



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

Microcircuitos para su aplicación en
microscopía de GHz y THz

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

Ingeniero en Telecomunicaciones

PRESENTA:

JOEL PÉREZ URQUIZO

DIRECTOR DE TESIS:

DR. NASER QURESHI



2013

Jurado

Presidente	Dr. Jorge Rodríguez Cuevas
Vocal	Dr. Naser Qureshi
Secretario	Dr. Oleksandr Martynyuk
Suplente 1	Dr. Oleg Kolokoltsev
Suplente 2	Dr. Mathieu Anne Hautefeuille

Abstract

A method for the design and fabrication of scanning near-field microwave microscopy's resonant probes has been studied in the present thesis. In order to get a good spatial resolution, the probes were based in planar fabrication technologies due to the easy way to reach sub- μm wavelength sized resonators. In Chapter 1 the principal concepts of the Near-Field Microscopy's technique are described. In section 1.2 we give the basic foundations for designing the resonators. The experimental results are showed in Chapter 4 and are discussed in section 4.3.

Resumen

En esta tesis se presenta un estudio del diseño y fabricación de sondas para microscopía en campo cercano en barrido de microondas, SNFMM. Para obtener imágenes con una buena resolución, se probó la opción de realizar las sondas con tecnología de fabricación planar, debido al alcance de fabricación de resonadores de longitudes de orden submicrométrico. En el Capítulo 1 se abordan los principales conceptos de microscopía de campo cercano. En la sección 1.2 se explican las bases fundamentales para el diseño de los resonadores. Los resultados experimentales se muestran en el Capítulo 4 y se discuten en la sección 4.3.

Índice general

1. Teoría	9
1.1. Microscopía de Campo Cercano	9
1.2. Líneas de Transmisión	13
1.2.1. Línea de transmisión sin pérdidas terminada en una carga . .	16
1.2.2. Línea de Transmisión en circuito abierto	17
1.3. Líneas Microstrip	18
1.4. Resonadores	20
2. Diseño de las sondas resonantes	23
2.1. Suposiciones	23
2.2. Diseño	24
2.3. Resonadores microstrip	25
2.3.1. Discontinuidades en línea microstrip	28
3. Método experimental	33
3.1. Fotolitografía	33
3.1.1. Proceso de fabricación	34
3.2. Arreglo experimental	34
4. Resultados Experimentales	39
4.1. Caracterización de los resonadores	39
4.2. Caracterización de las sondas	41
4.2.1. Resonador con $gap=0.8mm$	41
4.2.2. Resonador con $gap=0.6mm$	43
4.2.3. Resonador con $gap=0.4mm$	45
4.2.4. Resonador con $gap=0.2mm$	47
4.2.5. Resonador con $gap=0.1mm$	49
4.3. Análisis de Resultados	51
5. Conclusiones y prospección a futuro	59
A. Especificaciones del sustrato	63
B. Programa Matlab	65
C. Parámetros de fabricación	69

Capítulo 1

Teoría

El objetivo de esta tesis está enfocado en diseñar sondas basadas en microcircuitos para hacer microscopía en campo cercano en barrido de microondas, SNFMM (por sus siglas en inglés *Scanning Near-Field Microwave Microscopy*). Actualmente este tipo de microscopía ha llamado mucho la atención debido a la obtención de imágenes con resoluciones submicrométricas y su gran utilidad para caracterizar propiedades eléctricas de los materiales.

El diseño de las sondas en este tipo de microscopía se puede clasificar en dos tipos: en sondas de banda ancha y en sondas resonantes [1]. Las primeras típicamente consisten en una guía de ondas que opera en una gama grande de frecuencias, mientras que las resonantes generalmente son estructuras donde las sondas, cuyas dimensiones son inferiores a la longitud de onda a utilizar, están acopladas a una cavidad o sustrato. Éstas últimas son más sensibles, pues se alcanza a tener una mayor concentración de energía de campo en la punta de las sondas, sin embargo operan en una estrecha banda de frecuencias, por lo que el sistema de microscopía debe estar muy bien definido.

En esta tesis se estudia el comportamiento de sondas resonantes hechas a partir de circuitos resonadores microstrip con una geometría particular de líneas terminadas en punta.

1.1. Microscopía de Campo Cercano

La microscopía es la disciplina que se encarga de utilizar distintas técnicas para observar objetos que no están dentro del rango de resolución del ojo humano. Se puede decir que ésta se clasifica en tres grandes grupos: microscopía óptica, microscopía de electrones y microscopía por sonda de barrido (o en inglés *scanning probe microscopy*). Todas involucran la interacción del espécimen u objeto estudiado con la difracción, reflexión o refracción de radiación electromagnética (o haces de electrones), que junto con la colección de una serie de parámetros de dispersión (*scattering*) forman una imagen. El proceso que se sigue para formar imágenes en los dos primeros tipos de microscopía mencionados anteriormente consiste en irradiar a la muestra con luz o bien con haces de electrones, mientras que la microscopía por sonda de barrido involucra la interacción de una sonda con la muestra, escaneando la misma a lo largo de la superficie del objeto a estudiar.

Hacer microscopía óptica implica usar luz visible. Esto es atractivo dado que, obteniendo la luz reflejada por el objeto y pasarla por un arreglo de lentes, el ojo humano es capaz de percibir una vista magnificada de la muestra. Sin embargo, la óptica convencional no puede resolver características submicrométricas, dado que la resolución en campo lejano está limitada por la longitud de onda. Dicha limitación está fundamentada en el concepto de límite de difracción. En 1873, Ernst Abbe demostró que luz con una longitud de onda λ que viaja a través de un medio con índice de refracción n , que converge a un punto de observación P_0 con un ángulo θ dibujará un punto de diámetro

$$d = \frac{\lambda}{2(n \sin \theta)} \quad (1.1)$$

En el denominador el término $n \sin \theta$ se le conoce como la apertura numérica, la cual puede alcanzar el valor de 1.4 en la óptica moderna. De acuerdo al criterio de Abbe, la resolución, es decir, la mínima variación que puede ser resuelta por un arreglo óptico, es $\sim \lambda/2$, por lo que usar ondas del visible e infrarrojo no ofrecerían una atractiva resolución. Se puede inferir de (1.1), que hacer microscopía con ondas de menores longitudes de onda, como las ondas UV y los rayos X mejorarían la resolución. Sin embargo estas técnicas son muy costosas y pueden dañar la muestra.

El teorema del límite de difracción sólo es válido para campo lejano. Existen técnicas para hacer microscopía en campo cercano, en donde la radiación electromagnética se confina en una escala mucho más pequeña a la longitud de onda de operación, obteniendo una mejor resolución espacial no limitada por la difracción. A este tipo particular de microscopía se le conoce como Microscopía de campo cercano.

Para abordar el tema de campo cercano, se puede pensar en el concepto de radiación de las antenas. En el estudio de antenas pequeñas, es decir, aquellas donde el tamaño d de la antena es mucho menor comparado con la longitud de onda de radiación λ , existen tres regiones espaciales que son de particular interés, y se pueden clasificar de manera generalizada de la siguiente forma [2]:

$$\begin{aligned} \text{Zona cercana (estática)} & \quad d \ll r \ll \lambda \\ \text{Zona intermedia (inductiva)} & \quad d \ll r \sim \lambda \\ \text{Zona lejana (radiación)} & \quad d \ll \lambda \ll r \end{aligned}$$

Donde r es el radio vector. Cada zona determina ciertas propiedades de campo. Las propiedades en la zona lejana están descritas por ondas de propagación salientes con número de onda $k_0 = \omega/c$, donde ω es la frecuencia angular de la fuente y c es la velocidad de la luz en el vacío. La relación entre las magnitudes de campo eléctrico y magnético es $|E|/|H| = Z_v$, donde Z_v es la impedancia en el vacío ($Z_v = 120\pi[\Omega]$). Los campos son transversales a la dirección de propagación, están en fase y decaen a razón de r^{-1} , típico en campos de radiación.

Los campos eléctrico y magnético en la zona cercana de la antena tienen una estructura más complicada. En la zona cercana los campos tienen comportamiento quasi-estacionario, oscilando armónicamente con relación a $\exp(-j\omega t)$, manteniendo, sin embargo, un carácter estático. La distribución de campo depende fuertemente en la geometría de la antena así como en las propiedades electrodinámicas de la región circundante a la antena. La relación $|E|/|H|$ es muy variable, puede ser mucho

más grande o mucho más pequeña que Z_v . Los campos no son transversales y decaen a razón de r^{-2} o más rápido, dependiendo del orden multipolar de la antena. Anteriormente se mencionó que la zona cercana estaba comprendida en los límites de $d \ll r \ll \lambda$, sin embargo, para nuestro estudio y comprensión del campo cercano para microscopía, la zona de interés perteneciente a campo cercano es la delimitada por $d \leq r \ll \lambda$.

Dentro de este rango de la zona cercana, pueden existir ondas estacionarias cuya intensidad muestra un decaimiento exponencial dependiente de r . Estas ondas son llamadas ondas evanescentes. En antenas, estas ondas se encuentran entre un tercio de longitud de onda de cualquier antena y son resultado del esparcimiento (*scattering*) de la radiación electromagnética. Es decir, aparecen ondas estacionarias producto de la interferencia de dos ondas de la misma naturaleza que viajan en sentidos opuestos a través del mismo medio. Una de ellas son las ondas absorbidas por el campo cercano mientras que la otra es la parte sobrante de campo que termina siendo radiada como ondas electromagnéticas.

Fundamentalmente, la respuesta electrodinámica de una sonda para microscopía de campo cercano se debe a la habilidad ya sea del campo cercano o de las ondas evanescentes de almacenar energía reactiva, eléctrica y/o magnética, en la vecindad de la sonda del microscopio. Cuando una muestra permeable o dieléctrica es acercada a la sonda del microscopio, la energía almacenada cambia, hecho que se puede aprovechar para tener un parámetro de sensibilidad a los materiales, y así crear en el microscopio un sistema de detección.

El tipo de microscopía relevante a esta tesis es la ya mencionada SNFMM basadas en microscopios con sondas resonantes. Como su nombre lo indica, esta se encarga de aprovechar los fenómenos anteriormente descritos que ocurren en campo cercano a frecuencias de microondas. El objetivo es poder obtener propiedades eléctricas de materiales a través de establecer una relación entre éstas propiedades y las cantidades detectables por la interacción sonda-muestra, que son los cambios en los parámetros de dispersión (coeficiente de reflexión y transmisión), cambio del factor de calidad y/o cambio en la frecuencia de resonancia. La discusión del diseño del sistema de interpretación sonda-muestra no se abordará en este trabajo, dado que la presente obra se centra solo en el diseño y pruebas de nuevas sondas para hacer microscopía de campo cercano por barrido en frecuencias de microondas.

La microscopía de campo cercano encuentra aplicación en áreas tales como la defectoscopia, caracterización de materiales, microelectrónica, etc. Emplear microondas para esta tarea encuentra una mayor ventaja sobre hacerlo en el espectro comprendido entre el IR y el óptico, pues las microondas tienen una alta penetrabilidad en ciertos materiales, tales como metales, semiconductores, objetos biológicos, entre otros; permitiendo observar dentro de materiales ópticamente opacos.

Los microscopios de campo cercano de microondas están compuestos por diferentes tipos de sondas, donde las puntas, que se encargan de hacer la interacción con la muestra a través del escaneo o barrido a lo largo del objeto bajo estudio, están diseñadas de varias formas [3]. Los distintos tipos de punta pueden ser: puntas formadas por una apertura en una estructura opaca (Fig. 1.1(a)), formadas por un alambre eléctrico a partir por una punta afilada (usado para hacer microscopía de barrido de túnel, *STM scanning tunneling microscopy*) (Fig. 1.1(b)), puntas para microscopía de fuerza atómica (*AFM atomic force microscopy*) (Fig. 1.1(c)), una

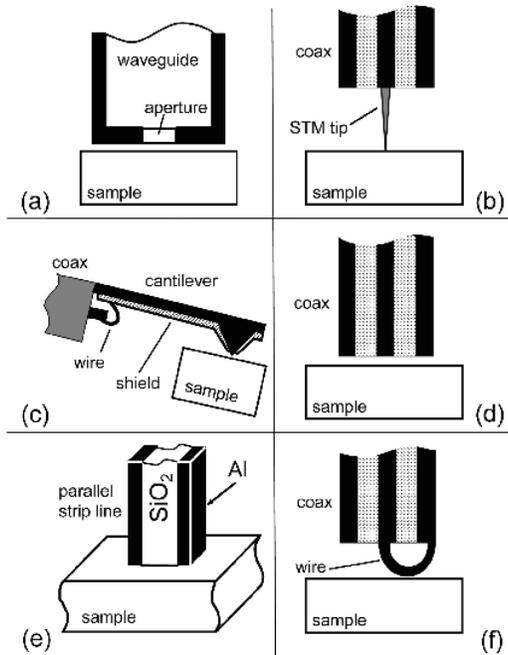


Figura 1.1: Sondas típicas para microscopía de campo cercano en microondas: (a) apertura en una guía de ondas, (b) punta para STM, (c) punta para AFM, (d) extremo abierto de una línea coaxial, (e) línea de transmisión de líneas paralelas, (f) loop magnético. Imagen tomada de [3].

línea de transmisión con extremo eléctricamente abierto (Fig. 1.1(d),(e)), un loop magnético (Fig. 1.1(f)), o una variedad de otras geometrías. Estas sondas se incluyen en dispositivos de detección de microondas y se monitorea la respuesta electromagnética del sistema de detección mientras la punta escanea la superficie haciendo o no contacto con la muestra. Se recopila la información contenida en la detección y se interpreta a fin de obtener una imagen.

Se puede decir que las sondas de los microscopios de microondas resonantes pueden caer en dos clasificaciones: coaxiales o planares. En la imagen de la Figura 1.2 se muestra el diseño básico de un microscopio de campo cercano de microondas de sonda coaxial. Éste consiste de una fuente sintonizable de microondas que pasa a través de una línea de transmisión de tipo coaxial, en donde en el extremo de éste se forma una punta, la que a su vez forma parte de un resonador de microondas. La interacción sonda-muestra resulta en una perturbación electromagnética del resonador, ya sea en la variación del factor de calidad Q , la variación del coeficiente de reflexión S_{11} , o cambios en la frecuencia de resonancia; las cuales son fácilmente detectables por un analizador de redes. A partir de estas manifestaciones se pueden deducir propiedades físicas de la superficie de la muestra, relacionando éstas como función del factor de calidad del resonador o como función de cambios de frecuencia resonante. Como se puede entender de la Fig. 1.2, el funcionamiento de este microscopio consiste en hacer un barrido en dos dimensiones con la sonda, manteniendo constante la distancia de separación entre la punta y la muestra, obteniendo, de la interacción sonda-muestra, información en cada píxel para formar una imagen representativa de la propiedad física de interés. Este tipo de microscopio tuvo mucho éxito gracias a su sencillez y su propiedad de confinar campo electromagnético en un espacio mucho menor a la longitud de onda en la dirección longitudinal acercando simplemente la muestra a la sonda coaxial. Sin embargo, dado que la resolución espacial está relacionada con la dimensión de la punta en donde se confina el campo

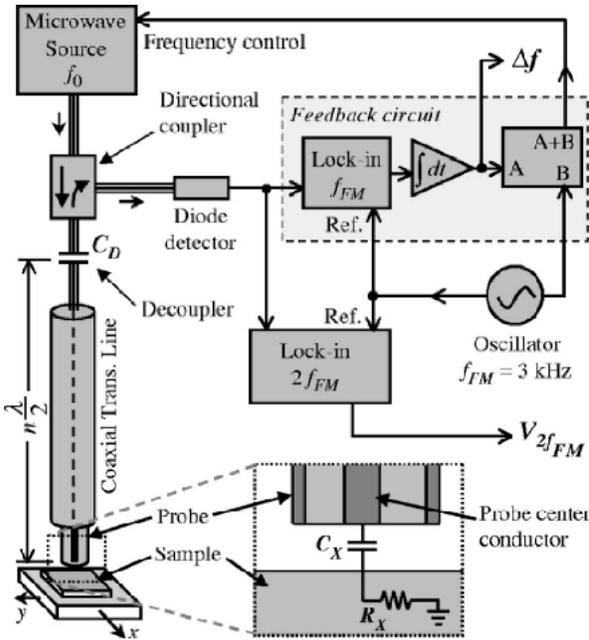


Figura 1.2: Típico microscopio de campo cercano de microondas con sonda de tipo coaxial. Imagen tomada de [1].

electromagnético, con un microscopio de sonda coaxial se alcanzarían resoluciones no muy atractivas debido a la complejidad de fabricación de sistemas coaxiales de orden micrométrico. Es por eso que actualmente se busca fabricar sondas donde esta limitación no sea una barrera difícil de superar. Con sondas de fabricación planar se podría obtener una mucha mejor resolución espacial debido a que se basan a partir de líneas de transmisión que pueden alcanzar tamaños de orden micrométrico con una buena litografía. Esta tesis se enfoca a realizar precisamente sondas a base de fabricación planar, particularmente líneas microstrip, para su empleo en los mencionados microscopios.

1.2. Líneas de Transmisión

Las líneas de transmisión son estructuras especializadas para transmitir microondas. Hay muchos tipos de líneas de transmisión con diferentes geometrías y características. Cada una presenta ciertas ventajas y desventajas dependiendo de la aplicación. En la presente tesis se usaron líneas de transmisión del tipo microstrip. Las líneas microstrip son líneas planares que consisten de una cinta de material conductor y un plano de tierra separados por un material dieléctrico.

Antes de describir el diseño y proceso de fabricación de las sondas tipo microstrip, es conveniente recordar los conceptos básicos de la teoría de líneas de transmisión. Las líneas de transmisión, que operan en microondas, tienen una dimensión comparable con la longitud de onda, por lo que su estudio implica analizar redes de parámetros distribuidos, donde los voltajes y corrientes pueden variar en magnitud y fase a lo largo de la línea [4]. Una línea de transmisión se representa esquemáticamente como una línea bifilar, dado que muchas de las líneas de transmisión tienen dos conductores, pues se asume el modo TEM como el modo de propagación principal. Para el estudio de las características de una línea de transmisión conviene modelar

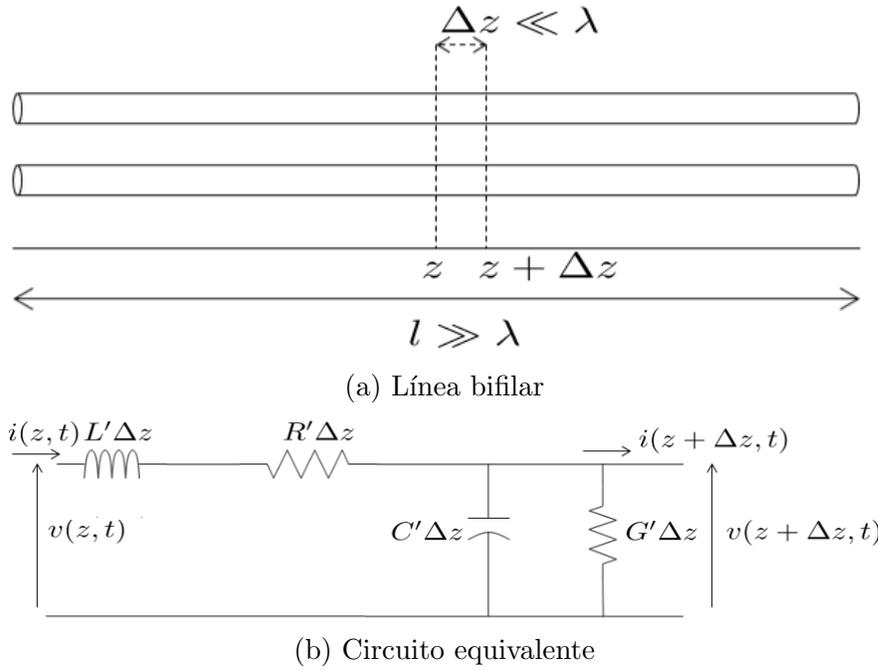


Figura 1.3: Línea bifilar y su circuito equivalente

pequeños segmentos de línea (Fig. 1.3 (a)), pues de este modo se puede abordar el estudio de las características como un circuito de parámetros concentrados, como se muestra en la Figura 1.3 (b).

En la línea de transmisión la inductancia L' H/m , la capacitancia C' F/m , la resistencia R' Ω/m y la conductancia G' S/m están uniformemente distribuidas a lo largo de la línea. Todas estas cantidades están definidas por unidad de longitud. Se puede entender que estos elementos que modelan la línea de transmisión representan los fenómenos físicos que ocurren en la línea.

La principal ventaja de modelar la línea de transmisión como un circuito de parámetros concentrados, es que se pueden utilizar las leyes de Kirchhoff para analizar el pedazo finito de línea. Entonces, de la Figura 1.3, la ley de voltajes se aplica para obtener:

$$v(z, t) - v_{L'} - v_{R'} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (1.2)$$

Ordenando y expresando el valor de los voltajes de los elementos de (1.2):

$$\begin{aligned} v(z + \Delta z, t) - v(z, t) &= -L' \Delta z \frac{\partial i(z + \Delta z, t)}{\partial t} - R' \Delta z i(z + \Delta z, t) \\ \frac{v(z + \Delta z, t) - v(z, t)}{\Delta z} &= -L' \frac{\partial i(z + \Delta z, t)}{\partial t} - R' i(z + \Delta z, t) \end{aligned}$$

Haciendo $\Delta z \rightarrow 0$:

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -L' \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - R' i(z, t) \quad (1.3)$$

De manera similar, se obtiene otra ecuación analizando los nodos del circuito.

$$i(z, t) - i_{C'} - i_{G'} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (1.4)$$

Ordenando y expresando el valor de las corrientes de los elementos de (1.4):

$$\begin{aligned} i(z + \Delta z, t) - i(z, t) &= -C' \Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - R' \Delta z v(z + \Delta z, t) \\ \frac{i(z + \Delta z, t) - i(z, t)}{\Delta z} &= -C' \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - G' v(z + \Delta z, t) \end{aligned}$$

Haciendo $\Delta z \rightarrow 0$:

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -C' \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} - G' v(z, t) \quad (1.5)$$

El sistema de ecuaciones definido por (1.3) y (1.5) se conoce como las ecuaciones del telégrafo. Para resolver el sistema, se supone que la excitación en la línea es senoidal, por lo que se trabaja con fasores:

$$\begin{aligned} v(z, t) &\implies V(z) \\ i(z, t) &\implies I(z) \end{aligned}$$

Se tiene entonces:

$$\begin{aligned} \frac{dV(z)}{dz} &= -j\omega L' I - R' I \\ &= -(R' + j\omega L') I \end{aligned} \quad (1.6)$$

$$\begin{aligned} \frac{dI(z)}{dz} &= -j\omega C' V - G' V \\ &= -(G' + j\omega C') V \end{aligned} \quad (1.7)$$

Las ecuaciones (1.6) y (1.7) son las ecuaciones del telégrafo en forma fasorial. Resolviendo V :

$$\begin{aligned} \frac{d^2 V}{dz^2} &= -(R' + j\omega L') \frac{dI}{dz} \\ &= (R' + j\omega L')(G' + j\omega C') V \\ &= \gamma^2 V \end{aligned}$$

Donde $\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')}$ se le conoce como constante de propagación de la línea de transmisión. La forma general de la constante de propagación es $\gamma = \alpha + j\beta$, la cual define las características de atenuación (α [Np/m]) y fase (β [rad/m]) de la línea de transmisión.

Finalmente, el voltaje en la línea de transmisión queda expresado:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (1.8)$$

y en el dominio del tiempo:

$$v(t) = V_0^+ e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) + V_0^- e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z) \quad (1.9)$$

De (1.9) se observa que el voltaje total en una línea de transmisión es la suma de ondas de voltaje que van en la misma dirección pero en sentidos opuestos.

Resolviendo el sistema para la corriente:

De (1.6):

$$\begin{aligned} I &= -\frac{1}{R' + j\omega L'} \frac{dV(z)}{dz} \\ &= \frac{\gamma}{R' + j\omega L'} (V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}) \\ &= \sqrt{\frac{G' + j\omega C'}{R' + j\omega L'}} (V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}) \\ &= \frac{1}{Z_0} (V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}) \end{aligned} \quad (1.10)$$

Donde $\sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}}$ es la impedancia característica de la línea Z_0 , que es la relación entre voltaje y corriente de la onda incidente.

Las expresiones anteriores, donde se definen el voltaje y la corriente en la línea de transmisión, serán importantes para definir algunas características que serán fundamentales para el diseño de las sondas.

1.2.1. Línea de transmisión sin pérdidas terminada en una carga

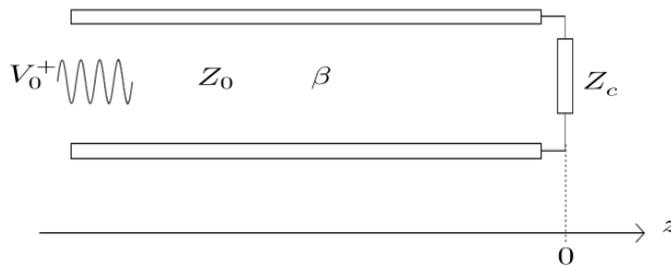


Figura 1.4: Línea de transmisión terminada en carga.

Una línea de transmisión útil tendrá siempre conectada una carga de cualquier naturaleza. La caracterización de esta conexión permite conocer el comportamiento de las ondas que se propagan por la línea. El concepto más importante que se deriva de este hecho es el de reflexión. Existirá una onda reflejada por la carga si en el punto donde se encuentra la carga no se cumple la relación voltaje entre corriente de la onda incidente. La única carga que satisface la condición de relación voltaje-corriente de la onda incidente es la impedancia característica Z_0 . Cuantificar la reflexión producida

por una carga es de suma importancia, pues de este modo se puede conocer qué tanta potencia puede regresar a lo que esté conectado antes de la línea de transmisión.

Para derivar una expresión que caracteriza la reflexión en función de la carga, se asumirá que dicha carga se encuentra en $Z = 0$, como se muestra en la Figura 1.4. De la ley de Ohm:

$$\frac{V(z=0)}{I(z=0)} = Z_c$$

De (1.8) y (1.10) se puede expresar Z_c en términos de voltaje de onda incidente (V_0^+) y voltaje de onda reflejada (V_0^-).

$$Z_c = \left(\frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} \right) Z_0$$

Despejando el voltaje de la onda reflejada:

$$V_0^- = \Gamma V_0^+ \quad (1.11)$$

Donde $\Gamma = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0}$ y se conoce como coeficiente de reflexión. Las ecuaciones (1.8) y (1.10) se pueden reescribir como:

$$V(z) = V_0^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}) \quad (1.12a)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} (e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z}) \quad (1.12b)$$

Las cuáles serán útiles para las siguientes secciones.

1.2.2. Línea de Transmisión en circuito abierto

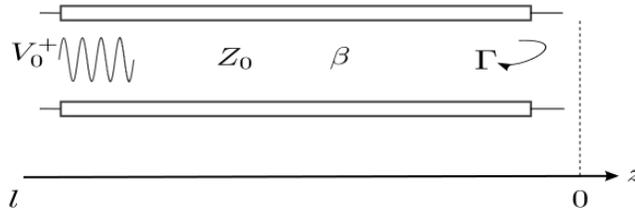


Figura 1.5: Línea de transmisión en circuito abierto.

Un caso particular de carga conectada a una línea de transmisión es el circuito abierto, como se muestra en la Figura 1.5. La línea de transmisión conectada a esta carga es de particular interés, dado que su comportamiento será la base de funcionamiento de las sondas resonantes para microscopía. Usando (1.12) y de la Figura 1.5, se puede deducir que:

$$V(l) = V(-z) = V_0^+ (e^{j\beta l} + \Gamma e^{-j\beta l})$$

y dado que $Z_c = \infty$, $\Gamma = 1$. Entonces:

$$V(l) = 2V_0^+ \cos(\beta l) \quad (1.13)$$

Y de forma similar:

$$I(l) = j2 \frac{V_0^+}{Z_0} \sin(\beta l) \quad (1.14)$$

La impedancia de entrada de este circuito será:

$$Z(l) = -jZ_0 \cot(\beta l) \quad (1.15)$$

Las ecuaciones (1.13), (1.14) y (1.15) se grafican en la Figura 1.6. Un estudio a esta gráfica revela que la impedancia de este circuito puede ser cualquier reactancia, y para algunas longitudes eléctricas, éste se comporta como un arreglo de reactancias. Particularmente, para $\beta l = \lambda_g/2$ y $\beta l = \lambda_g/4$ el circuito se comporta como un circuito resonante. Este es el hito que fundamenta el diseño de las sondas para microscopía, pues eligiendo la longitud de la línea de transmisión adecuada se obtendrá la naturaleza buscada para fabricar sondas resonantes.

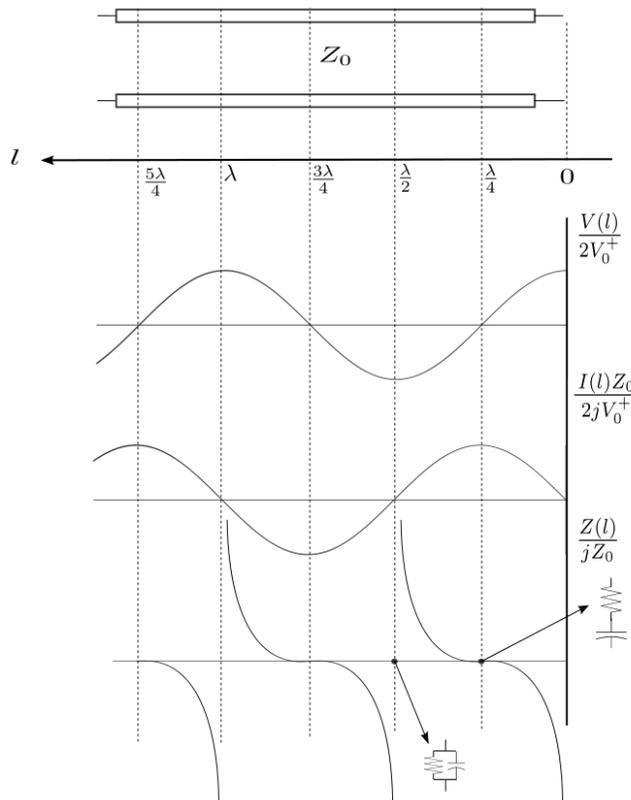


Figura 1.6: Variación de la onda de voltaje, de corriente y la impedancia a lo largo de la línea de transmisión en circuito abierto.

1.3. Líneas Microstrip

Las líneas microstrip, o microcinta, son líneas planares que consisten de una cinta de material conductor y un plano de tierra separados por un material dieléctrico, como se muestra en la Figura 1.7. Son el tipo de línea de transmisión planar más

conocidas y más usadas en RF y circuitos de Microondas. La gran popularidad de estas líneas se debe a su naturaleza planar, su fácil fabricación, su fácil integración con dispositivos de estado sólido, su gran soporte mecánico, entre otros. Son estas las razones, junto con las mencionadas en la sección 1.1, que se eligió a la línea microstrip para modelar las sondas que se ocuparán para hacer microscopía. Las líneas de

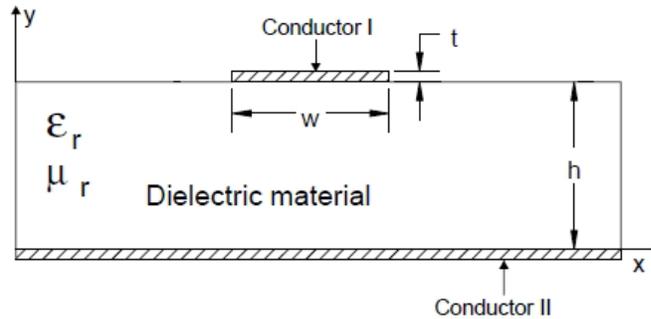


Figura 1.7: Geometría de una línea microstrip

campo, debidas a la propagación de la onda en la línea microcinta se aprecian en la Figura 1.8. La característica más importante de esta línea de transmisión es su modo principal de propagación. De acuerdo con la geometría de la microstrip, la cinta de conducción está situada entre dos interfaces diferentes (aire arriba y sustrato abajo). La consecuencia fundamental que deriva de este hecho es que se producirán velocidades de fase distintas en ambos medios, y debido a esto, no se puede afirmar que un modo puro TEM se soporte en este tipo de estructura. El análisis para describir este comportamiento es muy complejo. Sin embargo, para la mayoría de las aplicaciones donde el espesor del sustrato es mucho menor que la longitud de onda de la señal ($h \ll \lambda$) se considera un modo híbrido TE-TM o Quasi-TEM; por lo que se consideran buenas aproximaciones aquellos resultados obtenidos de un análisis estático del campo. La velocidad de fase y la constante de propagación se pueden expresar como:

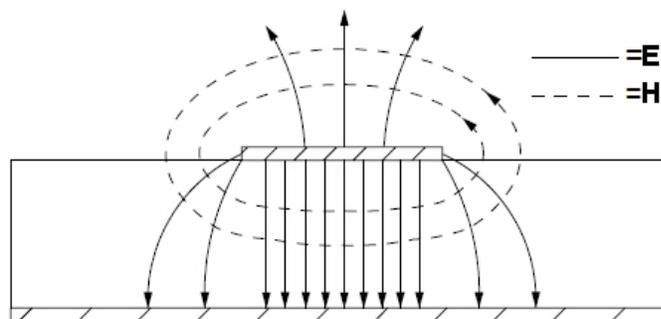


Figura 1.8: Líneas de campo eléctrico y magnético para el modo fundamental Quasi-TEM en una microstrip.

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (1.16)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (1.17)$$

donde ϵ_{eff} es la constante dieléctrica efectiva en la línea microcinta; la cual, por estar situada entre aire y medio dieléctrico, guarda la siguiente relación

$$1 < \epsilon_{eff} < \epsilon_r$$

Estas cantidades son de gran importancia en el diseño de circuitos microstrip. Más adelante se presentarán las fórmulas necesarias para diseñar la línea microcinta.

Para completar las bases que fundamentarán el diseño de la sonda, será importante hablar de la teoría de los resonadores que se presenta en la siguiente sección.

1.4. Resonadores

Un circuito resonador está caracterizado por una frecuencia de resonancia ω_0 . Esta frecuencia determina la tasa con la que se intercambia la energía eléctrica y magnética en el sistema.

Un parámetro muy importante de cualquier resonador es su factor de calidad Q . Su definición está dada por [4]:

$$Q = \omega \frac{\text{energía promedio almacenada en el resonador}}{\text{pérdidas de energía por segundo}} \quad (1.18)$$

El factor de calidad es una medida de las pérdidas en el circuito- menores pérdidas implica una Q alta. La forma más fácil de describir un resonador, es en términos del conocido circuito de parámetros concentrados LRC. Para hacer una conexión de este sistema con las microondas, se modela el comportamiento del circuito en la vecindad de la frecuencia de resonancia del resonador. Considérese el circuito de la Figura 1.9.

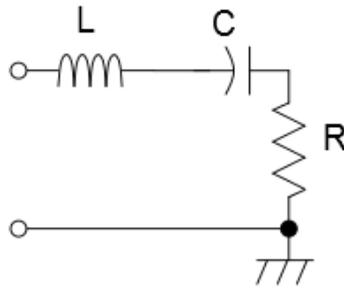


Figura 1.9: Circuito LRC

De la teoría de circuitos se sabe que la frecuencia de resonancia está dada por

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

y

$$Q = \frac{\omega_r L}{R} \quad (1.19)$$

Para lograr hacer la equivalencia de este circuito en microondas se debe satisfacer que en la vecindad de la frecuencia de resonancia (esto es $\omega = \omega_r + \Delta\omega$, y $\Delta\omega \ll \omega_0$) la impedancia de entrada se mantenga. Entonces:

$$Z_{en} = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R$$

Sea $\omega = \omega_r + \Delta\omega$, y $\Delta\omega \ll \omega_0$

$$Z_{en} = R + j\Delta\omega 2L$$

$$Z_{en} = R + \frac{j\Delta\omega 2QR}{\omega_0} \quad (1.20)$$

$$|Z_{en}| = \sqrt{R^2 + (\Delta\omega 2L)^2} \quad (1.21)$$

La ecuación (1.21) se grafica en la Figura 1.10. Se puede observar que la impedancia

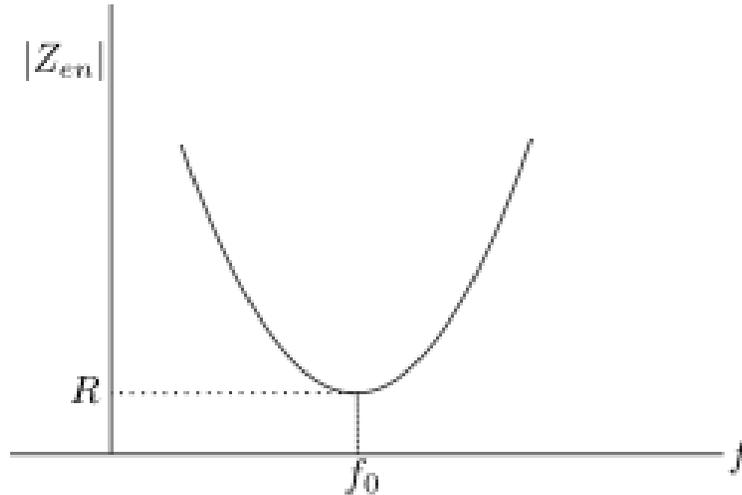


Figura 1.10: Comportamiento de la impedancia de entrada con respecto a la frecuencia

es muy baja, y que conforme se aleja de la frecuencia de resonancia la impedancia aumenta. En microondas, este circuito se asemeja al comportamiento de una línea de transmisión de $l = \lambda_g/2$ terminada en corto, pues $Z_{in} = 0$ en $\omega = \omega_r$; para otra frecuencia, la impedancia de entrada aumenta. La impedancia de entrada de una línea de transmisión terminada en corto es

$$Z_{en} = jZ_0 \tan \beta l \quad (1.22)$$

Para hacer la analogía entre (1.21) y (1.22), se deben considerar las pérdidas en la línea de transmisión, esto es:

$$Z_{en} = Z_0 \tanh((\alpha + j\beta)l) \quad (1.23)$$

Se debe asegurar que la impedancia de entrada de la línea de transmisión (1.23) sea igual a (1.20). Resolviendo el sistema se llega a [4]:

$$R = Z_0 \alpha l \quad (1.24a)$$

$$L = \frac{Z_0 \pi}{2\omega_r} \quad (1.24b)$$

$$C = \frac{2}{\omega_r Z_0 \pi} \quad (1.24c)$$

$$(1.24d)$$

Las ecuaciones (1.24) permiten definir el factor de calidad Q para un circuito de microondas: De (1.19):

$$Q = \frac{\pi}{2\alpha l} \quad (1.25)$$

Otra forma de expresar Q es:

$$Q = \frac{\beta}{2\alpha} \quad (1.26)$$

Capítulo 2

Diseño de las sondas resonantes

Como se discutió en secciones anteriores, el objetivo de esta tesis es fabricar sondas resonantes elaboradas con tecnología de fabricación planar. En pocas palabras, se pretende obtener resonadores microstrip sensibles a materiales causados por la perturbación electromagnética del resonador. Antes de empezar, recuérdese la geometría de la línea microcinta (Fig. 1.7) Por lo general, las cantidades h y t son datos del fabricante, por lo que las únicas variables sometidas al diseño son W y el largo de la cinta l . Recordando de la sección 1.1, lo que se busca es una sonda que termine en punta para confinar campo electromagnético en una región que sea menor a la longitud de onda de la señal de operación. Es por eso que se propone el resonador de la Figura 2.1.

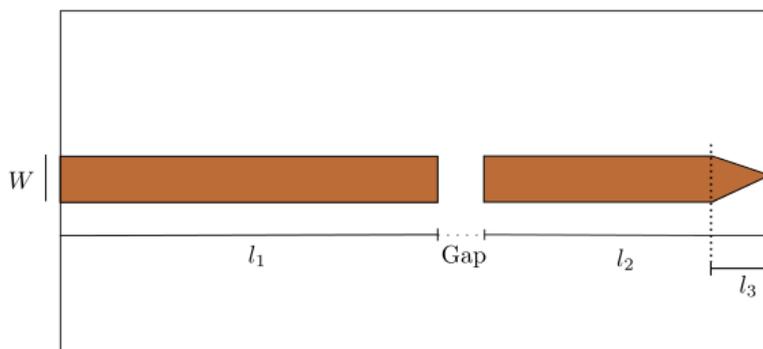


Figura 2.1: Resonador microstrip terminado en punta.

2.1. Suposiciones

A continuación se enlista una serie de suposiciones que se tomarán en cuenta para el diseño del resonador:

- $Z_0 = 50[\Omega]$
- Microstrip 1 es una simple *feed line*. Longitud indistinta.

- Microstrip de longitud l_2 debe terminar con alta impedancia para la concentración de campo ($\frac{\vec{E}}{\vec{H}} = Z_0$, Si $Z_0 \uparrow$ entonces $\vec{E} \uparrow$). Si la microcinta de longitud l_2 está abierta en la entrada, entonces: $l_2 = \frac{\lambda}{2}$ para tener $Z_c = \infty$. Se trata de una línea de transmisión terminada en circuito abierto (Sección 1.2.2).
- Frecuencia de operación: $f_r = 5$ GHz
- La dimensión de la punta l_3 es parte del resonador. Su dimensión debe ser mucho menor que la longitud de onda de operación. Por facilidad en la fabricación, se le asignará el valor de $l_3 = 1mm$

2.2. Diseño

Con las suposiciones consideradas previamente, se continúa encontrando las variables W y l_2 requeridas por el diseño. Cabe mencionar que la constante dieléctrica efectiva ϵ_{eff} varía con la longitud de onda en el vacío λ_0 . La dispersión se torna más pronunciada con el decremento de la relación del ancho de la cinta con el espesor del sustrato, W/h . La dispersión tiene un menor efecto cuando el ancho W de la cinta crece y la línea microstrip físicamente empieza a parecer un capacitor de placas paralelas ideal. Es por esto que el tamaño W está comprometido con el espesor del sustrato para restringir un comportamiento en particular. De [4] se toman las fórmulas para diseñar la cinta con las suposiciones mencionadas y las características del sustrato (Rogers TMM10I), que se muestran en el Apéndice A:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & \text{para } \frac{W}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right) \right] & \text{para } \frac{W}{h} > 2 \end{cases} \quad (2.1)$$

donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right)$$

$$B = \frac{377\pi}{270\sqrt{\epsilon_r}}$$

Para los datos del sustrato a utilizar ($\epsilon_r = 9,8$, $h = 1,27mm$) y considerando una impedancia característica en la línea de $Z_0 = 50\Omega$, se tiene:

$$A = 2,133$$

$$\frac{W}{h} = 0,9752$$

Por lo tanto, $\frac{W}{h} < 2$ y, entonces: $W = 1,24mm$. Para encontrar la longitud de la microcinta, se debe tomar en cuenta la longitud eléctrica de la línea considerando para esto (1.16) y (1.17) y la frecuencia de operación. La línea microstrip debe tener

un desplazamiento de fase de:

$$\begin{aligned}\theta &= \beta l \\ &= \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2} \\ &= \pi\end{aligned}$$

Entonces

$$\begin{aligned}\pi &= \beta l = \sqrt{\epsilon_{eff}} k_0 l \\ k_0 &= \frac{2\pi f}{c} = 104,719[m^{-1}]\end{aligned}$$

ϵ_{eff} se puede calcular:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}}$$

Calculando: $\epsilon_{eff} = 6,6$ Finalmente:

$$\begin{aligned}l &= \frac{\pi}{(\sqrt{6,6})(104,719)} \\ l &= 11,67[mm]\end{aligned}$$

Hasta ahora se tienen determinadas todas las cantidades necesarias para fabricar el resonador microstrip. Sin embargo, aún se debe determinar la distancia de separación o *gap* que se encuentra entre la línea de alimentación y el resonador. Esta distancia determina el grado de acoplamiento entre las líneas, por lo que tener una noción de qué tanto se debe separar las cintas resulta crítico para el diseño.

2.3. Resonadores microstrip

Con el fin de determinar la distancia de separación entre la *feed line* y el resonador, se vuelve a tomar en cuenta el modelo circuital para hacer una aproximación de la distancia ideal de separación que permita un buen acoplamiento entre las dos cintas. Considérese la Figura 2.2.

La impedancia normalizada de entrada del circuito es:

$$\begin{aligned}z &= \frac{-j[1/\omega C + Z_0 \cot(\beta l)]}{Z_0} \left(\frac{\tan \beta l}{\tan \beta l} \right) \\ z &= -j \left(\frac{\tan \beta l + bc}{bc \tan \beta l} \right)\end{aligned}\quad (2.2)$$

Donde $bc = \omega C Z_0$. Para que exista resonancia se debe de cumplir que la parte imaginaria de la impedancia sea cero. Como z es puramente reactiva, se debe cumplir la condición:

$$\tan \beta l + bc = 0 \quad (2.3)$$

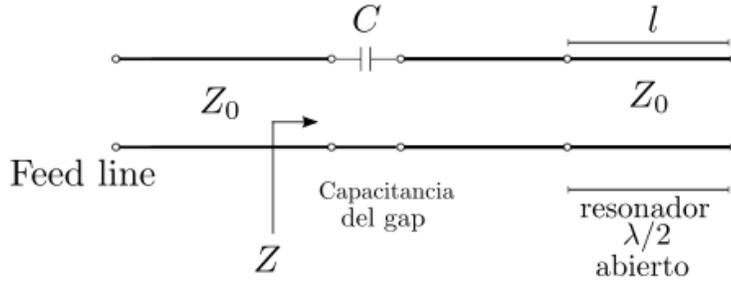


Figura 2.2: Modelo circuital del resonador acoplado.

La gráfica de esta solución se puede observar en la Figura 2.3. El efecto más importante que se puede observar en la gráfica es que la distancia de separación para acoplar las cintas, baja la frecuencia de resonancia del resonador. Lo que nos interesa es establecer una relación entre el valor de la capacitancia que existe entre las cintas, con la distancia de separación entre las mismas. Por lo tanto, la primera tarea es conocer el valor de la capacitancia que existe en la región del Gap.

Se desea relacionar el resonador a su equivalente circuito RLC. Esto puede lograrse al expandir $z(\omega)$ en serie de Taylor alrededor de ω_1 (frecuencia de resonancia), y asumiendo bc pequeña [4].

$$z(\omega) = z(\omega_1) + (\omega - \omega_1) \left. \frac{dz}{d\omega} \right|_{\omega_1}$$

Calculando $\frac{dz}{d\omega}$:

$$\begin{aligned} \frac{dz}{d\omega} &= \frac{dz}{d\beta l} \frac{d\beta l}{d\omega} \\ &= -j \frac{d}{d\omega} \left(\frac{\tan \beta l + bc}{bc \tan \beta l} \right) \\ &= -j \frac{bc \sec^2 \beta l \tan \beta l - (\tan \beta l + bc) bc \sec^2 \beta l}{bc^2 \tan \beta l^2} \frac{l}{v_f} \end{aligned}$$

Recordando que en $\omega_1 \rightarrow \tan \beta l + bc = 0$ y

$$v_f = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{2\pi/\lambda}$$

Por lo tanto:

$$\begin{aligned} \frac{dz}{d\omega} &= -j \frac{bc \sec^2 \beta l \tan \beta l}{bc^2 \tan \beta l^2} \frac{l}{v_f} \\ &= -j \frac{\sec^2 \beta l}{bc \tan \beta l} \frac{l}{v_f} \\ &= -j \frac{\tan^2 \beta l + 1}{bc \tan \beta l} \frac{l}{v_f} \\ &= -j \left(\frac{bc^2 + 1}{-bc^2} \right) \frac{l}{v_f} \end{aligned}$$

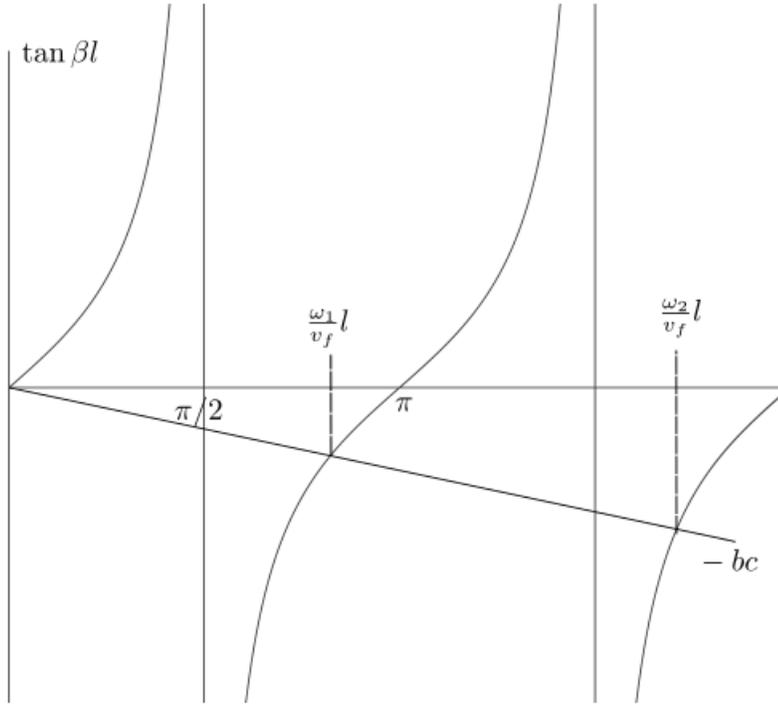


Figura 2.3: Solución de (2.3). Efecto de la capacitancia de acoplamiento

$$\frac{dz}{d\omega} \Big|_{\omega_1} = \frac{j(1+bc^2)}{bc^2} \frac{l}{v_f} \simeq \frac{j}{bc^2} \frac{l}{v_f} \simeq \frac{j\pi}{bc^2\omega_1}$$

dado que $bc \ll 1$ y $l \simeq \pi v_f / \omega_1$, la impedancia normalizada se puede escribir como:

$$z(\omega) = j(\omega - \omega_1) \frac{\pi}{bc^2\omega_1} \quad (2.4)$$

La expresión de la impedancia en (2.4) está derivada de un modelo de línea de transmisión sin pérdidas. Para incluir pérdidas en el cálculo, se reemplaza la frecuencia de resonancia con la frecuencia de resonancia efectiva compleja:

$$\omega_1 \leftarrow \omega_1 \left(1 + \frac{j}{2Q} \right)$$

Entonces, (2.4) queda expresada como:

$$z(\omega) = \frac{\pi}{2Qbc^2} + j \frac{\pi(\omega - \omega_1)}{\omega_1 bc^2} \quad (2.5)$$

Por lo tanto, en resonancia (desnormalizando):

$$R = \frac{z_0 \pi}{2Qbc^2}$$

Para un acoplamiento crítico, $R = Z_0$, por lo tanto:

$$bc = \sqrt{\frac{\pi}{2Q}} \quad (2.6)$$

Y como $bc = \omega CZ_0$, se puede obtener el valor de la capacitancia que existe entre las cintas conductoras.

Dentro del mundo del diseño de líneas microstrip, el equivalente capacitivo del gap se estudia como una discontinuidad en la cinta. El estudio y caracterización de esta discontinuidad es utilizado para relacionar este efecto con la distancia de separación del gap. En la siguiente sección se discutirá este tema con el fin de obtener la distancia equivalente al valor de la capacitancia que existe entre la cinta de alimentación y el resonador.

2.3.1. Discontinuidades en línea microstrip

En la práctica, todas las líneas de transmisión, como guías de onda, líneas coaxiales, u otra estructura usada para propagar ondas, contendrán inherentemente discontinuidades. Esto se debe a que en muchos de los diseños de una línea de transmisión no se sigue una línea recta a lo largo de toda la estructura, sino que se incluyen curvas, cambios de espesor, juntas, circuitos abiertos, entre otras. Todos estos casos son considerados como discontinuidades, que se caracterizan eléctricamente como inductancias o capacitancias extras en la línea de transmisión.

Una discontinuidad en una línea microstrip es causada por un cambio abrupto en la geometría de la cinta conductora. Los distintos tipos de discontinuidades que pueden presentarse en una microstrip se ilustran en la Figura 2.4. Todas estas

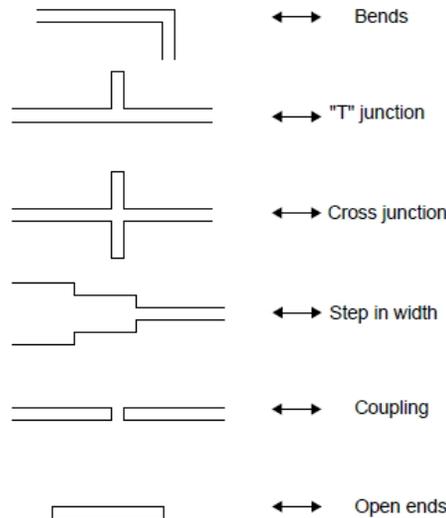


Figura 2.4: Discontinuidades en una línea microstrip

variaciones se modelan con elementos parásitos que afectan directamente el comportamiento del campo electromagnético. En particular, las discontinuidades por los

gaps para el acoplamiento se estudian con capacitancias o arreglos de capacitancias que modelan de manera aproximada los efectos capacitivos como función de la distancia de separación [5].

Existen diversos métodos [6] [7] para la caracterización de las discontinuidades. Sin embargo, el más exitoso es el conocido como el método de uso de fuentes de línea con inversión de carga, pues, comparado con los demás, es el que converge a una solución más rápido. Éste es usado para la caracterización del gap en la línea microstrip.

En la Figura 2.5 se muestra la discontinuidad del gap y su circuito equivalente. De acuerdo con [5], el circuito equivalente puede resolverse de la siguiente forma:

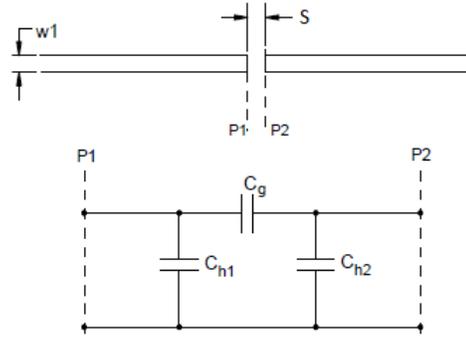


Figura 2.5: Gap en una microstrip y su circuito equivalente

$$C_{par} = 2C_{h1} \quad (2.7)$$

$$C_{impar} = 2C_g + C_{h1} \quad (2.8)$$

Varios experimentos fueron llevados a cabo para relacionar la distancia del gap con el valor del arreglo de capacitores del circuito equivalente. Las expresiones en forma cerrada para caracterizar esta relación provienen de un ajuste polinomial de curvas de los experimentos, y son [7]:

$$\frac{C_{impar}}{W} \left(\frac{pF}{m} \right) = \left(\frac{S}{W} \right)^{m_0} \exp(k_0) \quad (2.9)$$

$$\frac{C_{par}}{W} \left(\frac{pF}{m} \right) = 12 \left(\frac{S}{W} \right)^{m_e} \exp(k_E) \quad (2.10)$$

donde

$$(0,1 \leq S/W \leq 1,0) \begin{cases} m_0 &= \frac{W}{h} (0,619 \log W/h - 0,3853) \\ k_0 &= 4,26 - 1,453 \log W/h \end{cases}$$

$$\begin{aligned} m_e &= 0,8675 & k_e &= 2,043 \left(\frac{W}{h} \right)^{0,12} & (0,1 \leq S/W \leq 0,3) \\ m_e &= \frac{1,565}{(W/h)^{0,16}} - 1 & k_e &= 1,97 - \frac{0,03}{W/h} & (0,3 \leq S/W \leq 1,0) \end{aligned}$$

Para determinar la separación entre las cintas se programaron las ecuaciones (2.9) y (2.10). El programa puede ser consultado en el Apéndice B. Del programa se obtuvieron los siguientes resultados:

$$\begin{aligned}bc &= 0,0803 \\C_g &= 0,051pF\end{aligned}\tag{2.11}$$

Donde (2.11) es la capacitancia para un acoplamiento ideal. Varios reportes indican que las capacitancias en paralelo C_{h1} y C_{h2} son al menos un orden de magnitud menores que el capacitor en serie C_g , por lo que fueron despreciadas en el cálculo. Los posibles valores del capacitor de acoplo para una distancia específica del gap fueron graficados como se muestra en la Figura 2.6 de la página 31. En la gráfica se puede observar que para el valor del capacitor de acoplo:

$$S = 0,9mm\tag{2.12}$$

Por lo tanto, con este último resultado, se tienen las cantidades geométricas para definir el resonador. En la siguiente sección se explicará el proceso de fabricación de las líneas microstrip.

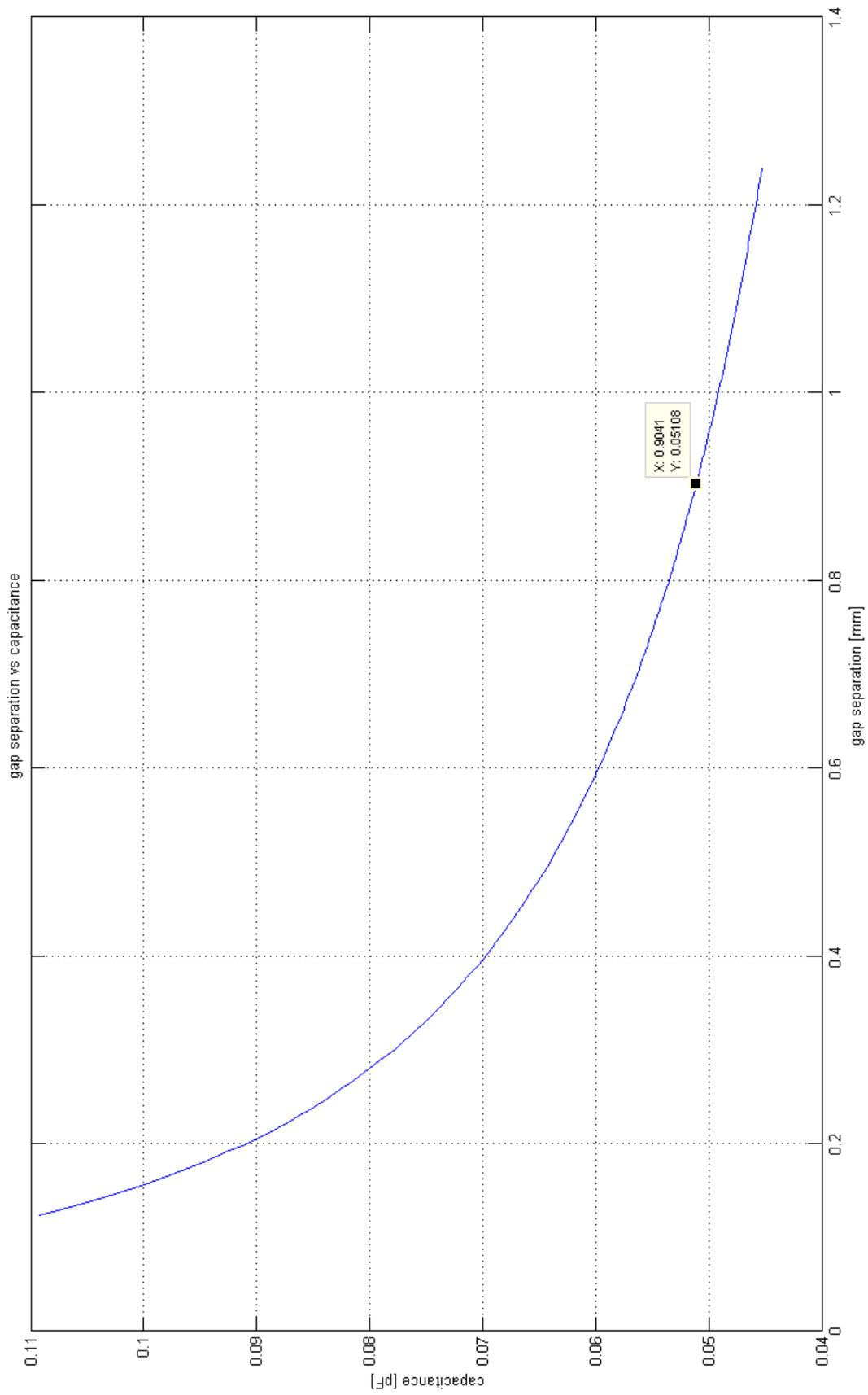


Figura 2.6 Capacitancia vs Gap

Capítulo 3

Método experimental

En este capítulo se describirá el proceso de experimentación que se siguió para evaluar los resonadores. El experimento básicamente consistió en fabricar éstos con variación en la distancia *gap*, montarlos en un arreglo donde se disponían a unos pocos milímetros de una muestra y medir el coeficiente de reflexión o S_{11} generado por la mencionada muestra. El objetivo de este experimento fue el de observar las variaciones en los parámetros de dispersión del resonador provocadas por el acercamiento de un material prueba, y de este modo afirmar que existe sensibilidad a los materiales por parte de los resonadores fabricados que puedan fungir como sondas planares resonantes.

En la siguiente sección se describirá el proceso de fabricación de los resonadores. Para abordar este tema es fundamental explicar el concepto de Fotolitografía.

3.1. Fotolitografía

La Fotolitografía se puede entender como una secuencia de pasos que permiten transferir o copiar un patrón o diseño y plasmarlo en alguna superficie plana de algún material, sustrato o resina, que sea sensible a una fuente de luz. Ésta técnica se puede clasificar en dos tipos: fotolitografía con máscara y fotolitografía de escaneo o también llamada fotolitografía de escritura directa [8],[9]. Para la fabricación de las sondas, se empleó la técnica con mascarilla. En ésta, el patrón que se desea grabar en la superficie está diseñado previamente en una mascarilla, sirviendo de esta manera como un molde o plantilla. El proceso se puede explicar de la siguiente manera: sobre un sustrato semiconductor se encuentra una película delgada de algún material conductor. Se desea que parte del material conductor sea selectivamente removido de manera que solo permanezca sobre algunas partes del sustrato. Se cubre toda la superficie del material conductor con un polímero fotoresistivo. (fotoresina o resist) que es sensible a la luz ultravioleta. Con el fin de que se genere un patrón en el material conductor, se coloca una máscara, la cual tiene impresa el diseño que se necesite establecer. Con algún sistema óptico se expone todo el material, y, por medio de procesos químicos, la fotoresina se activa y adquiere el patrón que se desea.

Hay dos tipos de fotoresina: positiva y negativa. Cuando la luz ultravioleta incide sobre la resina positiva, ésta se debilita, de manera que cuando la resina se elimina, se obtiene la transferencia de un patrón positivo. Para una resina negativa sucede lo

contrario. Cuando la luz ultravioleta incide sobre la resina ésta se endurece, de modo de que cuando la resina que no fue expuesta es eliminada y se obtiene una imagen negativa del diseño. Para eliminar la resina, se hace uso de una solución química, que se conoce como revelador.

3.1.1. Proceso de fabricación

La variable que se sometió a evaluación fue la distancia *gap* de separación entre las líneas. Con el fin de observar lo que ocurre si se aleja de la distancia ideal de separación, se fabricaron líneas microstrip para varios valores de *gap*: (0.1, 0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1)mm.

El patrón que se imprimió en el sustrato Rogers se hizo mediante fotolitografía¹. Cabe aclarar, que el sustrato Rogers TMM10i está conformado por una placa de alúmina que se encuentra sobre dos películas delgadas de cobre. Se ocupó un lado para hacer la litografía y el otro lado se dejó intacto para aprovecharse como plano tierra.

Básicamente, el proceso de fabricación de las sondas consiste en lo descrito anteriormente. Durante el proceso se debe seguir un régimen de limpieza muy estricto, dado que la calidad del resultado depende mucho de este aspecto. La técnica empleada hace uso de una fotoresina de característica positiva (AZ 3330), la cual se vuelve soluble en revelador fotoresistivo después de ser expuesto a luz UV. Las máscaras utilizadas se diseñaron en un programa de diseño y se mandaron a imprimir en positivo con alta resolución.

Los detalles del proceso se depictan en la Figura 3.1. (a) Primero, el sustrato es limpiado con acetona e isopropanol para remover cualquier tipo de residuos e impurezas iónicas [9]. (b) Después fue cubierto con fotoresina AZ 3330 a través de un spin coating. Luego, la muestra se sometió a un calentamiento suave (*soft bake*) a 90°C para remover residuos del solvente de la capa de la fotoresina. (c) Se colocó la máscara con el patrón impreso sobre la muestra y fue radiada por luz UV. De esta manera solo las regiones no cubiertas por el patrón fueron expuestas. (d) Subsecuentemente la muestra fue colocada en el revelador positivo AZ MIF para que el patrón se imprimiera en la película de fotoresina. Hasta aquí termina el proceso en el cuarto limpio. El siguiente paso fue atacar el cobre que no estaba protegido por la fotoresina. (e) Para esto se utilizó una solución de cloruro férrico. Al final del proceso se limpiaron las muestras con un baño de acetona e isopropanol para eliminar cualquier residuo que hubiere quedado.

Los parámetros exactos usados durante el proceso se presentan en el Apéndice C. Los resultados del proceso de fabricación se muestran en las Figuras 3.2 y 3.3.

3.2. Arreglo experimental

El experimento consistió en realizar un escaneo de alguna muestra con los resonadores fabricados y así evaluar la reacción y consecuente sensibilidad de estos ante

¹El proceso de fabricación mediante fotolitografía tuvo lugar en el cuarto limpio del CCADET, UNAM. Éste recinto cuenta con equipo estándar para el proceso completo, incluyendo un *spin coater*, *hot plates*, un alineador de máscaras, lámpara UV y las sustancias químicas necesarias para el proceso.

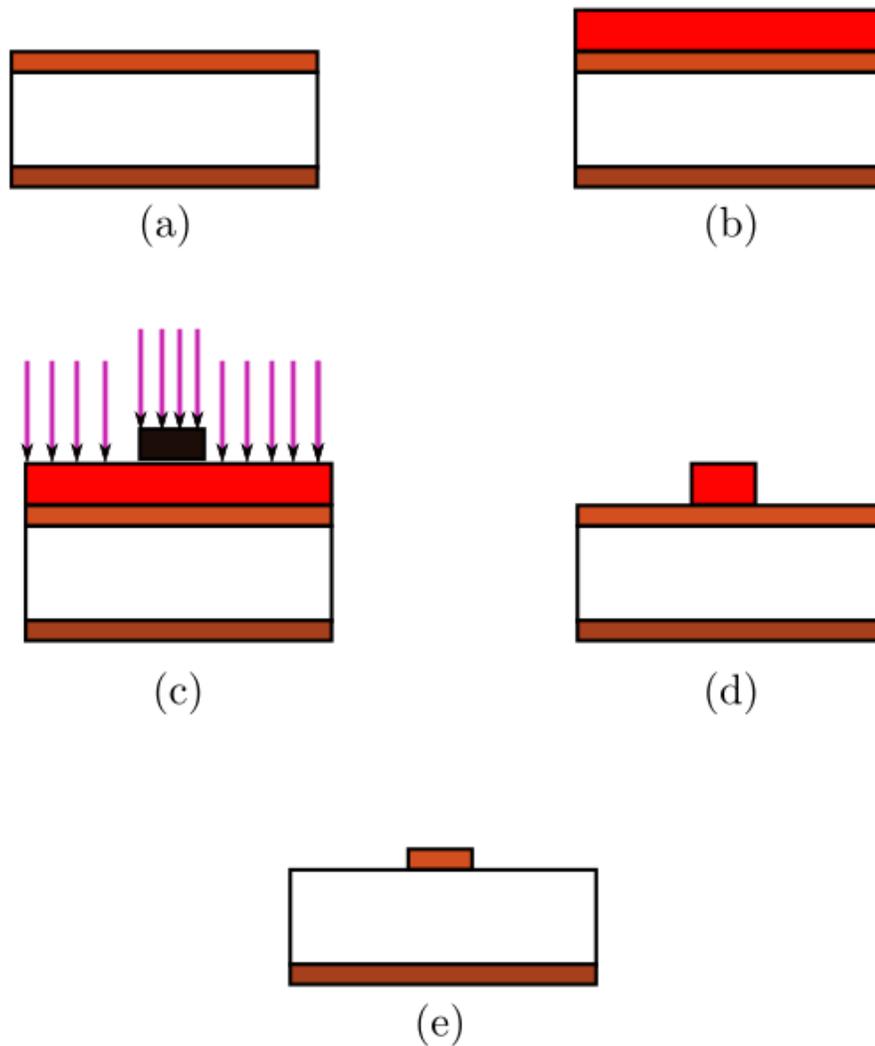
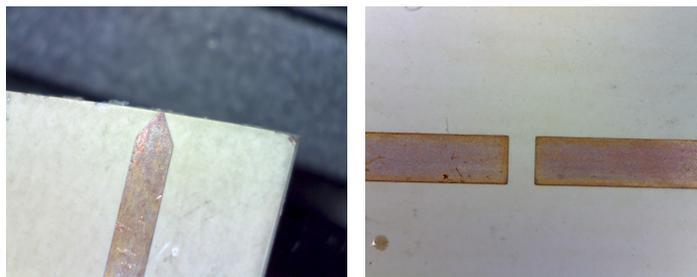


Figura 3.1: Proceso de fabricación de los resonadores. (a) Substrato con cobre. (b) Spin coating. (c) Exposición UV. (d) Revelado (e) Ataque químico.

la presencia de una perturbación originada por la aproximación de la muestra. Para esto se ideó un arreglo donde las sondas permanecerían fijas mientras la muestra realizara un escaneo en una dirección a una distancia fija de la sonda. Para realizar el experimento, se fabricaron diversas piezas en el taller del CCADET. Se utilizó una *breadboard* de (30x30)cm para fijar el arreglo. El escaneo se implementó con un par de platinas micrométricas, montadas para disponer de dos direcciones: una para fijar la distancia entre la sonda y la muestra, y la otra dirección para realizar el escaneo. Para observar los resultados en términos de los parámetros de dispersión de la sonda, se utilizó un analizador de redes Agilent digital. El diagrama se puede apreciar en la Figura 3.4.



Figura 3.2: Resonadores fabricados y las máscaras empleadas



(a) Detalle
de
la
pun-
ta

(b) Detalle
del
gap

Figura 3.3: Detalles de la punta y el *gap*

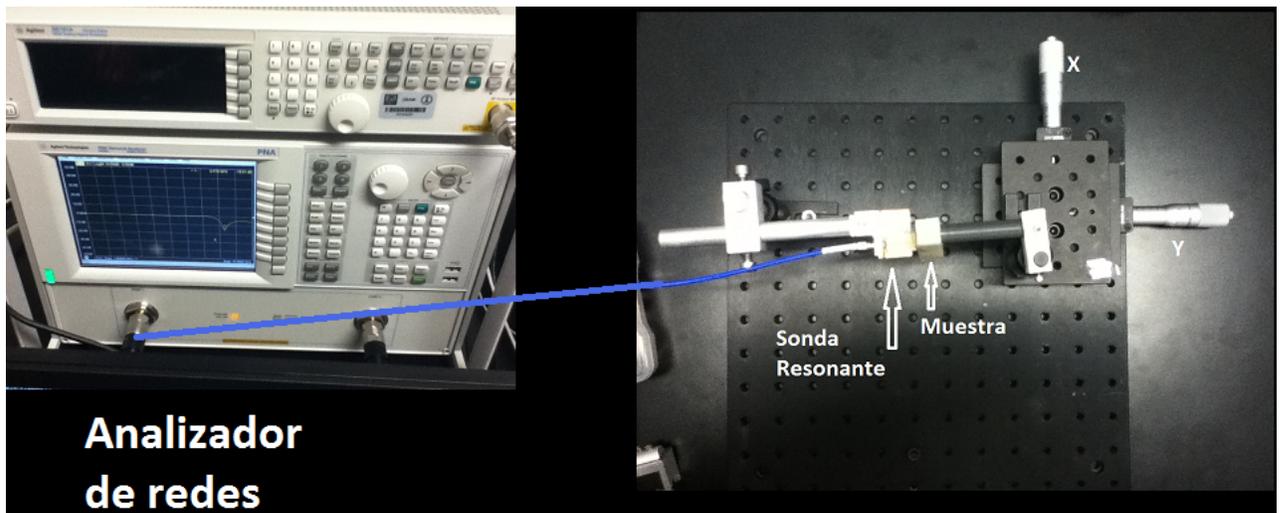


Figura 3.4: Esquema de conexión del arreglo experimental

Capítulo 4

Resultados Experimentales

Se caracterizaron las propiedades electromagnéticas de los resonadores fabricados, utilizando para esto un analizador de redes vectorial, como se explicó en el capítulo anterior. Se estudió tanto la influencia del gap en los resonadores como el comportamiento de los resonadores ante la presencia de un material, con el objetivo de evaluar la sensibilidad y su adaptación como sondas para microscopía. En este capítulo se presentan y se discuten los resultados de las mediciones. Las gráficas presentadas muestran la magnitud logarítmica del coeficiente de reflexión S_{11} con dependencia en la frecuencia. Primero se consideraron los parámetros de dispersión de los resonadores microstrip en condiciones convencionales. Después se analizó la influencia de los materiales en los resonadores.

4.1. Caracterización de los resonadores

En esta sección se presentan las mediciones de los parámetros S (en particular S_{11}) de los resonadores. En la Figura 4.1 de la página 40 se muestra la reflexión que origina cada uno de los *gaps* en los resonadores microstrip fabricados en un rango de frecuencias de (1-10)GHz. Se pueden distinguir dos picos de resonancia que equivalen a los dos primeros modos armónicos, con excepción al resonador con $gap = 1mm$, el cual muestra un solo modo en $f_r = 9GHz$. Probablemente el pico esperado en 5GHz tiene pérdidas por inserción muy altas. Esto puede deberse a que físicamente la línea de alimentación ve una discontinuidad debido a la distancia al resonador. No se presenta una fuerte interacción entre las líneas de campo del resonador y de la *feed line*.

La frecuencia de resonancia para el modo principal de los demás resonadores está por debajo de los 5 GHz, como se esperaba del efecto de acoplo entre las cintas discutido en la sección 2.3. El factor de calidad aumenta conforme el *gap* disminuye. Esto quiere decir que conforme más cercano estén las líneas, habrá un mejor acoplamiento de campo electromagnético entre las cintas microstrip. De acuerdo con los resultados, la mejor respuesta es para $S = 0,1mm$. Este hecho sugiere la idea de que las expresiones de forma cerrada para calcular el acoplamiento ideal no toman en cuenta muchos factores que pueden ocurrir dentro de la línea microstrip y sus alrededores. En el Cuadro 4.1 se hace un resumen de los resultados numéricos.

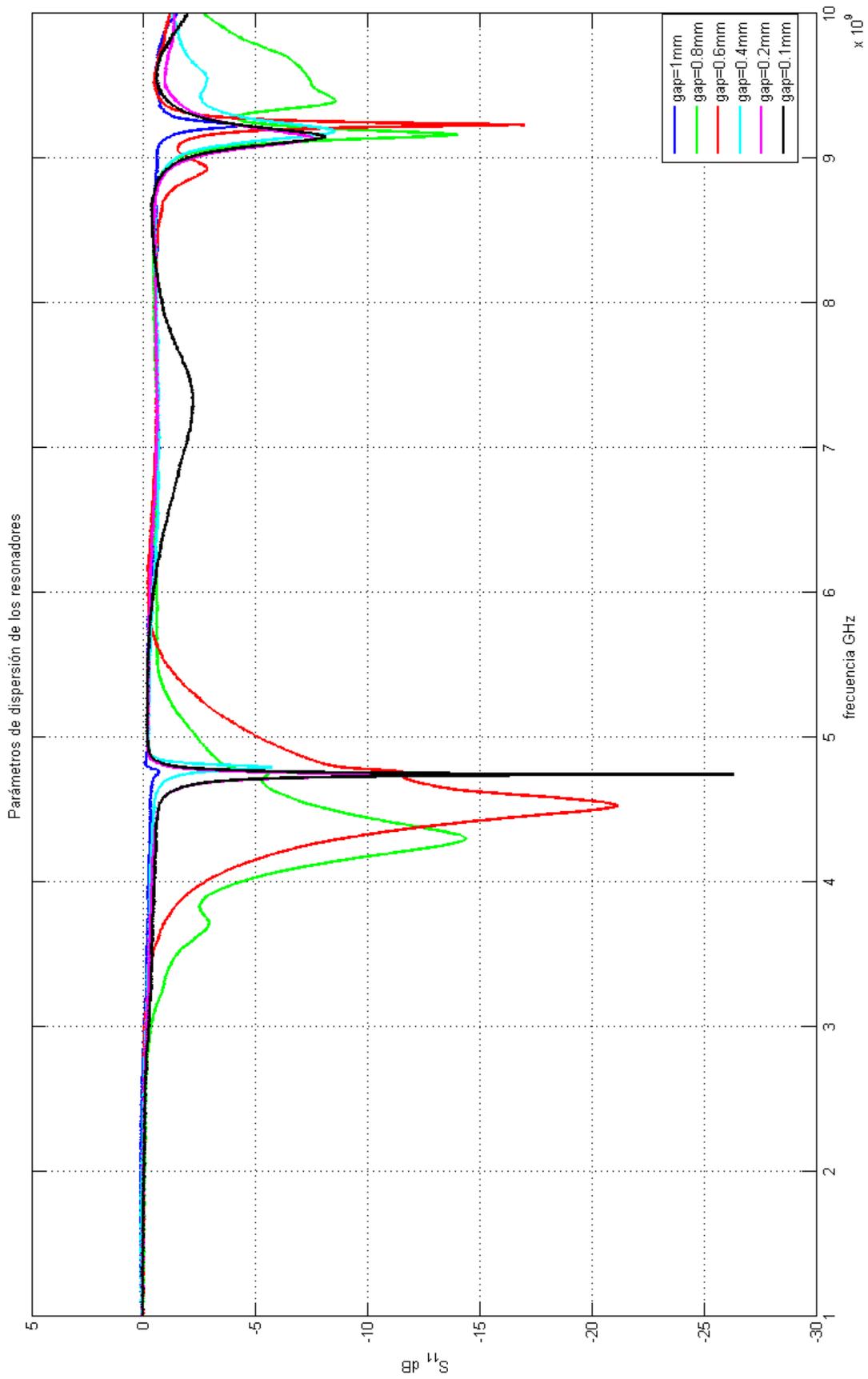


Figura 4.1 S_{11} de los diferentes *gaps*

gap (mm)	f_r GHz	Q
1	9.23	68
0.8	4.30	21
0.6	4.53	37
0.4	4.79	92
0.2	4.74	225
0.1	4.75	790

Cuadro 4.1: Evaluación de los parámetros de los resonadores con respecto al gap

4.2. Caracterización de las sondas

Con el objetivo de saber si los resonadores fabricados sirven para ser usados como sondas para microscopía, se sometieron a la misma prueba, pero aproximando una muestra material a la punta del resonador. Se hicieron mediciones para todos los resonadores fabricados, a excepción de aquél con $gap=1\text{mm}$, pues, de los resultados anteriores, no se observaron las características necesarias de resonancia. Los resultados se muestran a continuación.

4.2.1. Resonador con $gap=0.8\text{mm}$

En la Figura 4.3 de la página 42 se muestra la respuesta debida a la aproximación de diferentes materiales. La prueba se hizo acercando un material metálico y uno dieléctrico. Las mediciones fueron comparadas con la respuesta característica del resonador (en la figura señalado como Aire). En la Figura 4.2 se muestra a detalle las características responsivas a cada material. En el Cuadro 4.2 se muestra un resumen con los resultados numéricos.

Material	Γ dB	f_r GHz	Q
Cobre	-13.33	4.26	17
Dieléctrico	-13.46	4.27	19
Aire	-14.39	4.3	21

Cuadro 4.2: Resultados numéricos para resonador con $gap=0.8\text{mm}$

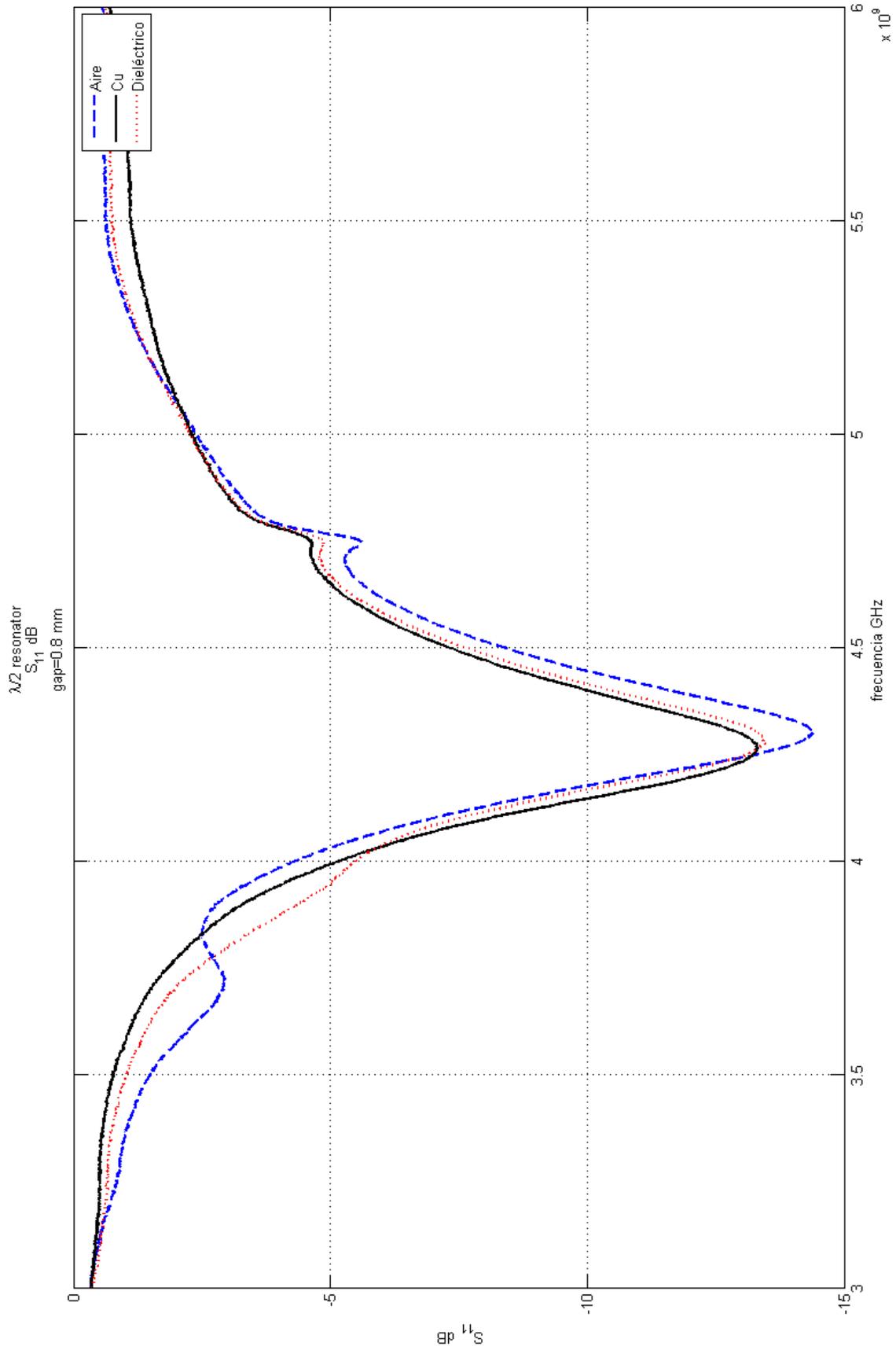


Figura 4.3 S_{11} gap=0.8mm

4.2.2. Resonador con $gap=0.6mm$

Se procedió de la misma manera. En la Figura 4.5 de la página 44 se encuentran graficadas las respuestas al material conductor y al material dieléctrico. Se comparan con la característica propia del resonador. En la Figura 4.4 se hace un acercamiento a las regiones de resonancia para cada muestra. En el Cuadro 4.3 se muestra un resumen con los resultados numéricos.

Material	Γ dB	f_r GHz	Q
Cobre	-15.9	4.54	20
Dieléctrico	-20	4.52	32
Aire	-21.17	4.53	38

Cuadro 4.3: Resultados numéricos para resonador con $gap=0.6mm$

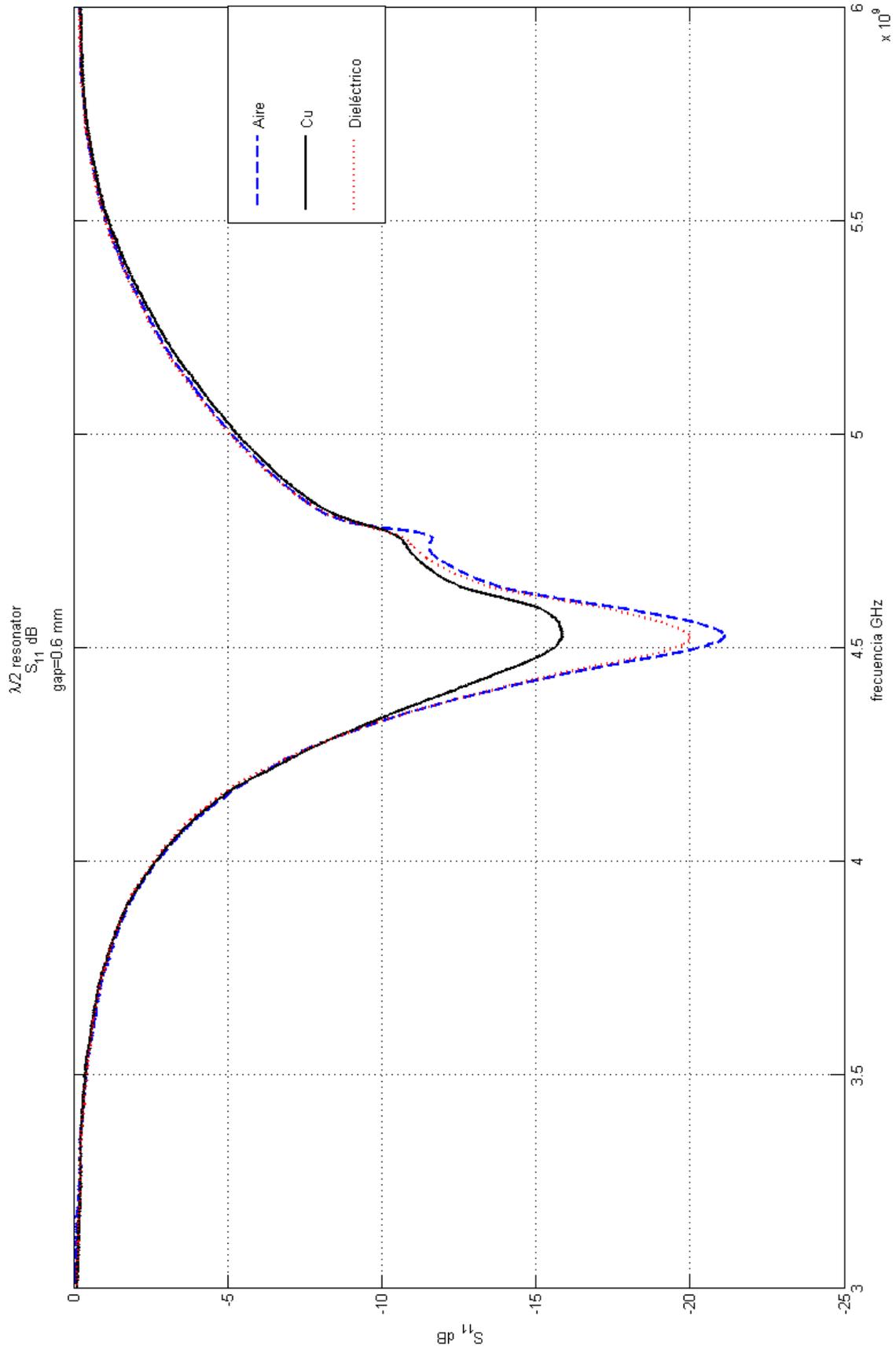


Figura 4.5 S_{11} gap=0.6mm

4.2.3. Resonador con $gap=0.4mm$

En la Figura 4.7 de la página 46 se encuentran graficadas las respuestas al material conductor y al material dieléctrico comparándolas con la característica propia del resonador. En la Figura 4.6 se aprecian las zonas de resonancia para cada muestra. En el Cuadro 4.4 se muestra un resumen con los resultados numéricos.

Material	Γ dB	f_r GHz	Q
Cobre	-3.435	4.78	22
Dieléctrico	-3.831	4.8	27
Aire	-5.7	4.8	85

Cuadro 4.4: Resultados numéricos para resonador con $gap=0.4mm$

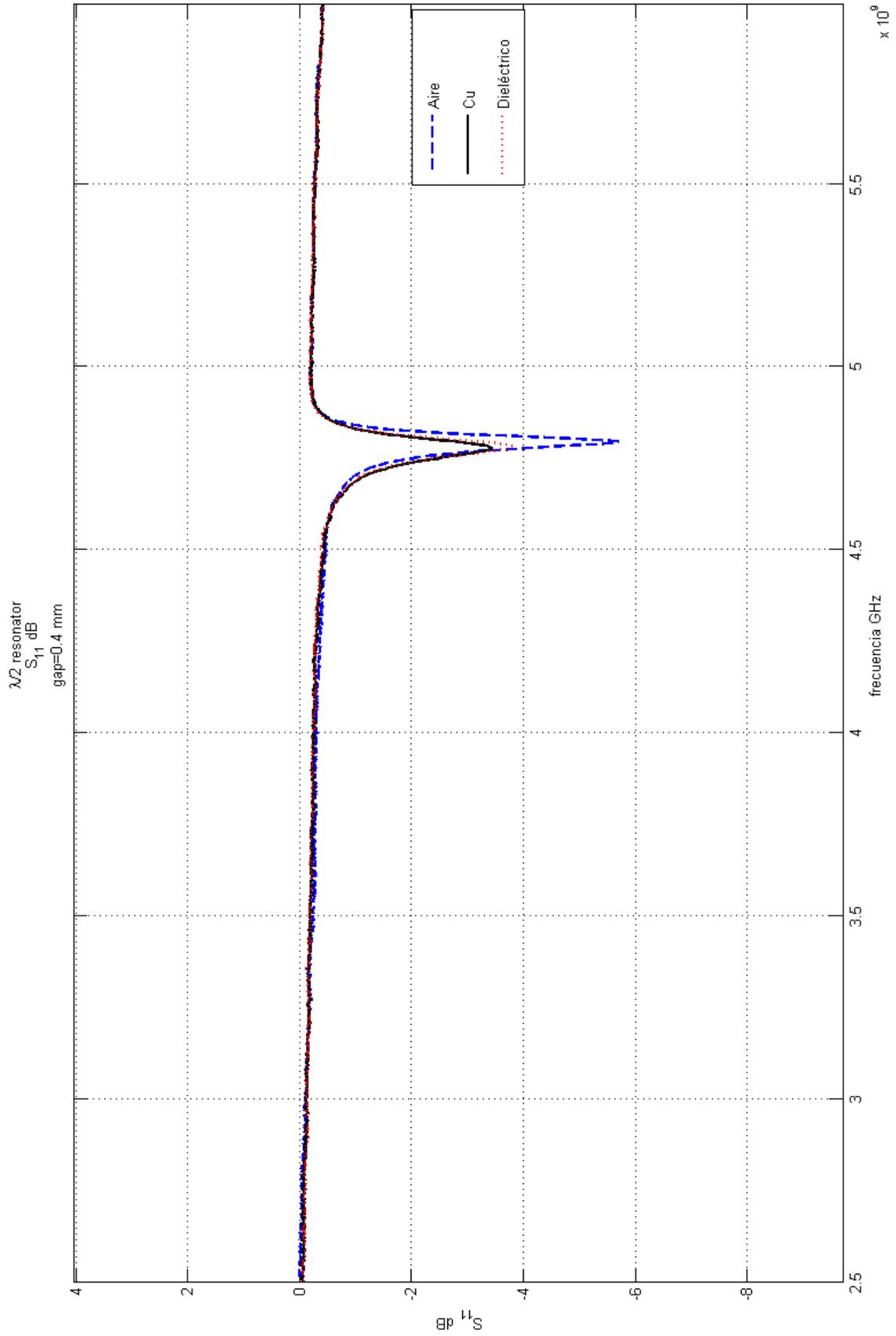


Figura 4.7 S_{11} gap=0.4mm

4.2.4. Resonador con $gap=0.2mm$

En la Figura 4.9 de la página 48 se muestra la comparación entre las respuestas al material conductor y dieléctrico con la característica propia del resonador. En la Figura 4.8 se muestra a detalle las resonancias que provoca cada material. En el Cuadro 4.5 se muestra un resumen con los resultados numéricos.

Material	Γ dB	f_r GHz	Q
Cobre	-7.74	4.74	91
Dieléctrico	-8.48	4.74	105
Aire	-12.37	4.74	206

Cuadro 4.5: Resultados numéricos para resonador con $gap=0.2mm$

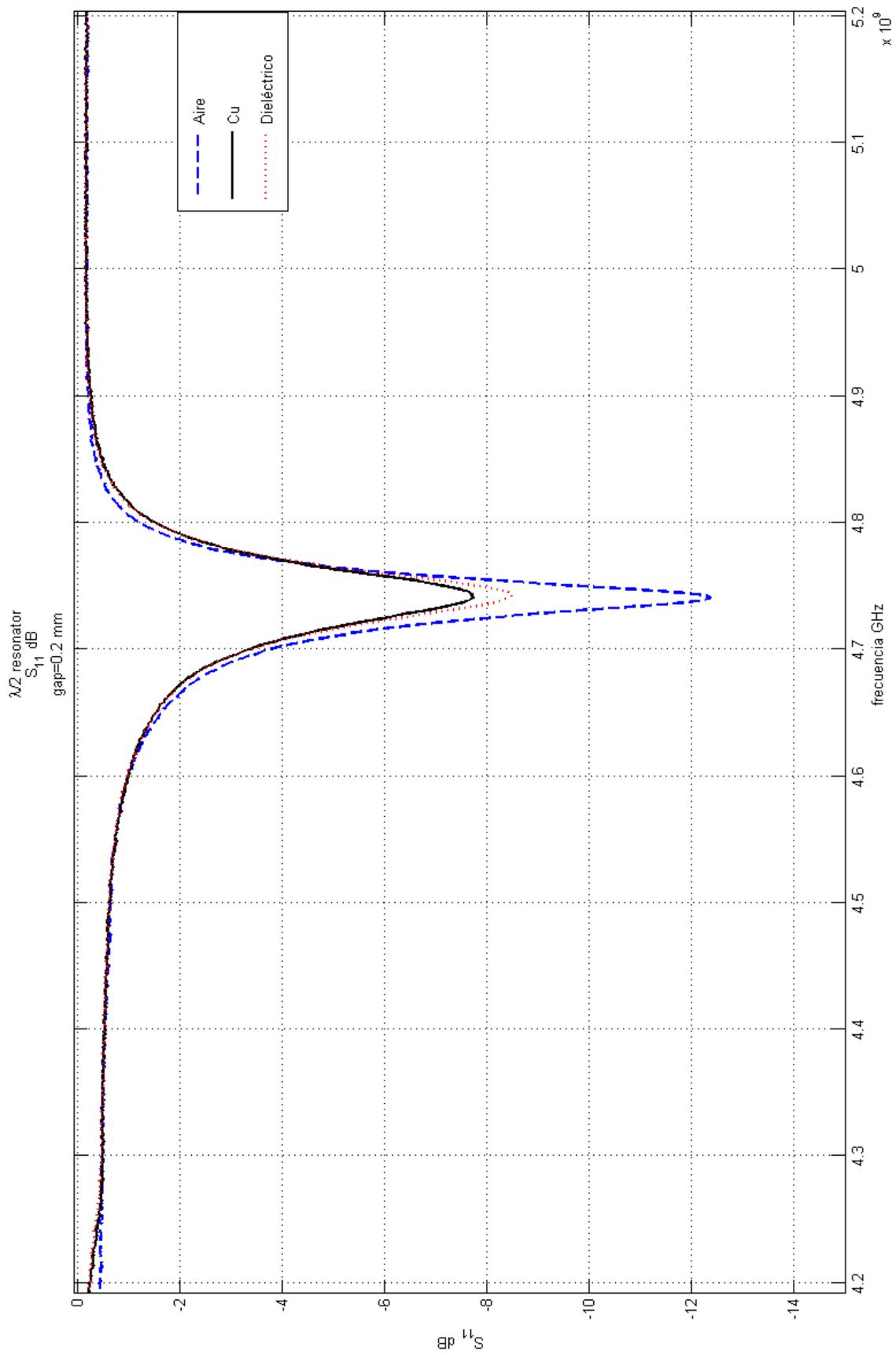


Figura 4.9 S_{11} gap=0.2mm

4.2.5. Resonador con $gap=0.1\text{mm}$

En la Figura 4.11 de la página 50 se muestra la comparación entre las respuestas al material conductor y dieléctrico con la característica propia del resonador. En la Figura 4.10 se muestra a detalle las resonancias que provoca cada material. En el Cuadro 4.6 se muestra un resumen con los resultados numéricos.

Material	Γ dB	f_r GHz	Q
Cobre	-12.28	4.74	182
Dieléctrico	-14.65	4.74	263
Aire	-26.31	4.74	1054

Cuadro 4.6: Resultados numéricos para resonador con $gap=0.1\text{mm}$

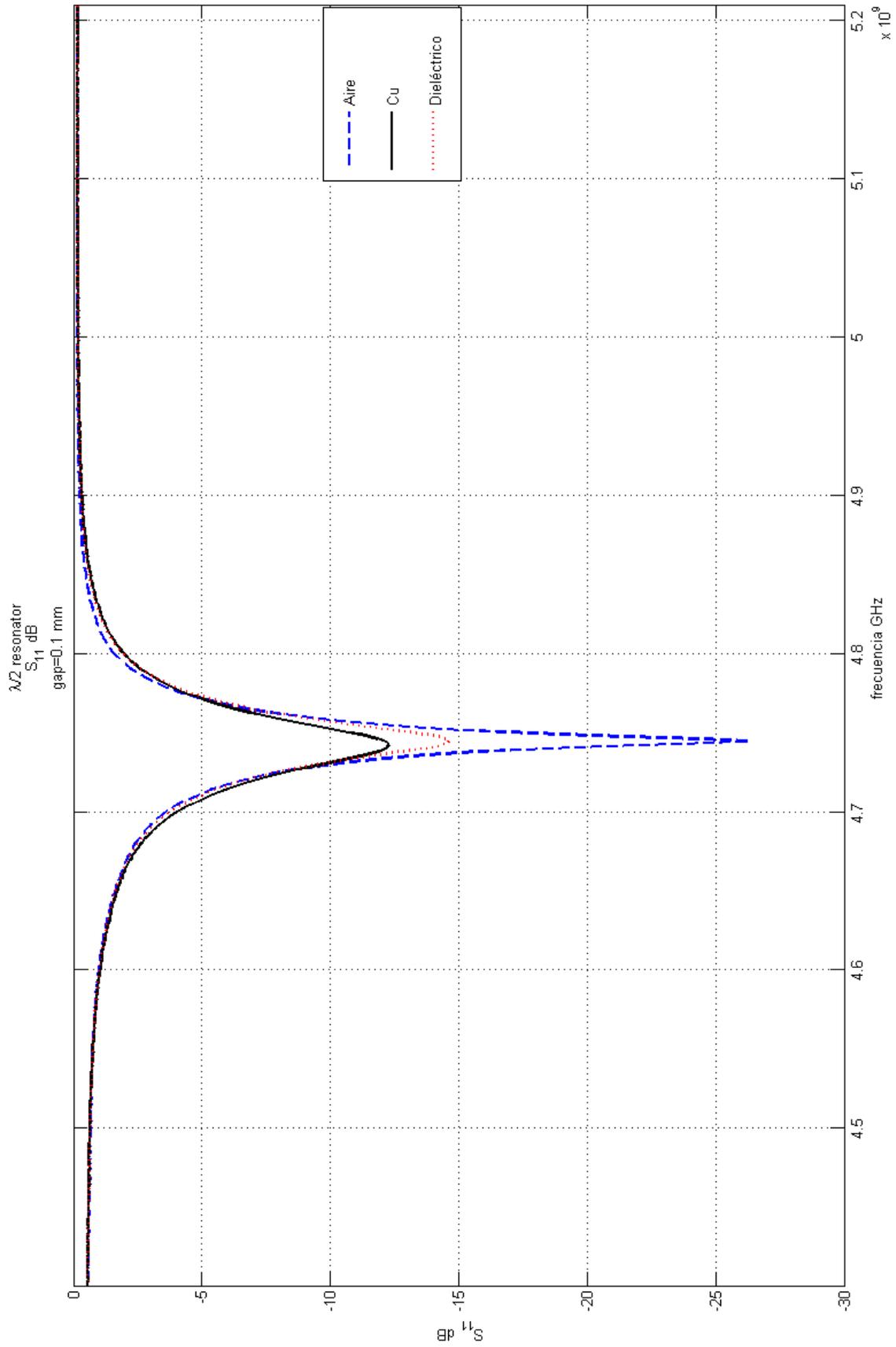


Figura 4.11 S_{11} gap=0.1mm

4.3. Análisis de Resultados

En la sección anterior se presentaron los diferentes resultados que arrojaron las pruebas de los resonadores. Como se mencionó desde el principio, el objetivo del experimento fue buscar la sensibilidad de los resonadores debido a perturbaciones en la proximidad de la punta del resonador. Todos los resonadores fabricados presentaron alguna sensibilidad en algún parámetro del resonador, ante la presencia de un material metálico y dieléctrico, mostrando por ejemplo pequeñas variaciones en el factor de calidad y en la magnitud del coeficiente de reflexión. La variación de éstos parámetros con respecto al *gap* de separación, se ilustran en las gráficas de las Figuras 4.12 y 4.13.

La gráfica de la Figura 4.12 muestra que el mejor comportamiento es para $gap=0.1\text{mm}$. Se observa un comportamiento monomodal y una clara tendencia de mejoramiento del factor de calidad conforme el *gap* disminuye. Es con éste resonador, que las diferencias entre las Q 's producidas por cada material están más marcadas. Al pasar de dieléctrico a metal, se observa un cambio de Q de 182 a 263, y un cambio en la magnitud del coeficiente de reflexión de -12.28 a -14.65, produciendo una diferencia de -2.37 dB, magnitudes que representan una respuesta fácilmente medibles. Esto quiere decir, que existe una gran sensibilidad a los materiales por parte del resonador.

En la gráfica de la Figura 4.13 no se observa una definida tendencia de la dependencia de la magnitud del coeficiente de reflexión con la distancia de separación *gap*. Sin embargo, al igual que en la gráfica 4.12, para el resonador con $gap=0.1\text{mm}$, las diferencias entre las magnitudes del Γ están más marcadas, y pueden ser consideradas como buenos parámetros para caracterizar la sensibilidad del resonador. Los otros resonadores con *gap* diferente, introducen modos adicionales mezclados con el modo de interés, algo que complica su interpretación y también dan un contraste menor cuando uno pasa de metal a dieléctrico.

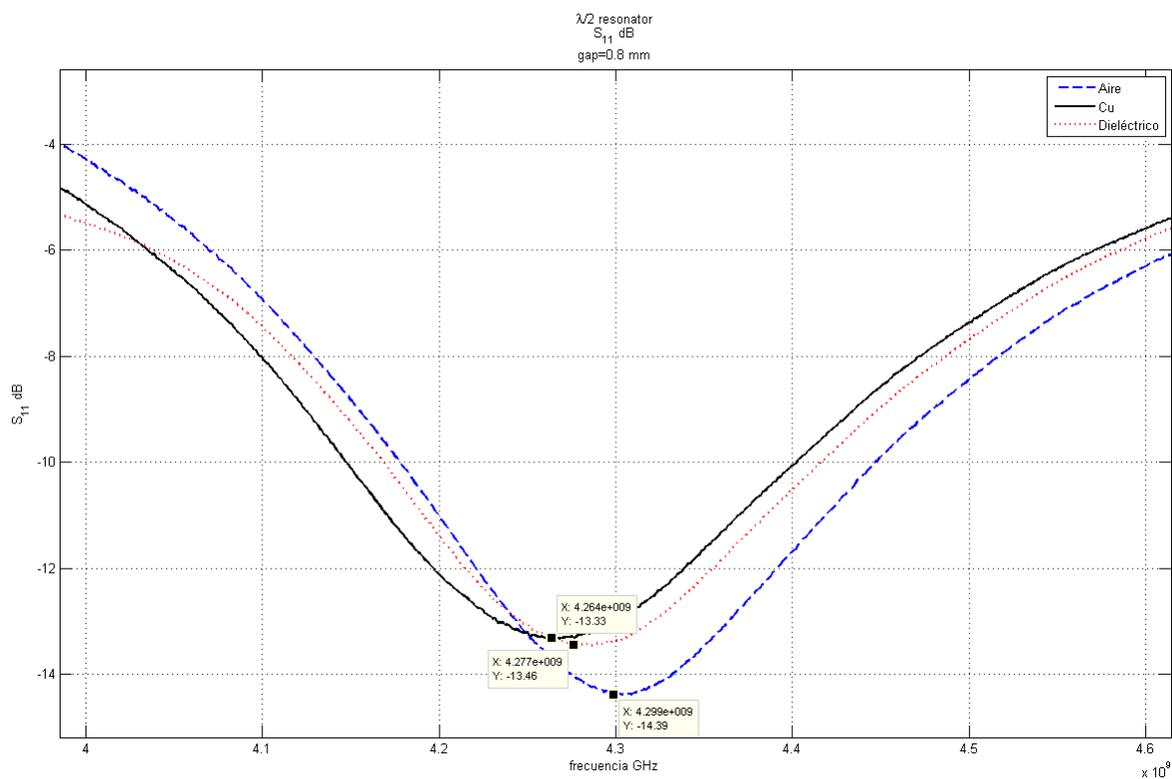


Figura 4.2: Resultados experimentales del comportamiento del resonador con $Gap=0.8\text{mm}$. (—) característica propia del resonador; (—) punta del resonador aproximada a una muestra de cobre; (·) punta del resonador aproximada a un material dieléctrico.

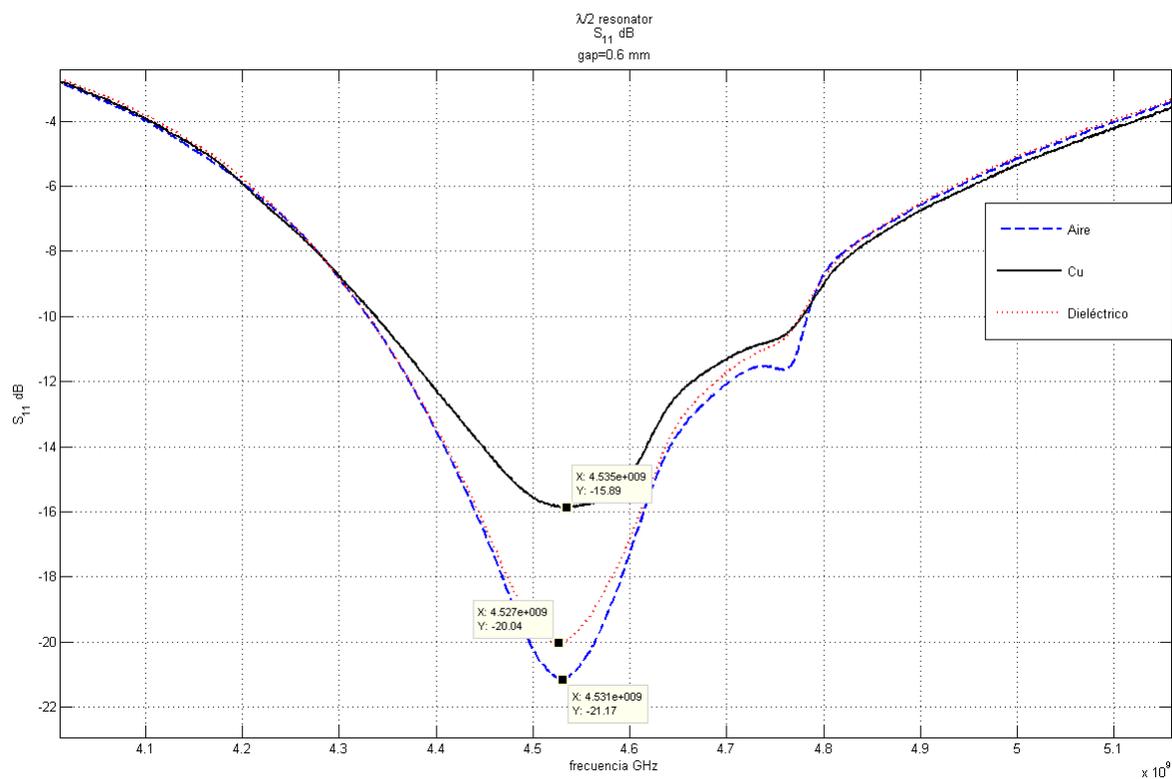


Figura 4.4: Resultados experimentales del comportamiento del resonador con $Gap=0.6\text{mm}$. (—) característica propia del resonador; (—) punta del resonador aproximada a una muestra de cobre; (·) punta del resonador aproximada a un material dieléctrico.

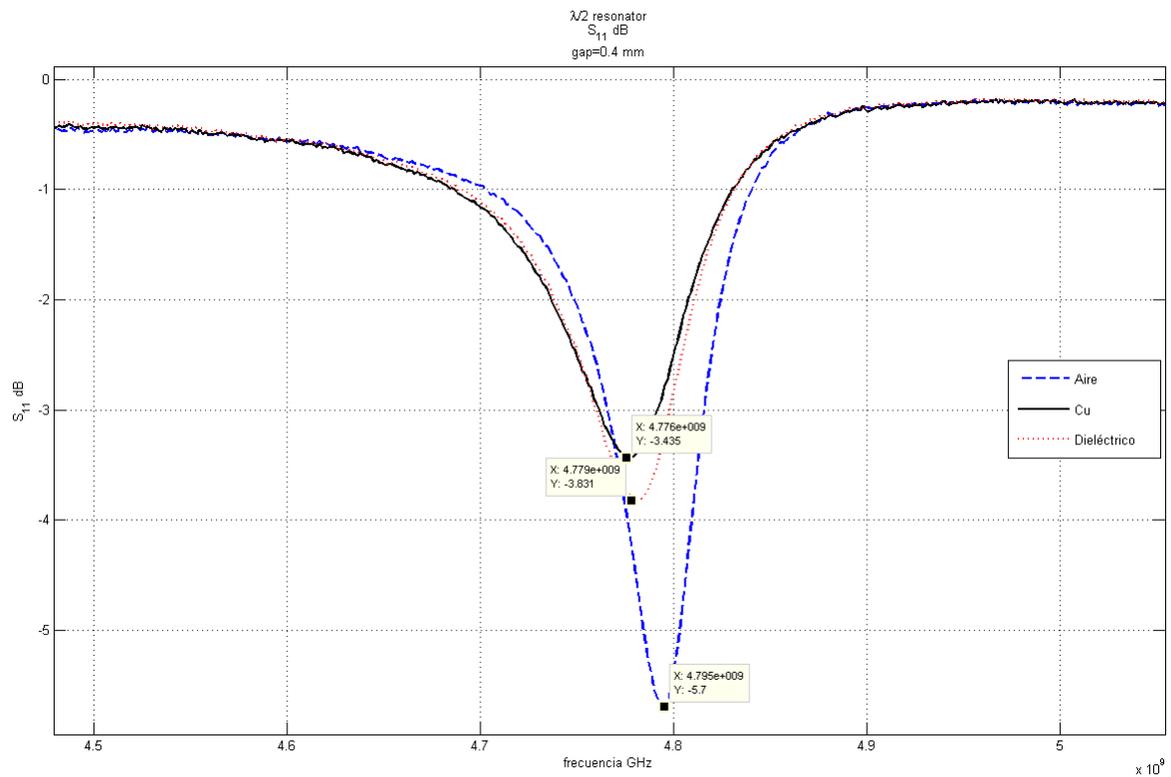


Figura 4.6: Resultados experimentales del comportamiento del resonador con $Gap=0.4\text{mm}$. (—) característica propia del resonador; (—) punta del resonador aproximada a una muestra de cobre; (·) punta del resonador aproximada a un material dieléctrico.

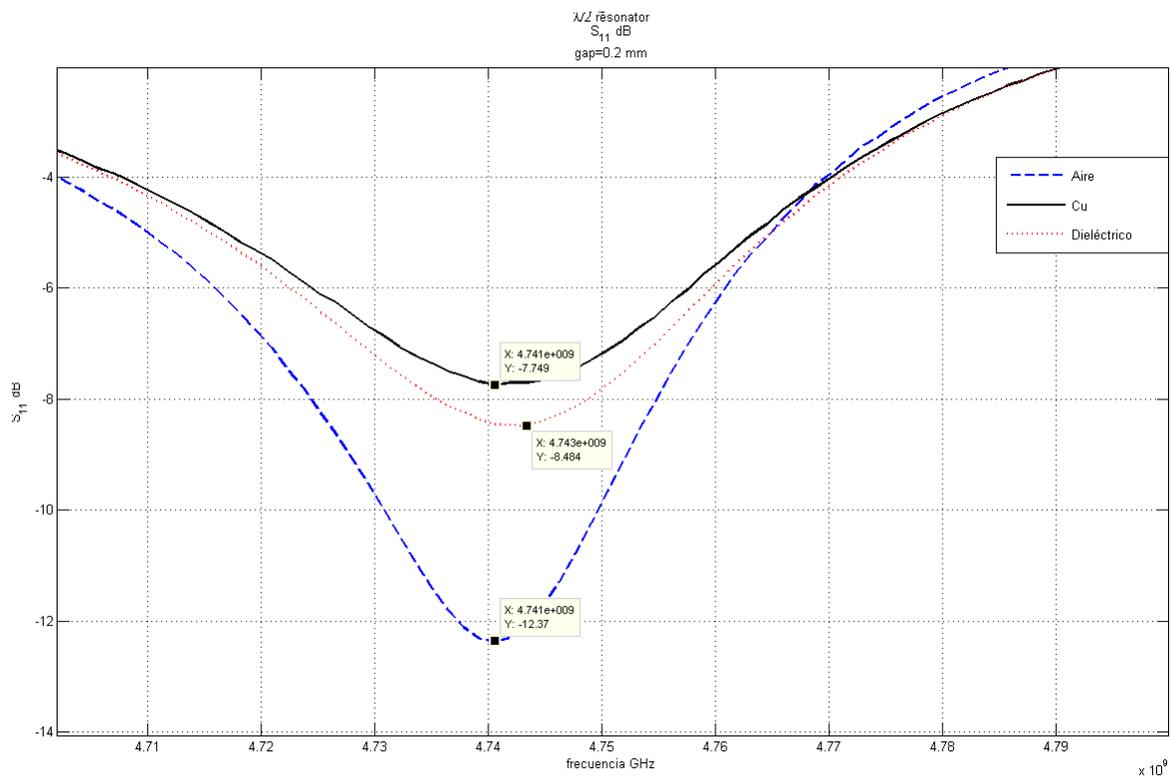


Figura 4.8: Resultados experimentales del comportamiento del resonador con $Gap=0.2\text{mm}$. (-) característica propia del resonador; (-) punta del resonador aproximada a una muestra de cobre; (·) punta del resonador aproximada a un material dieléctrico.

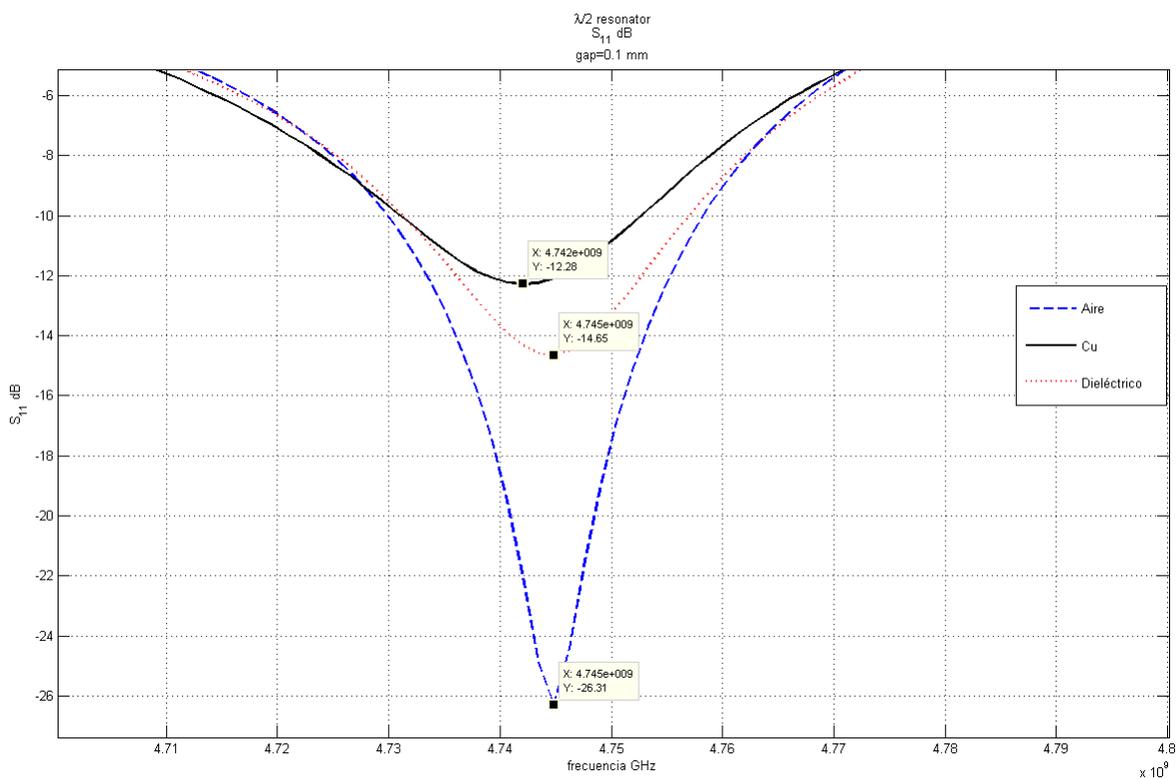


Figura 4.10: Resultados experimentales del comportamiento del resonador con $Gap=0.1\text{mm}$. (—) característica propia del resonador; (—) punta del resonador aproximada a una muestra de cobre; (·) punta del resonador aproximada a un material dieléctrico.

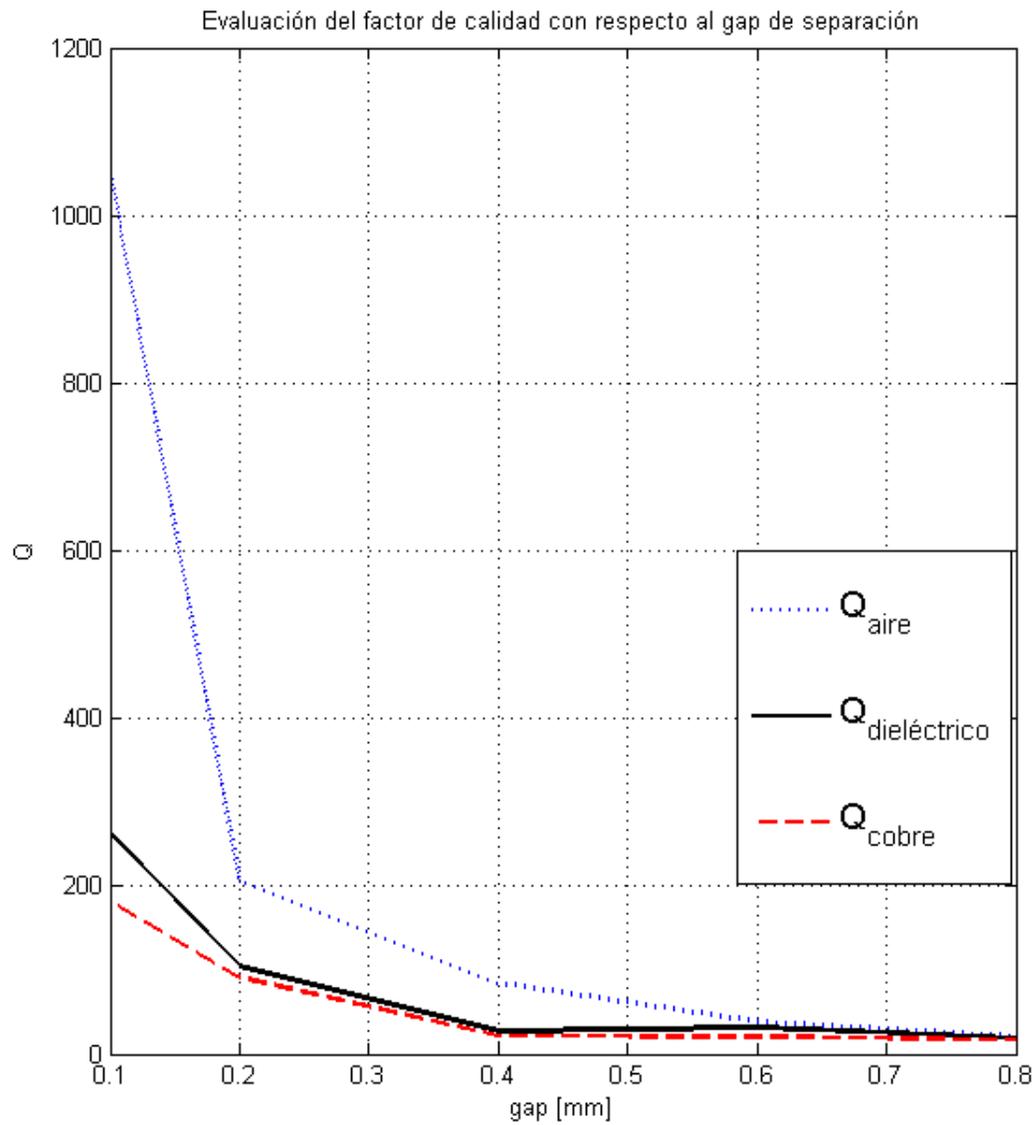


Figura 4.12: Dependencia del factor de calidad con la separación *gap*.

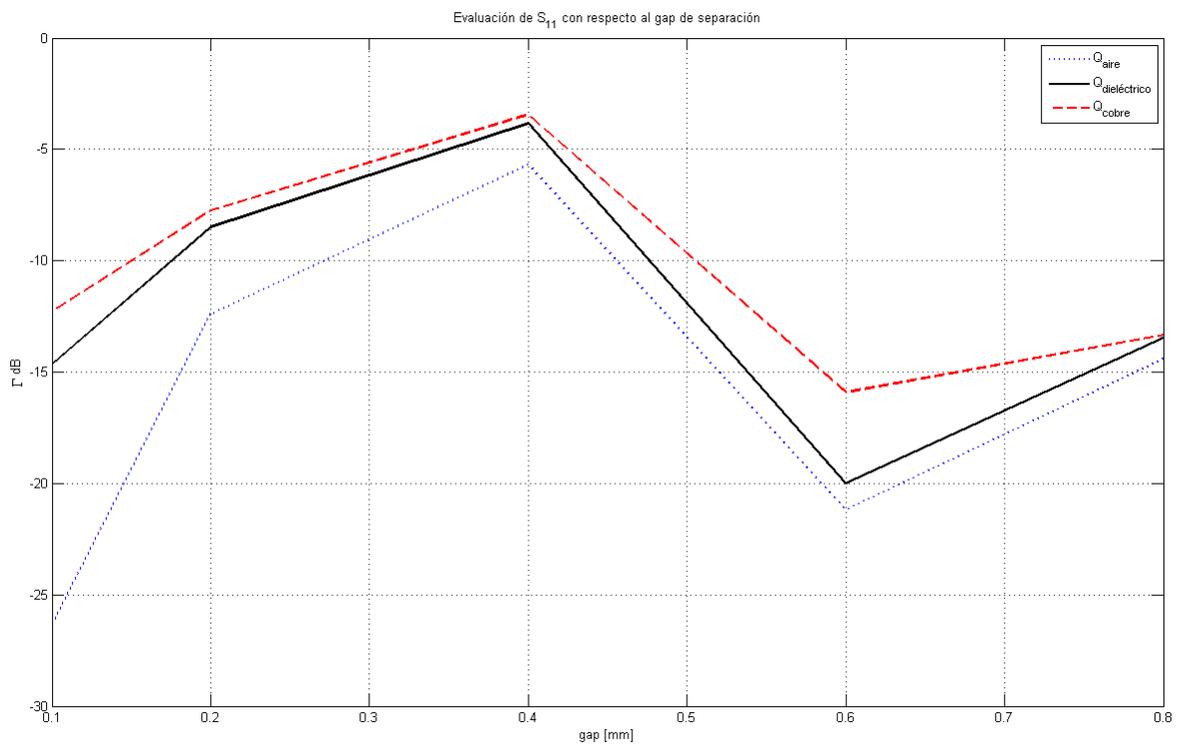


Figura 4.13: Dependencia del coeficiente de reflexión con la separación *gap*.

Capítulo 5

Conclusiones y prospección a futuro

Al analizar los resultados de las mediciones hechas, se puede concluir que los resonadores con $gap=0.1\text{mm}$ pueden actuar de manera funcional como sonda planar resonante para microscopía de microondas. Se observó que las características del resonador cambiaron con la interacción de otro material en la vecindad de la punta del resonador. Como se señaló en el capítulo anterior, la interacción sonda-muestra resultó en una perturbación electromagnética definida por el cambio en el factor de calidad y magnitud del coeficiente de reflexión, que fueron fácilmente detectadas por un analizador de redes; lo que se refleja en una gran sensibilidad a la aproximación de materiales de diferentes naturalezas.

A partir de estos resultados, puede afirmarse que el resonador fabricado tiene un gran potencial de incluirse en un microscopio de microondas de campo cercano, actuando como sonda que interactúe con la muestra, caracterizando propiedades de los materiales con información obtenida de la señal reflejada de microondas que se componen de los cambios en la magnitud del coeficiente de reflexión y el factor de calidad Q .

Un punto destacable de este trabajo, es que se demostró la capacidad de los dispositivos de tecnología de fabricación planar, de fungir en microscopía de microondas de campo cercano como un medio que relaciona la interpretación de las propiedades de un material con la interacción con la muestra. A partir de este hecho, el diseño de sondas planares puede extenderse a otros proyectos de mayor nivel concentrados en hacer microscopía THz, diseñando nuevas sondas planares basadas en otras metodologías pero fundamentadas en el hecho de que la tecnología planar funciona y es aplicable en la fabricación de sondas para microscopía.

Bibliografía

- [1] B.T. Rosner and D.W. Van der Weide. High-frequency near-field microscopy. *Rev Sci. Instrum.* *73*, (2002), 2505.
- [2] J.D. Jackson. *Classical Electrodynamics*. Wiley, 1998.
- [3] S. Kalinin, S.V. Kalinin, and A. Gruverman. *Scanning probe microscopy*. Springer Science+Business Media, LLC, 2006.
- [4] D.M. Pozar. *Microwave Engineering*. Wiley, 2005.
- [5] P. Silvester and P. Benedeck. Equivalent capacitance for microstrip gaps and steps. *IEEE Trans, vol MTT-20*, 1972.
- [6] K.C. Gupta. *Microstrip Lines and Slotlines*. ARTECH HOUSE ANTENNAS AND PROPAGATION LIBRARY. Artech House, Incorporated, 1996.
- [7] T.C. Edwards and B. Steer. *Foundations of interconnect and microstrip design*. John Wiley, 2000.
- [8] L.F. Thompson, C.G. Willson, and J. Bowden. *Introduction to microlithography*. ACS professional reference book. American Chemical Society, 1994.
- [9] M.J. Madou. *Fundamentals of Microfabrication: The Science of Miniaturization*. Taylor & Francis, 2002.

Apéndice A

Especificaciones del sustrato

Typical Values

TMM® Thermoset Microwave Materials

PROPERTIES	TYPICAL VALUES					DIRECTION	UNITS	CONDITIONS	TEST METHOD
	TMM3	TMM4	TMM6	TMM10	TMM10I				
⁽¹⁾ Dielectric Constant, ϵ_r	3.27 ± 0.032	4.50 ± 0.045	6.00 ± 0.080	9.20 ± 0.230	9.80 ± 0.245	Z		10 GHz	IPC-TM-650 method 2.5.5.5
⁽¹⁾ Dissipation Factor, $\tan \delta$	0.0020	0.0020	0.0023	0.0022	0.0020	Z		10 GHz	IPC-TM-650 method 2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r	+37	+15	-11	-38	-43*		ppm/K	-55 to +125°C	IPC-TM-650 method 2.5.5.5
Insulation Resistance	>2000	>2000	>2000	>2000	>2000		Gohm	C/96/60/95	ASTM D257
Volume Resistivity	3X10 ⁹	6X10 ⁸	1X10 ⁸	2X10 ⁸	2X10 ⁸		Mohm cm		ASTM D257
Surface Resistivity	>9X10 ⁷	1X10 ⁹	1X10 ⁹	4X10 ⁷	4X10 ⁷		Mohm		ASTM D257
Flexural Strength	16.53	15.91	15.02	13.62	-	X,Y	kpsi	A	ASTM D790
Flexural Modulus	1.72	1.76	1.75	1.79	1.80*	X,Y	Mpsi	A	ASTM D790
Impact, Notch Izod	0.33	0.36	0.42	0.43	-	X,Y	ft-lb/in		ASTM D256A
Water Absorption (2X2)									
1.27mm (0.050" thk)	0.06	0.07	0.06	0.09	0.16		%	D/48/50	ASTM D570
3.18mm (0.125" thk)	0.12	0.18	0.20	0.20	0.13				
Specific Gravity	1.78	2.07	2.37	2.77	2.77			A	ASTM D792
Specific Heat	0.87	0.83	0.78	0.74	0.72*		J/g/K	A	Calculated
Thermal Conductivity	0.70	0.70	0.72	0.76	0.76	Z	W/m/K	80°C	ASTM C518
Thermal Expansion	15	16	18	21	19	X,Y	ppm/K	0 to 140°C	ASTM D3386
	23	21	26	20	20	Z			
Td	425	425	425	425	425		°C TGA		ASTM D3850
Copper Peel Strength	5.7 (1.0)	5.7 (1.0)	5.7 (1.0)	5.0 (0.9)	5.0 (0.9)	X,Y	lb/inch (N/mm)	after solder float 1 oz. EDC	IPC-TM-650 Method 2.4.8
Lead-Free Process Capatible	YES	YES	YES	YES	YES				

Notes: ASTM D3386 corresponds to IPC-TM-650, method 2.4.4.1

* estimated

Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.

(1) Prolonged exposure in an oxidative environment may cause changes to the dielectric properties of hydrocarbon based materials. The rate of change increases at higher temperatures and is highly dependent on the circuit design. Although Rogers' high frequency materials have been used successfully in innumerable applications and reports of oxidation resulting in performance problems are extremely rare, Rogers recommends that the customer evaluate each material and design combination to determine fitness for use over the entire life of the end product.

AVAILABLE THICKNESS:		STANDARD PANEL SIZE:	STANDARD COPPER CLADDING:
0.015" (0.381mm)	0.125" (3.175mm)	18" X 12" (457 X 305mm)	½ (17µm), 1 oz (35µm), 2 oz. (70µm) electrodeposited copper foil. Heavy metal cladding available. Contact Rogers customer service.
0.020" (0.508mm)	0.150" (3.810mm)	18" X 24" (457 X 610mm)	
0.025" (0.635mm)	0.200" (5.080mm)		
0.030" (0.762mm)	0.250" (6.350mm)		
0.050" (1.270mm)	0.275" (6.985mm)		
0.060" (1.524mm)	0.300" (7.620mm)		
0.075" (1.905mm)	0.500" (12.70mm)		
0.100" (2.540mm)			

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit material laminates. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit material laminates for each application.

These commodities, technology and software are exported from the United States in accordance with the Export Administration regulations. Diversion contrary to U.S. law prohibited.

TMM is a licensed trademark of Rogers Corporation.

©1991, 2002, 2005, 2006, 2008 Rogers Corporation, Printed in U.S.A. All rights reserved.

Revised 05/2008 0797-0508-0.5CC Publication #92-108

Apéndice B

Programa Matlab

```
%----- cálculos microstrip-----
%----- LONGITUD ELÉCTRICA: bl-----
clc;
clear all;
f=5e9;
%satos del ejemplo:
%er=2.2;
%h=0.001575;
%tandelta=0.001;
er=9.8;
h=0.00127;
tandelta=0.002;
Z0=50;
A=Z0/60*sqrt((er+1)/2)+((er-1)/(er+1))*(0.23+0.11/er);
B=377*pi/(2*Z0*sqrt(er));
bl=pi;
sigma=5.813e7;
i=0;
m=0;
%           w
% Sea  w1 = ---
%           h

wflag1=(8*exp(A))/(exp(2*A)-2);
wflag2=2/pi*(B-1-log(2*B-1)+(er-1)/(2*er)*(log(B-1)+0.39-0.61/er));
if(wflag1<2 && wflag2 <2)
    w1=wflag1;
else if(wflag1>2 && wflag2>2)
    w1=wflag2;
end
end
% w en metros:
w=w1*h;
eeff=(er+1)/2 +(er-1)/2*(1/sqrt(1+12/w1));
```

```

beta=2*pi*f*sqrt(eeff)/3e8;
% ----- longitud en metros
l=pi/beta;
%----- Cálculo de pérdidas totales en microstrip-----
% cálculo de la atenuación debido al dieléctrico:
q=(eeff-1)/(er-1);
ad=pi*q*er*tandelta*f/(3e8*sqrt(eeff));
%cálculo de la atenuación debido al conductor:
ac=sqrt((2*pi*f)*4*pi*1e-7/(2*sigma))/(Z0*w);
%Atenuación total:
at=ac+ad;
Q=beta/(2*at);
%Cálculo del gap:
%           g
% Sea  g2 = ---
%           w
%-----Gap y Capacitor de acoplo-----
%debemos encontrar el valor de g (gap). Se define un vector con los
%posibles valores de g:
%-----
%bc para resonador lambda cuartos: bc=sqrt(pi/4*Q)
%bc=sqrt(pi/(4*Q));
%bc para resonador lambda medios: bc=sqrt(pi/2*Q)
bc=sqrt(pi/(2*Q));
%-----
Cgap=bc/(2*pi*f*Z0);
g=[w/3000:w/3000: w];
g1=g./w;
cont=0;
for i=1:length(g1)
    if(g1(i)<=0.1)
        cont=cont+1;
    end
end
for m=cont:length(g1)
    g2(m-cont+1)=g1(m);
end
m0=w1*(0.619*log10(w1)-0.3853);
k0=4.26-1.453*log10(w1);
if (er==9.6)
C02=((w.*(g2.^m0)*exp(k0))*1e-12)/(2); % Cshunt despreciable
else
    C02=(w.*(g2.^m0)*exp(k0))*1e-12*((er/9.6)^0.8)*0.5;
end
figure
plot(g2.*w*1000,C02/1e-12)
grid on

```

```
hold on
title('gap separation vs capacitance')
xlabel('gap separation [mm]')
ylabel('capacitance [pF]')
C0flag=Cgap-C02;
minimo=min(abs(C0flag)); %es el valor más parecido a Cgap
posi=0;
i=0;
for i=1:length(C0flag)
    if(abs(C0flag(i))==minimo)
        posi=i;
    end
end
Cgap2=C02(posi);
gap2=g2(posi);
plot(gap2*w*1000,Cgap2/1e-12,'r+:')
hold on
%accuracy: 7%:
%acu=gap2*w*0.07;
%acuvector=zeros(1,length(C02));

%for i=1:length(C02)
%    acuvector(1,i)=acu;
%end
%aculow= gap2*w-acuvector;
%acuhigh=acuvector+gap2*w;
%plot(aculow*1000,C02/1e-12,'r--')
%hold on
%plot(acuhigh*1000,C02/1e-12,'r--')
%Frecuencia de resonancia:
%[fr]=funcionreson(eeff,l,bc);
```


Apéndice C

Parámetros de fabricación

Luego de numerosas sondas fabricadas, se identificaron los parámetros ideales para la fabricación.

Proceso	Detalles
Limpieza del sustrato <i>soft bake</i>	Baño químico: En acetona: 1min. En isopropanol: 1min Tiempo: 1min. Temperatura: 90°C
Fotoresina. Spin coating	Tiempo: 30s @ 3000rpm
Exposición con máscara <i>Post exposure bake</i>	Lámpara UV Tiempo: 40s Tiempo: 1 min. Temperatura: 90°C
Revelado	AZ MIF Tiempo: 1min
Ataque cobre	Solución de $FeCl_3$
Limpieza de la muestra	Baño químico: En acetona: 1min. En isopropanol: 1min

Cuadro C.1: Parámetros de fabricación

Índice de figuras

1.1. Sondas típicas para microscopía de campo cercano en microondas: (a) apertura en una guía de ondas, (b) punta para STM, (c) punta para AFM, (d) extremo abierto de una línea coaxial, (e) línea de transmisión de líneas paralelas, (f) loop magnético. Imagen tomada de [3].	12
1.2. Típico microscopio de campo cercano de microondas con sonda de tipo coaxial. Imagen tomada de [1].	13
1.3. Línea bifilar y su circuito equivalente	14
1.4. Línea de transmisión terminada en carga.	16
1.5. Línea de transmisión en circuito abierto.	17
1.6. Variación de la onda de voltaje, de corriente y la impedancia a lo largo de la línea de transmisión en circuito abierto.	18
1.7. Geometría de una línea microstrip	19
1.8. Líneas de campo eléctrico y magnético para el modo fundamental Quasi-TEM en una microstrip.	19
1.9. Circuito LRC	20
1.10. Comportamiento de la impedancia de entrada con respecto a la frecuencia	21
2.1. Resonador microstrip terminado en punta.	23
2.2. Modelo circuital del resonador acoplado.	26
2.3. Solución de (2.3). Efecto de la capacitancia de acoplamiento	27
2.4. Discontinuidades en una línea microstrip	28
2.5. Gap en una microstrip y su circuito equivalente	29
2.6. Capacitancia vs Gap	31
3.1. Proceso de fabricación de los resonadores. (a) Sustrato con cobre. (b) Spin coating. (c) Exposición UV. (d) Revelado (e) Ataque químico.	35
3.2. Resonadores fabricados y las máscaras empleadas	36
3.3. Detalles de la punta y el <i>gap</i>	36
3.4. Esquema de conexión del arreglo experimental	37
4.1. S_{11} de los diferentes <i>gaps</i>	40
4.3. S_{11} <i>gap</i> =0.8mm	42
4.5. S_{11} <i>gap</i> =0.6mm	44
4.7. S_{11} <i>gap</i> =0.4mm	46
4.9. S_{11} <i>gap</i> =0.2mm	48

4.11. S_{11} $gap=0.1\text{mm}$	50
4.2. Resultados experimentales del comportamiento del resonador con $Gap=0.8\text{mm}$. (-) característica propia del resonador; (-) punta del resonador aproximada a una muestra de cobre; (·) punta del resonador aproximada a un material dieléctrico.	52
4.4. Resultados experimentales del comportamiento del resonador con $Gap=0.6\text{mm}$. (-) característica propia del resonador; (-) punta del resonador aproximada a una muestra de cobre; (·) punta del resonador aproximada a un material dieléctrico.	53
4.6. Resultados experimentales del comportamiento del resonador con $Gap=0.4\text{mm}$. (-) característica propia del resonador; (-) punta del resonador aproximada a una muestra de cobre; (·) punta del resonador aproximada a un material dieléctrico.	54
4.8. Resultados experimentales del comportamiento del resonador con $Gap=0.2\text{mm}$. (-) característica propia del resonador; (-) punta del resonador aproximada a una muestra de cobre; (·) punta del resonador aproximada a un material dieléctrico.	55
4.10. Resultados experimentales del comportamiento del resonador con $Gap=0.1\text{mm}$. (-) característica propia del resonador; (-) punta del resonador aproximada a una muestra de cobre; (·) punta del resonador aproximada a un material dieléctrico.	56
4.12. Dependencia del factor de calidad con la separación gap	57
4.13. Dependencia del coeficiente de reflexión con la separación gap	58