ADS y Momentum.  
© 1998-2004, Agilent Technologies.
- [9] Guirish Kumar and K.P. Ray  
Broadband Microstrip Antennas  
Artech House.
- [10] D. Pozar  
Microstrip Antennas (invited paper)  
IEE, Vol.80, Jan. 1, 1992.

- [11] J. Anguera, C. Puente and C. Borja  
A procedure to design stacked microstrip patch antennas based on a simple network model.  
John Wiley & Sons, Inc. Microwave and Optical Technology Letters.2001.
- [12] S. Maci and G. Bifji Gentili  
Dual-Frequency Patch Antennas  
University of Florence, Vol.39, 1997.
- [13] Gustavo Villaseca Sánchez, Eva rajo Iglesias.  
Universidad Carlos III de Madrid, Escuela Politécnica Superior. Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones.
- [14] R. L. Li, G. DeJean, K. Lim, M. M. Tentzeris, and J. Laskar  
Design of Compact Stacked-Patch Antennas in LTCC multilayer packaging modules for Wireless Applications.  
Georgia Institute of Technology. School of Electrical and Computer Engineering
- [15] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bhal, Apisak Ittipiboon  
Micorstrip Antenna Design Handbook  
Artech House, Inc. 2001.
- [16] D.Pozar.  
A review of Aperture Coupled Microstrip Antennas:History, Operation, Development and Applications  
Electrical and Computer Engineering. University of Massachusets at Amherst. May 1996.
- [17] Alfonso Noriega Vizete.  
Diseño de un parche bifrecuencia alimentado por ranura (Proyecto Final de.Carrera).  
Universidad Carlos III de Madrid. Escuela Politécnica Superior. Teoría de la señal y Comunicaciones.

**Resum:**

L'objectiu del projecte es facilitar el disseny i la modificació d'antenes microstrip utilitzant models circuitals.

En el document s'exposa conjuntament la teoria de varies configuracions d'antenes microstrip dispersa en varis documents i les equacions més rellevants per l'anàlisi dels fenòmens que es produeixen en cada model d'antena amb l'objectiu de realitzar un estudi detallat de les tendències dels components de cada configuració.

L'estudi de les tendències es realitza per obtenir una relació entre els paràmetres físics i els components dels models circuitals proposats per a cada configuració d'antena microstrip.

Utilitzant la teoria exposada en el document i l'estudi realitzat es comprova que és possible facilitar i realitzar modificacions en el disseny d'antenes microstrip mitjançant els models circuitals proposats.

**Resumen:**

El objetivo del proyecto es facilitar el diseño y la modificación de antenas microstrip utilizando modelos circuitales.

En el documento se expone conjuntamente la teoría de varias configuraciones de antenas microstrip dispersa en varios documentos y las ecuaciones más relevantes para el análisis de los fenómenos que se producen en cada modelo de antena con el objetivo de realizar un estudio detallado de las tendencias de los componentes de cada configuración.

El estudio de las tendencias se realiza para obtener una relación entre los parámetros físicos y los componentes de los modelos circuitales propuestos para cada configuración de antena microstrip.

Utilizando la teoría expuesta en el documento y el estudio realizado se comprueba que es posible facilitar y realizar modificaciones en el diseño de antenas microstrip mediante los modelos circuitales propuestos.

**Summary:**

The goal of this project is to facilitate the design and modification of microstrip antennas using circuit models.

The document presents together the theory of various configurations of microstrip antennas scattered in various documents and relevant equations for the analysis of the phenomenon that occur in each antenna model in order to realize a detailed study of the trends of the components of each configuration.

The study of the trends is made to obtain a relationship between the physical parameters and components of the proposed circuit models for each microstrip antenna configuration.

Using the exposed theory in the document and the realized study it is proved that it is possible to facilitate and make changes in the design of microstrip antennas using the proposed circuit models.