



ESTUDIO DE PARÁMETROS CIRCUITALES DE RESONADORES

Memoria del Proyecto Final de Carrera
de Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones,
especialidad Sistemas Electrónicos
realizado por
Daniel Checa Gamez
y dirigido por
Jesús Ramón Ocampo Pérez
Bellaterra, 14 de septiembre de 2011



Universitat
Autònoma
de Barcelona



Escola Tècnica Superior
d'Enginyeria

El sotasignat, Jesús Ramón Ocampo Pérez

Professor/a de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de la UAB,

CERTIFICA:

Que el treball a què correspon aquesta memòria ha estat realitzat sota la seva direcció per en

Daniel Checa Gamez

I per tal que consti firma la present.

Signat:

Bellaterra, 14 de setembre de 2011

Quiero expresar mi agradecimiento

A mi Director de Proyecto, Jesús Ramón Ocampo Pérez por su generosidad al ofrecerme la oportunidad de recurrir a su capacidad y experiencia fundamentales para la realización de este trabajo

Así como el apoyo recibido por mis padres, familiares, amigos y compañeros durante mi formación profesional

ÍNDICE GENERAL

1.	Capítulo 1 Introducción	1
1.1	Motivación	1
1.2	Objetivos del proyecto	2
1.3	Estructura de la memoria.....	2
1.4	Programa utilizado en el proyecto	3
2.	Capítulo 2 Marco teórico	6
2.1	Introducción.....	6
2.2	La línea de transmisión.....	6
2.2.1.	La línea sin pérdidas	9
2.2.2.	Líneas resonantes y no resonantes	10
2.2.3.	Línea de transmisión sin pérdidas cargadas	11
2.2.4.	Línea cargada con cortocircuito	12
2.2.5.	Línea cargada con circuito abierto	13
2.3	Microstrip.....	15
2.4	Síntesis de filtros pasivos	17
2.4.1.	Red de un puerto (monopuerta).....	18
2.4.2.	Redes sin pérdidas.....	21
2.4.3.	Propiedades de las inmitancias LC.....	24
2.4.4.	Realizaciones inmitancias LC	25
2.4.5.	Síntesis de Foster.....	26
2.5	Resonadores de microondas.....	27
2.5.1.	Circuito resonante serie	28
2.5.2.	Circuito resonante paralelo	29
2.5.3.	Líneas de transmisión como resonadores	30
3.	Capítulo 3 Estructura, modelado y simulaciones del resonador	33
3.1	Introducción.....	33
3.2	Estructura.....	34
3.2.1.	Substrato.....	38
3.2.2.	<i>Momentum</i>	39
3.3	Modelo circuital	43
3.4	Simulaciones.....	47
3.4.1.	<i>Tuning</i>	47
4.	Capítulo 4 Simulaciones del resonador modificando parámetros físicos	49
4.1	Introducción.....	49
4.2	Modificación del parámetro longitud (L)	50
4.2.1.	Conclusiones	55
4.3	Modificación del parámetro anchura (W)	57

4.3.1. Conclusiones	61
5. Capítulo 5 Ampliación del modelado del resonador	63
5.1 Introducción.....	63
5.2 Modelado	63
5.3 Simulación.....	65
6. Capítulo 6 Conclusiones y líneas futuras.....	68
6.1 Conclusiones.....	68
6.2 Líneas futuras	69
7. Anexo Substrato Rogers 3010	71
8. Bibliografía	75
9. Resumen.....	76

ÍNDICE DE FIGURAS

1.	<i>Layout</i> del resonador con el mallado.....	4
2.	Herramienta parámetros-S de ADS.....	4
3.	Representación de onda de entrada y salida con 2 puertos.....	4
4.	Diagrama de bloques del optimizador.....	5
5.	Círculo equivalente de un tramo de línea de transmisión.....	7
6.	Representación de celda elemental con los elementos concentrados.....	8
7.	Representación de onda incidente y reflejada de la línea de transmisión	10
8.	Representación de la onda estacionaria (c) formada por la onda progresiva o incidente (a), y por la onda regresiva o reflejada (b).....	11
9.	Onda estacionaria de tensión, onda estacionaria de corriente e impedancia a lo largo de la línea de transmisión cargada con cortocircuito	13
10.	Onda estacionaria de tensión, onda estacionaria de corriente e impedancia a lo largo de la línea de transmisión cargada con circuito abierto.....	14
11.	Geometría de la línea de transmisión planar <i>microstrip</i>	15
12.	Distribución de los campos en la sección transversal de la línea <i>microstrip</i>	16
13.	Impedancia característica de la línea <i>microstrip</i> en función de la relación de aspecto para diferentes valores de constante de permitividad dieléctrica.....	17
14.	Prototipo de red típico paso bajo.....	18
15.	Red de un puerto (monopuerta) y su transformada de Laplace equivalente.....	19
16.	Función típica reactancia.....	23
17.	Círculo LC paralelo.....	23
18.	Realización Foster-1 de Z(p).....	24
19.	Impedancias, admitancias, y relaciones entre valores de elementos, “residuos” y frecuencias de resonancia en estructuras LC elementales.....	26
20.	Estructura típica y valores de elementos de la realización Foster-1 de una inmitancia LC. Los residuos y frecuencias de polo son de impedancia.....	27
21.	Estructura típica y valores de elementos de la realización Foster-2 de una inmitancia LC. Los residuos y frecuencias de polo son de admittance.....	27
22.	Expulsión del campo magnético en el interior de un superconductor por el efecto Meissner.....	28
23.	Resonador RLC serie (a) e impedancia de entrada versus frecuencia (b).....	28
24.	Resonador RLC-paralelo (a) e impedancia de entrada versus frecuencia (b).....	29
25.	Síntesis de resonadores LC mediante líneas de transmisión.....	32

26. Herramienta <i>LineCalc</i> de ADS	34
27. Sección recta del resonador con longitud (L) y anchura (W)	35
28. Componentes del substrato	35
29. Parámetros físicos y eléctricos con los resultados calculados de <i>LineCalc</i>	36
30. <i>Layout</i> del circuito resonador diseñado	37
31. Porcentajes correspondientes para el diseño del resonador	37
32. Configuración de la capa del substrato a través de ADS	38
33. Configuración de la capa conductor a través de ADS	39
34. Definición de los parámetros-S con <i>Momentum</i> de ADS	40
35. Matriz de dispersión	40
36. Coeficiente de reflexión a la entrada (S11) es igual al coeficiente de transmisión a la salida (S22) (red simétrica)	41
37. Resultados obtenidos de la simulación electromagnética <i>Momentum</i>	41
38. Coeficiente de reflexión a la entrada con un marcador determinando la frecuencia de resonancia	42
39. Visualización 3D de la placa con sus elementos descritos del diseño del resonador donde se aprecia la densidad de corriente, en este caso máxima, correspondiente a la frecuencia de resonancia	42
40. Visualización 3D de la placa del diseño del resonador donde no se aprecia la densidad de corriente, en este caso mínima	43
41. Modelo circuital del resonador	44
42. Dispositivo del substrato y herramienta de Parámetros-S en ADS	45
43. Modelo circuital ADS	45
44. Modelo circuital del gap entre la línea de transmisión y el resonador	46
45. Optimizador con 2 operaciones a realizar y circuito con 2 nuevos terminales para realizar las operaciones con la simulación esquemática versus electromagnética (<i>layout</i>)	46
46. Herramienta <i>tuning</i> con los parámetros circuitales a variar	47
47. Simulación electromagnética (color azul) versus simulación circuital (color rojo)	48
48. Simulación electromagnética (color azul) versus simulación circuital (color rojo) longitud 1	51
49. Coeficiente de reflexión a la entrada longitud 1 con dos marcadores indicando la frecuencia de resonancia	52
50. Simulación electromagnética vs. circuital donde aparece una nueva frecuencia de resonancia	55
51. Gráfica de los valores más significativos según la variación de longitud	56

52. Simulación electromagnética (color azul) versus simulación circuital (color rojo) anchura 1.....	58
53. Coeficiente de reflexión a la entrada anchura 1 con dos marcadores indicando la frecuencia de resonancia.....	59
54. Gráfica de los valores más significativos según la variación de anchura.....	62
55. Nuevo modelo circuital del resonador.....	64
56. Nuevo modelo circuital ADS.....	64
57. Herramienta <i>tuning</i> con todos los parámetros circuitales a variar.....	65
58. Simulación electromagnética (color azul) versus simulación circuital (color rojo).....	66
59. Simulación electromagnética vs. circuital donde aparece una nueva frecuencia de resonancia.....	67

ÍNDICE DE TABLAS

1.	Resumen de los elementos circuitales para modelo de línea de transmisión para la geometría de la línea de transmisión <i>microstrip</i>	16
2.	Parámetros del substrato necesarios para la herramienta <i>LineCalc</i>	35
3.	Porcentaje indicado del parámetro físico longitud.....	37
4.	Longitud, anchura, impedancia de entrada y longitud de onda efectiva de la capa conductora del <i>layout</i>	38
5.	Valores de los parámetros circuitales utilizados para el <i>tuning</i> tras la simulación.....	48
6.	Frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital.....	48
7.	Longitud, anchura, impedancia de entrada y longitud de onda efectiva de la capa conductora del <i>layout</i>	50
8.	Porcentaje indicado del parámetro físico longitud en los 6 casos.....	50
9.	Valores de los parámetros circuitales utilizados para el <i>tuning</i> tras la simulación longitud 1	51
10.	Valores de los parámetros circuitales utilizados para el <i>tuning</i> tras la simulación longitud 2	52
11.	Frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital longitud 2	52
12.	Valores de los parámetros circuitales utilizados para el <i>tuning</i> tras la simulación longitud 3	53
13.	Frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital longitud 3	53
14.	Valores de los parámetros circuitales utilizados para el <i>tuning</i> tras la simulación longitud 4	53
15.	Frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital longitud 4	53
16.	Valores de los parámetros circuitales utilizados para el <i>tuning</i> tras la simulación longitud 5	53
17.	Frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital longitud 5	54
18.	Valores de los parámetros circuitales utilizados para el <i>tuning</i> tras la simulación longitud 6	54
19.	Frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital longitud 6	54
20.	Valores parámetros circuitales variando longitud del resonador	55
21.	Frecuencia de resonancia S11 y S33 según la variación de longitud	56
22.	Valor del parámetro físico anchura en los 6 casos	57

23. Valores de los parámetros circuitales utilizados para el <i>tuning</i> tras la simulación anchura 1.....	57
24. Valores de los parámetros circuitales utilizados para el <i>tuning</i> tras la simulación anchura 2.....	59
25. Frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital anchura 2.....	59
26. Valores de los parámetros circuitales utilizados para el <i>tuning</i> tras la simulación anchura 3.....	59
27. Frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital anchura 3.....	60
28. Valores de los parámetros circuitales utilizados para el <i>tuning</i> tras la simulación anchura 4	60
29. Frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital anchura 4	60
30. Valores de los parámetros circuitales utilizados para el <i>tuning</i> tras la simulación anchura 5.....	60
31. Frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital anchura 5	60
32. Valores de los parámetros circuitales utilizados para el <i>tuning</i> tras la simulación anchura 6	61
33. Frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital anchura 6	61
34. Valores parámetros circuitales variando anchura del resonador.....	61
35. Frecuencia de resonancia S11 y S33 según la variación de anchura.....	62
36. Valores de los parámetros circuitales utilizados para el <i>tuning</i> tras la simulación.....	66

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

1.1 Motivación

Los últimos veinte años ha habido un extraordinario crecimiento de las aplicaciones de las microondas basado en líneas de transmisión de tipo plano, *microstrip* y *stripline*. Las cuales son analizables generalmente en términos convencionales de tensión y corriente, con la única consideración especial del retardo o del tiempo de propagación, pero sin que se necesite un tratamiento electromagnético específico.

Actualmente, los circuitos resonantes (en baja y alta frecuencia) son muy utilizados en ingeniería electrónica en una gran variedad de aplicaciones: filtros, osciladores, medidores de frecuencia y amplificadores sintonizados.

Las tecnologías expuestas para realizar circuitos resonantes en microondas serán: líneas de transmisión, guías de onda formando cavidades resonantes y guías dieléctricas constituyendo resonadores dieléctricos. En este proyecto utilizaremos exclusivamente líneas de transmisión.

1.2 Objetivos del proyecto

Este proyecto tiene como objetivo principal el estudio de los parámetros circuitales (condensadores, bobinas...) de un resonador realizado con estructuras *microstrip* (líneas de transmisión constituidas por una franja conductora y un plano de tierra separados por un medio dieléctrico), donde permita obtener unos resultados cambiando los valores físicos del diseño tales como la longitud y la anchura del resonador.

Para ello durante este trabajo se tratarán los siguientes aspectos:

- Estudio del resonador, estructura, funcionamiento y modelado
- Obtención de parámetros circuitales a través de la simulación del *layout* (resonador diseñado)
- Estudio a partir de simulaciones modificando el valor de los parámetros físicos del resonador con el fin de extraer conclusiones

1.3 Estructura de la memoria

La memoria de este proyecto se divide en cinco capítulos, a lo largo de los cuales se estudiaran los conceptos teóricos necesarios para su realización y se propondrán los objetivos descritos anteriormente. La estructura por capítulos es la siguiente:

- **Capítulo 1:** capítulo donde nos encontramos, donde se realiza la introducción del proyecto, así como la descripción de los objetivos del proyecto, como se estructura la memoria y el software utilizado para su desarrollo.
- **Capítulo 2:** en el segundo capítulo se realiza un marco teórico necesario donde se exponen conceptos básicos para realizar el trabajo. Estos conceptos son la línea de transmisión, donde nos centraremos en la línea *microstrip*; la síntesis de filtros pasivos, en concreto la síntesis de Foster; y por último los resonadores de microondas.
- **Capítulo 3:** en el tercer capítulo se explica la estructura y el funcionamiento del resonador, junto con el modelo circuital y las diferentes simulaciones del resonador diseñado.
- **Capítulo 4:** en este capítulo se realiza una serie de simulaciones modificando los valores de los parámetros físicos (longitud y anchura) de la estructura del resonador comparando y analizando cada caso.
- **Capítulo 5:** en el quinto capítulo se realiza una ampliación del resonador diseñado añadiendo una nueva aproximación para obtener una mejora en la simulación.
- **Capítulo 6:** en el último capítulo se concluye con la presentación de las conclusiones del estudio realizado con los resultados obtenidos, así como las líneas futuras.

1.4 Programa utilizado en el proyecto

El entorno en que se desarrolla el proyecto es ADS (*Advanced Design System*, Sistema de Diseño Avanzado), versión 2009 de *Agilent Technologies* [12]. Las principales herramientas que se utilizan son:

- **LineCalc:** es un programa de análisis y síntesis para el cálculo de parámetros eléctricos y físicos de las líneas de transmisión, donde se comunica directamente con el simulador de circuitos. Puede enviar datos de los parámetros para seleccionar los elementos de diseño de circuitos, junto con los datos en cualquier sustrato asociado, directamente desde el simulador para *LineCalc*.

También se puede utilizar como una hoja de cálculo, en el sentido de que un cambio en un valor produce un nuevo cálculo a través de todos los valores relacionados.

El proceso básico *LineCalc* se compone en 5 pasos:

1. Seleccionar un componente para definir sus parámetros
 2. Seleccionar uno o más parámetros independientes para el cálculo
 3. Cambiar los valores predeterminados de parámetros, según sea necesario
 4. Realizar el análisis o síntesis
 5. Actualizar el diseño, en su caso
- **Momentum:** es un simulador electromagnético que calcula los parámetros S de circuitos planos generales, incluyendo *microstrip*, *slotline*, *stripline*, guía de ondas coplanar, y otras topologías.
 - **Visualization:** visualización *Momentum* es una opción que ofrece al usuario una perspectiva en 3 dimensiones de los resultados de la simulación, que permite ver y animar el flujo de corriente en los conductores, y ver representaciones en 2D y 3D de los patrones de radiación de campo lejano.
 - **Mesh:** mallado o malla, donde una malla es un patrón de cuadrícula de triángulos y rectángulos, y cada triángulo o un rectángulo es una célula, tal y como se puede observar en la figura 1. Este patrón de células se basan en la geometría de un circuito y, opcionalmente, los parámetros definidos por el usuario, por lo que cada circuito tendrá una malla única calculada para ello. La malla se aplica al circuito con el fin de calcular la corriente dentro de cada célula e identificar los efectos de acoplamiento en el circuito durante la simulación. A partir de estos cálculos, los parámetros S se calculan para el circuito.

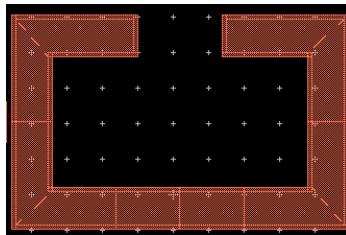


Figura 1, layout del resonador con el mallado

La creación de una malla consta de dos partes:

- La definición de parámetros de malla
- Vista previa de la malla

Para configurar los parámetros de malla, que le permiten controlar el número de células que se utilizan para crear la malla, cuantas más células, más precisa será la simulación, pero muchas células la simulación será muy lenta y proporcionará poca precisión. Una buena opción es no configurar los parámetros de la malla, y dejar los valores por defecto.

- **S-Parameters:** se obtienen los parámetros de dispersión (*Scattering*) de un componente, circuito o subred y los convierte a los parámetros de Y (admitancia) o Z (impedancia). Los parámetros-S se utilizan para definir la respuesta de la señal de onda de un elemento de n-puertos eléctricos a una frecuencia dada.

Es un tipo de simulación de pequeña señal de AC. Es el más utilizado para caracterizar un componente de RF (Radio Frecuencia) pasivo y establecer las características de pequeña señal de un dispositivo a un rango y temperatura específico.

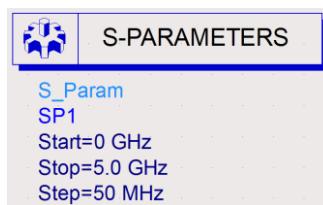


Figura 2, herramienta parámetros-S de ADS

La figura 2 muestra la herramienta parámetros-S cuando la incorporamos al esquema del circuito a desarrollar, donde nos indica la frecuencia de inicio de barrido (*Start*), la frecuencia final (*Stop*) y el tamaño del salto en el barrido (*Step*).

La siguiente figura es una representación de una señal de una onda de dos puertos eléctricos (bipuerta).

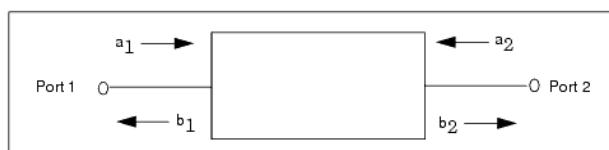


Figura 3, representación de onda de entrada y salida con 2 puertos [12]

Donde:

- a1 es la onda de entrada en el puerto 1
- b1 es la onda de salida en el puerto 1
- a2 es la onda de entrada en el puerto 2
- b2 es la onda de salida en el puerto 2

se define:

$$\begin{aligned} b1 &= a1s11 + a2s12 \\ b2 &= a1s21 + a2s22 \end{aligned}$$

donde:

- s11 es el coeficiente de reflexión a la entrada: $s11 = b1/a1$, $a2 = 0$
- s22 es el coeficiente de reflexión a la salida: $s22 = b2/a2$; $a1 = 0$
- s21 es el coeficiente de transmisión a la entrada: $s21 = b2/a1$, $a2 = 0$
- s12 es el coeficiente de transmisión a la salida: $s12 = b1/a2$; $a1 = 0$

- **Tuning:** herramienta que permite cambiar manualmente uno o más valores de los parámetros de diseño y visualizar rápidamente el efecto de la salida sin volver a la simulación de todo el diseño (pre-procesamiento). Esto ayuda a encontrar los mejores resultados y los componentes más sensibles o los parámetros con más facilidad.
- **Optimizator:** herramienta que permite realizar mejoras en el circuito, como por ejemplo operaciones. La siguiente figura muestra el diagrama de bloques del optimizador.

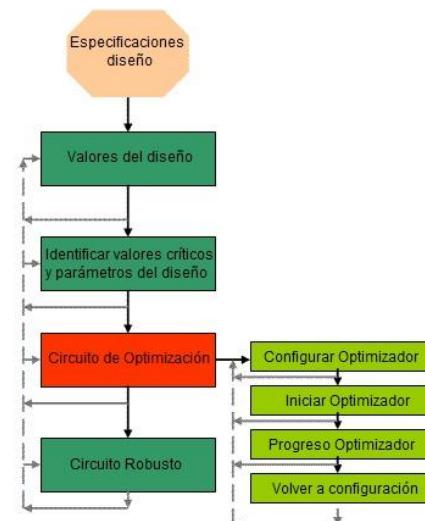


Figura 4, diagrama de bloques del optimizador [12]

CAPÍTULO 2

MARCO TEÓRICO

2.1 Introducción

En este capítulo vamos hacer hincapié en términos que van a ir apareciendo durante el desarrollo del estudio, tales términos como la línea de transmisión, donde analizaremos más detalladamente la línea *microstrip*; la síntesis de filtros pasivos (síntesis de Foster); y los resonadores de microondas como líneas de transmisión y sus modelos circuitales.

Antes de adentrarse en conceptos básicos, se define el término de las microondas como aquellas bandas de frecuencia en las que las dimensiones de los componentes, circuitos o sistemas implicados son comparables a una fracción de la longitud de onda de la señal [1].

2.2 La línea de transmisión

Podemos definir la línea de transmisión (idealmente) como un sistema de dos conductores perfectos inmersos en un medio dieléctrico sin pérdidas destinado al guiado controlado y/o acotado de la onda electromagnética.

Una línea de transmisión está constituida por [1]:

- Un dieléctrico, que será por donde se propagará la onda
- El material que actuará como límite para la onda (conductor o un dieléctrico distinto del dieléctrico de propagación). Si la onda que se propaga pertenece al rango de las radiofrecuencias (RF) o de las microondas, se suele utilizar un conductor; y si pertenece a las frecuencias ópticas, un dieléctrico.

De ahora en adelante utilizaremos la denominación de líneas de transmisión exclusivamente para aquellos medios de transmisión con soporte físico, susceptibles de guiar ondas electromagnéticas en modo TEM (modo transversal electromagnético). Un modo TEM se caracteriza por el hecho de que tanto el campo eléctrico, como el campo magnético que forman la onda son perpendiculares a la dirección de propagación [2].

Para que exista propagación en modo TEM, es necesario que existan al menos dos conductores eléctricos y un medio dieléctrico entre ambos. La existencia de dos conductores nos permite establecer una diferencia de potencial entre ellos.

Para analizar la línea de transmisión vamos a plantear un modelo circuitual equivalente de elementos concentrados, donde dividiremos la línea de transmisión en intervalos infinitesimales y tendremos en cuenta los efectos de transmisión en cada uno de esos intervalos. Para tener en cuenta estos efectos de transmisión, asociaremos a cada intervalo, llamado celda elemental, un conjunto de resistencias, bobinas y condensadores: lo que se conoce como un modelo circuitual equivalente. Al conjunto se le llama modelo de la línea de transmisión de longitud finita basado en la concatenación de celdas elementales.

El modelo circuitual equivalente de un tramo de línea de transmisión ideal de longitud infinitesimal dz está compuesto por una bobina serie que representa la autoinducción (L) de la línea de transmisión por unidad de longitud (medida en H/m), y un condensador en paralelo para modelar la capacidad por unidad de longitud (C) de dimensiones F/m [3].

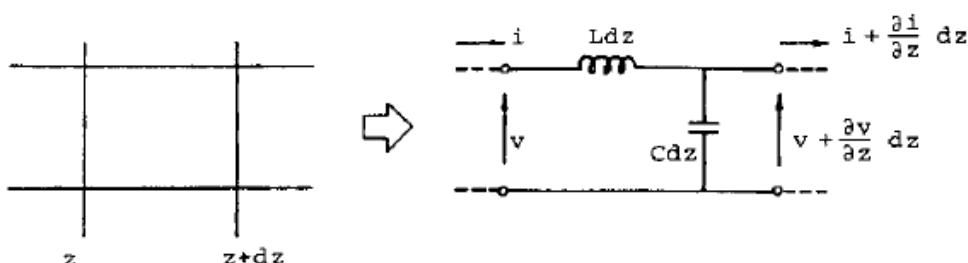


Figura 5, circuito equivalente de un tramo de línea de transmisión [4]

Cuando la línea de transmisión introduce pérdidas, deja de tener un carácter ideal y es necesario ampliar el equivalente circuitual anterior añadiendo dos nuevos elementos: donde se modela con una resistencia serie (R), que caracteriza las pérdidas óhmicas por unidad de longitud generadas por la conductividad finita de los conductores, y que se mide en Ω/m , conectada en serie con la bobina (L); y una conductancia en paralelo (G), con dimensiones de S/m , para representar las pérdidas que se producen en el

material dieléctrico por una conductividad equivalente no nula, que a su vez está en paralelo con un condensador (C). La conductancia y el condensador se conectan ambos a tierra.

Los valores de R , L , C y G pasan a ser una resistencia, una autoinductancia, una conductancia y una capacidad por unidad de longitud, multiplicadas por la longitud de la celda elemental, siendo:

$$R = R \Delta z, [\Omega/m (\text{ohms por metro})]$$

$$L = L \Delta z, [H/m (\text{Henrios por metro})]$$

$$C = C \Delta z, [S/m (\text{Siemens por metro})]$$

$$G = G \Delta z, [F/m (\text{Faradios por metro})]$$

Lo que conlleva a substituir la línea de transmisión por una resistencia, una inductancia, un condensador y una conductancia, es decir, esencialmente por un circuito RLC. Esto es lo que se llama el modelo circuital de celda elemental, siendo la “celda elemental” la representación de la siguiente figura.

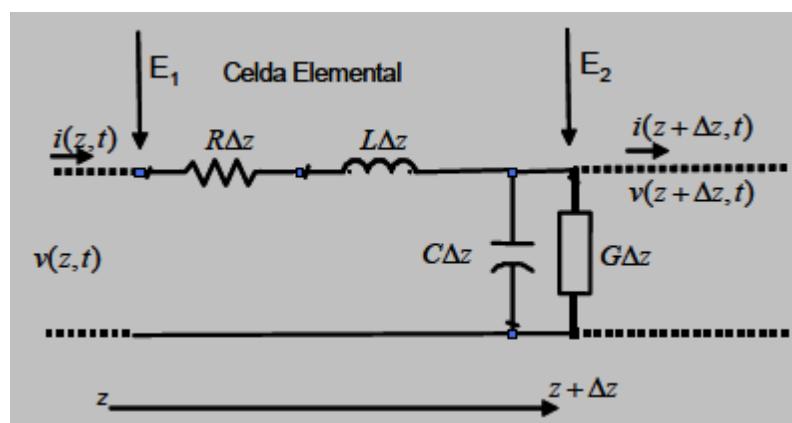


Figura 6, representación de celda elemental con los elementos concentrados

La principal ventaja de este modelo es que permite tratar las líneas de transmisión utilizando las leyes de Kirchhoff.

Ecuaciones Kirchhoff (1), las cuales se rigen por el funcionamiento de las líneas de transmisión en el dominio del tiempo. Estas expresiones reciben el nombre de Ecuaciones del Telegrafista.

$$\begin{aligned} \frac{\partial v(z,t)}{\partial z} &= -Ri(z,t) - L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \\ \frac{\partial i(z,t)}{\partial z} &= -Gv(z,t) - C \frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \end{aligned} \quad (1)$$

2.2.1. La línea sin pérdidas

Ahora vamos a particularizar en el caso de tratarse de una línea de transmisión sin pérdidas, importante en nuestro caso ya que el tipo de líneas que vamos a tratar durante todo el proyecto serán ideales, sin tomar en cuenta el efecto de las pérdidas.

Sin embargo, en la mayoría de los casos las líneas de transmisión no son ideales, presentan pérdidas, ya que no lo son los materiales utilizados en su construcción: los conductores tienen conductividad finita y los dieléctricos tienen pérdidas.

En la solución general están contenidas las pérdidas de la línea de transmisión, de ahí que la impedancia característica (2) y la constante de propagación (3) sean en general números complejos. La impedancia característica Z_0 de una línea de transmisión es una cantidad compleja que se expresa en ohms, que idealmente es independiente de la longitud de la línea, y que no puede medirse. La impedancia característica se define como la impedancia que se ve desde una línea infinitamente larga o la impedancia que se ve desde una línea finita que termina en una carga totalmente resistiva igual a la impedancia característica de la línea.

$$Z_0 = \frac{R+jwL}{\gamma} = \sqrt{\frac{R+jwL}{G+jwC}} \quad (2)$$

La constante de propagación (a veces llamada el coeficiente de propagación) se utiliza para expresar la atenuación (pérdida de la señal) y el desplazamiento de fase por unidad de longitud de una línea de transmisión.

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (3)$$

En determinadas situaciones podremos despreciar el efecto de las pérdidas, ya que las líneas de transmisión están fabricadas con materiales dieléctricos de bajas pérdidas. Así pues, si consideramos que no hay pérdidas tomaremos $R=G=0$, donde la resistencia modelaba las pérdidas de los conductores y la conductancia modelaba las pérdidas en el dieléctrico.

Por lo tanto si consideramos $R=G=0$ la constante de propagación compleja (3) resulta:

$$\gamma = \sqrt{(0 + j\omega L)(0 + j\omega C)} = j\omega\sqrt{LC} \quad (4)$$

donde la constante de propagación es imaginaria pura y su módulo es igual a la constante de fase:

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{LC} \quad (5)$$

Para el caso sin pérdidas, la constante de atenuación vale cero y la constante de propagación es imaginaria pura.

La impedancia característica, viene dada (30) según:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6)$$

Puede verse de la ecuación anterior que para frecuencias altas, la impedancia característica en una línea de transmisión se acerca a una constante, es independiente de la frecuencia y longitud, y se determina solo por la inductancia y capacitancia.

La velocidad de fase, obtenida como el cociente entre la frecuencia angular y la constante de fase de la onda.

$$vp = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{Z_{OC}} \quad (7)$$

Donde depende únicamente del valor de la inductancia y de la capacidad de la línea. También podemos expresarla en términos de la capacidad y de la impedancia característica de la línea utilizando (6).

En cuanto a la longitud de onda, su valor en términos de la constante de fase es:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} \quad (8)$$

Es decir, dependerá de la frecuencia de la onda, pero también de la inductancia y de la capacidad de la línea. Por tanto, la longitud de onda de una onda determinada, variará cuando se propague por una guía de ondas, y esta variación dependerá de la frecuencia de la onda y de la línea en sí.

2.2.2. Líneas resonantes y no resonantes

Una línea sin potencia reflejada se llama línea no resonante o plana. En una línea plana, el voltaje y la corriente son constantes, a través de su longitud, suponiendo que no hay pérdidas. Cuando la carga es un cortocircuito o circuito abierto, toda la potencia incidente se refleja nuevamente hacia la fuente. Si la fuente se reemplazara con un circuito abierto o cortocircuito y la línea no tuviera pérdidas, la energía que está presente en la línea se reflejaría de un lado a otro (oscilara), entre las terminaciones de la carga y la fuente. Esto se llama línea resonante. En una línea resonante, la energía se transfiere en forma alterna entre los campos magnéticos y eléctricos de la inductancia y la capacitancia distribuidas. La figura 7 muestra una fuente, una línea de transmisión, y una carga con sus ondas incidentes y reflejadas correspondientes.

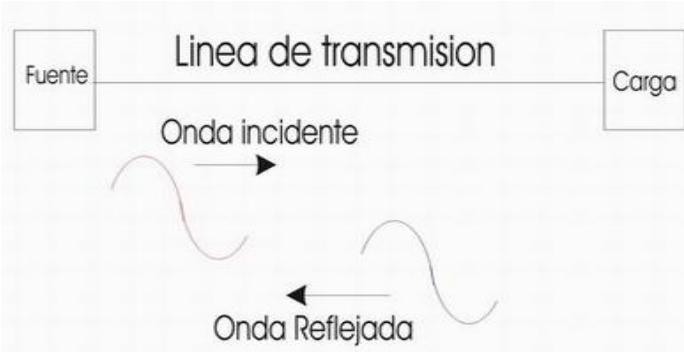


Figura 7, representación de onda incidente y reflejada de la línea de transmisión [7]

2.2.3. Línea de transmisión sin pérdidas cargadas

Ahora tenemos una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 cargada con una impedancia de carga genérica y diferente de la impedancia característica de la línea, donde este hecho fuerza la presencia de ondas reflejadas a lo largo de la línea de transmisión.

Por tanto, la tensión y la corriente en la línea están formadas por la superposición de una onda incidente y de una onda reflejada. La suma de la onda incidente y de la onda reflejada forma lo que llamamos la onda estacionaria.

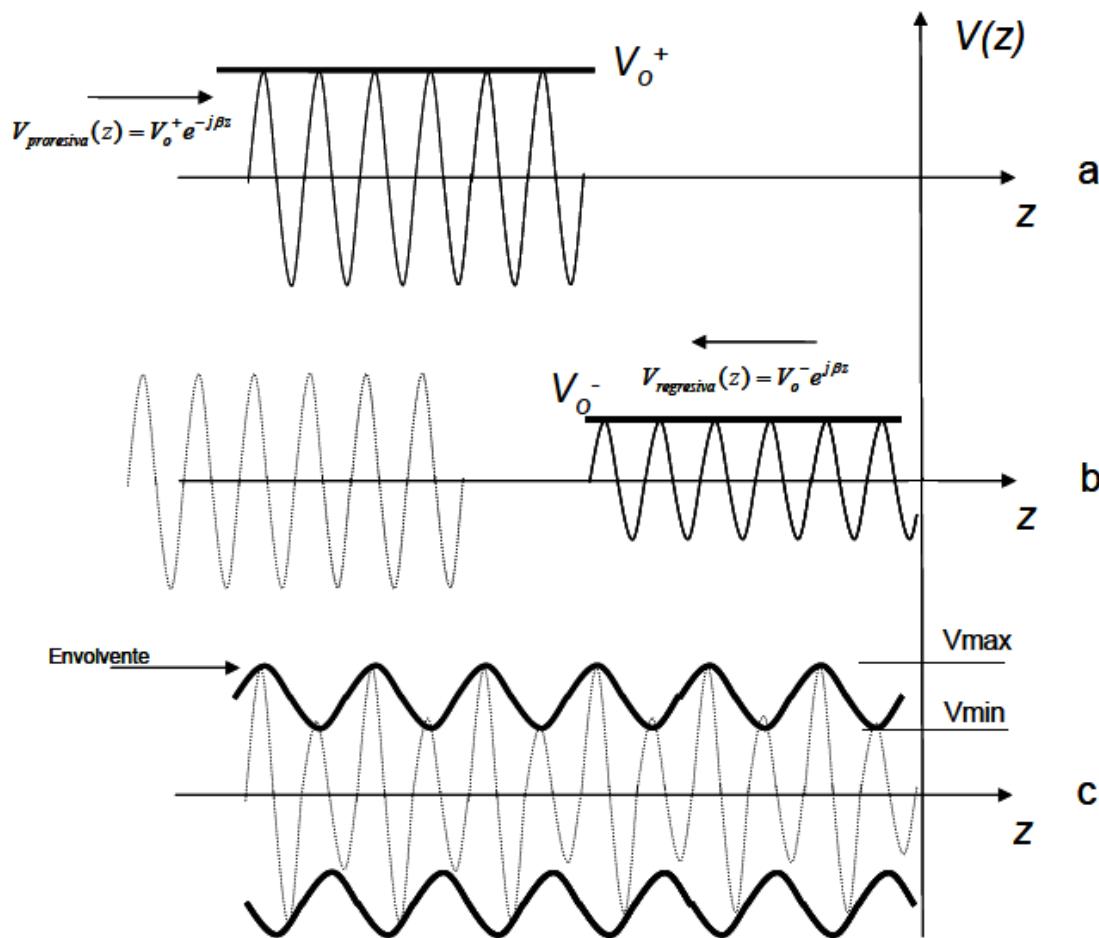


Figura 8, representación de la onda estacionaria (c) formada por la onda progresiva o incidente (a), y por la onda regresiva o reflejada (b) [2]

La onda resultante en la línea será la suma de la onda progresiva (incidente) y regresiva (reflejada) y se llama onda estacionaria.

Es decir, la tensión total a lo largo de la línea no será constante, sino que presentará máximos y mínimos en función de la posición, que vendrán determinados por la fase

con la que se suman la onda incidente y de la onda reflejada. El resultado de sumar una y otra onda da lugar a la onda estacionaria [2].

El coeficiente de reflexión a lo largo de la línea viene determinado por:

$$\Gamma_{in}(z = -d) = \frac{V_o^- e^{+j\beta z}}{V_o^+ e^{-j\beta z}} (z = -d) = \frac{V_o^- e^{+j\beta z}}{V_o^+ e^{-j\beta z}} = \frac{V_o^-}{V_o^+} e^{-2j\beta d} = \Gamma e^{-2j\beta d} \quad (9)$$

Así, a una distancia d de la carga, el coeficiente de reflexión obtenido es el cociente entre la tensión de la onda reflejada y la tensión de la onda incidente.

La impedancia característica de la línea, Z_0 , viene determinada por el cociente entre la amplitud y la corriente de la onda progresiva que, al ser constantes, provocan que la impedancia también lo sea a lo largo de la línea.

Sin embargo, cuando la línea tiene una impedancia de carga, Z_L , desadaptada ($Z_L \neq Z_0$), se genera una onda estacionaria y la tensión y la corriente totales dependen de la posición a lo largo de la línea de transmisión.

La impedancia de entrada de una línea de transmisión a una distancia d de la carga viene dada por:

$$Z_{in}(z = -d) = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}(z = -d)}{1 - \Gamma_{in}(z = -d)} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta d)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta d)} \quad (10)$$

donde $\Gamma_{in}(z = -d)$ es el coeficiente de reflexión en $z = -d$ y β es la constante de fase.

2.2.4. Línea cargada con cortocircuito

Cargar la línea con un cortocircuito es equivalente a imponer que la tensión al final de la línea sea $V=0$, donde se impone como condición de contorno que el campo eléctrico en el interior del conductor es $E=0$. Esta condición sólo podrá cumplirse si se crea una onda regresiva de amplitud igual a la onda progresiva pero de signo cambiado, de forma que la suma de ambas sea cero.

Tenemos por tanto que la tensión y la corriente a lo largo de una línea de transmisión cuando la carga es un cortocircuito son:

$$\begin{aligned} V(z) &= -2jV_o^+ \sin(\beta z) \\ I(z) &= \frac{2V_o^+}{Z_0} \cos(\beta z) \end{aligned} \quad (11)$$

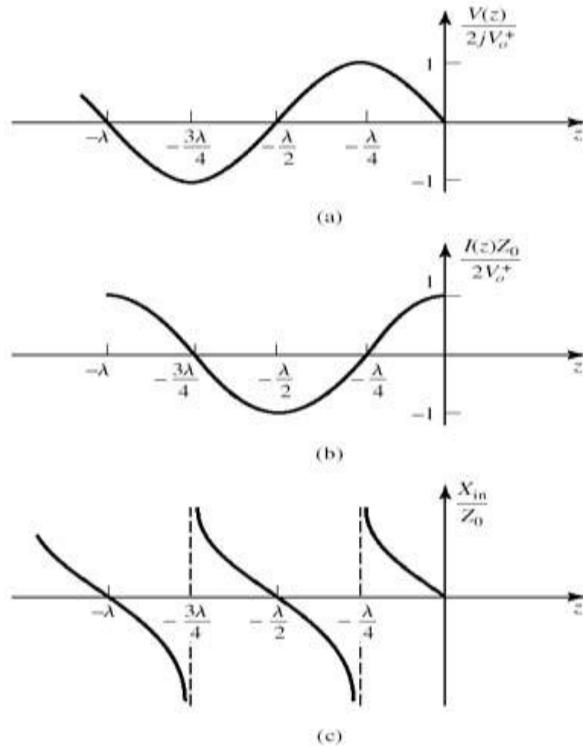


Figura 9, onda estacionaria de tensión, onda estacionaria de corriente e impedancia a lo largo de la línea de transmisión cargada con cortocircuito [4]

Se puede observar que se producen nulos de tensión para $z=0$ y cada distancia d , múltiplo de $\lambda/2$. Esto significa que si tenemos una conexión física a masa (un cortocircuito) en la carga, no sólo tenemos tensión 0 en ese punto, sino también en cada media longitud de onda, $\lambda/2$.

Así, la impedancia en una línea sin pérdidas cargada con un cortocircuito es:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{ZL + jZ_0 \tan(\beta d)}{Z_0 + jZL \tan(\beta d)} (ZL = 0) = jZ_0 \tan(\beta d) \quad (12)$$

La ecuación (12) nos dice que para $d=0$ tenemos $Z_{in}=0$, mientras que para una distancia de lambda cuartos ($\lambda/4$), el argumento de la tangente es $\beta d = \frac{2\pi\lambda}{\lambda/4} = \frac{\pi}{2}$ y tenemos que la impedancia de entrada tiende a infinito, $Z_{in} \rightarrow \infty$ (circuito abierto).

2.2.5. Línea cargada con circuito abierto

La condición de contorno del circuito abierto es equivalente a imponer que la corriente valga 0 en $z=0$. Para que se cumpla esta condición, al llegar la onda de corriente a la carga, se generará una onda de corriente regresiva de módulo igual al de la onda progresiva, pero de signo contrario.

Tenemos por tanto que la tensión y la corriente a lo largo de una línea de transmisión cuando la carga es un circuito abierto son:

$$V(z) = 2V_o^+ \cos(\beta z)$$

$$I(z) = -\frac{2jV_o^+}{Z_0} \operatorname{sen}(\beta z) \quad (13)$$

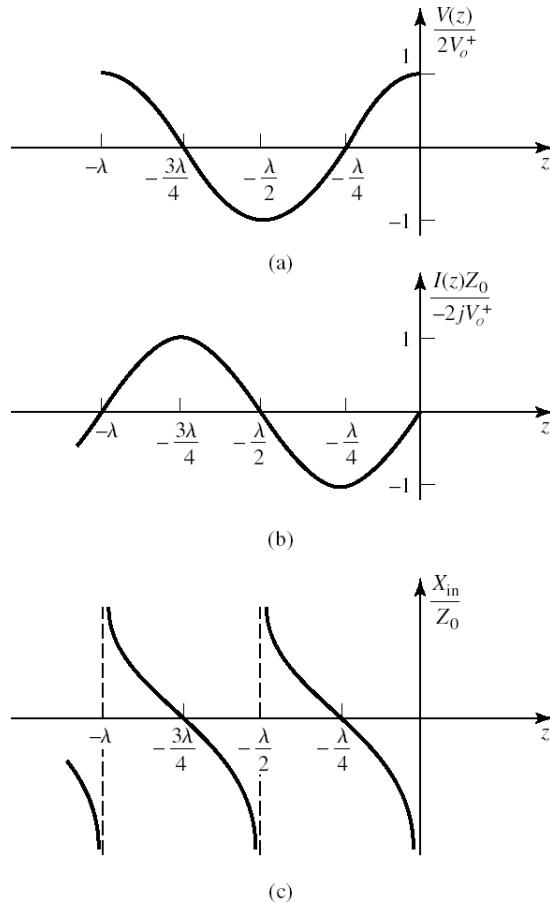


Figura 10, onda estacionaria de tensión, onda estacionaria de corriente e impedancia a lo largo de la línea de transmisión cargada con circuito abierto [4]

Se puede observar que se producen ceros en la onda estacionaria de tensión para $z=0$ y cada número impar de $\lambda/4$: $\lambda/4, 3\lambda/4, 5\lambda/4, \dots$. Esto significa que si tenemos un circuito abierto, físicamente, en la carga, no sólo tenemos corriente 0 en ese punto, sino también en cada número impar de cuartos de longitud de onda, $\lambda/4$. Y en estos puntos no hay ningún cortocircuito, es decir, tenemos puntos de corriente 0 sin la presencia de un cortocircuito en esas posiciones.

Así, la impedancia de entrada a una distancia, d , de la carga es:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{ZL + jZ_0 \tan(\beta d)}{Z_0 + jZL \tan(\beta d)} (ZL = \infty) = -jZ_0 \cot(\beta d) \quad (14)$$

Esta impedancia también es imaginaria pura para cualquier longitud de d , y toma todos los valores entre $+j\infty$ y $-j\infty$. Por ejemplo, para $d=0$ la impedancia de entrada tiende a infinito $Z_{in}\rightarrow\infty$ (es un circuito abierto); mientras que para una distancia de $\lambda/4$ la impedancia de entrada vale cero ($Z_{in}=0$).

Comparando los dos casos:

- Cuando la carga es un cortocircuito, sobre la carga se impone la condición de que la tensión sea cero y de forma equivalente la corriente es máxima. Como el módulo del coeficiente de reflexión vale 1, el módulo de la amplitud de la onda reflejada tendrá el mismo valor que la amplitud de la onda incidente.
- Cuando la carga es un circuito abierto, la condición de contorno impone que sea la corriente la que tiene que valer cero y de forma equivalente es la tensión la que toma su valor máximo sobre la carga.

Independientemente de la impedancia característica de la línea, y de la impedancia de carga, la impedancia de entrada de la línea de transmisión será periódica en las posiciones:

$$z = -n \frac{\lambda}{2}, \text{ con } n=0, 1, 2, 3, \dots$$

Es decir, la impedancia será periódica en múltiplos enteros de la mitad de la longitud de onda.

2.3 Microstrip

El *Microstrip* (microtira) es un tipo de línea de transmisión plana más popular debido a su sencillez, bajo costo, ligero, compacto, fácil producción (método fotolitográfico), y se utiliza para transmitir señales de microondas.

Consiste en una franja de conducción separada de la franja de masa por una capa de sustrato dieléctrico.

Tiene una geometría que se muestra en la figura 11. Para construirla se imprime un conductor de anchura W sobre una placa delgada de material dieléctrico de espesor d , y constante dieléctrica relativa ϵ_r . En la cara inferior de la placa se dispone una capa metálica que hace la función de segundo conductor y plano de masa de la estructura.

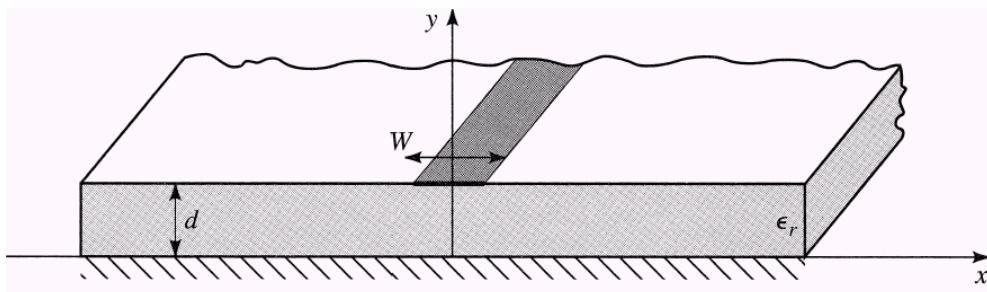


Figura 11, geometría de la línea de transmisión planar *microstrip* [4]

En la figura 12 se muestra la distribución de los campos eléctrico y magnético. El campo eléctrico va orientado del conductor superior a masa, observándose un efecto de desbordamiento habitual. Este desbordamiento puede ser minimizado con la

utilización de dieléctricos con constante dieléctrica relativa elevada. Y el campo magnético se orienta formando círculos, predecible dado el carácter solenoidal del campo magnético y cumpliendo la propiedad de perpendicularidad con el campo eléctrico al tratarse de una guía que propaga ondas del tipo transversal electromagnético.

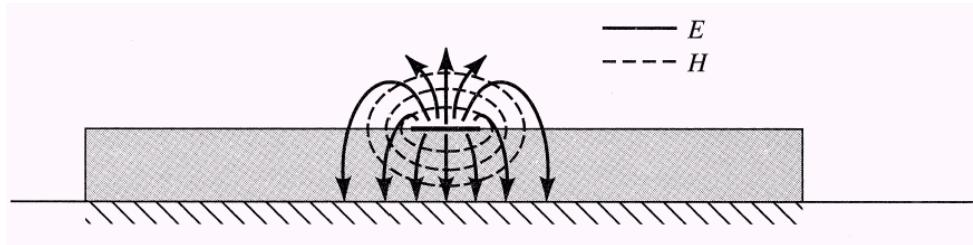
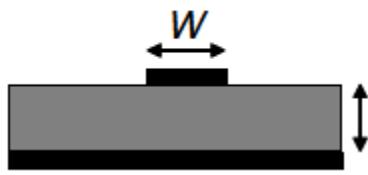


Figura 12, distribución de los campos en la sección transversal de la línea *microstrip* [4]

A continuación se muestra una tabla con las expresiones obtenidas de los elementos circuitales para modelo de línea de transmisión para la geometría de la línea de transmisión *microstrip*.



L	$L = \frac{\mu d}{W}$
C	$C = \frac{\epsilon W}{d}$
R	$R = \frac{2Rs}{W}$
G	$G = \frac{\omega \epsilon'' W}{d}$

Tabla 1, resumen de los elementos circuitales para modelo de línea de transmisión para la geometría de la línea de transmisión *microstrip* [2]

La onda electromagnética llevada por un *microstrip* existe, en parte, en el sustrato dieléctrico, y en parte en el aire sobre él. En general, la constante dieléctrica del sustrato será mayor que la del aire, de modo que la onda viaja en un medio no homogéneo. En consecuencia, la velocidad de propagación se halla en algún punto entre la velocidad de las ondas de radio en el sustrato, y la velocidad de las ondas de radio en el aire. Este comportamiento se describe comúnmente declarando la constante dieléctrica efectiva (o permitividad efectiva relativa) del *microstrip*, lo que la constante dieléctrica de un medio homogéneo equivalente (es decir, un resultado de la misma velocidad de propagación).

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (15)$$

donde d es el espesor del substrato y W es la anchura de la pista.

Dadas las dimensiones de la línea *microstrip* y los parámetros del substrato, la impedancia característica se puede calcular mediante la expresión

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & \frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} [B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} (\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r})] & \frac{W}{d} > 2 \end{cases}$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} (0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}) \quad (16)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (17)$$

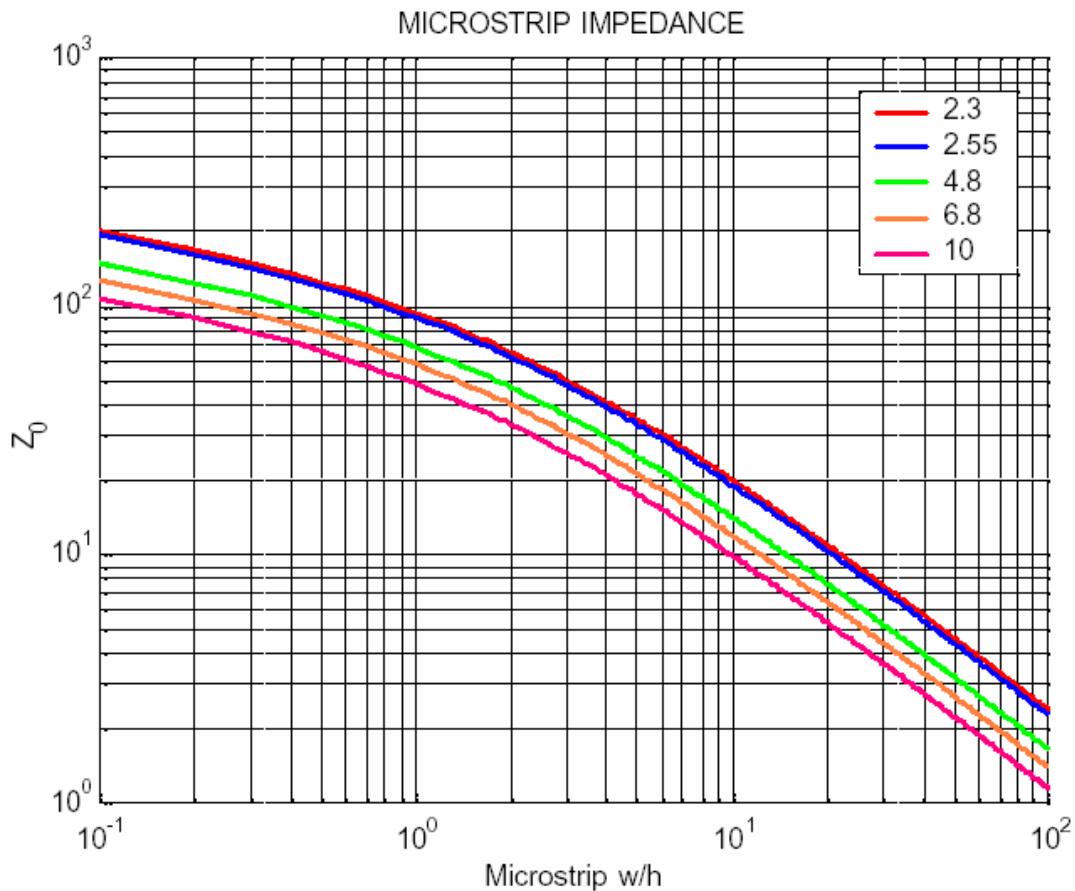


Figura 13, impedancia característica de la línea *microstrip* en función de la relación de aspecto para diferentes valores de constante de permitividad dieléctrica [2]

2.4 Síntesis de filtros pasivos

Los filtros pasivos (lineales e invariantes en el tiempo) son aquellos constituidos por agrupaciones de resistencias, condensadores, bobinas, y quizás algún transformador. Por este motivo, se les suele llamar también filtros RLC.

Estos filtros son, cronológicamente, los primeros que se desarrollaron, ya que a principios del siglo XX no existían elementos activos, o estos eran muy caros y voluminosos. Por este motivo, gran parte de la teoría clásica de filtros está desarrollada apuntando directa o indirectamente a la realización RLC.

La utilización de más de un tipo de elementos (R, L, C) es necesaria para obtener funciones de transferencia V-V ó I-I que tengan comportamiento dinámico. La utilización de sólo bobinas y condensadores no permite obtener polos fuera del eje imaginario, por lo que sería imposible realizar funciones de transferencia asintóticamente estables. Por estos motivos, los filtros pasivos deben emplear (salvo casos particulares muy simples) simultáneamente elementos R, L y C [8].

Para la implementación de los filtros pasivos nos basaremos en una bipuerta LC donde contiene únicamente condensadores y bobinas.

Las razones por las que idealmente la bipuerta contiene únicamente elementos reactivos son varias. En primer lugar, la ausencia de elementos resistivos (aparte de los inevitables parásitos) hace que no se disipe ninguna potencia dentro de la bipuerta. Además, los elementos reactivos no introducen ruido electrónico, cosa que las resistencias y los elementos activos sí.

Una segunda razón, al no haber disipación de potencia dentro de la bipuerta, la magnitud de la función de transferencia tiene un máximo con respecto a cualquier parámetro del filtro (sencillamente porque es imposible que se produzca mayor paso de potencia), lo que significa que la sensibilidad será nula con respecto al valor de cualquiera de los elementos de la bipuerta [8].

A partir de la descripción funcional de la bipuerta, se debe obtener la descripción a nivel eléctrico de su topología y los valores de los elementos. Para ello se fundamenta en las técnicas de realización de inmitancias LC.

Inmitancia: impedancia ó admitancia de una monopuerta.

2.4.1. Red de un puerto (monopuerta)

En primer lugar consideramos una red de un puerto o monopuerta (figura 15). Esta red de un puerto es excitado por una tensión $v(t)$ que produce un flujo de corriente $i(t)$. La transformada de Laplace de la tensión es $V(p)$ y la corriente resultante es $I(p)$.

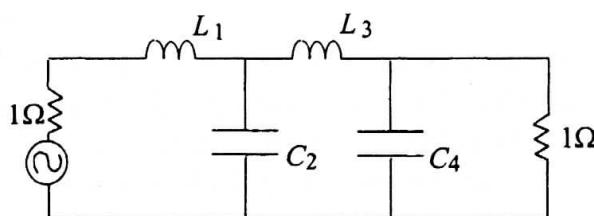


Figura 14, prototipo de red típico paso bajo [4]

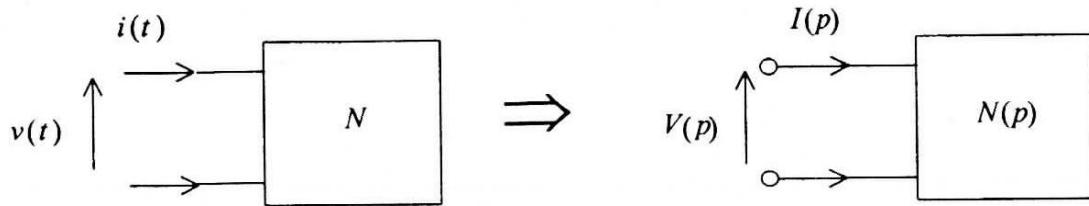


Figura 15, red de un puerto (monopuerta) y su transformada de Laplace equivalente [4]

a) Linealidad

Si una tensión $v_1(t)$ a través de N terminales produce una corriente $i_1(t)$, entonces

$$v_1(t) \rightarrow i_1(t) \quad (18)$$

Del mismo modo

$$v_2(t) \rightarrow i_2(t) \quad (19)$$

Ahora bien, si la red es lineal entonces tenemos el principio de superposición y obtenemos

$$\alpha v_1(t) + \beta v_2(t) \rightarrow \alpha i_1(t) + \beta i_2(t) \quad (20)$$

donde α y β son constantes.

Dicho de otra manera, la respuesta a una combinación lineal de varias excitaciones, es una combinación lineal de las respuestas que tendría la red para cada una de las excitaciones por separado, siendo aplicable el principio de superposición.

b) Invariante en el tiempo

Si la red es invariante con el tiempo y si

$$v(t) \rightarrow i(t) \quad (21)$$

a continuación,

$$v(t - \tau) \rightarrow i(t - \tau) \quad (22)$$

donde τ es un tiempo de retardo arbitrario.

Si una red lineal invariante en el tiempo es excitado por una tensión $v(t)$, donde

$$v(t) = 0 \text{ para } t < 0 \quad (23)$$

entonces la relación entre el voltaje y la corriente se puede expresar de la siguiente manera:

$$V(p) = Z(p) I(p) \quad (24)$$

donde $V(p)$ es la transformada de Laplace de $v(t)$ e $I(p)$ es la transformada de Laplace de $i(t)$. Aquí “ p ” es la variable de frecuencia compleja (a veces denotado s), $Z(p)$ es la impedancia de entrada de la red, que es independiente de $v(t)$. En este caso $Z(p)$ puede expresarse como el cociente de dos polinomios:

$$Z(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (25)$$

Si la red es pasiva, entonces la cantidad de energía que se puede extraer de la red hasta cualquier punto en el tiempo no podrá ser superior a la energía suministrada a la red hasta ese momento. Combinando esta propiedad con la propiedad de que todas las redes físicas dan lugar a respuestas reales a los estímulos de $Z(p)$ es decir, una función real positiva,

$$Z(p) \text{ es real para } p \text{ real} \quad (26)$$

$$\operatorname{Re} Z(p) > 0 \text{ para } \operatorname{Re} p > 0 \quad (27)$$

La relación (26) implica que los coeficientes de $N(p)$ y $D(p)$ son reales. La relación (27) implica que $Z(p)$ no tiene polos o ceros en el semiplano derecho, es decir, tanto $N(p)$ y $D(p)$ son polinomios de Hurwitz.

c) Condición real limitada

La impedancia de entrada de las redes pasivas lineales e invariantes en el tiempo es una función real positiva. En el diseño del filtro de microondas es a menudo deseable trabajar con coeficientes de reflexión en lugar de impedancias de entrada. El coeficiente de reflexión $\Gamma(p)$ de red con una impedancia de entrada $Z(p)$ está relacionado a la $Z(p)$ por

$$\Gamma(p) = \pm \frac{Z(p)-1}{Z(p)+1} \quad (28)$$

$\Gamma(p)$ se puede demostrar que es una función real limitada,

$$\Gamma(p) \text{ is real para } p \text{ real} \quad (29)$$

$$0 \leq |\Gamma(p)| \leq 1 \text{ para } \operatorname{Re} p > 0 \quad (30)$$

La relación (30) se puede demostrar de la siguiente manera: para $\operatorname{Re} p > 0$, tenemos

$$Z(p) = R + jX \quad (31)$$

Ahora bien, como $Z(p)$ es positivo real, entonces

$$R > 0 \quad (32)$$

(es decir, la parte real de la impedancia de entrada es siempre positivo). Por lo tanto

$$\Gamma = \pm \frac{R+jX-1}{R+jX+1} \quad (33)$$

$$|\Gamma|^2 = \frac{(R-1)^2 + X^2}{(R+1)^2 + X^2} = 1 - \frac{4R}{(R+1)^2 + X^2} \quad (34)$$

Así, si $R \geq 0$ entonces $|\Gamma| \leq 1$

2.4.2. Redes sin pérdidas

Este tipo de redes consisten exclusivamente de elementos reactivos, es decir, no contienen resistencias. En realidad todos los filtros de microondas reales contienen elementos resistentes, pero es útil trabajar con este tipo de redes en el proceso de diseño inicial para simplificar las cosas.

Ahora $Z(p)$

$$Z(p)|_{p=j\omega} = Z(j\omega) = R(\omega) + jX(\omega) \quad (35)$$

donde

$$R(\omega) = \operatorname{Re} Z(j\omega) \quad (36)$$

$$X(\omega) = \operatorname{Im} Z(j\omega) \quad (37)$$

Por definición de una red sin pérdidas

$$R(\omega) = 0 \quad (38)$$

Ahora

$$Z(p) = \frac{m_1+n_1}{m_2+n_2} \quad (39)$$

donde m_1 y n_1 son las partes par e impar de $N(p)$; y m_2, n_2 son las partes par e impar de $D(p)$.

$Z(p)$ se puede dividir en un polinomio par más un polinomio impar, es decir,

$$Z(p) = \operatorname{Par} Z(p) + \operatorname{Imp} Z(p) \quad (40)$$

Ahora, el polinomio par sólo contiene potencias pares de p y el polinomio impar contiene sólo potencias impares de p . Por lo tanto $\operatorname{Par} Z(j\omega)$ es puramente real y $\operatorname{Imp} Z(j\omega)$ es puramente imaginaria. Así, para una red sin pérdidas $R(\omega) = 0$ implica $\operatorname{Par} Z(p) = 0$ y

$$\operatorname{Par} Z(p) = \frac{Z(p)+Z(-p)}{2} = 0 \quad (41)$$

Por lo tanto,

$$\frac{m_1+n_1}{m_2+n_2} + \frac{m_1-n_1}{m_2-n_2} = 0 \quad (42)$$

y

$$\frac{m_1 m_2 - n_1 n_2}{m_2^2 - n_2^2} = 0 \quad (43)$$

Obtenemos que,

$$\frac{m_1}{n_1} = \frac{n_2}{m_2} \quad (44)$$

Así por ejemplo,

$$Z(p) = \frac{n_1}{m_2} \frac{m_1/n_1 + 1}{1 + n_2/m_2} = \frac{n_1}{m_2} \quad (45)$$

o

$$Z(p) = \frac{m_1}{n_2} \frac{1 + n_1/m_1}{1 + m_2/n_2} = \frac{m_1}{n_2} \quad (46)$$

$Z(p)$ es así el cociente entre un polinomio par y un polinomio impar, o un polinomio impar entre un polinomio par. $Z(p)$ es conocida entonces como una ‘función reactancia’.

Ahora bien, como $Z(p)$ es real positiva no puede tener polos o ceros en el semiplano de la derecha, y $Z(-p)$ no puede tener polos o ceros en el semiplano de la izquierda. Sin embargo

$$Z(p) = -Z(-p) \quad (47)$$

Por lo tanto $Z(p)$ no puede tener ceros ni en el semiplano de la derecha ni a la izquierda. Los polos y ceros de una función reactancia deben estar en el eje imaginario. Dando una solución general para una función reactancia de la forma

$$Z(p) = A^\infty p + \frac{A_0}{p} + \sum_{i=1}^m \frac{2A_i p}{p^2 + \omega_i^2} \quad (48)$$

Por otra parte, para $p = j\omega$,

$$Z(j\omega) = jX(\omega) \quad (49)$$

donde

$$X(\omega) = A^\infty \omega + \frac{A_0}{\omega} + \sum_{i=1}^m \frac{2A_i \omega}{\omega_i^2 + \omega^2} \quad (50)$$

y

$$\frac{dX(\omega)}{d\omega} = A^\infty + \frac{A_0}{\omega^2} + \sum_{i=1}^m 2A_i \frac{\omega_i^2 + \omega^2}{(\omega_i^2 - \omega^2)^2} \quad (51)$$

Por lo tanto

$$\frac{dX(\omega)}{d\omega} > 0 \quad (52)$$

El hecho de que el diferencial de $X(\omega)$ es siempre positiva implica que los polos y ceros de $X(\omega)$ deben estar entrelazados. Por lo tanto una trama típica de una función reactancia es como se muestra en la figura 16.

Consideremos ahora el circuito paralelo LC se muestra en la figura 17. La impedancia de este circuito es

$$Z(p) = \frac{1}{Cp + (1/Lp)} = \frac{P/C}{p^2 + (1/LC)} \quad (53)$$

A partir de (48) y (53) podemos ver que el circuito equivalente general de una función reactancia es la red que se muestra en la figura 18. Este proceso de trabajo hacia atrás desde una función de impedancia para el circuito físico real se conoce como "síntesis" (o realización).

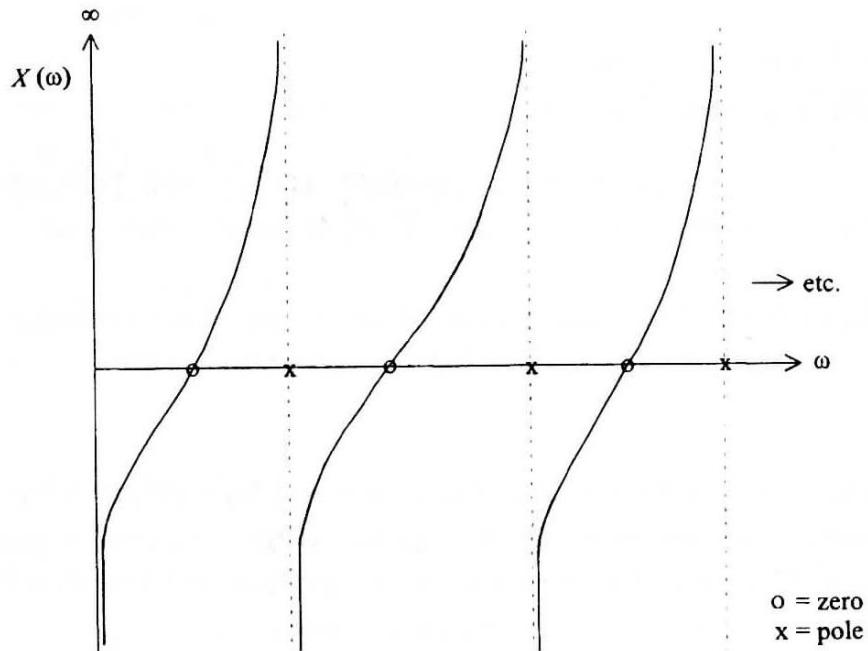


Figura 16, función típica reactancia [4]

El método particular que se muestra aquí se conoce como síntesis de Foster, donde el circuito se deriva por una expansión en fracciones simples de la función de impedancia que más adelante se explicará en detalle.

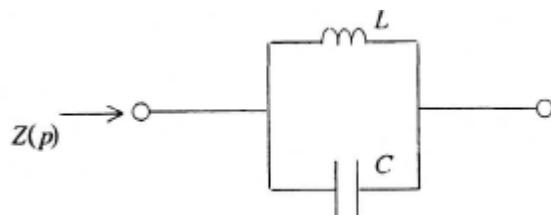
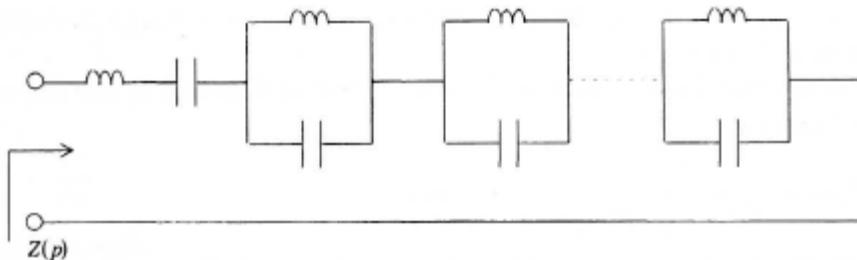


Figura 17, circuito LC paralelo [4]

Figura 18, realización Foster-1 de $Z(p)$ [4]

Los circuitos monopuertas se caracterizan por su inmitancia (admitancia o impedancia) que son equivalentes, pues son funciones inversas, y por lo tanto si una es realizable (realizable se entiende a posibilidad de realizar), la otra también lo será.

Una función de inmitancia $F(s)$ es realizable LC si y sólo si se dan las siguientes condiciones [8],

- es una función racional real, y además
 - la evaluación de la función en el eje imaginario resulta en un conjunto de valores contenido en el eje imaginario. Es decir,
- $$\operatorname{Re}[F(j\omega)] = 0$$
- Todos los polos de $F(s)$ están en el eje imaginario, son simples y sus residuos asociados son reales y positivos.

2.4.3. Propiedades de las inmitancias LC

Es fácil demostrar que las inmitancias realizables LC tienen las siguientes propiedades [8].

- Los polos y ceros son imaginarios puros y simples. Esto incluye a los polos y ceros en $s = 0$ y $s \rightarrow \infty$.
- Los residuos de los polos son reales y positivos. Esto incluye a los residuos de los polos y ceros en $s = 0$ y $s \rightarrow \infty$.
- Los polos y ceros aparecen por pares complejos conjugados, salvo los polos ó ceros en $s = 0$ o $s \rightarrow \infty$.
- La inmitancia $F(s)$ es impar, es decir, $F(s) = -F(-s)$.

De las propiedades anteriores pueden derivarse las siguientes.

- La expansión en fracciones simples puede escribirse siempre de la forma siguiente,

$$F(s) = k^\infty s + \frac{k_0}{s} + \frac{K_1 s}{s^2 + \omega_1^2} + \frac{K_2 s}{s^2 + \omega_2^2} + \cdots + \frac{K_n s}{s^2 + \omega_n^2} \quad (54)$$

donde los coeficientes K^∞ , K_0 , y K_i son todos reales y positivos.

- La diferencia de grado entre numerador y denominador es 1 ó -1.
- Los polos y los ceros de las inmitancias LC están entrelazados en el eje $j\omega$.
- Tanto el numerador $N(s)$ como el denominador $D(s)$ tienen la forma general:

$$P(s) = s(s^2 + \omega_1^2)(s^2 + \omega_2^2) \dots \quad (55)$$

donde el factor s , que representa una raíz en $s=0$, puede (o no) estar presente. Esto quiere decir que tanto $N(s)$ como $D(s)$ serán ó par ó impar (dependiendo de si el factor s está o no presente).

Al ser $F(s)$ impar, o el denominador es par y el denominador impar, o viceversa. Por tanto, las dos opciones son:

$$F(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{s(s^2 + \omega_1^2)(s^2 + \omega_2^2) \dots}{(s^2 + \omega p_1^2)(s^2 + \omega p_2^2) \dots} \quad (56)$$

O bien

$$F(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{(s^2 + \omega_1^2)(s^2 + \omega_2^2) \dots}{s(s^2 + \omega p_1^2)(s^2 + \omega p_2^2) \dots} \quad (57)$$

Tanto en $s = 0$ como en $s \rightarrow \infty$ habrá siempre ó un polo ó un cero.

2.4.4. Realizaciones inmitancias LC

Las técnicas de realización de inmitancias LC se fundamentan en la asociación de bobinas y condensadores, en serie o en paralelo, de manera que la inmitancia resultante sea la que se persigue.

Para ello, se hace conveniente recordar que en asociaciones en paralelo, la admitancia resultante es la suma de las admitancias, y que en asociaciones en serie, la impedancia resultante es la suma de las impedancias. Por tanto, una suma de admitancias la podremos realizar como una asociación en paralelo, mientras que una suma de impedancias las podremos implementar como una asociación en serie.

La figura 19 describe las inmitancias de las asociaciones más simples de elementos L y C, así como las relaciones existentes entre los valores de los elementos por una parte y los residuos y frecuencias de resonancia por otra.

Nótese que una bobina tiene un polo de impedancia en $s \rightarrow \infty$, y un polo de admitancia en $s = 0$, mientras que un condensador tiene un polo de impedancia en $s = 0$ y un polo de admitancia en $s \rightarrow \infty$. En estos casos simples, los valores de los residuos del polo en $s \rightarrow \infty$ coinciden con el valor del elemento, mientras el valor del residuo en $s = 0$ es igual a la inversa del valor del elemento [8].

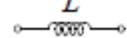
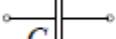
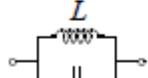
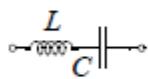
 $L = k_{Z\infty} = 1/k_{Y0}$	$\begin{cases} Z(s) = sL = k_{Z\infty}s & k_{Z\infty} = L \\ Y(s) = \frac{1}{sL} = \frac{k_{Y0}}{s} & k_{Y0} = 1/L \end{cases}$
 $C = k_{Y\infty} = 1/k_{Z0}$	$\begin{cases} Z(s) = \frac{1}{sC} = \frac{k_{Z0}}{s} & k_{Z0} = 1/C \\ Y(s) = sC = k_{Y\infty}s & k_{Y\infty} = C \end{cases}$
 $\begin{cases} C = k_{Y\infty} = 1/K_{Zi} \\ L = 1/k_{Y0} = K_{Zi}/\omega_i^2 \end{cases}$	$\begin{cases} Z(s) = \frac{1}{sC + \frac{1}{sL}} = \frac{\frac{1}{C}s}{s^2 + \frac{1}{LC}} = \frac{K_{Zi}s}{s^2 + \omega_i^2} & \begin{cases} K_{Zi} = 1/C \\ \omega_i = \frac{1}{\sqrt{LC}} \end{cases} \\ Y(s) = sC + \frac{1}{sL} = k_{Y\infty}s + \frac{k_{Y0}}{s} & \begin{cases} k_{Y\infty} = C \\ k_{Y0} = 1/L \end{cases} \end{cases}$
 $\begin{cases} C = 1/k_{Z0} = K_{Yi}/\omega_i^2 \\ L = k_{Z\infty} = 1/K_{Yi} \end{cases}$	$\begin{cases} Z(s) = sL + \frac{1}{sC} = k_{Z\infty}s + \frac{k_{Z0}}{s} & \begin{cases} k_{Z\infty} = L \\ k_{Z0} = 1/C \end{cases} \\ Y(s) = \frac{1}{sL + \frac{1}{sC}} = \frac{\frac{1}{L}s}{s^2 + \frac{1}{LC}} = \frac{K_{Yi}s}{s^2 + \omega_i^2} & \begin{cases} K_{Yi} = 1/L \\ \omega_i = \frac{1}{\sqrt{LC}} \end{cases} \end{cases}$

Figura 19, impedancias, admitancias, y relaciones entre valores de elementos, “residuos” y frecuencias de resonancia en estructuras LC elementales [8]

2.4.5. Síntesis de Foster

La realización Foster (o síntesis de Foster) es una realización canónica basada en la expansión en fracciones simples de la impedancia, y la conexión en serie de la realización de cada una de las fracciones simples de impedancia.

La realización basada en la expansión en fracciones simples de impedancia se denomina "Foster-1" (figura 20), mientras que la que resulta de la expansión en fracciones simples de admitancia se denomina "Foster-2" (figura 21).

En el primer caso (expansión en fracciones simples de impedancia) se procederá a la asociación en serie de las estructuras necesarias para la realización de cada fracción simple, y en el segundo (expansión en fracciones simples de admitancia), a la asociación en paralelo.

En este proyecto nos centraremos exclusivamente en el primer caso (Foster-1), realización basada en la expansión en fracciones simples de impedancia.

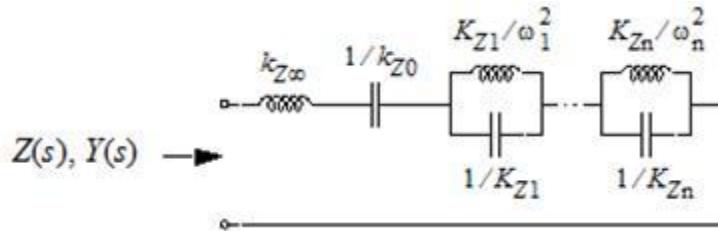


Figura 20, estructura típica y valores de elementos de la realización Foster-1 de una inmitancia LC. Los residuos y frecuencias de polo son de impedancia [8]

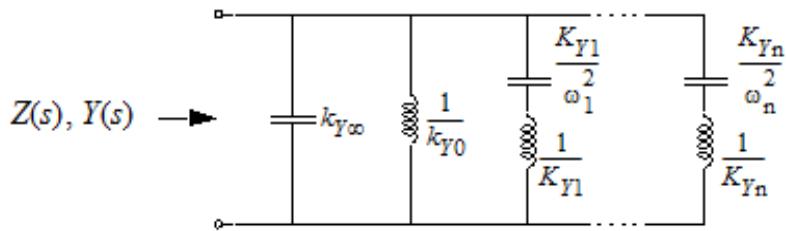


Figura 21, estructura típica y valores de elementos de la realización Foster-2 de una inmitancia LC. Los residuos y frecuencias de polo son de admitancia [8]

2.5 Resonadores de microondas

Un resonador es cualquier dispositivo o sistema que es capaz de entrar en resonancia o que tiene la capacidad de comportarse de manera resonante, lo cual quiere decir que oscila a unas determinadas frecuencias con una amplitud más grande que a las otras. Sin embargo, habitualmente el término se utiliza para referirse a los objetos físicos que oscilan a una determinada frecuencia, debido a que sus dimensiones son una integral múltiple de la longitud de onda a aquellas frecuencias [9].

Los resonadores de microondas son utilizados en una gran variedad de aplicaciones, incluyendo filtros, osciladores, amplificadores sintonizados. Como su funcionamiento es muy similar a los resonadores con elementos concentrados comenzaremos haciendo una revisión de las características básicas de resonadores serie y paralelo con elementos concentrados.

La resonancia eléctrica es un fenómeno que se produce en un circuito en el que existen elementos reactivos (bobinas y condensadores) cuando es recorrido por una corriente alterna de una frecuencia tal que hace que la reactancia se anule, en caso de estar ambos en serie, o se haga infinita si están en paralelo [9].

Cerca de la resonancia, un resonador de microondas puede normalmente ser modelado por un circuito serie o paralelo de elementos concentrados.

2.5.1. Circuito resonante serie

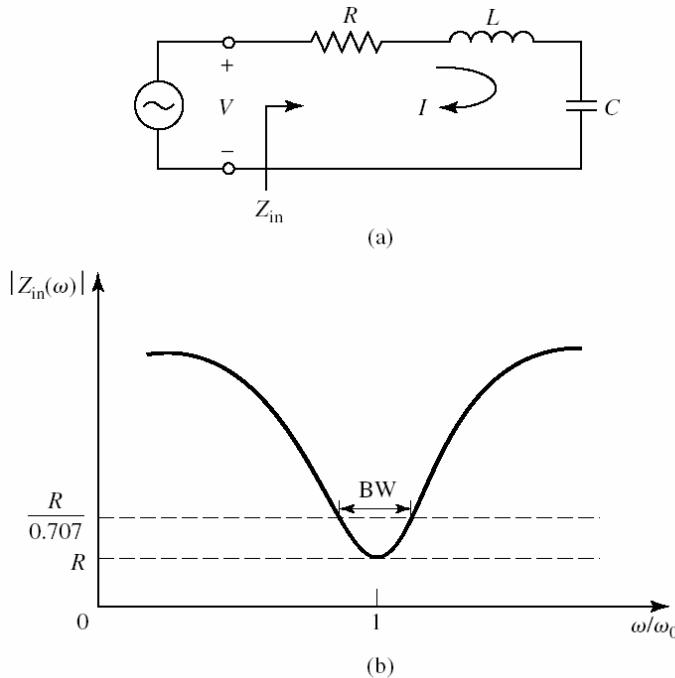


Figura 23, resonador RLC serie (a) e impedancia de entrada versus frecuencia (b)

Un circuito resonante RLC-serie como el mostrado en la figura 23 presenta una impedancia de entrada:

$$Z_{in} = R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} \quad (58)$$

La resonancia ocurre cuando la energía media almacenada en el condensador y en el inductor son iguales, equivalentemente la parte imaginaria de la impedancia se anula y la impedancia de entrada toma el valor real.

De forma que la frecuencia debe satisfacer la relación

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (59)$$

A una frecuencia cercana a la resonancia la impedancia de entrada puede aproximarse según

$$Z_{in} = R + j2L\Delta\omega \quad (60)$$

Un parámetro importante de un circuito resonante es el factor de calidad, Q , el cual mide las pérdidas de un circuito resonante, pero en nuestro caso, no lo utilizaremos ya que trabajaremos sin pérdidas, por lo tanto el ancho de banda (BW), también será próximo a cero.

2.5.2. Circuito resonante paralelo

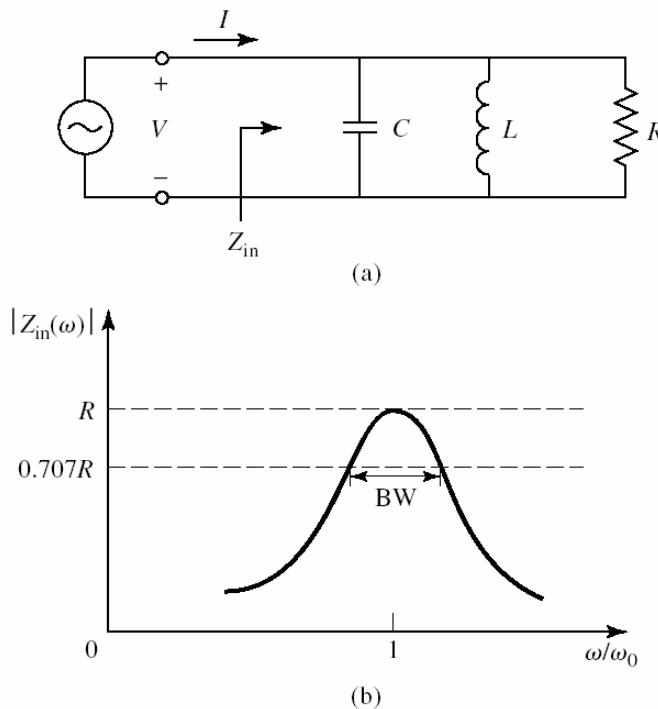


Figura 24, resonador RLC-paralelo (a) e impedancia de entrada versus frecuencia (b)

Un circuito resonante RLC-paralelo como el mostrado en la figura 24 presenta una impedancia de entrada:

$$Z_{in} = \left(\frac{1}{R} + j\omega C - j\frac{1}{\omega L} \right)^{-1} \quad (61)$$

La resonancia ocurre cuando la energía media almacenada en el condensador y en el inductor son iguales, equivalentemente la parte imaginaria de la impedancia se anula y la impedancia de entrada toma el valor real.

De forma que la frecuencia debe satisfacer la relación

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

A una frecuencia cercana a la resonancia la impedancia de entrada puede aproximarse según

$$Z_{in} \sim \frac{1}{\frac{1}{R} + j2\Delta\omega C} \quad (62)$$

Un parámetro importante de un circuito resonante es el factor de calidad, Q , el cual mide las pérdidas de un circuito resonante, pero en nuestro caso, no lo utilizaremos ya que trabajaremos sin pérdidas, por lo tanto el ancho de banda (BW), también será próximo a cero.

2.5.3. Líneas de transmisión como resonadores

Consideramos una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 , de longitud arbitraria, l , con pérdidas y con una impedancia de carga arbitraria, Z_L . La impedancia de entrada a una distancia l , de la carga, viene definida por la expresión:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma l)} \quad (63)$$

Línea cargada con cortocircuito

Consideramos una impedancia de carga igual a cortocircuito, de forma que la impedancia a la entrada de la línea

$$Z_{in} = Z_0 \tanh(\gamma l) = Z_0 \tanh((\alpha + j\beta)l) = Z_0 \frac{\tanh(\alpha l) + j \tan(\beta l)}{1 + j \tan(\beta l) \tanh(\alpha l)} \quad (64)$$

Y si analizamos el comportamiento de la línea alrededor de la frecuencia de resonancia, $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$,

$$\beta l = \frac{\omega}{v_p} l = \left(\frac{\omega_0}{v_p} + \frac{\Delta\omega}{v_p} \right) l \quad (65)$$

Si la línea de transmisión tiene una longitud de $l = \frac{\lambda}{2} = \frac{vp}{2f_o} = \frac{vp\pi}{\omega_0}$

se puede tomar la aproximación

$$\tan(\beta l) = \tan\left(\frac{\Delta\omega\pi}{\omega_0}\right) \xrightarrow[\omega_0 \rightarrow 0]{\Delta\omega \rightarrow 0} \frac{\Delta\omega\pi}{\omega_0} \quad (66)$$

De forma que la expresión de la impedancia

$$Z_{in} = Z_0 \frac{\alpha l + j \frac{\Delta\omega\pi}{\omega_0}}{1 + j \frac{\Delta\omega\pi}{\omega_0} \alpha l} \xrightarrow[\alpha l \rightarrow 0]{\omega_0 \rightarrow 0} Z_0 \left(\alpha l + j \frac{\Delta\omega\pi}{\omega_0} \right) \quad (67)$$

De forma que se pueden identificar los elementos del modelo circuital equivalente según

$$R = Z_0 \alpha l$$

$$L = \frac{\pi Z_0}{2\omega_0}$$

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 L} = \frac{2}{\pi \omega_0 Z_0} \quad (68)$$

Ahora si la línea de transmisión tiene una longitud de $l = \frac{\lambda}{4} = \frac{vp}{4f_o} = \frac{vp\pi}{2\omega_0}$

se puede tomar la aproximación

$$\tan(\beta l) = -\cotan\left(\frac{\Delta\omega\pi}{\omega_0}\right) \xrightarrow{\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \rightarrow 0} -\frac{1}{\frac{\Delta\omega\pi}{2\omega_0}} \quad (69)$$

De forma que la expresión de la impedancia

$$Z_{in} = Z_0 \frac{\alpha l - j \frac{2\omega_0}{\Delta\omega\pi}}{1 - j \alpha l \frac{2\omega_0}{\Delta\omega\pi}} \xrightarrow{\frac{2\omega_0}{\Delta\omega\pi} \gg 1} Z_0 \left(\frac{-j \frac{2\omega_0}{\Delta\omega\pi}}{1 - j \alpha l \frac{2\omega_0}{\Delta\omega\pi}} \right) = Z_0 \left(\frac{1}{j \frac{\Delta\omega\pi}{2\omega_0} + \alpha l} \right) \quad (70)$$

De forma que se pueden identificar los elementos del modelo circuital equivalente según

$$\begin{aligned} R &= Z_0 / \alpha L \\ C &= \frac{\pi}{4\omega_0 Z_0} \\ L &= \frac{1}{\omega_0^2 C} = \frac{4Z_0}{\pi\omega_0} \end{aligned} \quad (71)$$

Línea cargada con circuito abierto

Consideramos una impedancia de carga igual a cortocircuito, de forma que la impedancia a la entrada de la línea

$$Z_{in} = Z_0 \coth(\gamma l) = Z_0 \coth((\alpha + j\beta)l) = Z_0 \frac{1 + j \tan(\beta l) \tanh(\alpha l)}{\tanh(\alpha l) + j \tan(\beta l)} \quad (72)$$

Y si analizamos el comportamiento de la línea alrededor de la frecuencia de resonancia, $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$,

$$\beta l = \frac{\omega}{v_p} l = \left(\frac{\omega_0}{v_p} + \frac{\Delta\omega}{v_p} \right) l \quad (73)$$

Si la línea de transmisión tiene una longitud de $l = \frac{\lambda}{2} = \frac{v_p}{2f_o} = \frac{v_p\pi}{\omega_0}$

Se puede tomar la aproximación

$$\tan(\beta l) = \tan\left(\frac{\Delta\omega\pi}{\omega_0}\right) \xrightarrow{\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \rightarrow 0} \frac{\Delta\omega\pi}{\omega_0} \quad (74)$$

De forma que la expresión de la impedancia

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + j \frac{\Delta\omega\pi}{\omega_0} \alpha l}{\alpha l + j \frac{\Delta\omega\pi}{\omega_0}} \xrightarrow{\frac{\Delta\omega\pi}{\omega_0} \alpha l \rightarrow 0} Z_0 \frac{1}{\left(\alpha l + j \frac{\Delta\omega\pi}{\omega_0}\right)} \quad (75)$$

De forma que se pueden identificar los elementos del modelo circuital equivalente según

$$R = Z_0 / \alpha L$$

$$C = \frac{\pi}{2\omega_0 Z_0}$$

$$L = \frac{2Z_0}{\pi\omega_0} \quad (76)$$

Ahora si la línea de transmisión tiene una longitud de $l = \frac{\lambda}{4} = \frac{vp}{4f_0} = \frac{vp\pi}{2\omega_0}$

se puede tomar la aproximación

$$\tan(\beta l) = -\cotan\left(\frac{\Delta\omega\pi}{\omega_0}\right) \xrightarrow{\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \rightarrow 0} -\frac{1}{\frac{\Delta\omega\pi}{2\omega_0}} \quad (77)$$

De forma que la expresión de la impedancia

$$Z_{in} = Z_0 \xrightarrow[al - j\frac{2\omega_0}{\Delta\omega\pi}]{1 - j\alpha l \frac{2\omega_0}{\Delta\omega\pi} \gg 1} Z_0 \left(\frac{1 - j\alpha l \frac{2\omega_0}{\Delta\omega\pi}}{-j\frac{2\omega_0}{\Delta\omega\pi}} \right) = Z_0 \left(\alpha l + j \frac{\Delta\omega\pi}{2\omega_0} \right) \quad (78)$$

De forma que se pueden identificar los elementos del modelo circuital equivalente según

$$R = Z_0 \alpha L$$

$$L = \frac{\pi Z_0}{4\omega_0}$$

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 L} = \frac{4}{\pi \omega_0 Z_0} \quad (79)$$

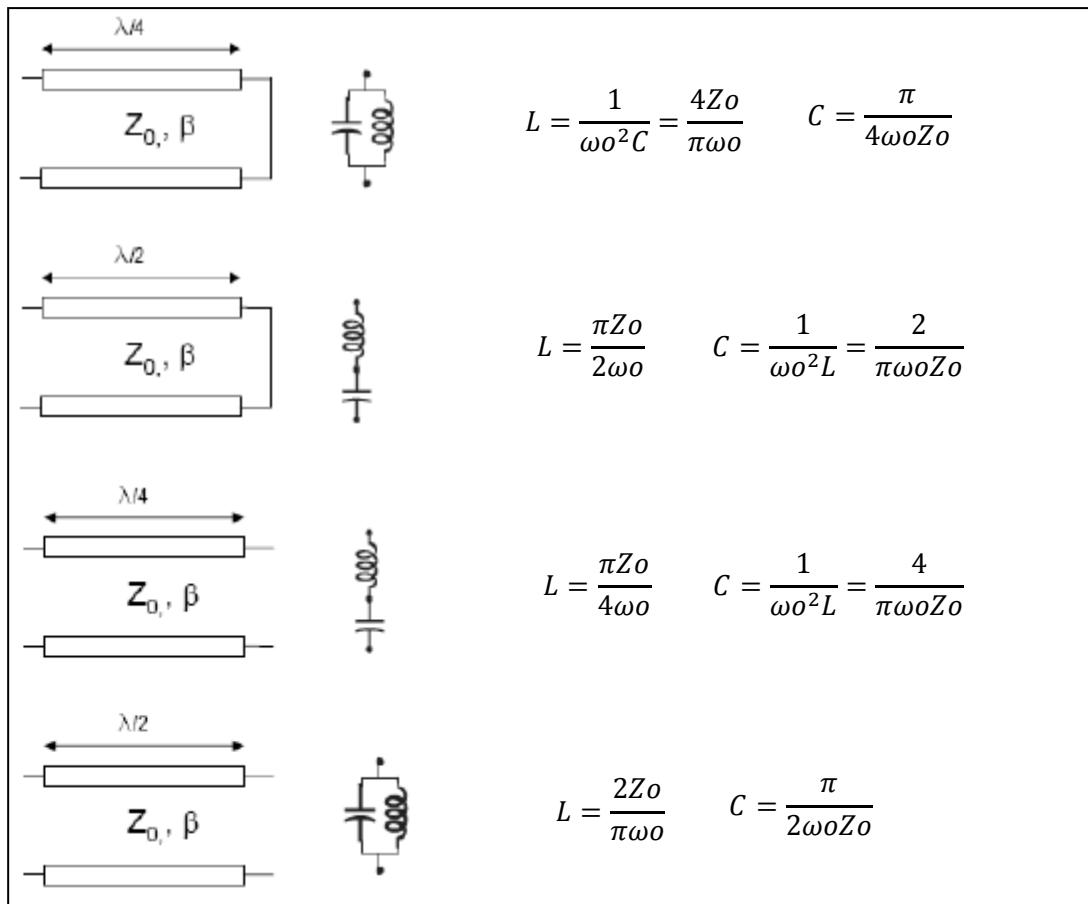


Figura 25, síntesis de resonadores LC mediante líneas de transmisión

CAPÍTULO 3

ESTRUCTURA,

MODELADO Y

SIMULACIONES DEL

RESONADOR

3.1 Introducción

En este capítulo se presenta la estructura y el modelado del resonador diseñado, analizando así su posterior simulación, tanto electromagnéticamente, como circuitalmente, presentando cada parte del circuito y que funciones va a desempeñar en su ejecución.

En el primer apartado de este capítulo se pretende analizar y explicar con detalle los pasos que hemos ido realizando para la elaboración del diseño del resonador, el *layout*, como también los parámetros necesarios para su elaboración. Además se

describirá como se obtiene la simulación electromagnética y que información necesitamos para su análisis.

En el apartado de modelado, se presentarán los modelos circuitales que equivalen en el diseño del *layout*, que posteriormente utilizaremos para la simulación del circuito que tiene como objetivo este trabajo.

Y por último, se hará una simulación circuital en base a la simulación electromagnética para poder lograr una máxima aproximación al diseño del *layout*, todo esto ajustando al máximo los valores de los parámetros del circuito, donde se explicará que herramienta se ha utilizado para ello.

3.2 Estructura

Para el diseño del *layout* del resonador, lo primero que hay que definir son los parámetros del substrato con el que queremos trabajar. El substrato que utilizaremos es ROGERS 3010 (50 mils) [1] (ver Anexo). Para ello vamos a utilizar la herramienta *LineCalc* de ADS (*Advanced Design System*) [2].

El archivo de datos creado cuando los resultados de un análisis *LineCalc* o síntesis de un componente se guardan contiene información acerca de los parámetros del componente, parámetros compartidos, la frecuencia y las unidades de apoyo a la iteración de diseño.

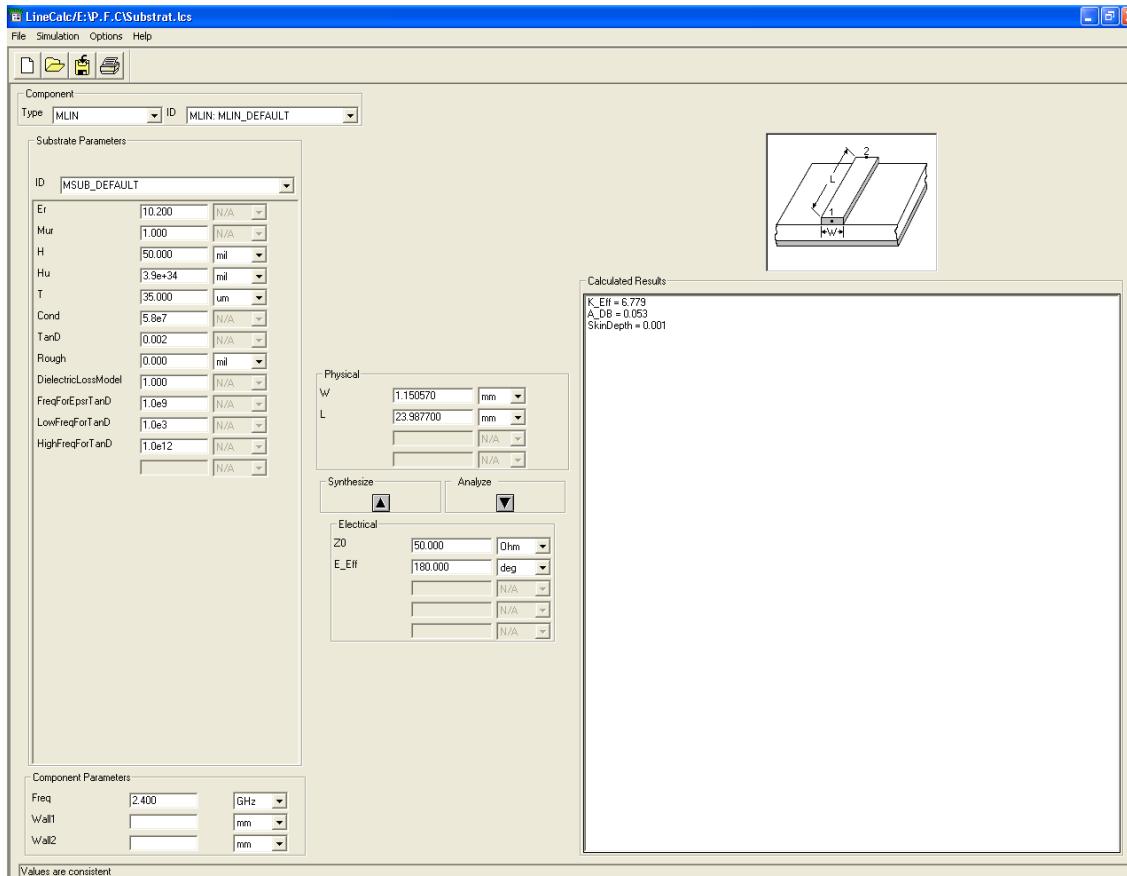


Figura 26, herramienta *LineCalc* de ADS

En este caso, el resonador que utilizaremos tendrá una sección de línea de $\lambda/2$ (180°) acoplado capacitivamente, en donde λ es la longitud de onda de la microonda, con impedancia de entrada de 50Ω . Y a una frecuencia a la que resuena el circuito de $2,4$ GHz.

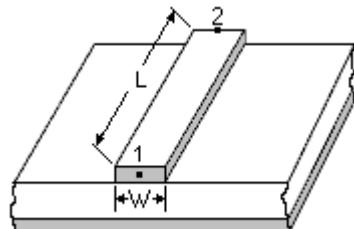


Figura 27, sección recta del resonador con longitud (L) y anchura (W)

Los parámetros compartidos por todos los componentes con los parámetros de substrato (MSUB) se enumeran en la zona del soporte de parámetros, que a continuación se detallan. Viendo que no hay presencia de pérdidas.

Substrato (MSUB)	Permitividad (ϵ_r, ϵ_f)	Grosor del dieléctrico (H)	Grosor del conductor (T)	Conductividad del cobre (Cond)	Tangente de pérdidas (TanD)	Frecuencia tangente de pérdidas (FreqForEpsrTanD)
ROGERS 3010 50 mils	10,2	50 mil	35 μm	$5,8 \times 10^7 \text{ S/m}$	0,0000	10^9

Tabla 2, parámetros del substrato necesarios para la herramienta *LineCalc*

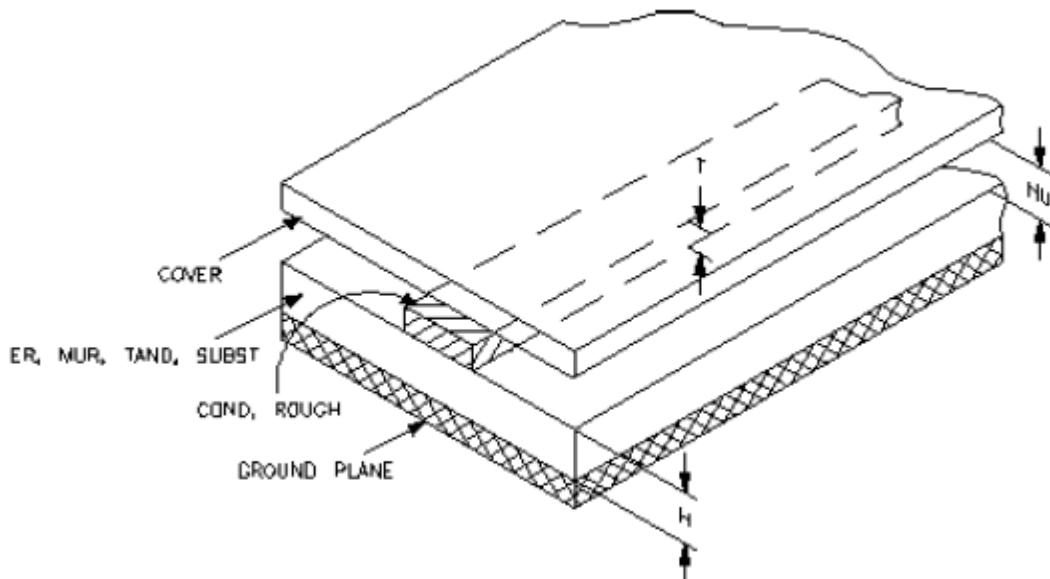


Figura 28, componentes del substrato [3]

La pantalla de parámetros muestra los valores de los parámetros físicos y eléctricos del componente actualmente seleccionado.

Se puede calcular los valores de los parámetros físicos de los datos eléctricos (realización de una síntesis), y los parámetros de los componentes eléctricos de los datos físicos (realización de un análisis).

La pantalla de resultados muestra los valores de los parámetros que cambian como resultado de la síntesis o análisis. Estos se muestran como los resultados calculados.

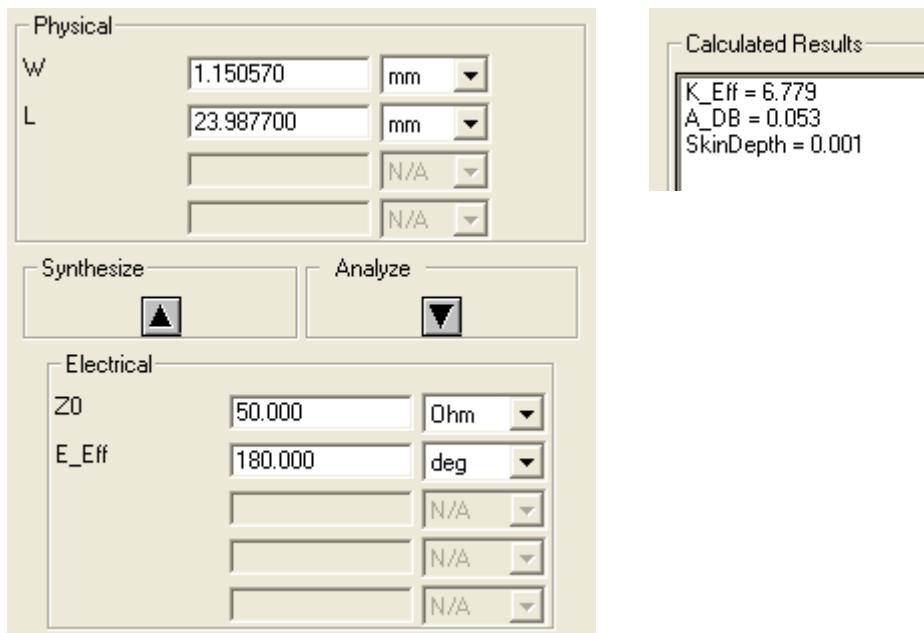


Figura 29, parámetros físicos y eléctricos con los resultados calculados de *LineCalc*

Como se observa en la figura 29 con la impedancia de entrada de la línea de transmisión resonante (Z_0) de 50Ω , y una longitud de onda efectiva (E_{Eff}) de 180° ($\lambda/2$), nos determina la longitud y anchura física del resonador. Donde la longitud (L) es de 23,9877 mm, y la anchura (W) es de 1,15057 mm.

El *layout* está formado por líneas de transmisión, que hacen la función de líneas de alimentación, con las mismas características anteriormente denominadas, las cuales están conectadas en serie con el resonador. Por otra parte, tenemos el puerto de entrada (Port 1) con una impedancia característica de 50Ω conectado a una línea de transmisión *microstrip* de 9,4 mm de longitud y 1,15057 mm anchura; y en el otro extremo el puerto de salida (Port 2) con una impedancia característica de 50Ω conectado a una línea de transmisión *microstrip* de iguales características eléctricas que en el puerto 1.

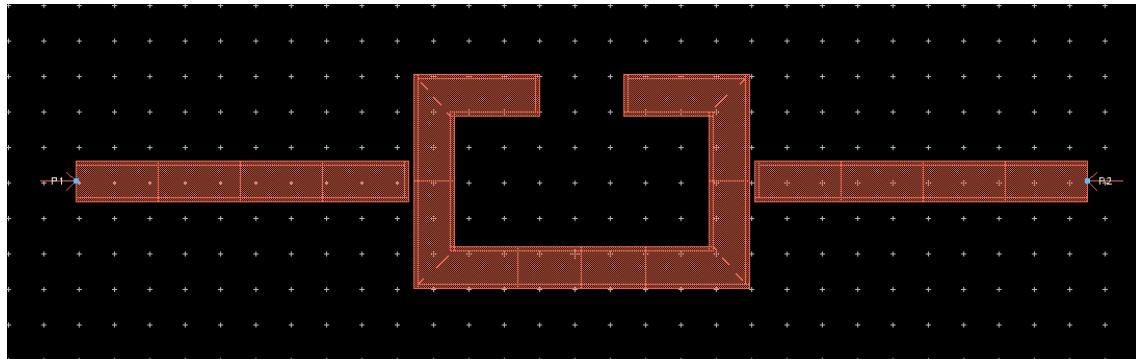


Figura 30, layout del circuito resonador diseñado

Para obtener las dimensiones del resonador, una vez *LineCalc* nos ha calculado los parámetros físicos a través de los valores eléctricos, se divide el resonador en cinco partes como se muestra en la figura 31 indicando el porcentaje que le corresponde a cada fragmento. Cada fragmento está creado por líneas de transmisión, formando así la estructura del resonador, es decir, lo retorceremos para hacerlo más compacto formando la estructura de la figura 30.

El “gap” que hay entre el resonador y las líneas de transmisión del puerto 1 y 2 es de 150 μm . Este “gap” hay que tenerlo en cuenta siempre, ya que nos determinará el acoplamiento eléctrico entre la línea de transmisión y el resonador.

Total L (Longitud)	23,9877
10%	2,39877
25%	5,996925
30%	7,19631

Tabla 3, porcentaje indicado del parámetro físico longitud

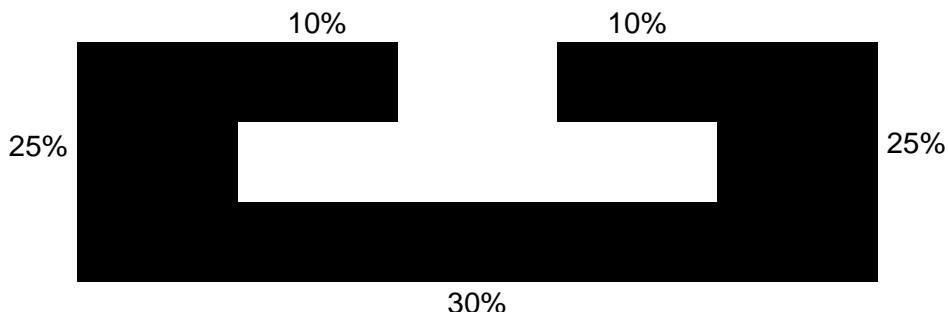


Figura 31, porcentajes correspondientes para el diseño del resonador

	Longitud (L)	Anchura (W)	Impedancia de entrada (Zo)	Longitud de onda efectiva (E_Eff)
Líneas de alimentación	9,40 mm	1,15057 mm	50 Ω	$\lambda/2$ (180 °)
Resonador	23,9877 mm			

Tabla 4, longitud, anchura, impedancia de entrada y longitud de onda efectiva de la capa conductora del layout

3.2.1. Substrato

Una vez se ha diseñado el *layout*, pasamos a definir cada capa de la placa para la simulación electromagnética *Momentum*.

La capa de masa (GND) está en el plano como conductor perfecto (sin pérdidas). La siguiente capa es el substrato (dieléctrico) ROGERS 3010 tal y como se dijo en la tabla 2, tiene un grosor del dieléctrico (H) de 50 mil, una permitividad (ϵ_r , ϵ_r) de 10,2 (la parte real), y sin pérdidas (sin parte imaginaria). La capa que se encuentra sobre el substrato es la capa del conductor, donde su grosor es de 35 μm , y además es un conductor perfecto, es decir, no se contemplan pérdidas.

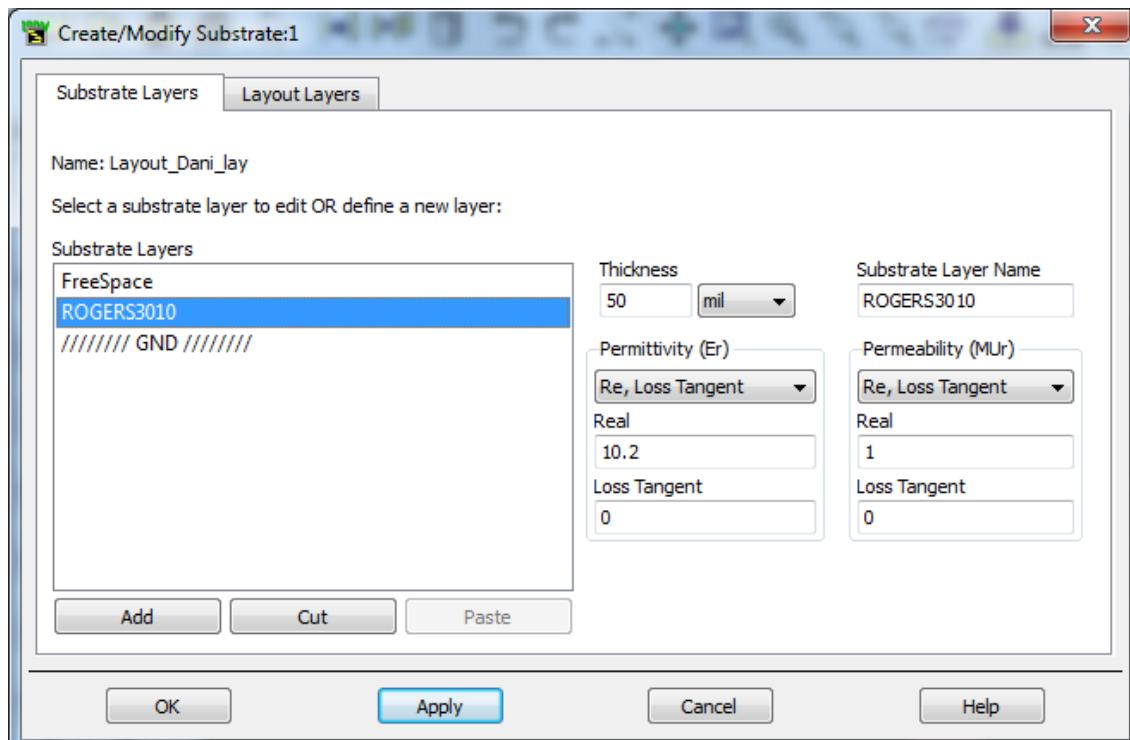


Figura 32, configuración de la capa del substrato a través de ADS

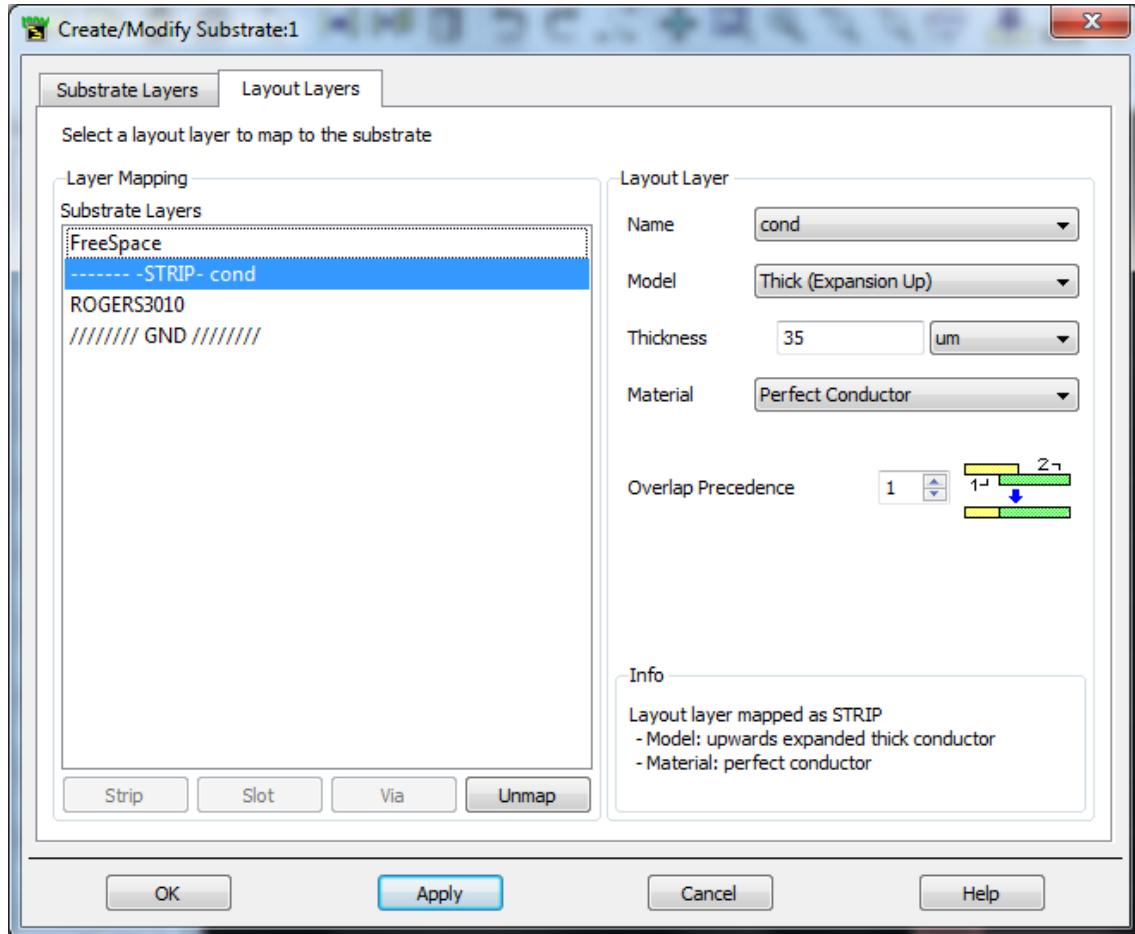
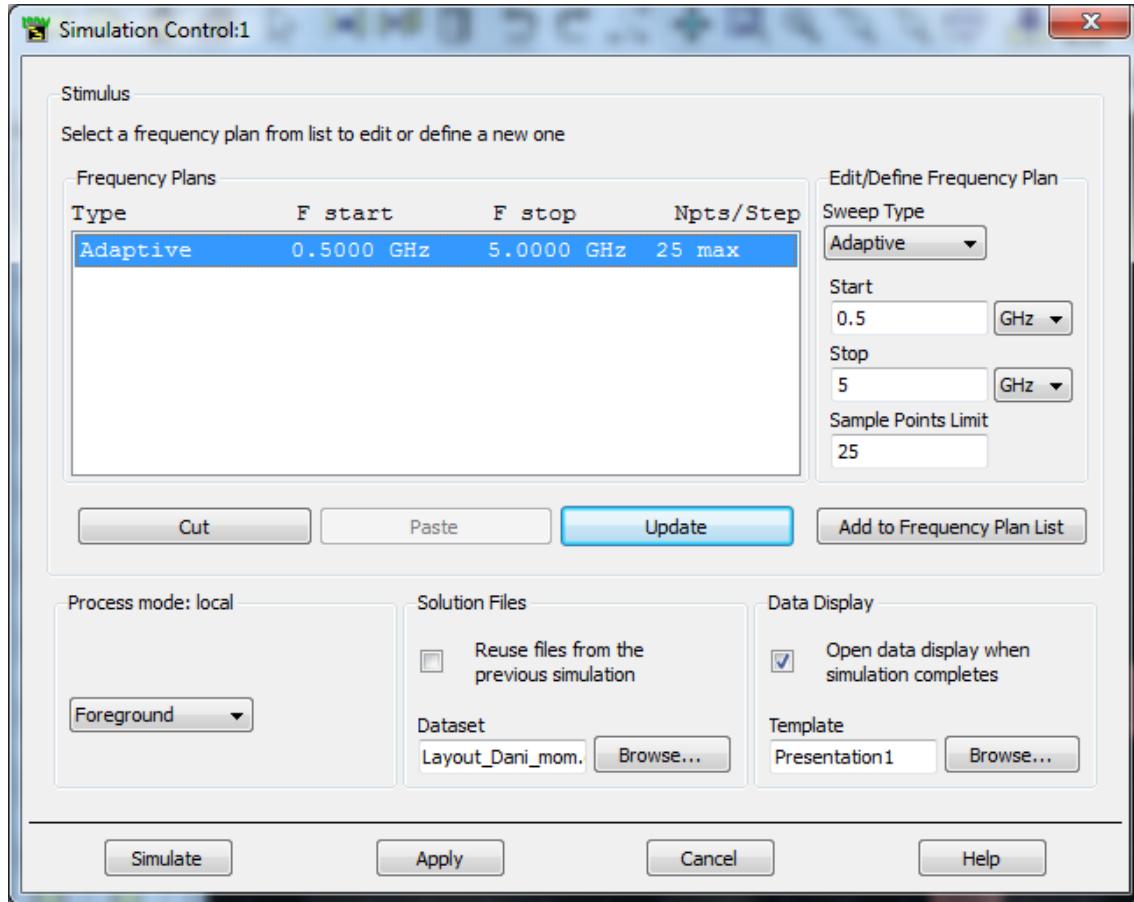


Figura 33, configuración de la capa conductor a través de ADS

3.2.2. Momentum

Una vez se ha definido el substrato ya podemos simular el *layout* mediante la herramienta de simulación *Momentum*, donde se efectuarán las simulaciones electromagnéticas de las estructuras realizadas. Antes de simularlo activaremos el mallado (*mesh*) con el fin de calcular la corriente dentro de cada célula e identificar los efectos de acoplamiento en el circuito durante la simulación. Para ello hemos utilizado, los parámetros de *Scattering (S-Parameters)*, donde definimos el rango de frecuencias para la simulación, tal y como se observa en la figura 34.

Figura 34, definición de los parámetros-S con *Momentum* de ADS

Los resultados obtenidos nos dan información de:

- coeficiente de reflexión a la entrada y a la salida (S_{11} y S_{12} respectivamente, en decibelios [dB])
- coeficiente de transmisión a la entrada y a la salida (S_{21} y S_{22} respectivamente, en dB)
- fase a la entrada y a la salida en reflexión (S_{11} y S_{12} respectivamente, en grados [Deg])
- fase a la entrada y a la salida en transmisión (S_{21} y S_{22} respectivamente, en grados)
- y por último, carta Smith en reflexión y transmisión a la entrada y a la salida (S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} respectivamente)

Un dato importante a destacar, es que la red con la que se trabaja es simétrica, es decir, se cumple que los elementos de la diagonal principal de la matriz de dispersión son iguales.



Figura 35, matriz de dispersión

En definitiva, el coeficiente de reflexión a la entrada es igual al coeficiente de transmisión a la salida, $S_{11} = S_{22}$, y viceversa ($S_{12} = S_{21}$), tal y como se observa en la figura 36. De la misma manera también ocurre con la fase y la carta de Smith.

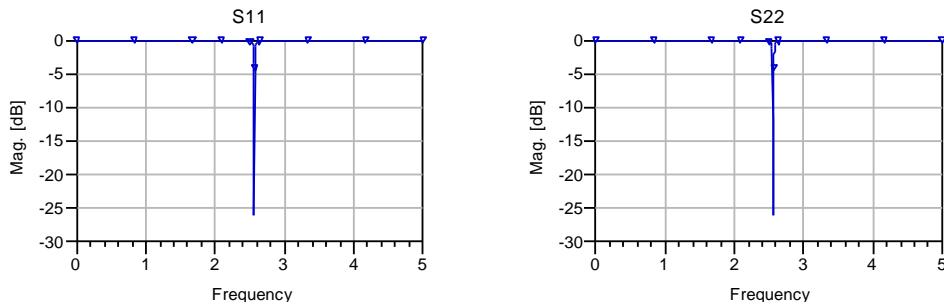


Figura 36, coeficiente de reflexión a la entrada (S_{11}) es igual al coeficiente de transmisión a la salida (S_{22}) (red simétrica)

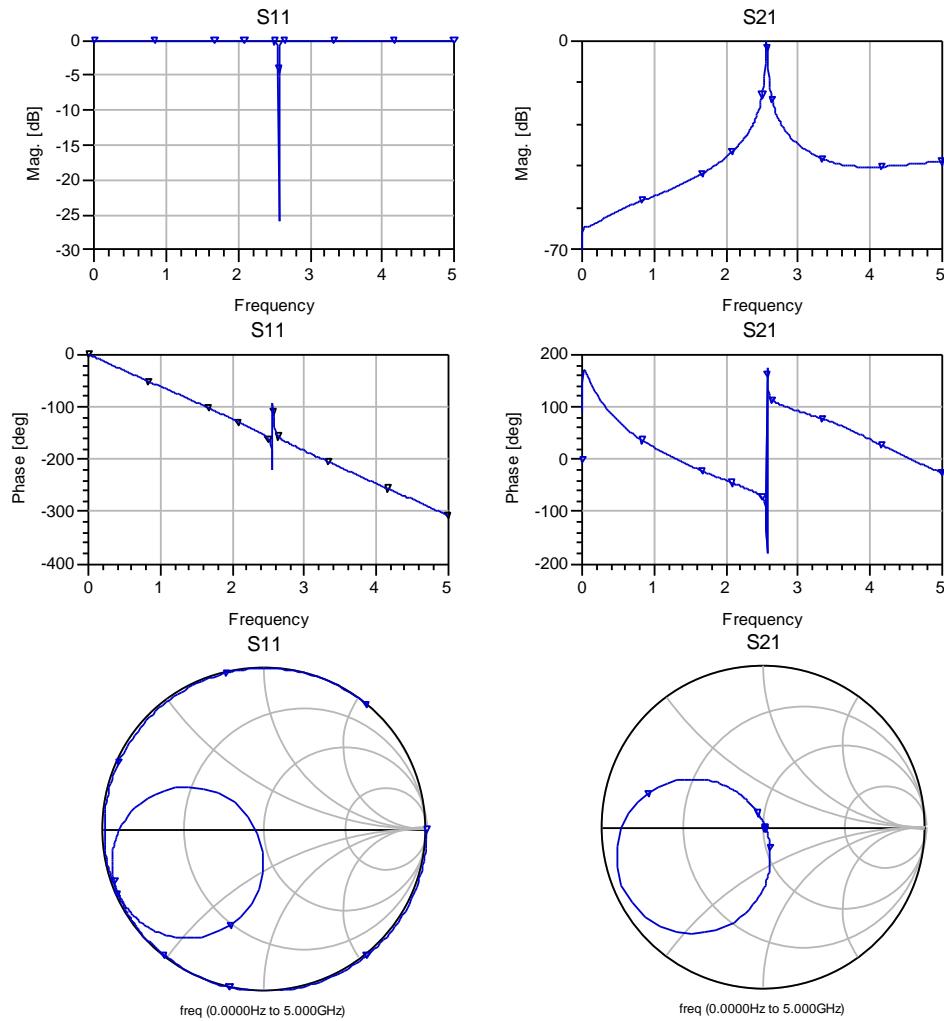


Figura 37, resultados obtenidos de la simulación electromagnética *Momentum*

La figura 37 muestra los resultados obtenidos de la simulación electromagnética *momentum*. Las gráficas con más importancia para la realización de este proyecto son el coeficiente de reflexión y transmisión, las gráficas de amplitud, ya que son las que nos determinan la frecuencia de resonancia, aunque las gráficas de fase y carta Smith nos serán de gran utilidad para el ajuste de los parámetros circuitales para acabar de afinar la simulación, que más adelante abordaremos con más detalle.

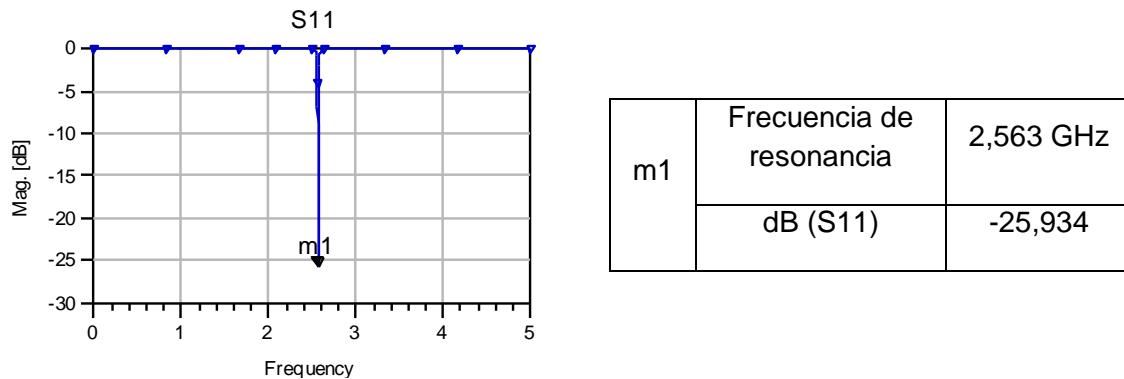


Figura 38, coeficiente de reflexión a la entrada con un marcador determinando la frecuencia de resonancia

Después de haber obtenido la simulación electromagnética *momentum*, vamos a realizar una visualización en 3 dimensiones de los resultados de la simulación, que permite ver y animar el flujo (o densidad) de corriente (indicado con flechas) en los conductores de la placa con nuestro diseño del *layout*, viendo así los máximos y los mínimos de corriente.

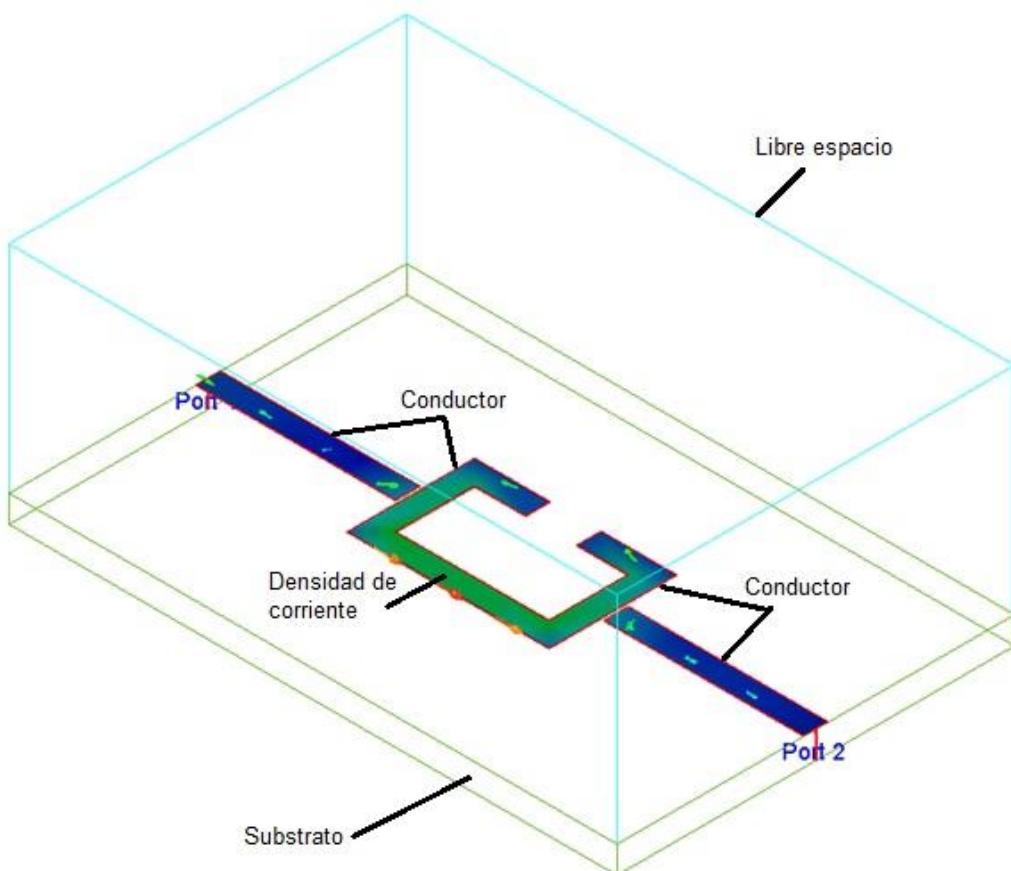


Figura 39, visualización 3D de la placa con sus elementos descritos del diseño del resonador donde se aprecia la densidad de corriente, en este caso máxima, correspondiente a la frecuencia de resonancia

En la figura 39, se aprecia con claridad donde hay máximos y mínimos del flujo de corriente. En este caso, el máximo flujo de corriente pasa por el resonador dando lugar la frecuencia de resonancia (2,563 GHz).

En cambio, en la figura 40 el resonador no tiene flujo de corriente lo que corresponde a un mínimo de corriente.

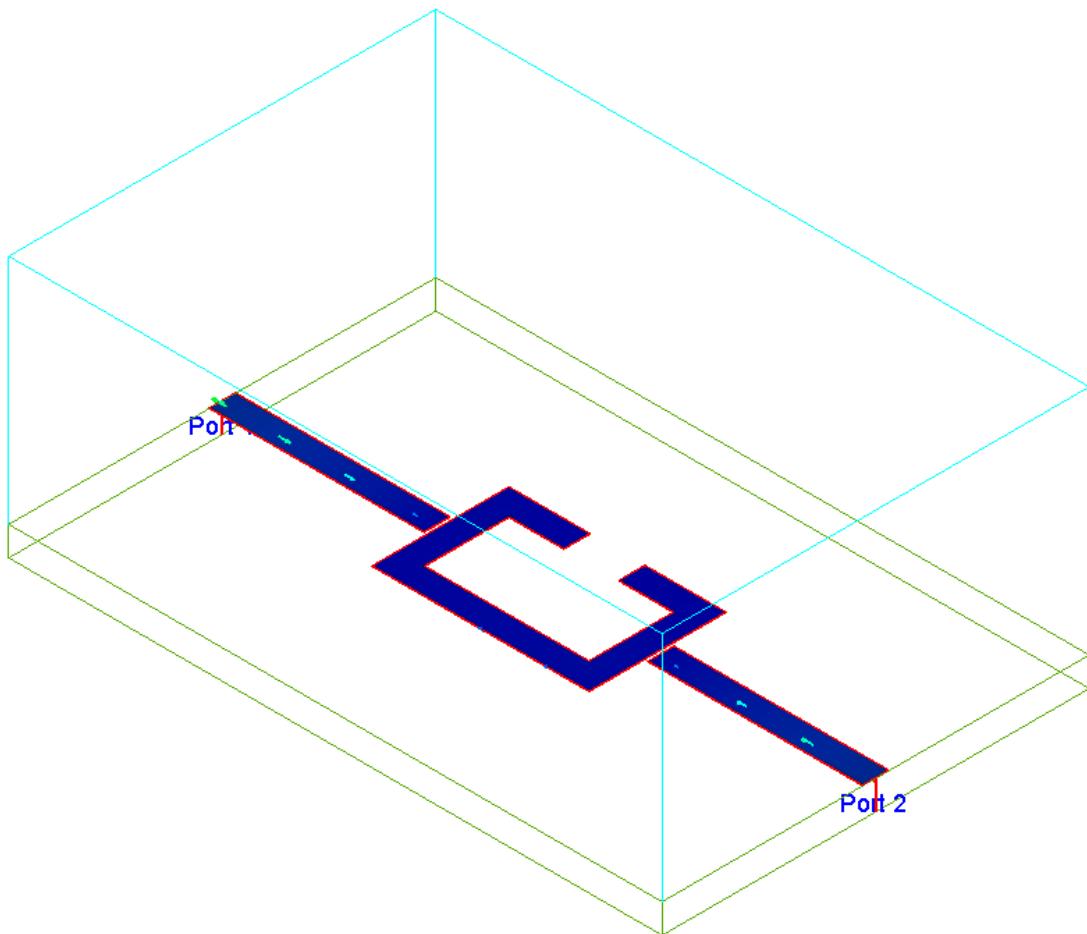


Figura 40, visualización 3D de la placa del diseño del resonador donde no se aprecia la densidad de corriente, en este caso mínima

3.3 **Modelo circuital**

El modelo circuital de nuestro resonador consiste en elementos reactivos, es decir, no contienen resistencias. En realidad todos los filtros de microondas reales contienen elementos resistentes, pero es útil trabajar con este tipo de elementos en el proceso de diseño inicial para simplificar las posibilidades.

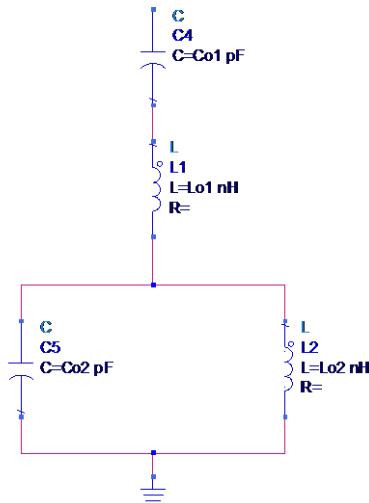


Figura 41, modelo circuital del resonador

En nuestro caso, utilizaremos el método que se conoce como síntesis de Foster, más concretamente Foster-1 (ver apartado síntesis de Foster), ya que el circuito se deriva por una expansión en fracciones simples de la función de impedancia donde se procede a la asociación en serie de las estructuras necesarias para su realización. Donde consta de un resonador LC serie (condensador (C_{01} , unidades en pF) en serie con una bobina (L_{01} , unidades en nH)), conectado a otro resonador LC paralelo (un condensador (C_{02} , unidades en pF) en paralelo con una bobina (L_{02} , unidades en nH)) en serie a masa. Más adelante, en el próximo capítulo, se explicará como ampliar el circuito resonador para conseguir una nueva aproximación en la simulación.

Tal y como se mencionó anteriormente, al trabajar con conductores perfectos no hay pérdidas, lo que quiere decir que la conductividad es muy alta o infinita. Para ello, en el esquema hay que añadir todos los parámetros del substrato definidos en la tabla 2, para realizar correctamente la simulación. El dispositivo a utilizar en el esquema es MSub, que se encuentra en la librería *TLines-Microstrip* de ADS.

Además debemos incluir en el esquema la herramienta *S-Parameters* (librería *Simulation-S_Param*) donde nos indica la frecuencia de inicio de barrido (*Start*), la frecuencia final (*Stop*) y el tamaño del salto en el barrido (*Step*), para poder obtener los parámetros de dispersión (*Scattering*) del circuito.



Figura 42, dispositivo del substrato y herramienta de Parámetros-S en ADS

El circuito con el que trabajaremos es el siguiente.

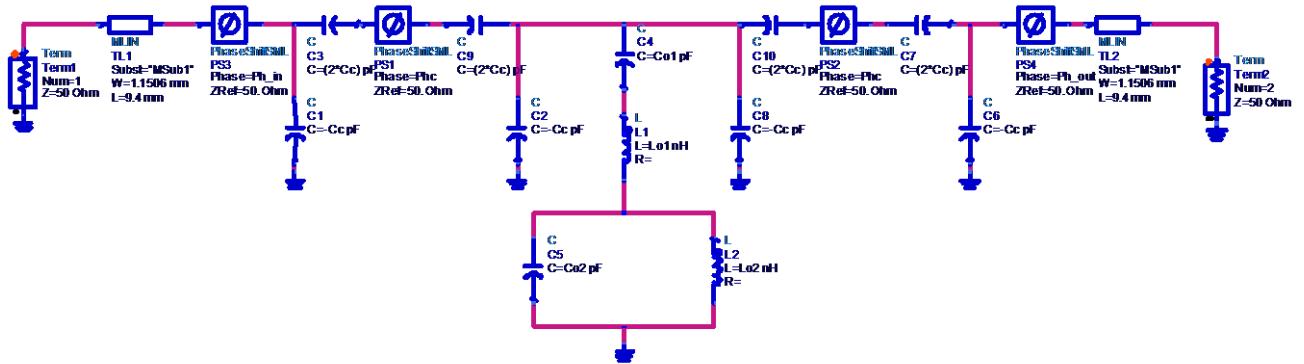
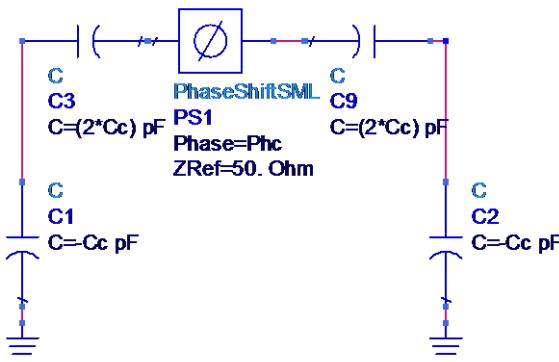


Figura 43, modelo circuital ADS

Como se puede observar, el circuito es simétrico. Está compuesto por dos terminales (los dos puertos), uno de entrada (Term1) y otro de salida (Term2), con una impedancia de 50Ω cada uno. Estos elementos se encuentran en la librería *Simulation-S_Param* de ADS. Por un extremo se conecta a masa y por el otro a una línea *microstrip*. Estas líneas *microstrip* (*MLIN*), se encuentran en la librería *TLines-Microstrip*, son de 9,4 mm de longitud y 1,15057 mm anchura.

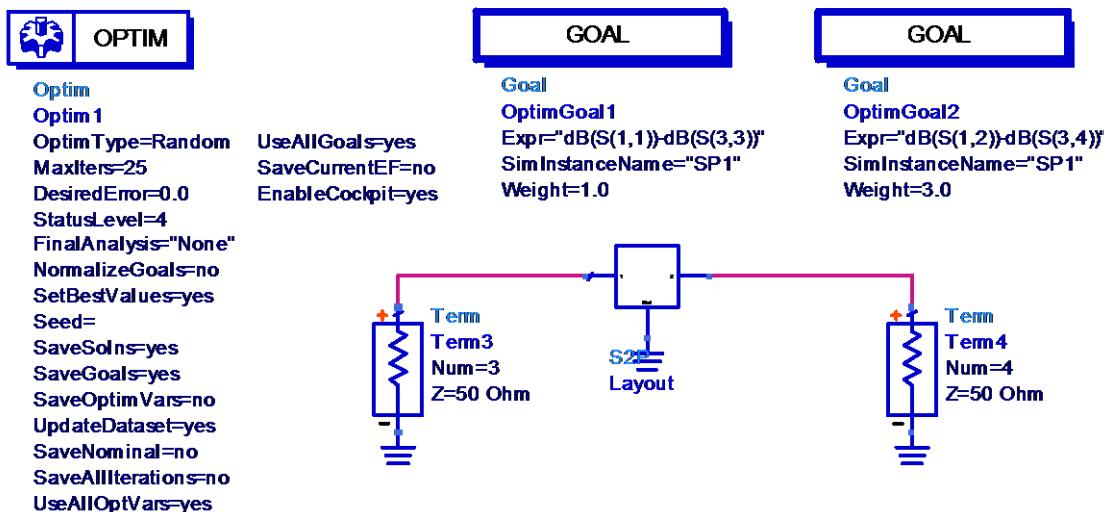
Seguidamente nos encontramos con un desfasador (*PhaseShiftML*)(*PH_in* de entrada, y *Ph_out* de salida), dentro de la librería *System-Passive*, que esto básicamente nos ayudará para acabar de ajustar la fase en la simulación.

Y por último nos encontramos con esta estructura circuital:

Figura 44, modelo circuital del *gap* entre la línea de transmisión y el resonador

Esta estructura está formada por 4 condensadores (C_c , unidades en pF) y un desfasador (Phc), y es la que modela la separación (*gap*) para un acople capacitivo entre la línea de transmisión y el resonador.

A continuación, en la figura 45, se muestran los dispositivos que se han utilizado para poder comparar la simulación electromagnética *momentum* con la simulación circuital variando los valores de los parámetros circuitales. Para ello, se utiliza el optimizador (librería *Optim/Stat/DOE*) con 2 operaciones a realizar; y un circuito que contiene 2 terminales conectados a masa y conectados a la simulación electromagnética *momentum*. Los resultados obtenidos nos dan información del coeficiente de reflexión a la entrada y a la salida (S_{11} y S_{12} respectivamente) de la simulación circuital; y el coeficiente de reflexión a la entrada y a la salida (S_{33} y S_{34} respectivamente) de la simulación electromagnética.

Figura 45, optimizador con 2 operaciones a realizar y circuito con 2 nuevos terminales para realizar las operaciones con la simulación esquemática versus electromagnética (*layout*)

3.4 Simulaciones

Una vez definidas las variables con las que trabajaremos en el circuito (C_c , C_{o1} , C_{o2} , L_{o1} , L_{o2} , Φ_{in} , Φ_{out} , Φ_{hc}), ya podemos empezar con las simulaciones.

Como se mencionó anteriormente, se hará una simulación en base a la simulación electromagnética *momentum* para poder lograr una máxima aproximación al diseño del *layout*, todo esto ajustando al máximo los valores de los parámetros del circuito, tales como los condensadores, bobinas, desfasadores, etc.

3.4.1. Tuning

Para conseguir el máximo ajuste de los valores de los parámetros del circuito para aproximar la simulación circuital a la simulación electromagnética, utilizaremos la herramienta *tuning*.

Esta herramienta permite cambiar manualmente uno o más valores de los parámetros de diseño deseados y visualizar rápidamente el efecto de la salida sin volver a la simulación de todo el diseño (pre-procesamiento). Esto ayuda a encontrar los mejores resultados a través de la simulación.

Primeramente, con la opción (o pestaña) *tuning*, seleccionaremos los parámetros que queremos ir variando y una vez finalizado, empezaremos con la simulación.

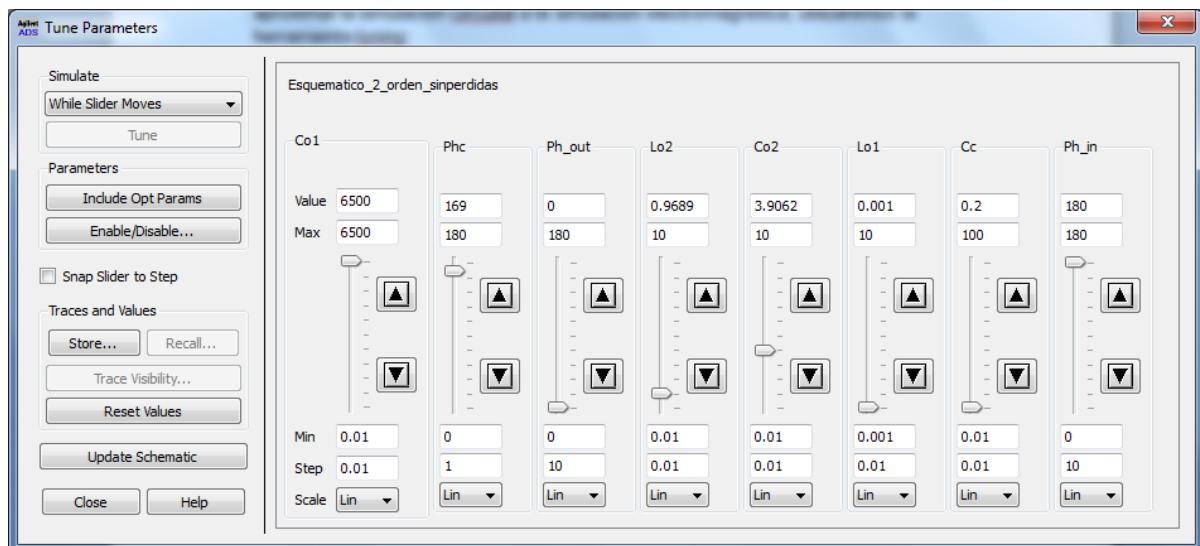


Figura 46, herramienta *tuning* con los parámetros circuitales a variar

Tras varias pruebas en las que se observaban los diferentes resultados a distintos valores de cada parámetro, se llegó a la conclusión de que los mejores resultados para una buena aproximación son:

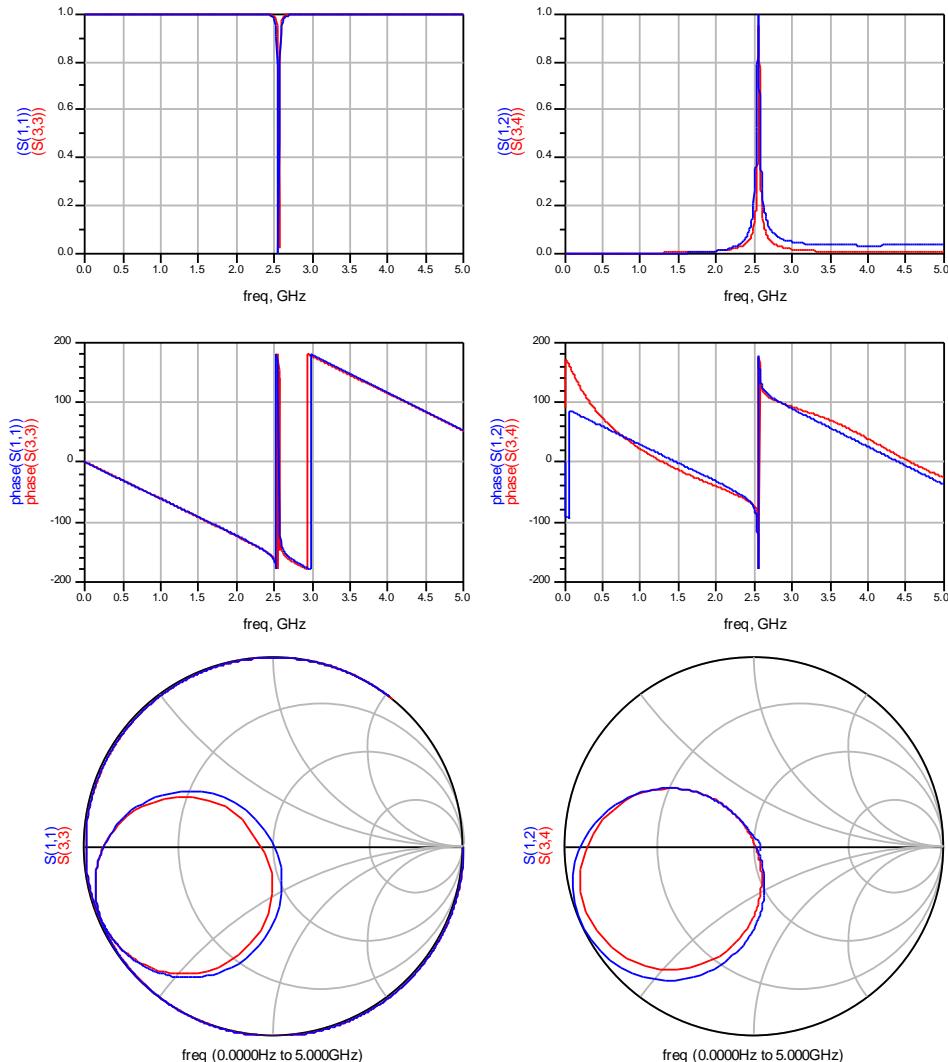


Figura 47, simulación electromagnética (color azul) versus simulación circuitual (color rojo)

Donde el valor de los parámetros circuitales tras la simulación son:

Cc	Co1	Lo1	Co2	Lo2	Phc	Ph_in	Ph_out
0,2 pF	6500 pF	0,001 nH	3,9062 pF	0,9689 nH	169	180	0

Tabla 5, valores de los parámetros circuitales utilizados para el *tuning* tras la simulación

Y la frecuencia de resonancia:

Simulación circuitual	Frecuencia de resonancia S(1,1)	2,563 GHz
Simulación electromagnética	Frecuencia de resonancia S(3,3)	2,563 GHz

Tabla 6, frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital

CAPÍTULO 4

SIMULACIONES DEL

RESONADOR

MODIFICANDO

PARÁMETROS

FÍSICOS

4.1 Introducción

Una vez ya presentada la estructura y el modelado de nuestro resonador, y visto como se comporta a la hora de simularlo, tanto electromagnéticamente como circuitalmente, visto en el capítulo anterior; ahora vamos a analizar su comportamiento modificando los parámetros físicos de dicho resonador.

Estos parámetros físicos nos referimos a la longitud y anchura del resonador alojado en la capa conductora de nuestra placa en el diseño del *layout*. Donde iremos incrementando su valor y analizando sus consecuencias ajustando los valores de los parámetros circuitales para obtener una simulación aproximada.

Para ello nos basaremos en los parámetros que nos proporciona la herramienta *LineCalc* de ADS desde un principio.

	Longitud (L)	Anchura (W)	Impedancia de entrada (Z _o)	Longitud de onda efectiva (E_Eff)
Líneas de alimentación	9,40 mm	1,15057 mm	50 Ω	λ/2 (180 °)
Resonador	23,9877 mm			

Tabla 7, longitud, anchura, impedancia de entrada y longitud de onda efectiva de la capa conductora del *layout*

4.2 Modificación del parámetro longitud (L)

En este apartado nos centraremos en la evolución de los valores de los parámetros circuitales modificando el valor de la longitud del resonador, el valor de la anchura no se modificaría. Para ello utilizaremos la misma técnica que en el capítulo anterior (ver apartado 3.2) donde para obtener las dimensiones del resonador, se divide el resonador en cinco partes como se muestra en la figura 31 indicando el porcentaje que le corresponde a cada fragmento.

Empezaremos incrementando ligeramente el valor de la longitud hasta llegar a unas dimensiones considerables. Tomaremos como muestras 6 valores diferentes al calculado por la herramienta *LineCalc* de ADS (23,9877 mm).

Longitud (mm)	L1	L2	L3	L4	L5	L6
	25	27,5	30	32,5	35	37,5
10%	2,5	2,75	3	3,25	3,5	3,75
25%	6,25	6,875	7,5	8,125	8,75	9,375
30%	7,5	8,25	9	9,75	10,5	11,25

Tabla 8, porcentaje indicado del parámetro físico longitud en los 6 casos

Para conseguir el máximo ajuste de los valores de los parámetros del circuito para aproximar la simulación circuital a la simulación electromagnética, utilizaremos la herramienta *tuning*, mismo procedimiento que en el apartado 3.4.1

El primer caso, la longitud corresponde a 25 mm. Tras varias pruebas en las que se observaban los diferentes resultados a distintos valores de cada parámetro, obtenemos los valores más ajustados con la simulación resumidos en la tabla 9.

Longitud 1 (25 mm)							
Cc	Co1	Lo1	Co2	Lo2	Phc	Ph_in	Ph_out
0,2 pF	6500 pF	0,001 nH	3,9062 pF	0,9689 nH	100.8	180	0

Tabla 9, valores de los parámetros circuitales utilizados para el *tuning* tras la simulación longitud 1

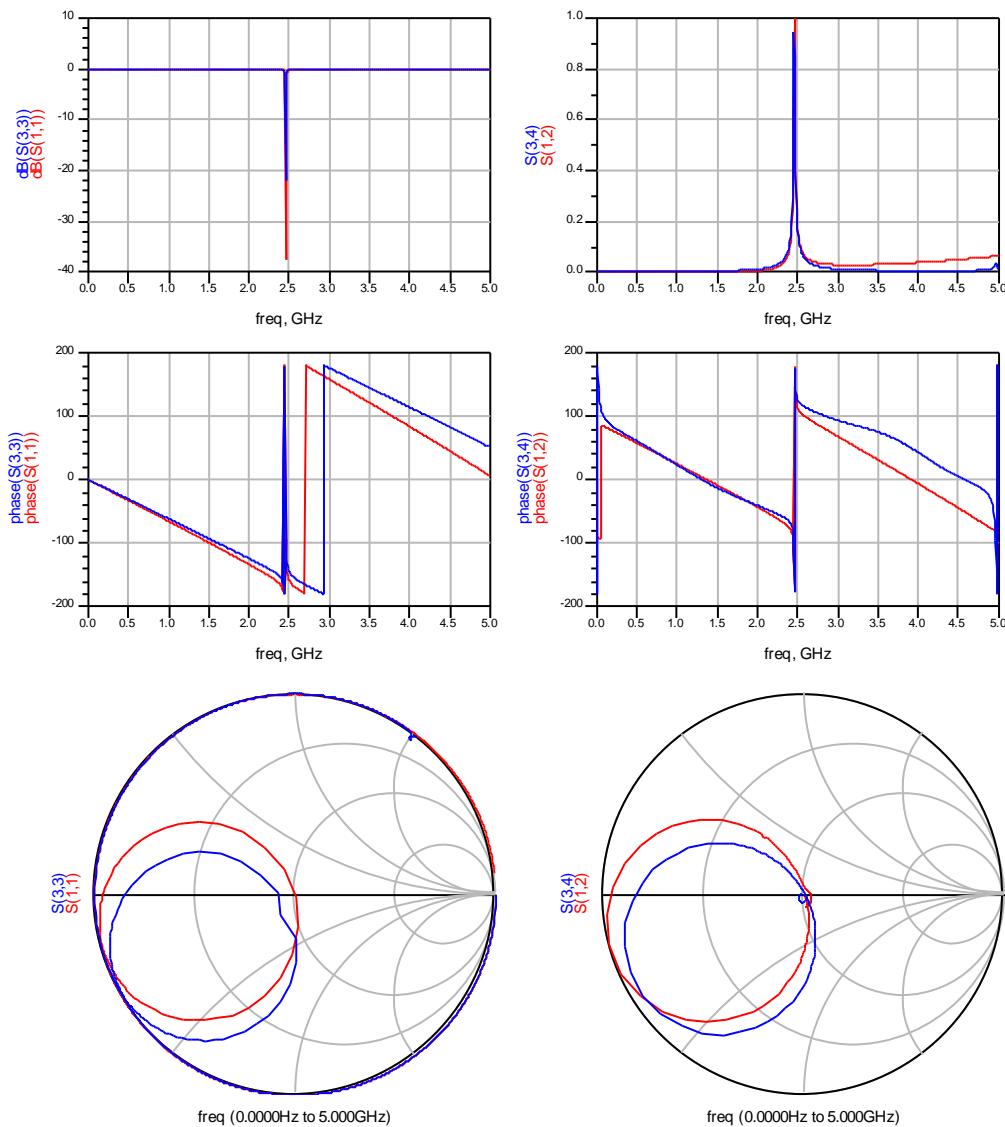


Figura 48, simulación electromagnética (color azul) versus simulación circuital (color rojo) longitud 1

La figura 49 muestra los resultados obtenidos tras la simulación y ajuste de los parámetros en este primer caso de longitud 1. Las gráficas con más importancia son el coeficiente de reflexión y transmisión ($S_{11}-S_{33}$, $S_{12}-S_{34}$), las gráficas de amplitud, las

cuales determinan la frecuencia de resonancia, aunque las gráficas de fase y carta Smith son de gran utilidad para acabar de ajustar los parámetros circuitales y se obtenga una simulación próxima a la electromagnética.

En la siguiente figura, podemos observar que tanto la frecuencia de resonancia de la simulación electromagnética como la simulación circuital coinciden perfectamente.

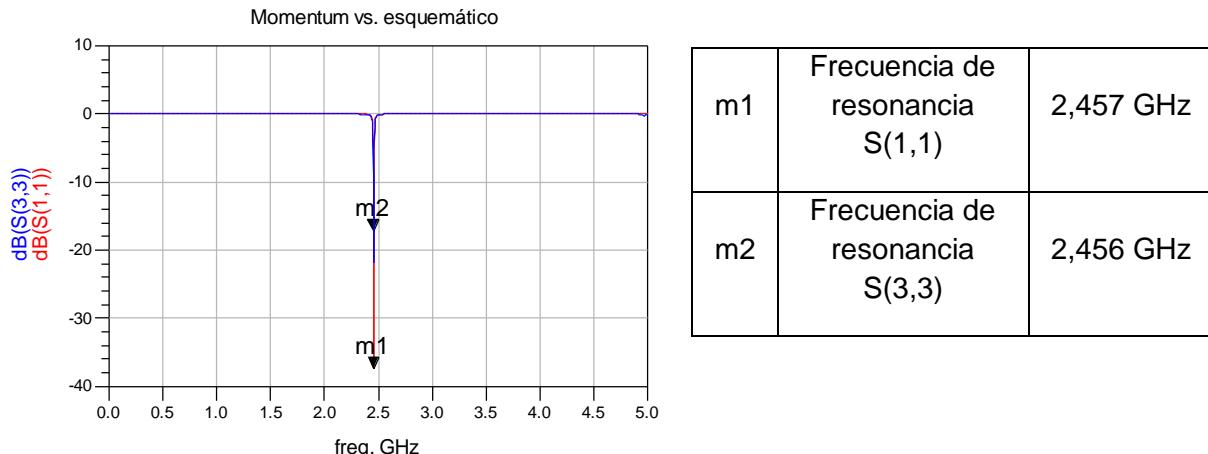


Figura 49, coeficiente de reflexión a la entrada longitud 1 con dos marcadores indicando la frecuencia de resonancia

Donde el marcador 1 (m1) pertenece a la frecuencia de resonancia de la simulación electromagnética *momentum* ($S(1,1)$), y el marcador 2 (m2) pertenece a la frecuencia de resonancia de la simulación circuital ($S(3,3)$).

En el segundo caso, la longitud corresponde a 27,5 mm, y los valores más ajustados de cada parámetro tras la simulación son:

Longitud 2 (27,5 mm)							
Cc	Co1	Lo1	Co2	Lo2	Phc	Ph_in	Ph_out
0,2 pF	6500 pF	0,291 nH	3,8762 pF	1,1889 nH	100,8	180	0

Tabla 10, valores de los parámetros circuitales utilizados para el *tuning* tras la simulación longitud 2

Donde la frecuencia de resonancia:

Simulación circuital	Frecuencia de resonancia S(1,1)	2,224 GHz
Simulación electromagnética	Frecuencia de resonancia S(3,3)	2,225 GHz

Tabla 11, frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital longitud 2

En el tercer caso, la longitud corresponde a 30 mm, donde los valores son:

Longitud 3 (30 mm)							
Cc	Co1	Lo1	Co2	Lo2	Phc	Ph_in	Ph_out
0,2 pF	6500 pF	0,291 nH	3,9562 pF	1,4289 nH	126	180	0

Tabla 12, valores de los parámetros circuitales utilizados para el *tuning* tras la simulación longitud 3

Simulación circuital	Frecuencia de resonancia S(1,1)	2,029 GHz
Simulación electromagnética	Frecuencia de resonancia S(3,3)	2,034 GHz

Tabla 13, frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital longitud 3

El cuarto caso, la longitud corresponde a 32,5 mm, donde los valores son:

Longitud 4 (32,5 mm)							
Cc	Co1	Lo1	Co2	Lo2	Phc	Ph_in	Ph_out
0,2 pF	6500 pF	0,291 nH	4,4662 pF	1,5489 nH	157	180	0

Tabla 14, valores de los parámetros circuitales utilizados para el *tuning* tras la simulación longitud 4

Simulación circuital	Frecuencia de resonancia S(1,1)	1,867 GHz
Simulación electromagnética	Frecuencia de resonancia S(3,3)	1,871 GHz

Tabla 15, frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital longitud 4

En el quinto caso, la longitud corresponde a 35 mm, y los valores corresponden:

Longitud 5 (35 mm)							
Cc	Co1	Lo1	Co2	Lo2	Phc	Ph_in	Ph_out
0,2 pF	6500 pF	0,291 nH	4,4662 pF	1,8089 nH	157	180	0

Tabla 16, valores de los parámetros circuitales utilizados para el *tuning* tras la simulación longitud 5

Simulación circuital	Frecuencia de resonancia S(1,1)	1,73 GHz
Simulación electromagnética	Frecuencia de resonancia S(3,3)	1,73 GHz

Tabla 17, frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital longitud 5

Y el sexto caso, la longitud es de 37,5 mm, donde los valores de cada parámetro son:

Longitud 6 (37,5 mm)							
Cc	Co1	Lo1	Co2	Lo2	Phc	Ph_in	Ph_out
0,2 pF	6500 pF	0,291 nH	4,4562 pF	2,0889 nH	160	180	0

Tabla 18, valores de los parámetros circuitales utilizados para el *tuning* tras la simulación longitud 6

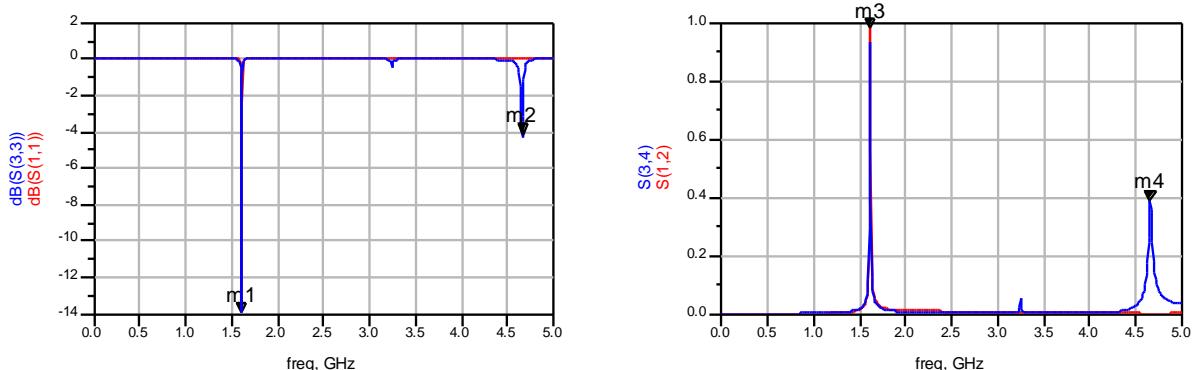
Simulación circuital	Frecuencia de resonancia S(1,1)	1,612 GHz
Simulación electromagnética	Frecuencia de resonancia S(3,3)	1,613 GHz

Tabla 19, frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital longitud 6

Una vez realizada la simulación, vemos en la figura 50, que en la gráfica del coeficiente de reflexión a la entrada (S11-S33) y a la salida (S12-S34) aparece una nueva frecuencia de resonancia. Como ya se dijo en el apartado 2.2.5, aparece la periodicidad en la señal (periódica en múltiplos enteros de la mitad de la longitud de onda), por ese motivo vemos una nueva frecuencia de resonancia. Donde los marcadores m1 y m3 están a la misma frecuencia, y los marcadores m2 y m4 también.

Pero si nos fijamos en la simulación circuital, solo aproximamos a la primera frecuencia de resonancia, esto es debido a que nuestro circuito tal y como está modelado solo aproxima la primera frecuencia de resonancia. Para poder conseguir aproximar a la segunda frecuencia de resonancia, simplemente añadimos al circuito resonador otra estructura de condensador y bobina en paralelo conectada en serie al condensador Co2 y bobina Lo2 que están en paralelo, y así consecutivamente para añadir más aproximaciones a la simulación.

Al añadir estructuras LC paralelo al circuito resonador, añadimos más aproximaciones a la simulación circuital. Este planteamiento lo veremos con más detalle en el próximo capítulo.



m1	Frecuencia de resonancia a la entrada	1,614 GHz
m2	Nueva frecuencia de resonancia a la entrada	4,661 GHz
m3	Frecuencia de resonancia a la salida	1,614 GHz
m4	Nueva frecuencia de resonancia a la salida	4,661 GHz

Figura 50, simulación electromagnética vs. circuitual donde aparece una nueva frecuencia de resonancia

4.2.1. Conclusiones

A través de los resultados obtenidos anteriormente, vamos a analizar y extraer una serie de conclusiones.

En la siguiente tabla (tabla 20) se muestran todos los valores de cada parámetro que hemos ajustado para lograr una simulación lo más ajustada posible con la simulación del diseño variando la longitud del resonador.

LONGITUD (mm)	23,9877	25	27,5	30	32,5	35	37,5
Cc (pF)	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
Co1 (pF)	6500	6500	6500	6500	6500	6500	6500
Co2 (pF)	3,9062	3,9062	3,8762	3,9562	4,4662	4,4662	4,4562
Lo1 (nH)	0,001	0,001	0,291	0,291	0,291	0,291	0,291
Lo2 (nH)	0,9689	0,9689	1,1889	1,4289	1,5489	1,8089	2,0889
Phase in (grados)	180	180	180	180	180	180	180
Phase out	0	0	0	0	0	0	0
Phase c	169	169	100,8	126	157	157	160

Tabla 20, valores parámetros circuitales variando longitud del resonador

Como se puede observar, hay algunos parámetros que no varían su valor según se va incrementando la longitud del resonador. Estos parámetros son los condensadores de acoplamiento que hay a la entrada y a la salida del circuito; el condensador Co1; y los desfasadores de entrada y salida (*Phase in, Phase out*). La bobina Lo1 incrementa su valor al pasar de 25 a 27,5 mm y se mantiene.

Los parámetros con cambios más significativos vemos su evolución a través de la siguiente gráfica (figura 51), donde el condensador Co2 y la bobina Lo2 a medida que aumentamos la longitud, aumenta su valor. Prácticamente, estos dos parámetros se encargan de ajustar la frecuencia de resonancia.

Y el desfasador del acoplamiento capacitivo (*Phase c*), básicamente nos ayuda a ajustar la fase y lograr una buena aproximación a la simulación electromagnética *momentum*.

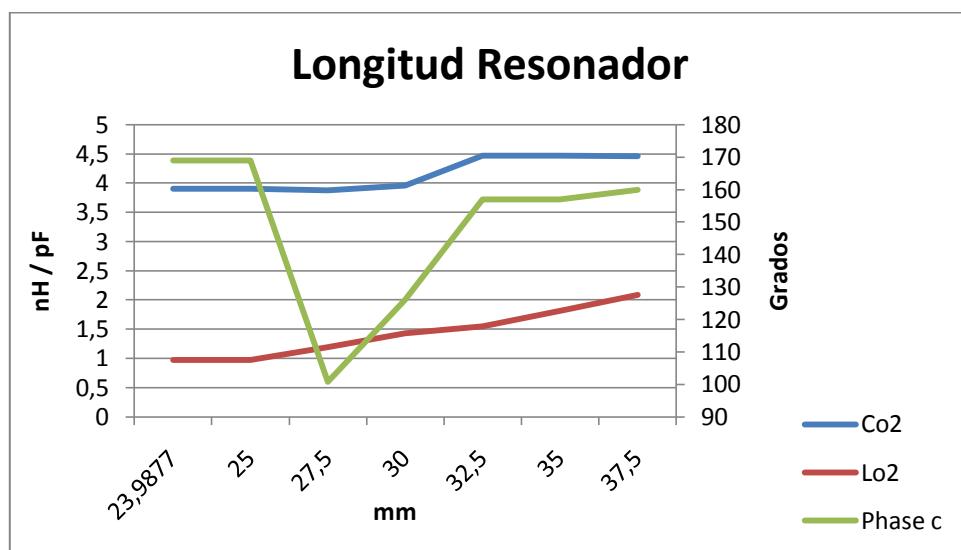


Figura 51, gráfica de los valores más significativos según la variación de longitud

LONGITUD (mm)	23,9877	25	27,5	30	32,5	35	37,5
Frecuencia de resonancia S11 (GHz)	2,563	2,457	2,224	2,029	1,867	1,73	1,612
Frecuencia de resonancia S33 (GHz)	2,565	2,456	2,225	2,034	1,871	1,73	1,613

Tabla 21, frecuencia de resonancia S11 y S33 según la variación de longitud

Por lo que respecta a la frecuencia de resonancia, tanto a la simulación electromagnética como la simulación circuital son muy parecidas gracias al buen ajuste de todos los parámetros, vemos que a medida que aumentamos la longitud del resonador, la frecuencia a la cual resuena disminuye, lo que quiere decir, que la periodicidad también aparece a menor frecuencia.

4.3 Modificación del parámetro anchura (W)

Ahora en este apartado nos centraremos en la evolución de los valores de los parámetros circuitales modificando el valor de la anchura del resonador, y el valor de la longitud no se modificará. Para ello utilizaremos la misma técnica que en el apartado anterior, pero en este caso la anchura será la misma en cada fragmento.

Empezaremos incrementando ligeramente el valor de la anchura hasta llegar a unas dimensiones considerables. Tomaremos como muestras 6 valores diferentes al calculado por la herramienta *LineCalc* de ADS (1,15057 mm).

Anchura (mm)	W1	W2	W3	W4	W5	W6
1,2	1,5	1,7	2	2,2	2,5	

Tabla 22, valor del parámetro físico anchura en los 6 casos

Para conseguir el máximo ajuste de los valores de los parámetros del circuito para aproximar la simulación circuital a la simulación electromagnética, utilizaremos la herramienta *tuning*, mismo procedimiento que en el apartado 3.4.1

El primer caso, la anchura corresponde a 1,2 mm. Tras varias pruebas en las que se observaban los diferentes resultados a distintos valores de cada parámetro, obtenemos los valores más ajustados con la simulación resumidos en la tabla 23.

Anchura 1 (1,2 mm)							
Cc	Co1	Lo1	Co2	Lo2	Phc	Ph_in	Ph_out
0,2 pF	6500 pF	0,001 nH	3,906 pF	0,8889 nH	102,6	180	10

Tabla 23, valores de los parámetros circuitales utilizados para el *tuning* tras la simulación anchura 1

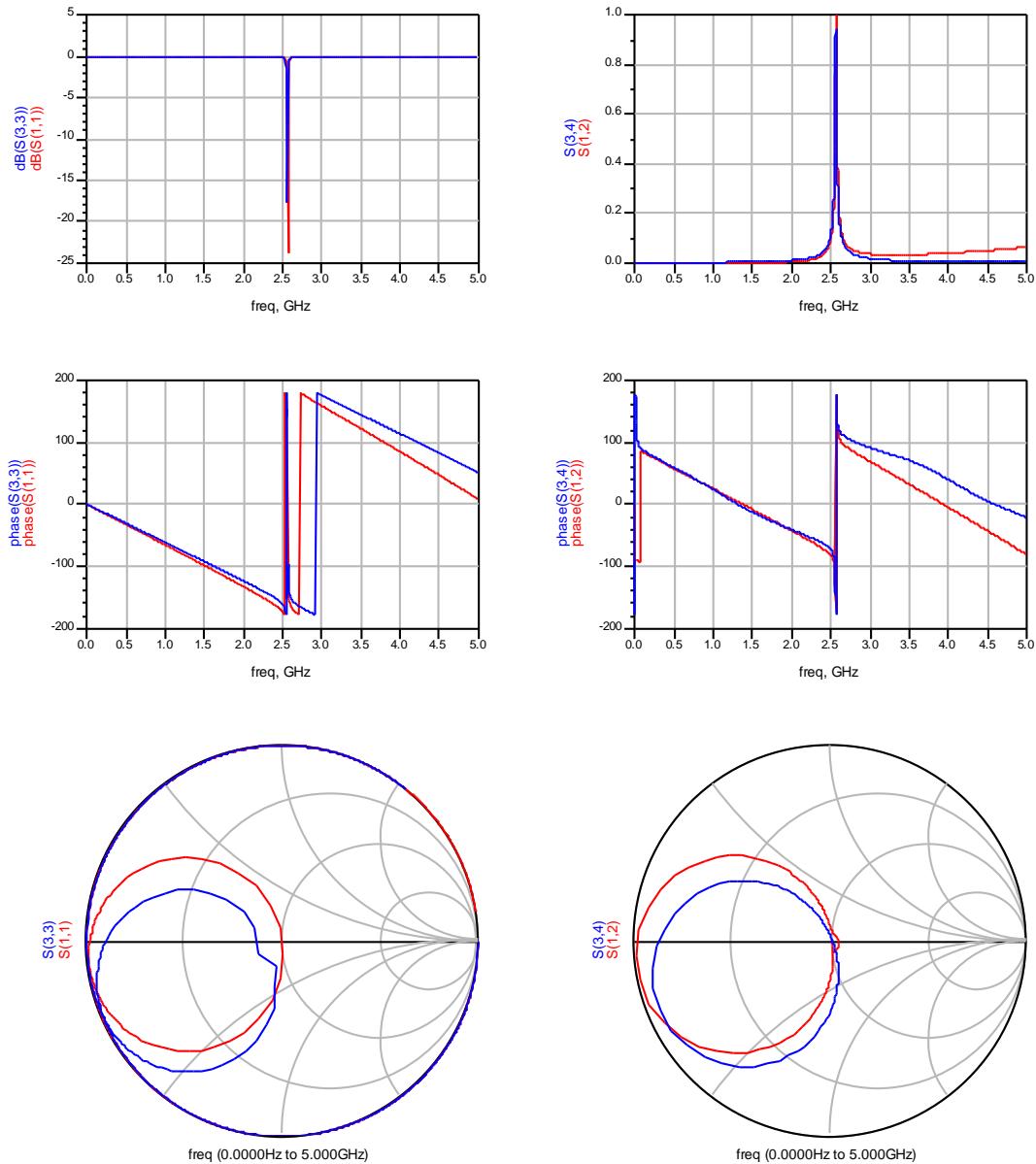


Figura 52, simulación electromagnética (color azul) versus simulación circuital (color rojo) anchura 1

La figura 52 muestra los resultados obtenidos tras la simulación y ajuste de los parámetros en este primer caso de anchura 1.

En la siguiente figura, podemos observar que tanto la frecuencia de resonancia de la simulación electromagnética (color azul, S_{33}) como la simulación circuital (color rojo, S_{11}) coinciden perfectamente.

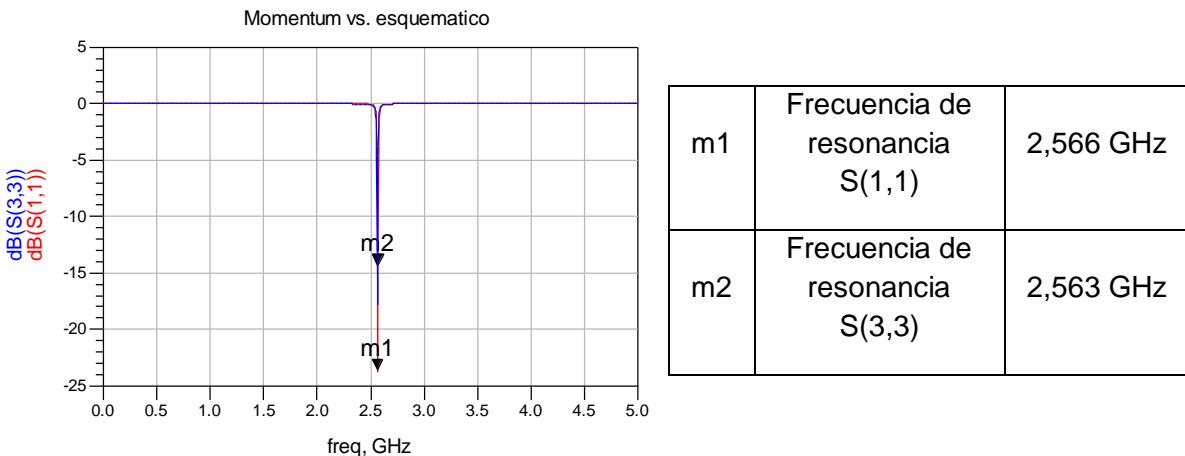


Figura 53, coeficiente de reflexión a la entrada anchura 1 con dos marcadores indicando la frecuencia de resonancia

En el segundo caso, la anchura corresponde a 1,5 mm, y los valores más ajustados de cada parámetro tras la simulación son:

Anchura 2 (1,5 mm)							
Cc	Co1	Lo1	Co2	Lo2	Phc	Ph_in	Ph_out
0,2 pF	6500 pF	0,001 nH	3,916 pF	0,9289 nH	144	180	0

Tabla 24, valores de los parámetros circuitales utilizados para el *tuning* tras la simulación anchura 2

Donde la frecuencia de resonancia:

Simulación circuital	Frecuencia de resonancia S(1,1)	2,560 GHz
Simulación electromagnética	Frecuencia de resonancia S(3,3)	2,561 GHz

Tabla 25, frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital anchura 2

En el tercer caso, la anchura corresponde a 1,7 mm, donde los valores son:

Anchura 3 (1,7 mm)							
Cc	Co1	Lo1	Co2	Lo2	Phc	Ph_in	Ph_out
0,2 pF	6500 pF	0,001 nH	4,046 pF	0,8989 nH	143	180	0

Tabla 26, valores de los parámetros circuitales utilizados para el *tuning* tras la simulación anchura 3

Simulación circuital	Frecuencia de resonancia S(1,1)	2,561 GHz
Simulación electromagnética	Frecuencia de resonancia S(3,3)	2,563 GHz

Tabla 27, frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital anchura 3

El cuarto caso, la anchura corresponde a 2 mm, donde los valores son:

Anchura 4 (2 mm)							
Cc	Co1	Lo1	Co2	Lo2	Phc	Ph_in	Ph_out
0,2 pF	6500 pF	0,001 nH	3,916 pF	0,9289 nH	150	180	0

Tabla 28, valores de los parámetros circuitales utilizados para el *tuning* tras la simulación anchura 4

Simulación circuital	Frecuencia de resonancia S(1,1)	2,569 GHz
Simulación electromagnética	Frecuencia de resonancia S(3,3)	2,571 GHz

Tabla 29, frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital anchura 4

En el quinto caso, la anchura corresponde a 2,2 mm, y los valores corresponden:

Anchura 5 (2,2 mm)							
Cc	Co1	Lo1	Co2	Lo2	Phc	Ph_in	Ph_out
0,2 pF	6500 pF	0,001 nH	3,906 pF	0,9289 nH	156	180	0

Tabla 30, valores de los parámetros circuitales utilizados para el *tuning* tras la simulación anchura 5

Simulación circuital	Frecuencia de resonancia S(1,1)	2,582 GHz
Simulación electromagnética	Frecuencia de resonancia S(3,3)	2,584 GHz

Tabla 31, frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital anchura 5

Y el sexto caso, la anchura es de 2,5 mm, donde los valores de cada parámetro son:

Anchura 6 (2,5 mm)							
Cc	Co1	Lo1	Co2	Lo2	Phc	Ph_in	Ph_out
0,2 pF	6500 pF	0,001 nH	3,816 pF	0,9189 nH	151	180	0

Tabla 32, valores de los parámetros circuitales utilizados para el *tuning* tras la simulación anchura 6

Simulación circuital	Frecuencia de resonancia S(1,1)	2,616 GHz
Simulación electromagnética	Frecuencia de resonancia S(3,3)	2,620 GHz

Tabla 33, frecuencia de resonancia simulación electromagnética vs. circuital anchura 6

4.3.1. Conclusiones

A través de los resultados obtenidos anteriormente, vamos a analizar y extraer una serie de conclusiones.

En la siguiente tabla (tabla 34) se muestran todos los valores de cada parámetro que hemos ajustado para lograr una simulación lo más ajustada posible con la simulación del diseño variando la anchura del resonador.

ANCHURA (mm)	1,1506	1,2	1,5	1,7	2	2,2	2,5
Cc (pF)	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
Co1 (pF)	6500	6500	6500	6500	6500	6500	6500
Co2 (pF)	3,9062	3,906	3,916	4,046	3,916	3,906	3,816
Lo1 (nH)	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001
Lo2 (nH)	0,9689	0,8889	0,9289	0,8989	0,9289	0,9289	0,9189
Phase in (grados)	180	180	180	180	180	180	180
Phase out	0	10	0	0	0	0	0
Phase c	169	102,6	144	143	150	156	151

Tabla 34, valores parámetros circuitales variando anchura del resonador

Como se puede observar, la gran mayoría de los parámetros no varían su valor según se va incrementando la anchura del resonador.

El parámetros con cambios más significativos es el desfasador del acoplamiento capacitivo que hay a la entrada y salida del circuito resonador, que prácticamente nos

ayuda a ajustar la fase y lograr una buena aproximación a la simulación electromagnética *momentum*.

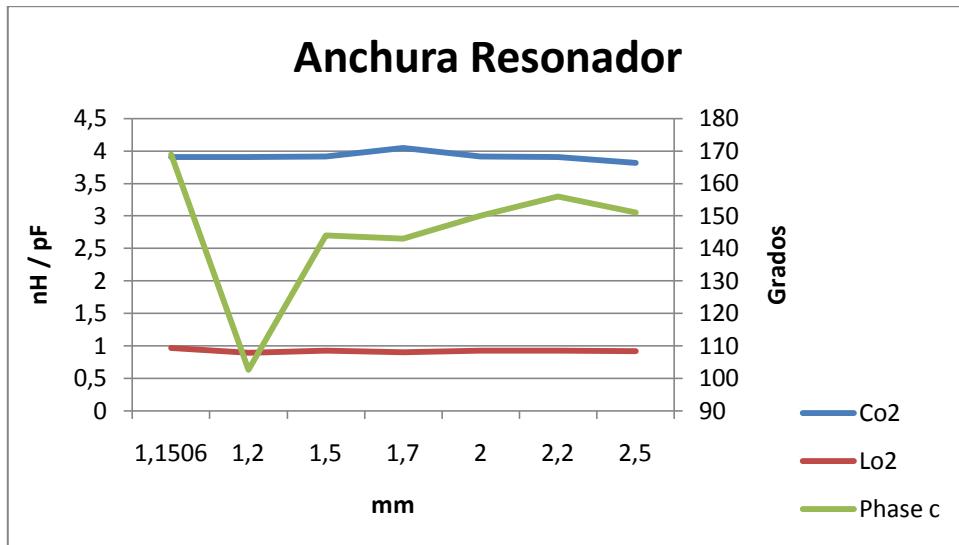


Figura 54, gráfica de los valores más significativos según la variación de anchura

ANCHURA (mm)	1,15057	1,2	1,5	1,7	2	2,2	2,5
Frecuencia de resonancia S11 (GHz)	2,563	2,566	2,560	2,561	2,569	2,582	2,616
Frecuencia de resonancia S33 (GHz)	2,565	2,563	2,561	2,563	2,571	2,584	2,620

Tabla 35, frecuencia de resonancia S11 y S33 según la variación de anchura

Por lo que respecta a la frecuencia de resonancia, tanto a la simulación electromagnética como la simulación circuital son muy parecidas gracias al buen ajuste de todos los parámetros, prácticamente no sufre cambios la frecuencia de resonancia al variar el parámetro anchura del resonador.

Haciendo una comparativa con la modificación del parámetro longitud (L), vemos que al incrementar dicho parámetro los valores de los parámetros circuitales sufren cambios notables; en cambio, cuando incrementamos el parámetro anchura (W), los parámetros circuitales a penas se modifican sus valores. Es decir, la modificación de la longitud del resonador tiene más importancia que la modificación de la anchura de cara al diseño de estos dispositivos.

CAPÍTULO 5

AMPLIACIÓN DEL

MODELADO DEL

RESONADOR

5.1 Introducción

Por último, en este capítulo se presentará una ampliación del modelado del resonador diseñado dando así una mayor aproximación a la simulación.

Veremos el caso donde aparece una nueva frecuencia de resonancia, visto en el capítulo anterior (caso 6, modificación del parámetro longitud), que a raíz de incorporar esta nueva estructura LC paralelo, incorporamos la nueva frecuencia de resonancia en la simulación circuital ajustándola con los valores de los parámetros circuitales del resonador.

5.2 Modelado

El modelado del resonador pasa a tener dos estructuras (o resonadores) LC paralelo, es decir, pasa a ser de un orden superior. Donde el condensador y la bobina de esta

nueva estructura (Co3 y Lo3) son totalmente independientes de la resta de parámetros, pudiendo así ajustar al máximo cada valor para una máxima aproximación a la simulación electromagnética.

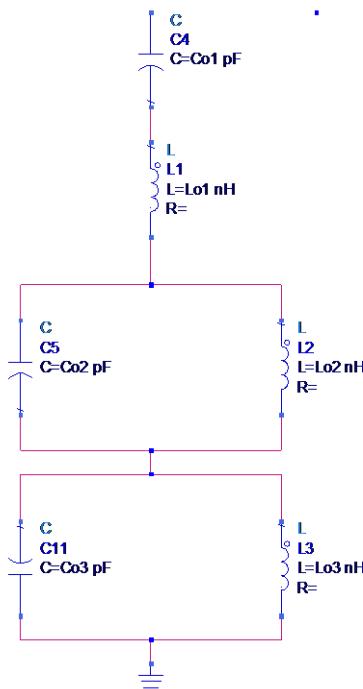


Figura 55, nuevo modelo circuital del resonador

El conjunto del modelo circuitual es exactamente lo mismo que los capítulos anteriores, tal y como se muestra en la figura 57.

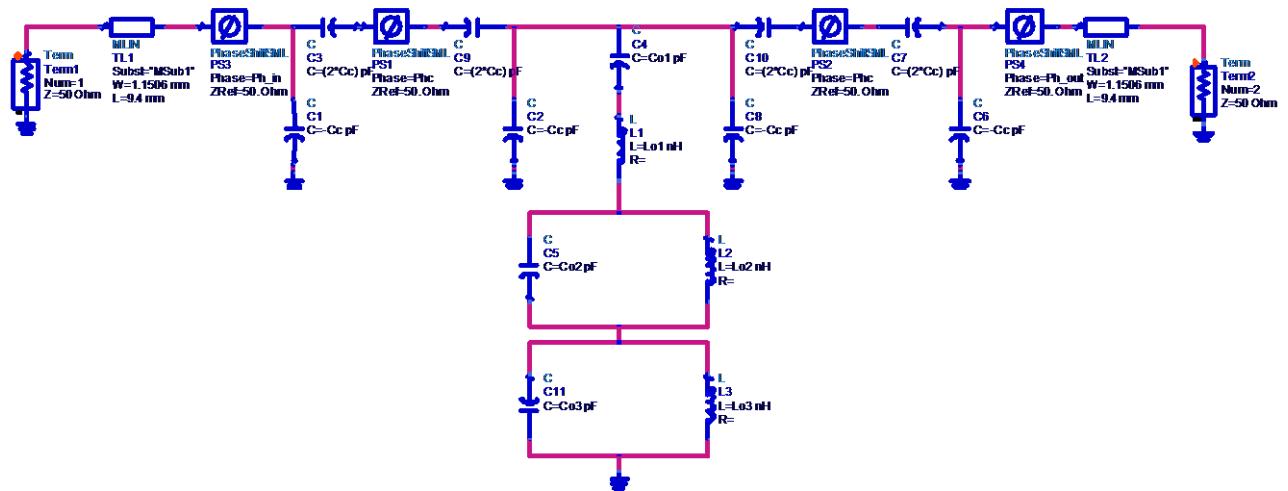


Figura 56, nuevo modelo circuital ADS

Para conseguir el máximo ajuste de los valores de los parámetros del circuito para aproximar la simulación circuital a la simulación electromagnética, utilizaremos la herramienta *tuning*, mismo procedimiento que en los capítulos anteriores, incluyendo los dos nuevos parámetros a ajustar (Co3 y Lo3).

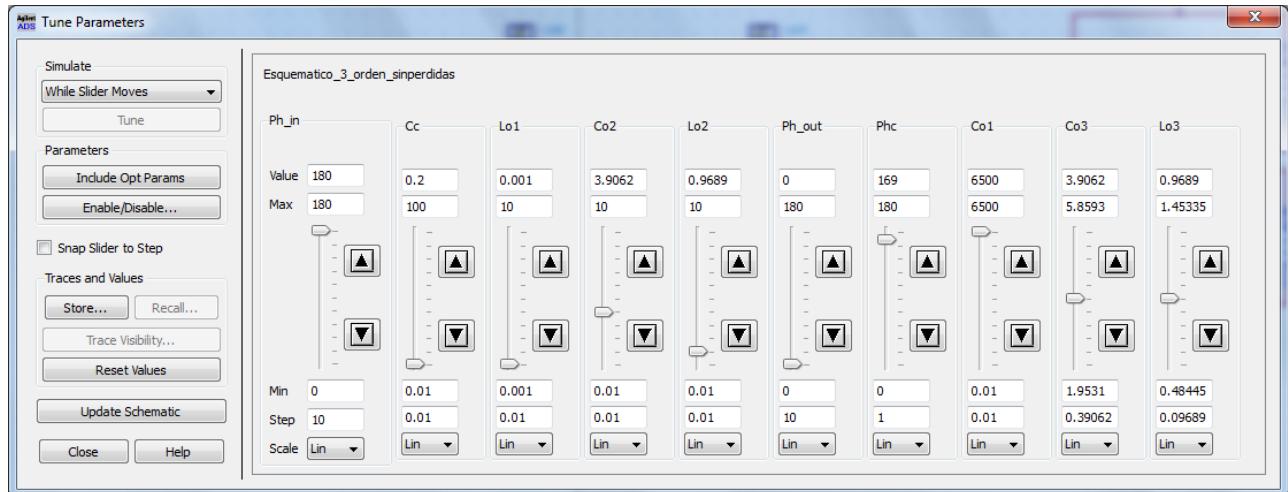


Figura 57, herramienta *tuning* con todos los parámetros circuitales a variar

5.3 Simulación

Tras varias pruebas en las que se observaban los diferentes resultados a distintos valores de cada parámetro, se llegó a la conclusión de que los mejores resultados para una buena aproximación son:

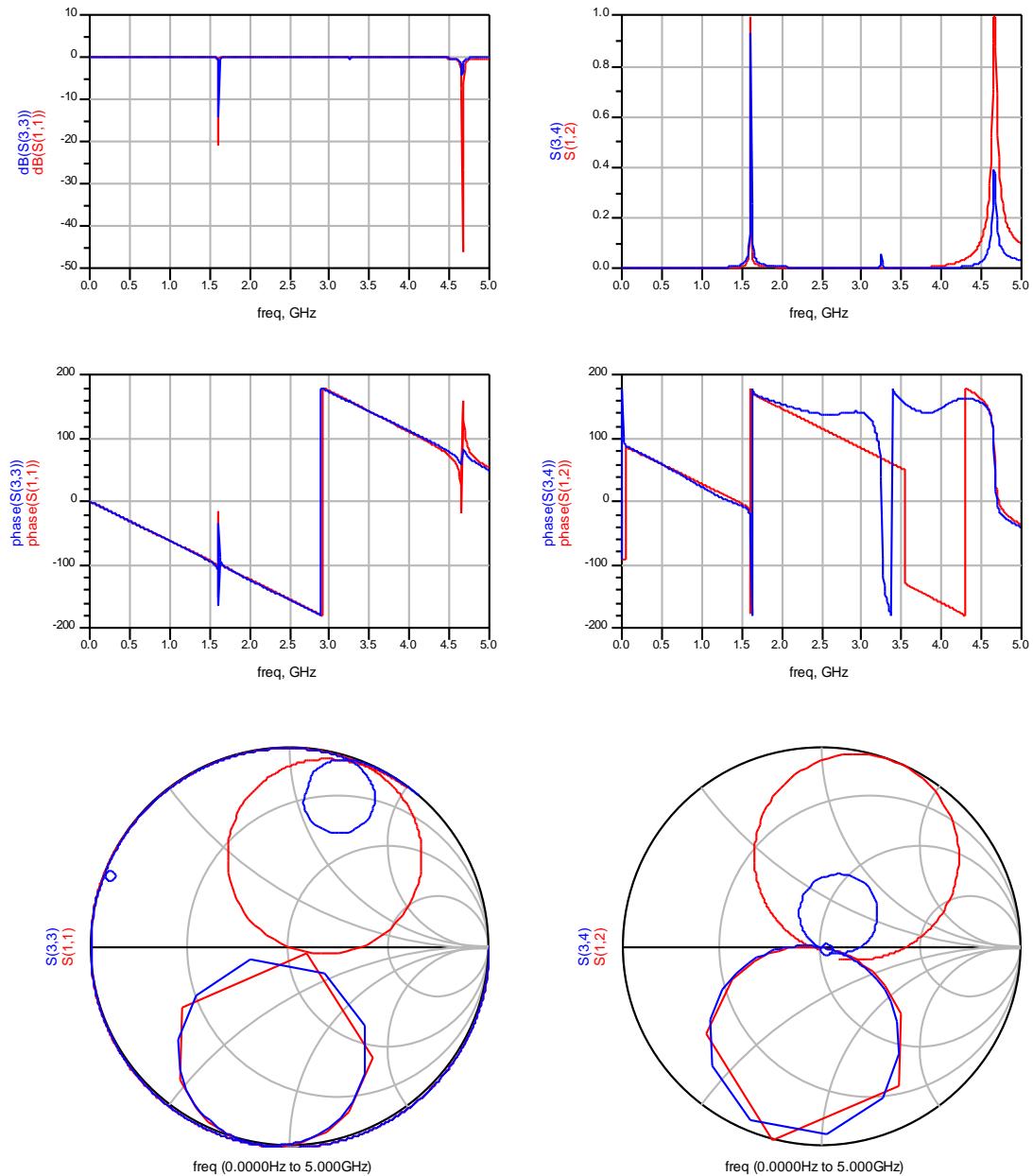


Figura 58, simulación electromagnética (color azul) versus simulación circuital (color rojo)

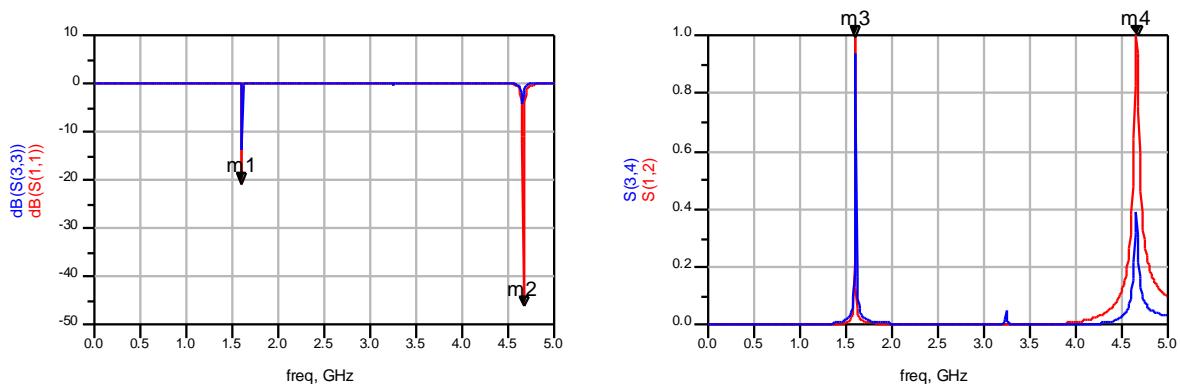
Donde el valor de los parámetros circuitales tras la simulación son:

Cc	Co1	Lo1	Co2	Lo2	Co3	Lo3	Phc	Ph_in	Ph_out
0,15 pF	6500 pF	0,001 nH	3,9062 pF	2,4174 nH	3,9062 pF	0,29067 nH	160,8	180	0

Tabla 36, valores de los parámetros circuitales utilizados para el *tuning* tras la simulación

Como podemos ver en la simulación, más detalladamente en la figura 60, vemos el coeficiente de reflexión a la entrada (S_{11} pertenece a la simulación circuital, S_{33} pertenece a la simulación electromagnética) y a la salida (S_{12} pertenece a la simulación circuital, S_{34} pertenece a la simulación electromagnética) donde aparecen las frecuencias de resonancia indicadas con los marcadores (m_1, m_2, m_3, m_4), donde se observa que al añadir una nueva estructura LC paralelo, añadimos una nueva aproximación a la simulación circuital controlada por los parámetros C_{03} y L_{03} , indicada con los marcadores m_2 y m_4 .

Básicamente, la primera estructura LC paralelo está controlada por los parámetros C_{02} y L_{02} ; y la segunda estructura LC paralelo, controlada por C_{03} y L_{03} , donde con los demás parámetros se ajusta a la simulación electromagnética *momentum*.



m_1	Frecuencia de resonancia a la entrada	1,604 GHz
m_2	Nueva frecuencia de resonancia a la entrada	4,664 GHz
m_3	Frecuencia de resonancia a la salida	1,604 GHz
m_4	Nueva frecuencia de resonancia a la salida	4,666 GHz

Figura 59, simulación electromagnética vs. circuitual donde aparece una nueva frecuencia de resonancia

CAPÍTULO 6

CONCLUSIONES Y

LÍNEAS FUTURAS

6.1 Conclusiones

El objetivo de este proyecto, tal y como indica su título, ha consistido en un estudio de los parámetros circuitales (condensadores, bobinas...) de un resonador. Para su desarrollo hemos utilizado el entorno ADS, donde inicialmente hemos diseñado el *layout* del resonador, realizado con estructuras *microstrip*. Estas estructuras han sido configuradas con la herramienta *LineCalc* para que el resonador tenga una sección de línea de $\lambda/2$ (180°) acoplado capacitivamente, con impedancia de entrada de 50Ω . Y a una frecuencia a la que resuena el circuito de 2,4 GHz.

En la etapa de diseño del *layout*, tuvimos en cuenta los parámetros necesarios para implementar en nuestra placa el substrato ROGERS 3010 50 mils, calculando los valores de los parámetros físicos de los datos eléctricos, y los parámetros de los componentes eléctricos de los datos físicos.

Una vez diseñado y configurado el *layout* del resonador, realizamos la simulación electromagnética *momentum* para obtener su comportamiento a través de las simulaciones de los parámetros S, donde las gráficas con más importancia para la realización de este proyecto son el coeficiente de reflexión y transmisión, las gráficas de amplitud, donde su ancho de banda es prácticamente cero ya que trabajamos sin pérdidas, y éstas determinan la frecuencia de resonancia, aunque las gráficas de fase

y la carta Smith nos serán de gran utilidad para el ajuste de los parámetros circuitales para acabar de afinar la simulación.

Para estudiar con detalle el comportamiento del resonador, cada parte que forma el *layout* tiene su estructura circuital que conforma todo el diseño del resonador.

Para llevar a cabo dicho trabajo, se desarrolla en primer lugar toda la teoría necesaria de resonadores. El modelo circuital de nuestro resonador consiste en elementos reactivos, es decir, no contienen resistencias. Esto implica una simplificación en el diseño, utilizando el método que se conoce como síntesis de Foster. Además, al trabajar con conductores perfectos no hay pérdidas, lo que quiere decir que la conductividad es muy alta o infinita.

Seguidamente, se estudia y analiza su comportamiento a través de las simulaciones de los parámetros S comparando en todo momento la simulación electromagnética con la simulación circuital, y ajustando con la herramienta *tuning* todos los parámetros necesarios para aproximar la simulación circuital a la electromagnética.

Una vez se ha estudiado y analizado su comportamiento, se procede con las modificaciones de los parámetros físicos y se analiza a través de las simulaciones de los parámetros S cómo afectan estas modificaciones en los parámetros circuitales, llegando a la conclusión que los parámetros más importantes para ajustar la simulación electromagnética con la simulación circuital son el condensador Co2 y la bobina Lo2, que son los que se encargan de ajustar la frecuencia de resonancia modelando las gráficas de coeficiente de reflexión a la entrada y a la salida. Y además, la modificación de la longitud del resonador tiene más importancia que la modificación de la anchura de cara al diseño de estos dispositivos, ya que a medida que aumentamos la longitud del resonador, la frecuencia a la cual resuena disminuye. En cambio, a medida que aumentamos la anchura del resonador, la frecuencia a la cual resuena no sufre cambios.

Finalmente, en el capítulo 5, para mejorar la aproximación de la simulación circuital a la simulación electromagnética, se añade otra estructura LC paralelo a nuestro resonador, con el fin de poder conseguir aproximar a una segunda frecuencia de resonancia. Así al añadir estructuras LC paralelo al circuito resonador, añadimos más aproximaciones a la simulación circuital.

A nivel general, cabe destacar que estas simulaciones nos han permitido efectuar la configuración de nuestro resonador de manera dinámica y flexible. No obstante, pueden existir pequeñas discrepancias con respecto a otros modelos de resonadores debido a que no todos los aspectos del diseño son tomados en consideración.

Dicho esto, a fin de realizar un estudio más exhaustivo, podemos establecer claramente una línea futura de desarrollo y mejora de este proyecto.

6.2 Líneas futuras

Debido a la gran cantidad de resonadores diferentes que presenta el campo de la electrónica, sería posible buscar un modelo de resonador parecido ya estudiado y analizado, con el fin de comparar y mejorar aún más las prestaciones que hemos obtenido.

Otro punto de vista sería, estudiar el mismo diseño de resonador que hemos utilizado en este trabajo, pero estructurado de otra forma para analizarlo y compararlo con nuestro diseño.

También se podría estudiar el caso de trabajar con pérdidas con el mismo diseño.

Otro aspecto importante, sería llevar a cabo la fabricación del diseño de nuestra placa y comparar los resultados prácticos con los teóricos realizados con la simulación.

A nivel personal, la principal dificultad que me ha presentado a lo largo de este proyecto ha sido familiarizarme con el entorno utilizado y entender con exactitud los conceptos relacionados para su implementación.

Asimismo, esto me ha permitido adquirir una importante experiencia en este campo, así como profundizar y aprender a desenvolverme con el entorno ADS.

ANEXO

SUBSTRATO

ROGERS 3010



ROGERS
CORPORATION

Advanced Circuit Materials

Advanced Circuit Materials Division
100 S. Roosevelt Avenue
Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382, Fax: 480-961-4533
www.rogerscorp.com

Data Sheet
1.3000

RO3000® Series High Frequency Laminates

RO3003™, RO3006™ and RO3010™ Laminates



Features:	Benefits:
Low dielectric loss (RO3003™ laminates)	<ul style="list-style-type: none"> Laminates can be used in applications up to 30-40GHz.
Excellent mechanical properties versus temperature	<ul style="list-style-type: none"> Reliable stripline and multilayer boards constructions
Uniform mechanical properties for a range of dielectric constants.	<ul style="list-style-type: none"> Ideal for multilayer board designs with a range of dielectric constants. Suitable for use with epoxy glass multilayer board hybrid designs.
Stable dielectric constant versus temperature and frequency (RO3003 laminates)	<ul style="list-style-type: none"> Ideal for band pass filters, microstrip patch antennas, and voltage controlled oscillators.
Low in-plane expansion coefficient (matched to copper).	<ul style="list-style-type: none"> Allows for more reliable surface mounted assemblies Ideal for applications sensitive to temperature change Excellent dimensional stability.
Volume manufacturing process	<ul style="list-style-type: none"> Economical laminate pricing.
Typical Applications:	
<ul style="list-style-type: none"> Automotive collision avoidance systems Cellular and pager telecommunications systems Direct broadcast satellites Remote meter readers 	<ul style="list-style-type: none"> Automotive global positioning satellite antennas Patch antennas for wireless communications Datalink on cable systems Power backplanes

RO3000® high frequency circuit materials are ceramic-filled PTFE composites intended for use in commercial microwave and RF applications. This family of products was designed to offer exceptional electrical and mechanical stability at competitive prices.

RO3000 series laminates are circuit materials with mechanical properties that are consistent regardless of the dielectric constant selected. This allows the designer to develop multilayer board designs that use different dielectric constant materials for individual layers, without encountering warpage or reliability problems.

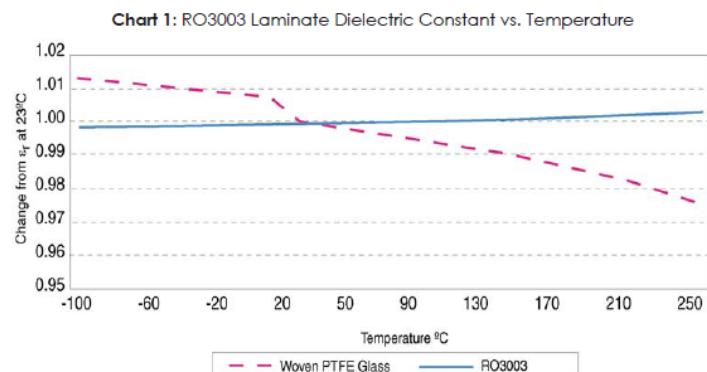
The dielectric constant versus temperature of RO3000 series materials is very stable (Charts 1 and 2). These materials exhibit a coefficient of thermal expansion (CTE) in the X and Y axis of 17 ppm/°C. This expansion coefficient is matched to that of copper, which allows the material to exhibit excellent dimensional stability, with typical etch shrinkage (after etch and bake) of less than 0.5 mils per inch. The Z-axis CTE is 24 ppm/°C, which provides exceptional plated through-hole reliability, even in severe thermal environments.

RO3000 series laminates can be fabricated into printed circuit boards using standard PTFE circuit board processing techniques, with minor modifications as described in the application note "Fabrication Guidelines for RO3000 Series High Frequency Circuit Materials."

RO3000 laminates are manufactured under an ISO 9002 certified system.

The world runs better with Rogers.®

The data in Chart 1 demonstrates the excellent stability of dielectric constant over temperature for RO3003 laminates, including the elimination of the step change in dielectric constant, which occurs near room temperature with PTFE glass materials.



The data in Chart 2 shows the change in dielectric constant vs. temperature for RO3006™ and RO3010™ laminates. These materials exhibit significant improvement in temperature stability of dielectric constant when compared to other high dielectric constant PTFE laminates.

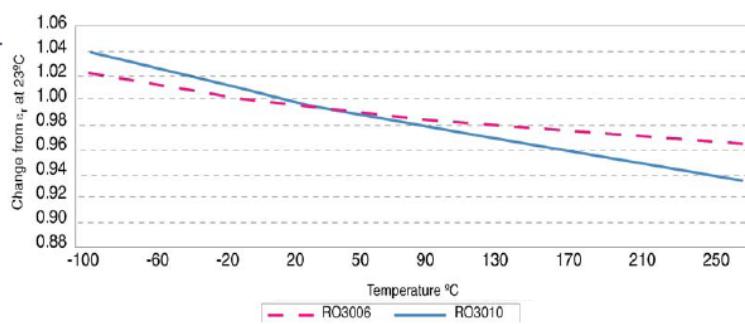
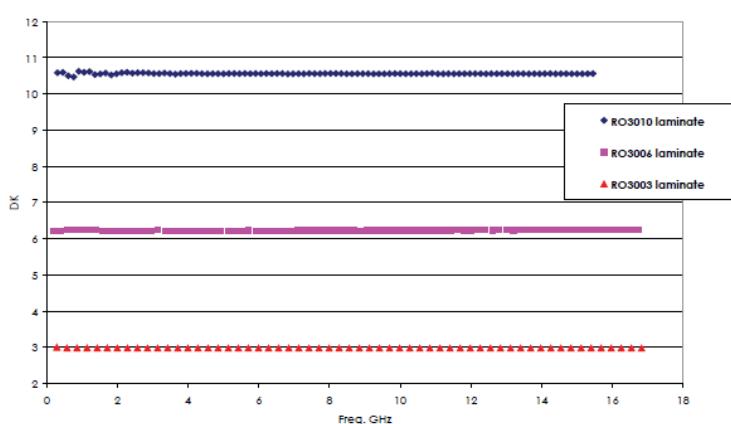


Chart 3 demonstrates the stability of dielectric constant for RO3000 series products over frequency. This stability simplifies the design of broadband components as well as allowing the materials to be used in a wide range of applications over a very broad range of frequencies.



The data in Charts 1, 2 and 3 was produced using a modified IPC-TM-650, 2.5.5.5 method. For additional information, request Rogers' T.R. 5156 and T.M. 4924.

Property	Typical Value ⁽¹⁾			Direction	Unit	Condition	Test Method
	RO3003	RO3006	RO3010				
Dielectric Constant, ϵ_r , Process	3.00 \pm 0.04 ⁽²⁾	6.15 \pm 0.15	10.2 \pm 0.30	Z	-	10 GHz 23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5 Clamped stripline
Dissipation Factor, $\tan \delta$	0.0013	0.0020	0.0023	Z	-	10 GHz 23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r	13	-160	-280	Z	ppm/ $^{\circ}$ C	10 GHz 0-100°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Dimensional Stability	0.5	0.5	0.5	X,Y	mm/m	COND A	ASTM D257
Volume Resistivity	10^7	10^9	10^9		M Ω •cm	COND A	IPC 2.5.17.1
Surface Resistivity	10^7	10^9	10^9		M Ω	COND A	IPC 2.5.17.1
Tensile Modulus	2068 (300)	2068 (300)	2068 (300)	X,Y	MPa (kpsi)	23°C	ASTM D638
Water Absorption	<0.1	<0.1	<0.1	-	%	D24/23	IPC-TM-650 2.6.2.1
Specific Heat	0.9	0.86	0.8		J/g/K		Calculated
Thermal Conductivity	0.50	0.61	0.95	-	W/m/K	100°C	ASTM C518
Coefficient of Thermal Expansion	17 24	17 24	17 24	X,Y, Z	ppm/ $^{\circ}$ C	-55 to 288°C	IPC-TM-650 2.4.41
Td	500	500	500		°C TGA		ASTM D3850
Color	Tan	Tan	Off White				
Density	2.1	2.6	3.0		gm/cm ³		
Copper Peel Strength	3.1 (17.6)	2.1 (12.2)	2.4 (13.4)		N/mm (lb/in)	After Solder Float	IPC-TM-2.4.8
Flammability	V-0	V-0	V-0				UL 94
Lead Free Process Compatible	YES	YES	YES				

(1) References: Internal T.R.'s 1430, 2224, 2854. Tests at 23°C unless otherwise noted. Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.

(2) The nominal dielectric constant of an 0.060" thick RO3003 laminate as measured by the IPC-TM-650, 2.5.5.5 will be 3.02, due to the elimination of biasing caused by air gaps in the test fixture. For further information refer to Rogers' T.R. 5242.

STANDARD THICKNESS	STANDARD PANEL SIZE	STANDARD COPPER CLADDING
RO3003: 0.005" (0.13mm) 0.010" (0.25mm) 0.020" (0.50mm) 0.030" (0.75mm) 0.060" (1.52mm)	RO3003: 12" X 18" (305 X 457mm) 24" X 18" (610 X 457mm)	½ oz. (17 μ m), 1 oz. (35 μ m), 2 oz. (70 μ m) electrodeposited copper foil. Other claddings may be available. Contact customer service.
RO3006/RO3010: 0.005" (0.13mm) 0.010" (0.25mm) 0.025" (0.64mm) 0.050" (1.28mm)	RO3006/3010: 12" X 18" (305 X 457mm) 24" X 18" (610 X 457mm)	½ oz. (17 μ m), 1 oz. (35 μ m), 2 oz. (70 μ m) electrodeposited copper foil. Other claddings may be available. Contact customer service.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Javier Bará Temes, “*Circuitos de microondas con líneas de transmisión*”, Edicions UPC, 1994
- [2] David M. Pozar, “*Microwave Engineering*”, Addison-Wesley Publishing Company Tercera edición, 1990
- [3] http://es.wikipedia.org/wiki/Línea_de_transmisión, fecha de consulta 16.05.2011
- [4] Ian Hunter “*Theory and design of microwave filters*”, First edition 2001 The Institution of Electrical Engineers
- [5] Alberto Padilla Díaz, “*Linealización de resonadores superconductores*”, Proyecto final de carrera, UPC, Junio 2008
- [6] http://es.wikipedia.org/wiki/Efecto_Meissner, fecha de consulta 20.06.2011
- [7] <http://www.monografias.com/trabajos38/lineas-de-transmision/lineas-de-trasmision2.shtml>, fecha de consulta 16.05.2011
- [8] Área de Electrónica, Dpto. de Electrónica y Electromagnetismo, ESI, apuntes “*Síntesis de filtros pasivos*”, curso 2004-2005
- [9] <http://es.wikipedia.org/wiki/Resonador>, fecha de consulta 20.07.2011
- [11] <http://www.rogerscorp.com/acm/products/15/RO3000-and-RO3200-series-High-Frequency-Laminates-PTFE-Ceramic.aspx>, fecha de consulta 21.07.2011
- [12] <http://www.agilent.com>
- [13] Francisco Manuel Aires Casas, “*Modelado de secciones curvas con tecnología microstrip*”, Proyecto final de carrera, UPC, Enero 2008

RESUMEN

El objetivo de este proyecto consiste en el estudio de los parámetros circuitales (condensadores, bobinas...) de un resonador, realizado con estructuras *microstrip*, donde permita obtener unos resultados de esos parámetros circuitales cambiando los valores físicos del diseño, tales como la longitud y la anchura del resonador a partir de las medidas de los parámetros S.

Para llevar a cabo dicho trabajo, se desarrolla en primer lugar toda la teoría necesaria de resonadores. Empezando por el funcionamiento y la estructura del resonador diseñado, y mostrando especial interés en el modelado de dicho resonador. Seguidamente, se estudia y analiza su comportamiento a través de las simulaciones de los parámetros S.

Una vez se ha estudiado y analizado su comportamiento, se procede con las modificaciones de los parámetros físicos y se analiza a través de las simulaciones de los parámetros S cómo afectan estas modificaciones en los parámetros circuitales. Donde se utilizan una serie de herramientas que agilizan la extracción de los valores de los parámetros circuitales del resonador.

RESUM

L'objectiu d'aquest projecte consisteix en l'estudi dels paràmetres circuitals (condensadors, bobines...) d'un ressonador, realitzat amb estructures *microstrip*, on permeti obtenir uns resultats d'aquests paràmetres circuitals canviant els valors físics del disseny, com la longitud i l'amplada del ressonador a partir de les mesures dels paràmetres S.

Per dur a terme aquest treball, es desenvolupa en primer lloc tota la teoria necessària de ressonadors. Començant pel funcionament i l'estructura del ressonador dissenyat, i mostrant especial interès en el modelatge d'aquest ressonador. Seguidament, s'estudia i analitza el seu comportament a través de les simulacions dels paràmetres S.

Un cop s'ha estudiat i analitzat el seu comportament, es procedeix amb les modificacions dels paràmetres físics i s'analitza a través de les simulacions dels paràmetres S com afecten aquestes modificacions en els paràmetres circuitals. On s'utilitzen una sèrie d'eines que agilitzen l'extracció dels valors dels paràmetres circuitals del ressonador.

SUMMARY

The objective of this project is the study of the circuital parameters (capacitors, inductances ...) of a resonator made with microstrip structures, which provides results that are changing these parameters circuital design physical values, such as the length and width of the resonator from the S-parameters.

In order to do that work, is developed in the first place all the necessary theory of resonators. Starting with the functioning and structure of the resonator designed, and showing particular interest in the modeling of the resonator. Next, we study and analyze their behavior through simulation parameter S.

Once you have studied and analyzed their behavior, we proceed with the changes of physical parameters and tested through simulations of the S-parameters how these changes affect the circuital parameters. Where you use a series of tools that streamline the extraction of the values of the circuital parameters of the resonator.

