Novel Metamaterial Filters Using HTS Materials for Radio Astronomy (Implementation in CPW Technology)

por

Luis Esteras Otal

Universitat Politècnica de Catalunya (UPC)

Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica (INAOE)

Febrero 2009

Tonantzintla, Puebla

Proyecto Final de Carrera

tutelado por:

Dr. Alonso Corona Chávez (INAOE)

"Los conceptos y principios fundamentales de la ciencia son invenciones libres del espíritu humano."

Albert Einstein

AGRADECIMIENTOS

Cuando se hace un trabajo de estas dimensiones, y más haciéndolo en un país que no es el tuyo, hay mucha gente que te apoya, que te ayuda, que te hace pasar buenos momentos o que simplemente está ahí para lo que sea. En este punto me gustaría agradecer a todas esas personas que en algún momento han estado cerca de nosotros, aun estando a 10000 km.

Primeramente, dar las gracias a todos los grandes amigos que nunca olvidaré que hemos hecho en México: Martha, JD, Reno, Izbeth, Goyo, Yari, Alfredo, Rafa, Chris, Rey, Luz... y muy especialmente a Gloria que aun siendo de Madrid nos hemos llevado bien ;) y que ha sido como una hermana para nosotros!! Gracias!! Muchas gracias a todos por hacer esta estancia inolvidable!!

También a todo el grupo de tecnologías emergentes de microondas del GTM que nos ha hecho sentir como en casa. Es muy especial para mi poder considerar muy buenos amigos a las personas con las que hemos trabajado. Tejinder, Gina, Humberto, Benjamín, Edgar, Raúl, Murthy (gracias por dejarnos vivir en tu despacho, y ser nuestro sinodal); igualmente al Dr. Murphy por ser también sinodal nuestro. Y finalmente, y de manera muy especial, a Alonso, nuestro tutor, que más que un tutor ha sido un gran amigo, y ha hecho posible que este proyecto se haga realidad.

Luego agradecer a esas personas que siempre están contigo incondicionalmente, aun habiendo un océano por el medio. Internet power!!! Gracias a Nacho, Pol, Ana, Ruth, Meki, Jorge, Lluís, David, Carles, Noemí, Mireia, Sara, Checho, Xavi... por estar ahí pese a la distancia.

También a esas visitas que hemos tenido, que han sido geniales. Gracias Albert, gracias Ana y gracias Tanit por todos esos momentos de risas y de desconciertos. Gracias por esas aventuras por México!

Me gustaría dar las gracias muy especialmente a mi padre y a mi hermana por todo el apoyo incondicional en esas muchas sesiones de skype dónde nos explicábamos que tal iba a todo, como íbamos , que hacíamos... en fin... todo, y nos echábamos unas risas probando que tal iba la conexioń. Gracias papá! Gracias Laura! También a mi madre que vió empezar la carrera de obstáculos de lo que es ″telecos″, y que por fin a terminado! y que desde algún lugar del cielo ha estado allí siempre apoyandome en todo. Gracias mamá!

Finalmente dar infinitas gracias a mi compañera Mireia por esta experiencia inolvidable, por todo el tiempo en el INAOE, por los viajes, por los ratos en casa, por los paseos, por las cenas, por ir al cine, por ir de compras, por ir en el Chipilo... por todo!! que sin ella todo esto no hubiera sido posible. Gracias Mireia!!

Gracias a todos!!

CONTENIDO

1 INTRODUCCIÓN **5**

1.1 Qué es la Radioastronomía ? 5

1.2 Por qué este trabajo ? 6

1.3 Objetivos 7

1.4 Estructura de la tesis 8

1.5 Distribución del trabajo 8

2 METAMATERIALES (MTM) **9**

2.1 Introducción a los MTM 9

2.2 Por qué son importantes los metamateriales? 10

2.3 Medios efectivos y medios zurdos (LHM) 10

2.3.1 Propiedades principales de los materiales *left-handed* . . 12

2.3.2 Un poco de literatura relacionada con los materiales *left-handed* 14

2.4 Medios zurdos en tecnología planar 16

2.5 Diseño de una estructura CRLH TL 21

2.6 Diferencia entre líneas de transmisión CRLH y filtros convencionales 26

2.7 Resondores *Zeroth-Order* 27

2.7.1 Resonadores convencionales (PRH) 27

2.7.2 Resonadores MTM 28

2.7.3 Implementación de los Resonadores MTM 29

2.7.4 Características de los Resonadores Zeroth-Order . . . 31

2.7.5 Realización en microstrip 32

2.8 Estado del arte de los MTM 33

3 SUPERCONDUCTORES DE ALTA TEMPERATURA (HTS) 35
3.1 Introducción a los Superconductores 35
3.2 Substratos para HTS 36
3.2.1 Filtros HTS 38
3.3 Estado del arte de estructuras metamateriales en superconductores HTS 42

4 FILTROS DE MICROONDAS 43
4.1 Líneas de Transmisión Planares 43
4.1.1 Tipos de Líneas Planares 44
4.1.2 Ventajas y Desventajas de las Líneas Planares 45
4.1.3 Principales Características de las Líneas Planares . . . 45
4.1.4 Líneas Microstrip 48
4.1.5 Líneas Coplanares 48
4.2 Funciones de Transferencia 49
4.3 Filtros Band Stop 49
4.3.1 Aproximación Paso Bajo: Chebyshev 50
4.3.2 Transformación Paso Bajo a Band Stop 53
4.4 Filtros Casi-Elípticos 56
4.4.1 Implementación 56
4.5 Estado del arte de filtros HTS de alto rendimiento 59

5 DISEÑO DE LOS FILTROS 67
5.1 Filtro Chebyshev 67
5.2 Filtro Casi-Elíptico 87
5.2.1 Implementación en Microstrip 87
5.2.2 Implementación en Coplanar 101
5.3 Análisis de resultados 113

6 CONCLUSIONES 115
6.1 Aspectos más importantes 115
6.2 Ventajas y conclusiones 116
6.3 Trabajo futuro 117

A TABLAS DE VALORES 119

****Lista de Figuras 123**

****Lista de Tablas 127**

****Bibliografía** **129**

1
INTRODUCCIÓN

En este trabajo se presenta una nueva estructura para la implementación de dos filtros bandstop casi-elípticos, uno en microstrip y otro en coplanar, para aplicaciones en radioastronomía. Para la realización del filtro se han usado estructuras metamateriales y materiales HTS. El objetivo del filtro es eliminar la banda de telefonía móvil (IMT-2000 que abarca de 806 MHz a 960 MHz) dentro de una banda de paso de 0 a 1.8 GHz. Esta banda permite estudiar diferentes líneas espectrales de diferentes sustancias de interés en el ámbito de la radioastronomía (ver tabla 1.1). Concretamente las frecuencias de interés van de 327 MHz a 1722 MHz.

1.1 Qué es la Radioastronomía ?

La radioastronomía es la rama de la astronomía que estudia los objetos celestes y los fenómenos astrofísicos midiendo su emisión de radiación electromagnética en la región de radio del espectro. Las ondas de radio tienen una longitud de onda mayor que la de la luz visible. En la radioastronomía, para poder recibir buenas señales, se deben utilizar grandes antenas, o grupos de antenas más pequeñas trabajando en paralelo. La mayoría de los radiotelescopios utilizan una antena parabólica para amplificar las ondas, y así obtener una buena lectura de estas. Esto permite a los astrónomos observar el espectro de radio de una región del cielo. La radioastronomía es un área relativamente nueva de la investigación astronómica, que todavía tiene mucho por descubrir (1).

1.2 POR QUÉ ESTE TRABAJO ?

EL RECEPTOR ES NORMALMENTE EL COMPONENTE más crítico de los usados en radioastronomía, ya que tiene como propósito recoger la señal deseada de un ancho espectro de transmisión, en el cual, también encontramos interferencias y ruido. Sin embargo, estas interferencias (RFI) provocadas por el hombre, son ya tan dominantes, que han impulsado a que las observaciones astronómicas se hagan cada vez más difíciles de realizar, o casi imposibles. Los transmisores que hay en la tierra, los satélites geoestacionarios y los que orbitan alrededor de la tierra, además del auge de las aplicaciones en comunicaciones y navegación que hoy en día tenemos, hacen que, cada vez más, estas interferencias indeseadas sean mayores (2). Por lo tanto, es necesario construir unos receptores capaces de eliminar estas interferencias.

Para ello, se requiere de la implementación de filtros con alta selectividad y de dimensiones muy pequeñas, que cumplan con las especificaciones requeridas, permitiendo la eliminación de bandas de interferencia sin cancelar las bandas deseadas mostradas en la tabla 1.1.

TABLA 1.1: IAU LIST OF IMPORTANT SPECTRAL LINES

SUBSTANCE	REST FREQUENCY	SUGGESTED MINIMUM BANDWIDTH
Deuterium (DI)	327.384 MHz	327.0 – 327.7 MHz
Hydrogen (HI)	1420.460 MHz	1370.0 – 1427.0 MHz
Hydroxyl radical (OH)	1612.231 MHz	1606.8 – 1613.8 MHz
Hydroxyl radical (OH)	1665.402 MHz	1659.8 – 1667.1 MHz
Hydroxyl radical (OH)	1667.359 MHz	1661.8 – 1669.0 MHz
Hydroxyl radical (OH)	1720.530 MHz	1714.8 – 1722.2 MHz

NOTAS.–
Esta tabla se ha adaptado de (3).
En esta tabla sólo se muestran las sustancias que están dentro de nuestro ancho de banda de interés. Para ver la tabla completa ir a A.3

Como se podrá ver con detalle en el capítulo 4 (apartado 4.5), donde se hace una exhaustiva revisión de la literatura, a fecha de hoy no hemos encontrado ningún filtro superconductivo que permita una banda de paso de 0 a 1,8 GHz, rechazando bandas de interferencia con la selectividad mostrada en éste proyecto. Dichas propiedades se logran al combinar una configuración casi elíptica con celdas metamateriales implementadas con materiales HTS.

1.3 OBJETIVOS

EL OBJETIVO PRINCIPAL es diseñar un filtro que permita eliminar la banda de telefonía móvil IMT-2000, dentro de una banda de paso de 0 a 1.8 GHz. Esta banda permite estudiar diferentes líneas espectrales de diferentes sustancias de interés en el ámbito de la radioastronomía (ver tabla 1.1). Concretamente las frecuencias de interés van de 327 MHz a 1722 MHz.

Para cumplir este objetivo se propone la implementación de dos filtros Casi-Elípticos de 4 polos, que cumplan con nuestras especificaciones, usando estructuras metamateriales y materiales HTS (uno en microstrip y el otro en coplanar). Esto genera los siguientes objetivos secundarios:

- Estudiar el funcionamiento y el diseño de las estructuras metamateriales.

- Aprender a realizar dispositivos utilizando materiales HTS.

- Repasar la teoría de filtros y ampliarla hacia nuestra área de interés (filtros Casi-Elípticos).

- Implementar un primer filtro de tipo Chebyshev para que sirva de base en la elaboración de los filtros Casi-Elípticos.

- Diseñar los dos filtros Casi-Elípticos de 4 polos (uno en microstrip y el otro en coplanar).

1.4 Estructura de la tesis

En el capítulo 2 se realiza un estudio teórico profundo de las estructuras metamateriales, que son la base para empezar con el diseño de los filtros. Aquí se enumeran y detallan las características y propiedades de estas novedosas estructuras, con el objetivo de justificar su uso en nuestro trabajo. En el capítulo 3, se describen brevemente las principales características de los materiales HTS, así como su utilidad en la construcción de filtros de microondas. En el siguiente capítulo (4), se introduce la teoría de los filtros de microondas, y se hace un análisis más exhaustivo de los filtros Casi-Elípticos que son el objeto de nuestra tesis. Ya en el capítulo 5 se empieza con el diseño de los filtros. Primero se implementa un filtro Chebyshev de 4 polos en microstrip (5.1) que cumple con las especificaciones requeridas y servirá de base para la elaboración posterior de los dos filtros Casi-Elípticos (5.2). Estas dos estructuras se implementan en distintas tecnologías, una en microstrip (5.2.1) y la otra en coplanar (5.2.2).

1.5 Distribución del trabajo

Esta tesis se ha realizado conjuntamente con Mireia Hoyos Nogués. En un inicio se realizó toda la documentación y estudio teórico de manera conjunta (temas 2, 3 y 4). Para implementar el filtro Chebyshev y así empezar a familiarizarse con los softwares de simulación, mi compañera implementó los resonadores 1 y 4 del filtro (figura 5.15), y yo, los resonadores 2 y 3 (figura 5.16). Posteriormente, en la fase del diseño de los filtros Casi-Elípticos, Mireia llevó a cabo la implementación del filtro en microstrip (5.2.1), y yo me encargué del filtro en coplanar (5.2.2).

2

METAMATERIALES (MTM)

Los Metamateriales son estructuras artificiales homogeneas que proporcionan propiedades electromagnéticas que no son observables en la naturaleza.(4). Que sean estructuras homogeneas significa que las ondas electromagnéticas ven al MTM uniforme a lo largo de su dirección de propagación. Entonces, qué propiedades electromagnéticas nos ofrecen los metamateriales? Y una pregunta aún más relevante: Por qué son importantes los metamateriales?.

2.1 Introducción a los MTM

Los Metamateriales se definen como estructuras periódicas (o casi-periódicas), fabricadas artificialmente, con propiedades electromagnéticas que no se encuentran en la naturaleza y diferentes de las de sus elementos (celdas unidad) que la forman. Entre los metamateriales de mayor interés por sus destacadas aplicaciones en el campo de la ingeniería de microondas y de comunicaciones, podemos distinguir entre los denominados cristales electromagnéticos (EBGs) y los medios efectivos. El ejemplo más claro de estos últimos son los que se llaman medios zurdos (LHM, del inglés Left Handed Metamaterials), que se caracterizan por presentar un valor negativo tanto de la permitividad dieléctrica como de la permeabilidad magnética efectivas, lo que produce en el medio ondas de retroceso, las cuales son las que dan el nombre a estas estructuras.

2.2 Por qué son importantes los metamateriales?

Poco a poco, y tras el éxito en los resultados de los materiales LH, la investigación en este tipo de estructuras ha ido creciendo. El ámbito universitario y los departamentos de investigación de muchas empresas, tienen ya grupos dedicados al análisis, caracterización y aplicación de metamateriales. En particular, este tipo de materiales ha hecho posible la realización de nuevos dispositivos de microondas, como antenas resonantes muy pequeñas, lentes con índices de refracción negativos y componentes de doble banda que no habían sido posibles de realizar años atrás. La importancia de los metamateriales LH para las comunidades científica y de la ingeniería, ha suscitado a la formación de conferencias internacionales dedicadas exclusivamente a la investigación de los metamateriales y ha hecho posible la publicación de varios libros.

2.3 Medios efectivos y medios zurdos (LHM)

En un medio efectivo la celda unidad que compone el medio tiene unas dimensiones mucho menores que la longitud de onda en ese medio, concretamente menor a $\frac{\lambda_g}{4}$, de manera que la señal que viaja a través de él, lo percibe electromagnéticamente uniforme a lo largo de la dirección de propagación. Así que para este tipo de medios se pueden definir magnitudes electromagnéticas efectivas, tales como la permeabilidad magnética o permitividad dieléctrica efectivas (μ_{eff} o ϵ_{eff}, respectivamente). Las cuatro posibles combinaciones de estos dos parámetros son mostradas en la figura 2.1:

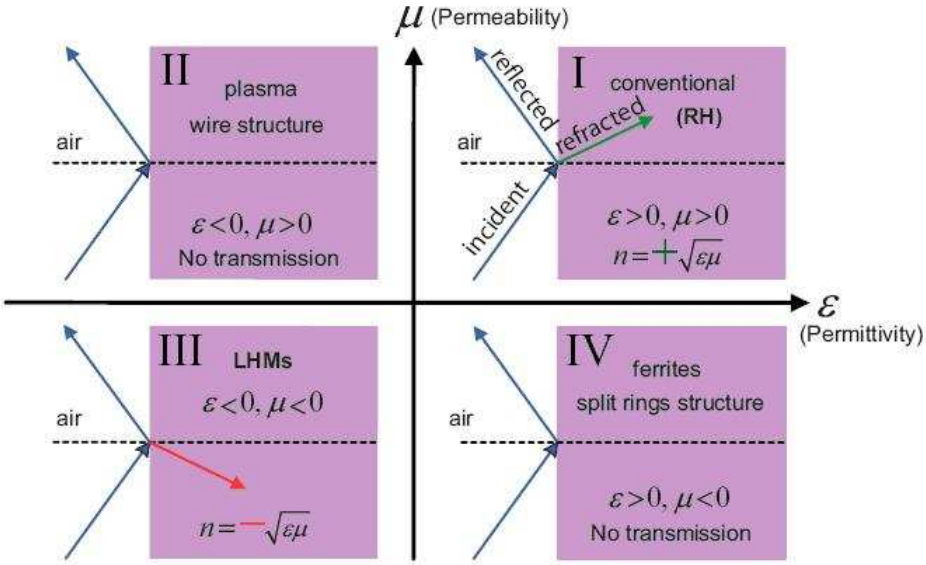

FIGURA 2.1: Diagrama ϵ-μ.

Los materiales que pertenecen a los cuadrantes I, II, y IV existen en la naturaleza. Sin embargo, materiales que se encuentren en la naturaleza (cuadrante III), con ϵ y μ negativas, aún no se han descubierto.

Este tipo de materiales son conocidos como *left-handed* por la orientación que toman E y H respecto a k. La relación entre los tres vectores se puede ver en la figura 2.2:

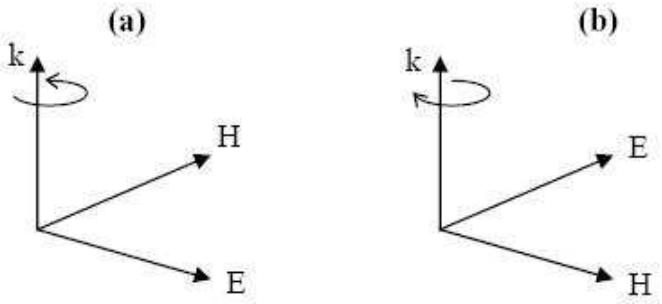

FIGURA 2.2:
Relación entre los vectores *E,H,k* para un medio convencional (a) y un medio LHM (b).

Aunque *left-handed* sea el nombre más conocido, también se les puede llamar *Backward* (BW), *negative-index* (NI), *negative-refractive index* (NRI) o *double-negative* (DNG). El término double-negative significa que tanto la permeabilidad como la permitividad del material son negativas.

2.3.1 Propiedades principales de los materiales *left-handed*

En 1968, Victor Veselago hizo algunas especulaciones sobre la existencia de estos materiales doblemente negativos en el artículo *" The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ."* (5). En él también se decriben propiedades interesantes de estos materiales, como pueden ser la inversión de la ley de Snell 2.1 entre un medio convencional y un medio con estas características, o el efecto Doppler y la radiación Cherenkov inversos.

$$n_{LH} \sin\theta_{LH} = n_{RH} \sin\theta_{RH} \tag{2.1}$$

(1) Índice de refracción negativo

Puesto que ϵ y μ son negativas, el índice de refracción de un metamaterial también será negativo:

$$n = \sqrt{(-\epsilon_r)(-\mu_r)} = -\sqrt{\epsilon_r} \tag{2.2}$$

Este índice negativo significa que una onda incidente oblicua que proviene de un material convencional e incide en un material LH, será refractada negativamente, tal y como se puede ver en la figura 2.3.

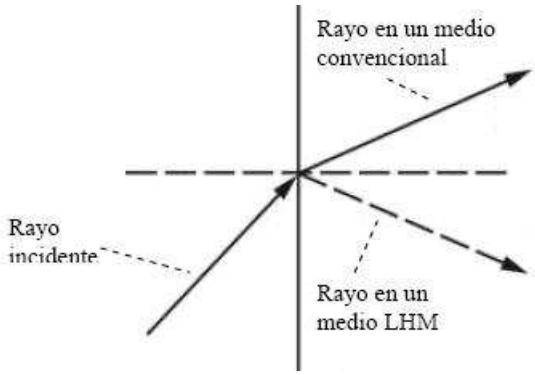

FIGURA 2.3:
Trayectoria de un rayo incidente en un modo RHM (línea contínua)
y uno LHM (línea discontinua).

Este tipo de comportamiento puede ser utilizado para construir lentes sin necesidad de proveer de ninguna curvatura al material que la forma, tal y como puede apreciarse en la figura 2.4.

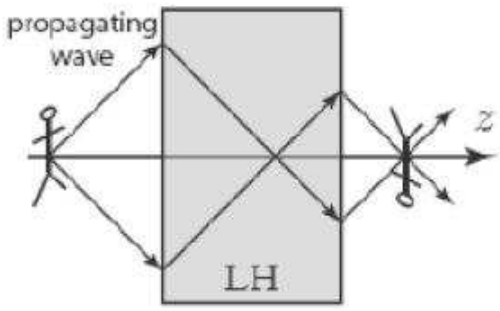

FIGURA 2.4: Formación de la imagen en una lente plana LHM.

(2) Frecuencia de dispersión

Veselago también planteó que los materiales LH presentan frecuencia de dispersión, esto es que la constante de propagación (β) no es una función lineal en frecuencia. Por consiguiente, los valores de ϵ y μ de un material LH, no serán constantes a lo largo de un rango de frecuencias, como pasa en los materiales convencionales(5).

2.3.2 UN POCO DE LITERATURA RELACIONADA CON LOS MATERIALES *left-handed*

La primera estructura propuesta con un comportamiento LHM fue presentada por D. Smith (6). Esta estructura se compone por la combinación de un medio de hilos y SRRs (Split Ring Resonators). En la figura 2.5 se muestra la configuración para el medio LHM descrito en (6) y en la figura 2.6 se muestran los resultado obtenidos por Smith, en los que se ve como aparece una banda de paso para aquellas frecuencias en las que ϵ y μ son negativas. No obstante su elevado nivel de pérdidas y el hecho de que se trate de una estructura volumétrica, reduce la aplicabilidad de las propiedades de este tipo de medios.

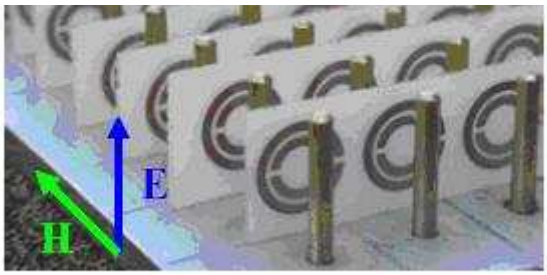

FIGURA 2.5: Medio LHM compuesto por SRRs e hilos. Figura extraída de (6).

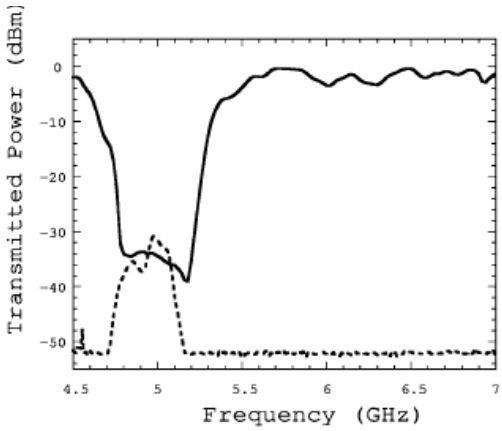

FIGURA 2.6: Transmisión a través del medio LHM. Figura extraída de (6).

Otra forma de conseguir un medio LH, es decir, en el que ambas magnitudes (ϵ y μ) sean negativas, es la que se describe en (7). En este caso, la configuración de la estructura, consiste en una guía de onda rectangular cargada con SRRs en su interior, tal y como se muestra en la figura 2.7.

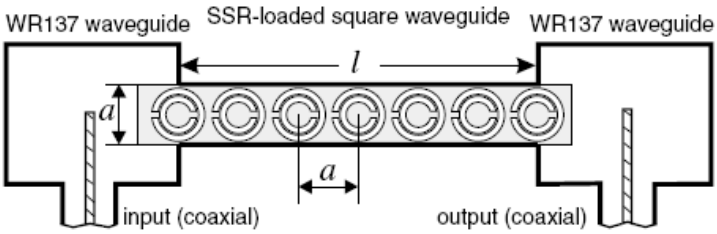

FIGURA 2.7: Esquema del montaje experimental propuesto en (7). Figura extraída de (7).

En los resultados experimentales (2.8) se puede ver como en una estrecha banda de frecuencias, aparece una banda de paso debida a la propagación zurda.

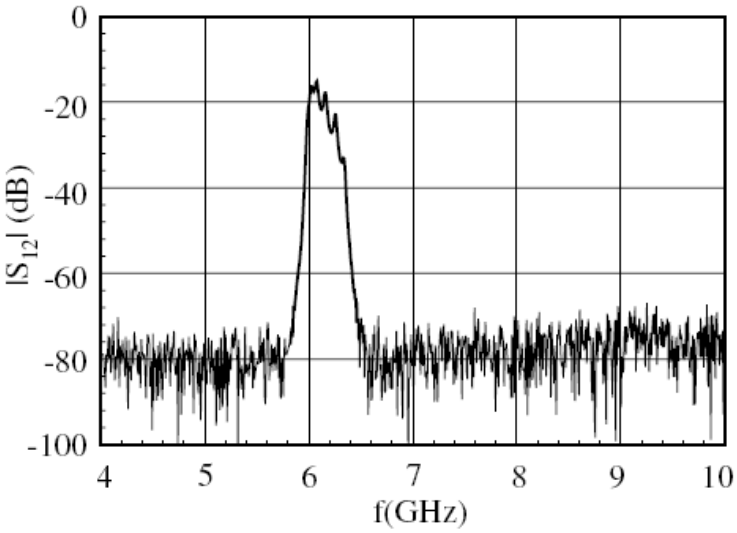

FIGURA 2.8: Coeficiente S_{21} usando una guía de onda de 6mm de diámetro y l=24mm. Figura extraída de (7).

2.4 MEDIOS ZURDOS EN TECNOLOGÍA PLANAR

LAS ESTRUCTURAS VISTAS ANTERIORMENTE presentan un comportamiento zurdo (LH). No obstante su configuración en tres dimensiones, las hace poco atractivas de cara a posibles aplicaciones en ingeniería de microondas, ya que en este caso, es muy importante la compatibilidad con la tecnología planar. Otras estructuras, con el mismo comportamiento, han ido surgiendo con el fin de evitar estos problemas. Un ejemplo, es la línea de transmisión dual, introducida por Eleftheriades (8) en su versión coplanar y, por Itoh y Caloz en su versión microstrip (9).

La idea que subyace detrás de esta estructura es la siguiente:

En la figura 2.9 se muestra el modelo discreto de una línea de transmisión convencional, en la que L corresponde al valor de la inductancia de la línea y C la capacidad a masa de dicha línea, ambas por unidad de longitud.

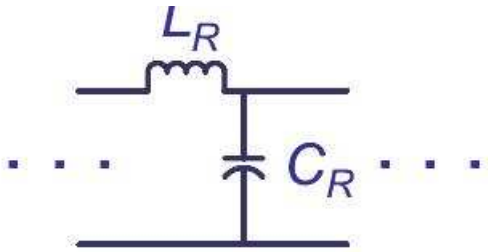

FIGURA 2.9: Modelo discreto de una línea de transmisión convencional. Figura extraída de (10).

En una línea de transmisión como esta, la constante de propagación y la impedancia característica de la línea se definen como:

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \tag{2.3}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{2.4}$$

Por teoría sabemos que los valores de constante de propagación y de impedancia de una onda plana propagándose en un medio homogéneo e isótropo son 2.5 y 2.6, respectivamente.

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\epsilon} \tag{2.5}$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \tag{2.6}$$

De la comparación de las expresiones 2.3 y 2.4 con 2.5 y 2.6, se deduce que la propagación en una línea de transmisión es equivalente a la de una onda plana en un medio homogéneo e isótropo si:

$$L = \mu \tag{2.7}$$

$$C = \epsilon \tag{2.8}$$

Así pues, para conseguir una línea de transmisión LHM, necesitaremos implementar una línea de transmisión con valores de C y L negativos. De esta manera en nuestra línea de transmisión LHM necesitaremos que la impedancia serie pase a ser capacitiva y la otra sea inductiva (2.10).

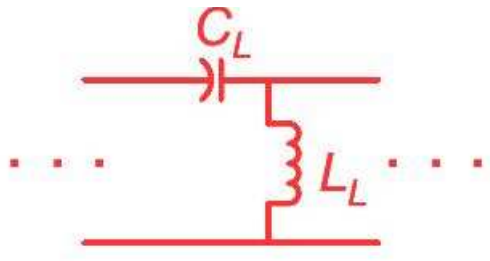

FIGURA 2.10: Modelo discreto de una línea de transmisión dual. Figura extraída de (10).

Los diagramas de dispersión para el caso de una línea convencional (RH) y de una dual (LH), son las mostradas en la figura 2.11:

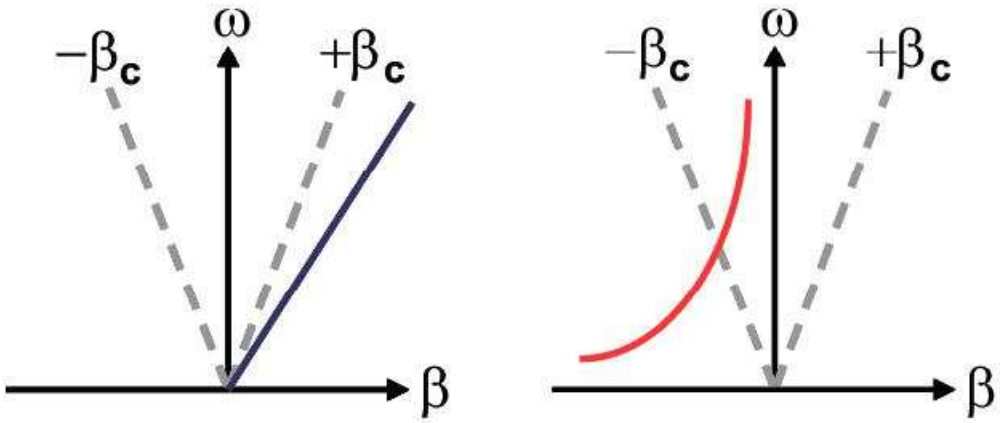

FIGURA 2.11: Diagramas dispersión RH (izq.) y LH (der.). Figura extraída de (10).

Este tipo de estructuras de líneas de transmisión duales, han encontrado aplicaciones en antenas (11), desfasadores (12), etc.
En la figura 2.12 podemos ver el layout de la versión microstrip de la línea zurda presentada en (9) por Itoh y Caloz. En este caso, la capacidad serie se ha implementado mediante una configuración interdigital y la inducitancia mediante stubs conectados al plano de masa usando vías.

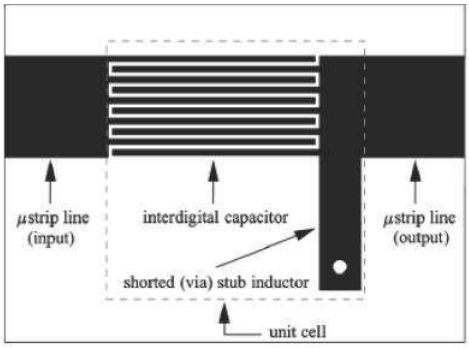

FIGURA 2.12:
Implementación en tecnología microstrip de la línea de transmisión dual.
Figura extraída de (9).

La línea de transmisión LH no existe realmente, ya que siempre aparecerán efectos parasísticos, es por eso que obtenemos la denominada *composite left-handed transmission line* (CRLH TL) (13). La celda de este tipo de línea es la que se muestra en 2.13.

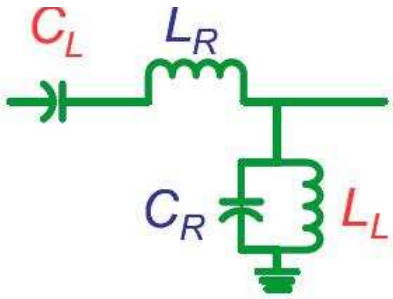

FIGURA 2.13: Modelo de una celda CRLH TL.

En la figura 2.14 se muestra el diagrama de dispersión típico de una línea CRLH TL en el que puede verse que, para frecuencias bajas, el comportamiento es zurdo, mientras que para frecuencias altas, se tiene propoagación diestra.

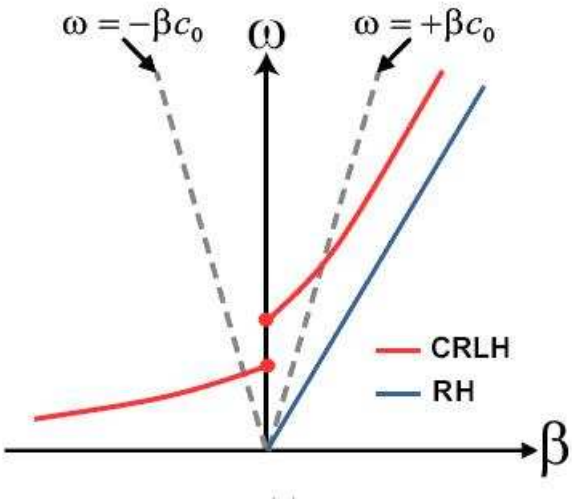

FIGURA 2.14: Diagrama dispersión CRLH TL para el caso no balanceado.

En el diagrama se ha ilustrado el caso para el cual la frecuencia de resonancia de la rama serie es inferior a la de la rama en derivación, por tanto, existe un rango de frecuencias en el cual la propagación no es posible. Esto sucede porque tanto la impedancia de la rama serie como la de la rama en derivación presentan ambas el mismo signo; este modo se conococe como modo *no balanceado*. Si, por el contrario, la transición entre el comportamiento zurdo y diestro es continua, ya que en todo momento las impedancias serie y derivación tienen signo opuesto, la banda de frecuencias prohibidas desaparece; a este modo se le conoce como *balanceado* (2.15)

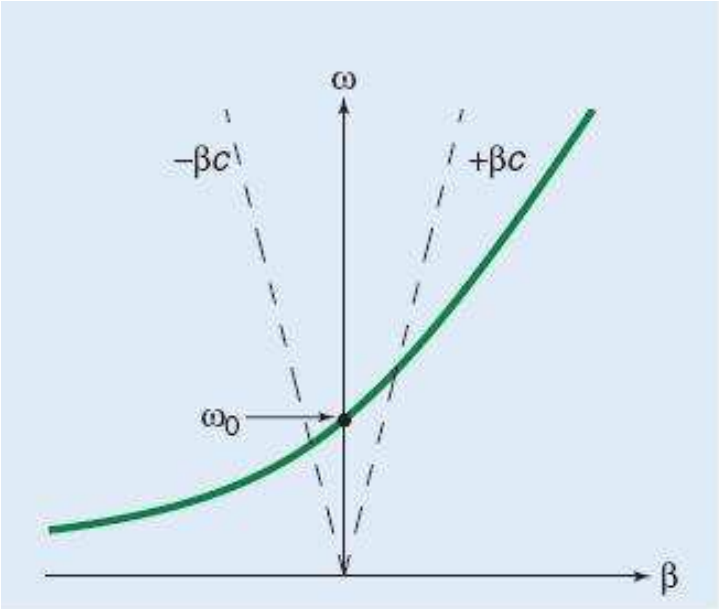

FIGURA 2.15: Diagrama dispersión CRLH TL para el caso balanceado.

2.5 DISEÑO DE UNA ESTRUCTURA CRLH TL

PARA PODER DISEÑAR una estructura CRLH TL real, como la de la figura 2.16 con una celda unidad como la de la figura 2.17 podemos seguir estos pasos:[1]

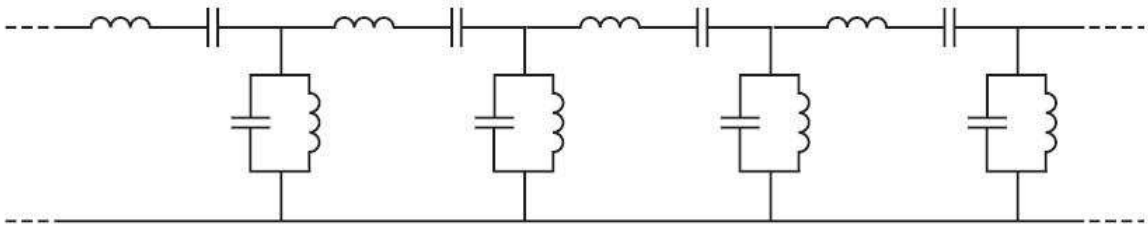

FIGURA 2.16: Implementación de una estructura periódica del caso general (no balanceado) de una línea de transmisión CRLH. Figura extraída de (4).

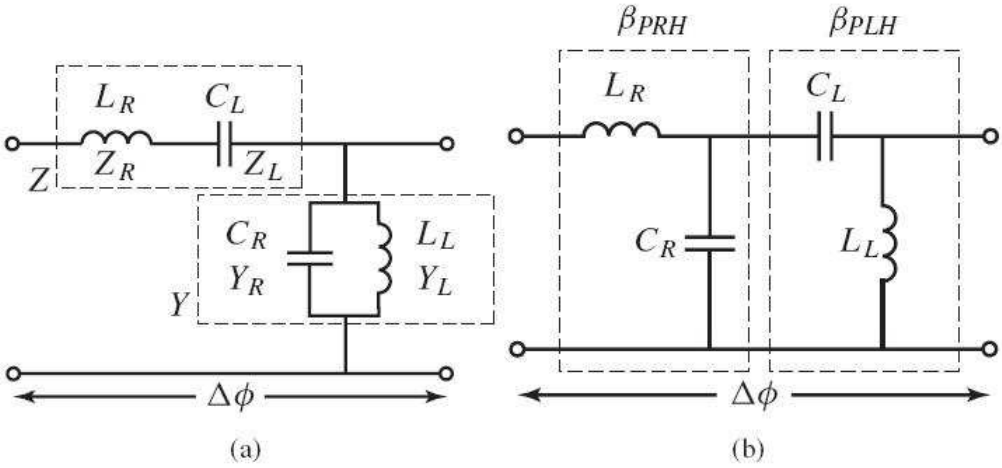

FIGURA 2.17: Celda unidad de una línea de transmisión CRLH
(a) Caso General (no balanceado). (b) Caso balanceado ($L_R C_L = L_L C_R$). Figura extraída de (4).

[1]el procedimiento de diseño que aquí se presenta puede ser extrapolado a estructuras con celdas unidad más complicadas.

(1) Primero tenemos que seleccionar una frecuencia de transición adecuada:

$$\omega_0 = \frac{1}{(\sqrt{L_R C_R L_L C_L})^{\frac{1}{4}}} = \sqrt{\omega_R \omega_L} = \sqrt{\omega_{se}\omega_{sh}} \tag{2.9}$$

donde se definen,

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}}, \quad \omega_L = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}}, \quad \omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \quad \omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \tag{2.10}$$

La frecuencia de transición ω_0 normalmente representa el centro del ancho de banda en el que estamos operando. ω_{se} y ω_{sh} son las frecuencias de resonancia en serie y en paralelo. (Para el caso balanceado: $\omega_{se} = \omega_{sh} = \omega_0$)

(2) Después se aplica la condición de equilibrio a los puertos, de impedancia característica Z_0,

$$Z_c = Z_L = Z_R \tag{2.11}$$

y obtenemos:

$$Z_R = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = Z_0 \tag{2.12}$$

$$Z_L = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} = Z_0 \tag{2.13}$$

(3) Una vez llegado a este punto tenemos definidas 3 de las 4 variables para el diseño ($L_R, \quad C_R, \quad L_L, \quad y \quad C_L$). Para encontrar la cuarta variable, requerimos de la definición del ancho de banda. Éste se define desde la frecuencia de corte LH, ω_{cL}, hasta la frecuencia de corte RH, ω_{cR}, dadas por:

$$\omega_{cL} = \omega_R |1 - \sqrt{1 + \frac{\omega_L}{\omega_R}}|, \tag{2.14}$$

$$\omega_{cR} = \omega_R (1 + \sqrt{1 + \frac{\omega_L}{\omega_R}}) \tag{2.15}$$

para el caso balanceado.

Y, para el caso no balanceado:

$$\omega = \omega_{cL} = \omega_0 \sqrt{\frac{[k + (\frac{2}{\omega_L})^2]\omega_0^2 - \sqrt{[k + (\frac{2}{\omega_L})^2]^2 \omega_0^4 - 4}}{2}}, \tag{2.16}$$

$$\omega = \omega_{cR} = \omega_0 \sqrt{\frac{[k + (\frac{2}{\omega_L})^2]\omega_0^2 + \sqrt{[k + (\frac{2}{\omega_L})^2]^2 \omega_0^4 - 4}}{2}}, \tag{2.17}$$

Nótese que estas frecuencias de corte no dependen del número de celdas de nuestra estructura, solamente de los valores que toman los parámetros LC.

El ancho de banda relativo se escribe como:

$$FBW = 2\frac{(\omega_{cR} - \omega_{cL})}{(\omega_{cL} + \omega_{cR})} \tag{2.18}$$

Esta ecuación nos puede servir para determinar la cuarta variable que nos faltaba.

(4) El siguiente paso sería escoger el número adecuado de celdas. Esto va a depender de la aplicación que se requiera. Ahora, el modelo inicial antes visto, (2.17, 2.16) ya estaría definido, dando lugar a una respuesta como por ejemplo: 2.18 y 2.19

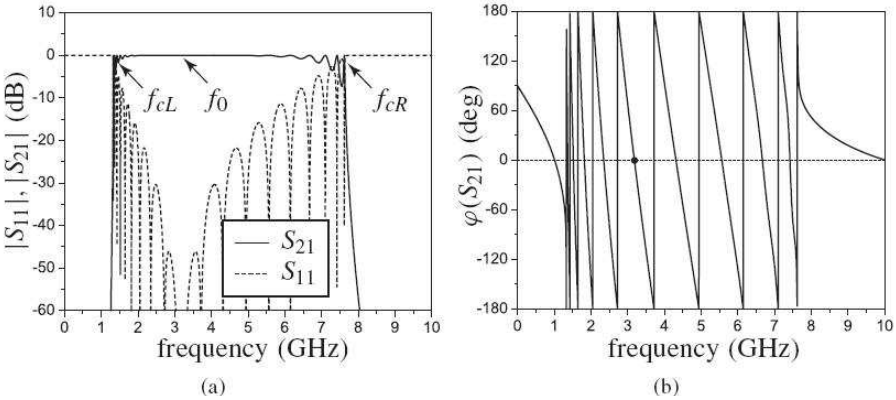

FIGURA 2.18: CRLH balanceado para los parámetros $N = 10$, $L_R = 2.5nH$, $C_R = 1pF$, $L_L = 2.5nH$, $C_L = 1pF$, $Z_c = 50\Omega$, ($Z_L = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} = Z_R = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = Z_c$ condición de equilibrio). (a) Magnitudes de S_{21} y S_{11}. (b) Fase de S_{21}. Las frecuencias de corte a -10dB son $f_{cL}^{-10dB} = 1.32GHz$ y $f_{cR}^{-10dB} = 7.64GHz$ y la frecuencia de transición es $f_0 = \frac{1}{(\sqrt{L_R C_R L_L C_L})^{\frac{1}{4}}} = 3.18GHz$. Las frecuencias de corte calculadas de forma analítica se obtienen mediante 2.14 y 2.15. Figura extraída de (4).

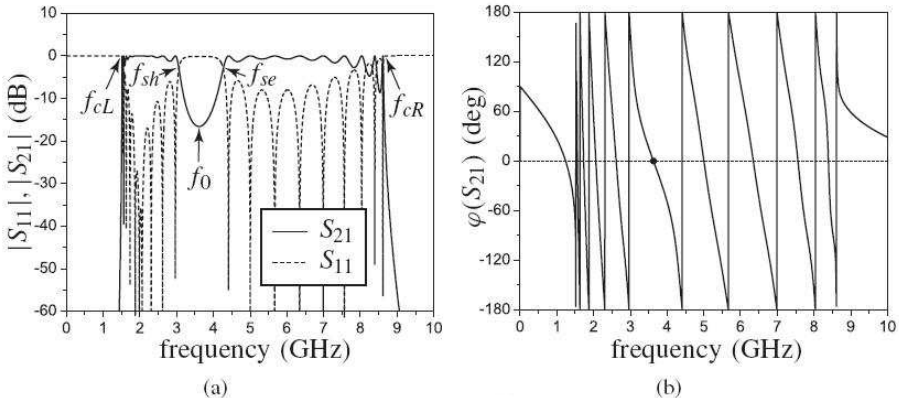

FIGURA 2.19: CRLH no balanceado para los parámetros $N = 10$, $L_R = 2nH$, $C_R = 1pF$, $L_L = 2.5nH$, $C_L = 0.75pF$, $Z_c = 50\Omega$, $Z_L = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} = 57.54\Omega$, $Z_R = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = 44.72\Omega$. (a) Magnitudes de S_{21} y S_{11}. (b) Fase de S_{21}. Las frecuencias de interés en este caso son $f_{cL}^{-10dB} = 1.51GHz$, $f_{sh}^{-3dB} = 3.06GHz$, $f_{se}^{-3dB} = 4.27GHz$ y $f_{cR}^{-10dB} = 8.64GHz$ y la frecuencia de transición es $f_0 = \frac{1}{(\sqrt{L_R C_R L_L C_L})^{\frac{1}{4}}} = 3.62GHz$. Las frecuencias de corte calculadas de forma analítica se obtienen mediante 2.16 y 2.17. Figura extraída de (4).

(5) Una vez determinados $L_R, \quad C_R, \quad L_L \quad y \quad C_L$ podemos implementar la estructura mediante inductancias $L_R, \quad L_L$ y capacitancias $C_R, \quad C_L$ con el uso de inductores y capacitores reales. Además se ha de seleccionar una tecnología determinada para la implemetación de la línea. Esta tecnología puede ser microstrip, CPW, stripline o cualquier otro tipo (4.1.1).

(6) Ya elegida la tecnología a usar, ahora tenemos que ver cómo implementamos los inductores y los capacitores. Por ejemplo, con tecnología microstrip, los inductores pueden ser implementados con una línea estrecha en forma de espiral o mediante un *stub*, mientras que los capacitores pueden ser implementados mediante estructuras interdigitales o MIM (Metal-Insulator-Metal). Un ejemplo de implementación de una línea de transmisión CRLH con tecnología microstrip es la siguiente:

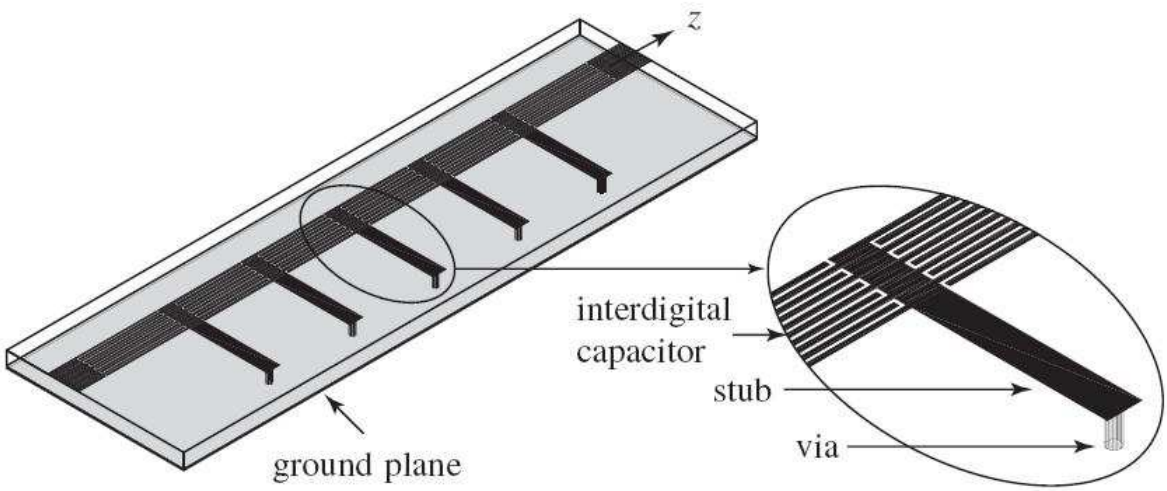

FIGURA 2.20:
Implementación de una línea de transmisión CRLH usando capacitores interdigitales e inductores en forma de *stub*. Figura extraída de (14) y (15).

2.6 Diferencia entre líneas de transmisión CRLH y filtros convencionales

Una línea de transmisión CRLH tiene un comportamiento de filtro Paso Banda, en el sentido que tiene una parte LH que hace de filtro Paso Alto a bajas frecuencias, y a la vez, la parte RH actúa de filtro Paso Bajo a altas frecuencias, de modo que solo tendremos una banda útil. De esta manera podemos compararlo con los filtros convencionales, resaltando las diferencias entre ambos mediante una tabla:

TABLA 2.1: Comparación filtros CRLH con TLs y filtros convencionales

Filtros convencionales	Filtros CRLH TLs
- No tiene rangos LH	- Transmisión de LH a frec. bajas - Transmisión de RH a frec. altas
- No cumplen generalmente la condición de homogeneidad	- Constituidas por celdas unidad que cumplen la condición de homogeneidad
- 1 Dimensión	- También en 2 D y 3 D
- Se comportan como circuitos electrónicos	- Pueden comportarse como un medio de masa
- Cada celda tiene diferentes valores de LC con el fin de cumplir las especificaciones dadas de un prototipo	- Pueden estar hechos con celdas idénticas

NOTAS.–
* Información sacada de (4).

2.7 RESONDORES *Zeroth-Order*

SI EN LUGAR DE acoplar la línea CRLH a elementos externos, la dejamos en circuito abierto o corto-circuito, las ondas se quedan resonando en la estructura, y se convierte en un *resonador*. En esta sección veremos como los resonadores con líneas metamateriales tienen unas determinadas características, como por ejemplo, las resonancias negativas y de orden cero.

2.7.1 RESONADORES CONVENCIONALES (PRH)

Las frecuencias de resonancia ω_m, en un resonador convencional, se dan cuando la longitud física l de la estructura es un múltiplo de $\frac{\lambda}{2}$, o lo que es lo mismo, la longitud eléctrica, $\theta = \beta l$, es múltiplo de π.

$$l = m\frac{\lambda}{2} \quad o \quad bien, \quad \theta_m = \beta_m l = (\frac{2\pi}{\lambda})(\frac{m\lambda}{2}) = m\pi, \tag{2.19}$$

con

$$m = +1, +2, ... + \infty, \tag{2.20}$$

tal y como se puede ver en la figura 2.21:

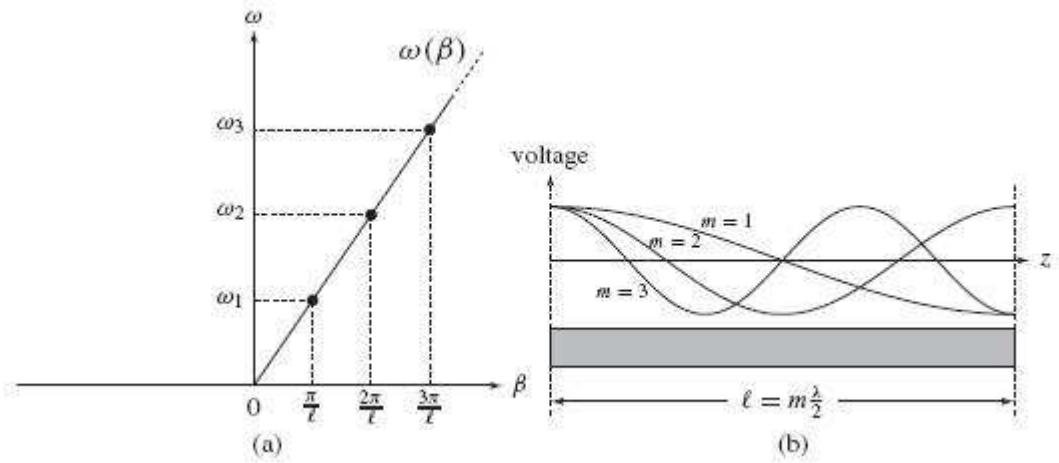

FIGURA 2.21: Resonador PRH (convencional). (a) Relación de dispersión entre la línea de transmisión y las frecuencias de resonancias ω_m del resonador. (b) Distribución de campos típica de los modos resonantes; más concretamente, la distribución de voltaje para el caso de circuito abierto. Figura extraída de (4)

Las frecuencias de resonancia se obtienen mediante la curva de dispersión $\omega = \omega(\beta_{PRH})$, donde $\beta_{PRH} = \sqrt{L'_R C'_R}$ de la ecuación 2.3, tal y como aparece en la gráfica 2.21.

En una línea de transmisión ideal existen un número infinito de resonancias, las cuales toman valores desde $\omega = 0$ a $\omega = \infty$. Como la longitud eléctrica de una línea PRH solo puede ser positiva, solo se producen resonancias diferentes de cero y positivas (2.20), y como la curva de dispersión de una línea PRH es lineal, las resonancias en este tipo de líneas son harmónicos de la fundamental ω_1, esto significa: $\omega_m = m\omega_1$.

2.7.2 Resonadores MTM

Las características de un resonador CRLH (caso balanceado) se pueden ver en la figura 2.22.

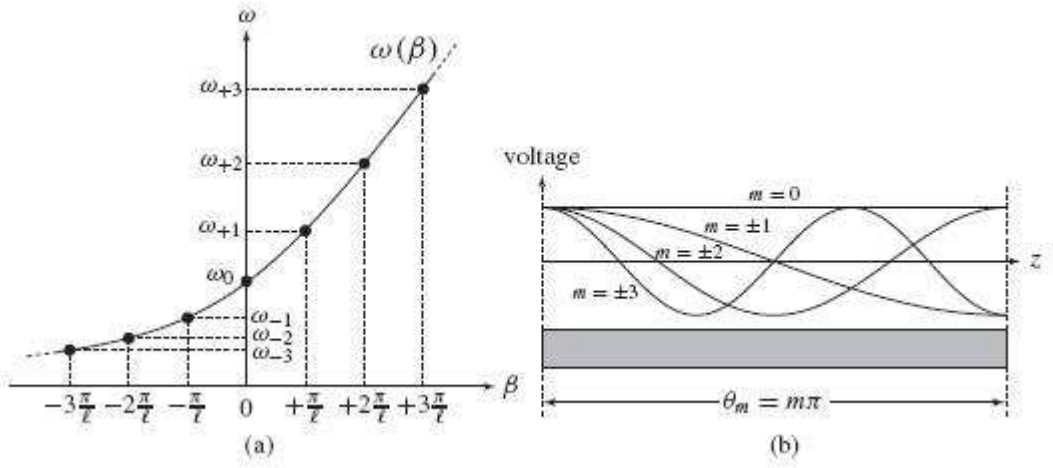

FIGURA 2.22: Resonador CRLH (caso línea de transmisión ideal homogenea). (a) Relación de dispersión entre la línea de transmisión y las frecuencias de resonancias ω_m del resonador. (b) Distribución de campos típica de los modos resonantes; más concretamente, la distribución de voltaje para el caso de circuito abierto. Figura extraída de (4)

A diferencia del caso PRH, ahora la frecuencia de transición puede ser cero ($\beta = 0$) y debido al rango de LH, aparecen $\beta < 0$. Como consecuencia, la longitud eléctrica ($\theta = \beta l$) puede ser cero y negativa, lo que nos lleva a una simetria en el índice de resonancia m alrededor de $m = 0$.

En este caso tenemos que:

$$l = \mid m \mid \frac{\lambda}{2} \quad o \quad bien, \quad \theta_m = \beta_m l = (\frac{2\pi}{\lambda})(\frac{m\lambda}{2}) = m\pi, \tag{2.21}$$

con

$$m = 0, \pm 1, \pm 2, ... \pm \infty, \tag{2.22}$$

Ahora también obtenemos un número infinito de resonancias.

Después de esta pequeña descripción, podemos decir que hay varias diferencias entre los resonadores convencionales y los metamateriales:

* Con los metamateriales obtenemos resonancias negativas ($m < 0$) y ($m = 0$) además de las resonancias positivas convencionales ($m > 0$)

* Cada modo (m) tiene su modo opuesto correspondiente ($-m$) con idéntica distribución de campo, excepto para el modo $m = 0$, que no tiene simétrico, ya que ocupa la posición central.

* Merece la pena resaltar el modo $m = 0$: este modo corresponde a una distribución de campo llana (sin gradiente de voltaje), y por lo tanto, la frecuencia es *independiente de la longitud eléctrica de la línea de transmisión*, lo que nos va a permitir miniaturizar el circuito sin alterar la frecuencia de resonancia.

2.7.3 IMPLEMENTACIÓN DE LOS RESONADORES MTM

Como las estructuras metamateriales son artificiales (no se encuentran en la naturaleza), los resonadores CRLH tienen que ser implementados mediante estructuras LC, tal y como hemos visto en 2.5. Para definir los aspectos a tener en cuenta para la implementación de los Resonadores MTM, partiremos de una configuración periódica (balanceada) de periodo *p* y sin pérdidas.(2.23).

El ancho de banda del resonador CRLH viene limitado por las frecuencias de corte de las partes LH y RH, definidas en 2.16 y 2.17, (en el caso balanceado se pueden simplificar por 2.14 y 2.15).

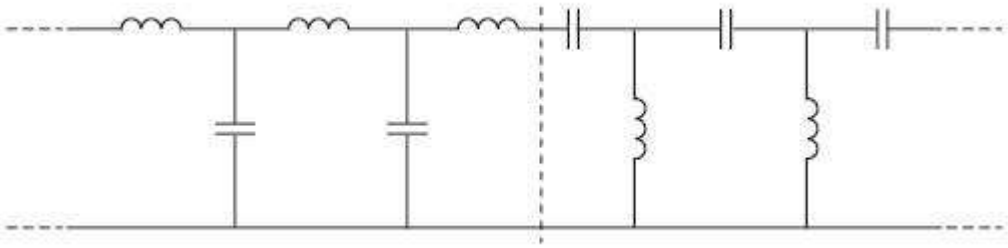

FIGURA 2.23: Implementación de una estructura periódica para el caso balanceado de una línea de transmisión CRLH. Figura extraída de (4)

Realmente no vamos a tener un número infinito de frecuencias de resonancia, como hemos dicho antes, ya que fuera de la zona de Brillouin, todas estas teóricas resonancias, son realmente frecuencias periódicas de las fundamentales. Esto se puede entender de una mejor manera viendo la figura 2.24. Por ejemplo, para un resonador de longitud l formado por N celdas unidad y de periodo p ($l = Np$), la zona de Brillouin se divide en 2N regiones de ancho $\frac{\pi}{l}$, N regiones a cada lado del eje $\beta = 0$; es decir, que en total tendríamos 2N−1 resonancias.

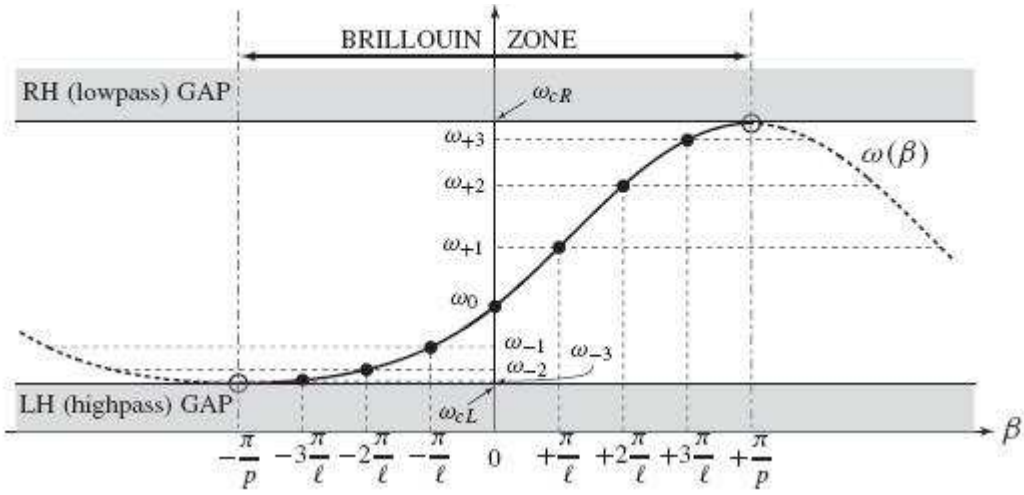

FIGURA 2.24: Resonancias de un resonador CRLH formado por N celdas (en este caso N=4). La longitud eléctrica l del resonador y el periodo, están relacionados por $l = Np$, lo que define los límites de la zona de Brillouin como $\pm\frac{N\pi}{l} = \pm\frac{N}{p}$. Figura extraída de (4)

2.7.4 CARACTERÍSTICAS DE LOS RESONADORES ZEROTH-ORDER

Mientras que en la propagación de una línea de transmisión se tiene que cumplir la condición de equilibrio 2.11 para conseguir un buen acoplamiento, en los resonadores no es necesaria, ya que éste va a estar en corto circuito o circuito abierto. En el caso de una celda CRLH no balanceada, ya hemos visto que tiene dos frecuencias de resonancias, ω_{se} y ω_{sh}. Pero en el caso de un resonador, qué frecuencia de resonancia tendremos? ω_{se}, ω_{sh} o ambas?

En el caso de **circuito abierto**, tenemos que solo hay una frecuencia de resonancia,

$$\omega_{res}^{open} = \omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \tag{2.23}$$

y no existe frecuencia de resonancia para $\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}$.

Por el contrario, en el caso de **corto circuito**, ahora la frecuencia de resonancia es,

$$\omega_{res}^{short} = \omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} \tag{2.24}$$

y, análogamente, no existe resonancia para $\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}$.

"Una característica remarcable de los resonadores Zeroth-Order es que, tanto para el caso de corto circuito como para el de circuito abierto, la frecuencia de resonancia depende únicamente de los valores $\frac{L_R}{C_L}$ o, $\frac{L_L}{C_R}$ de la celda unidad, y no de la longitud física del resonador."(4) Es por eso que un resonador Zeroth-Order puede ser indiscriminadamente pequeño[2], hasta el límite que marquen los componentes LC.

[2]También podría ser indiscriminadamente grande. Sin embargo en aplicaciones de microondas no resulta interesante, podría serlo en aplicaciones a altas frecuencias donde el tamaño del resonador resulta demasiado pequeño en algunos casos.

2.7.5 REALIZACIÓN EN MICROSTRIP

Para ver un ejemplo y poder verificar lo que hemos descrito, se muestra una implementación de resonador en circuito abierto CRLH en tecnología microstrip (16) en 2.25:

FIGURA 2.25: Prototipo de un resonador en circuito abierto CRLH en microstrip de 7 celdas. El acoplamiento es conseguido mediante el uso de dos slots de ancho 200μm en la entrada y salida de la estructura. El sustrato usado es Duroid 6510 con una permitividad de 2.2 y un grosor de 1.57mm

2.8 ESTADO DEL ARTE DE LOS MTM

EL CONCEPTO DE ESTRUCTURAS basadas en metamateriales es cada vez más popular en el área de microondas. Revisando las diferentes publicaciones hemos visto que han sido propuestas diversas estructuras metamateriales. En una primera fase de nuestro estudio se hizo un estudio del comportamiento, evolución e implementación de metamateriales mediante la consulta del libro de Itoh y Caloz (4).

Un aspecto importante de las estructuras metamaterial (CRLH-TL) es el comportamiento del phase shift, el cual puede ser positivo, negativo o incluso cero. Para entender mejor este aspecto, se consultó el artículo de Antoniades (12), donde se hace un estudio de este comportamiento e implementa una celda metamaterial con líneas de transmisión (para el diseño de la parte RH).

El hecho de que el phase shift de una celda CRLH pueda ser cero conlleva a la realización de resonadores zeroth-order, los cuales tienen la propiedad de que la frecuencia de resonancia es independiente de la longitud física (no hay gradiente de voltaje) y permite la miniaturización de las estructuras (explicado en la sección 2.7.2). Es importante centrarnos en este tipo de resonadores ya que se usan para el diseño del filtro propuesto. Varios tipos de resonadores zeroth-order implementados en líneas microstrip son descritos por Sanada, Itoh y Caloz (16) y por Feng Ma, Qi Lin y Bao (17). En el primero se presenta un resonador con el uso de etsructuras CRLH-TL y se demuestran analíticamente las propiedades de los resonadores Zeroth-Order. En el segundo se proponen dos estructuras novedosas para el diseño de dos resonadores Zeroth-Order, mediante el uso de estructuras de filtro Paso Banda de banda amplia. Las estructuras CRLH también han sido usadas para la implementación de Ring Resonators como los descritos por Allen, Itoh y Leong (18) y (19).

Un último avance en las estructuras CRLH-TL es el uso de superconductores, del cual se va hablar con más detalle en el siguiente capítulo (3).

3

SUPERCONDUCTORES DE ALTA TEMPERATURA (HTS)

La investigación en nuevos materiales que permitan obtener mejores y más exigentes respuestas ha llevado al descubrimiento del fenómeno de la superconductividad. Una de las principales ventajas de estos materiales es que permiten una miniaturización de los circuitos, además de una disminución de las pérdidas. Esto permite el uso de la superconductividad en muchas aplicaciones tales como las comunicaciones móviles, medicina, radares, radioastronomía y comunicaciones satelitales (20).

3.1 Introducción a los Superconductores

En el siglo XIX ya se llevaron a cabo diversos experimentos para medir la resistencia eléctrica a bajas temperaturas, siendo James Dewar el primer pionero en este campo. Sin embargo, la superconductividad como tal no se descubrió hasta 1911, año en que el físico holandés Heike Kamerlingh Onnes observó que la resistencia eléctrica del mercurio desaparecía bruscamente al enfriarse a 4K ($-269\,^{\circ}$C), cuando lo que se esperaba era que disminuyera gradualmente hasta el cero absoluto; a esta temperatura se la denominó como temperatura crítica. Gracias a sus descubrimientos, principalmente por su método para lograr la producción de helio líquido, recibió dos años más tarde el premio Nobel de física. Durante los primeros años el fenómeno fue conocido como *supraconductividad*.

Puesto que se trata de un fenómeno esencialmente cuántico, no se hicieron grandes avances en la comprensión de la superconductividad, ya que la comprensión y las herramientas matemáticas de que disponían los físicos de la época, no fueron suficientes para afrontar el problema hasta los años cincuenta.

Tras algunos años de relativo estancamiento, en 1986 Bednorz y Müller descubrieron que una familia de materiales cerámicos, los óxidos de cobre con estructura de perovsquita, eran superconductores con temperaturas críticas superiores a 90K. Estos materiales, conocidos como superconductores de alta temperatura (HTS), estimularon nuevamente el interés en la investigación de la superconductividad. Debido a que el estado superconductor persistía hasta temperaturas más manejables, superiores al punto de ebullición del nitrógeno líquido, abundante en la naturaleza y fácil de obtener, muchas aplicaciones comerciales fueron y están siendo viables hasta el momento.(21).

Estos nuevos materiales han generado un gran cantidad de diseños novedosos en los circuitos de microondas, con una mejor respuesta y una mayor miniaturización que en los circuitos con tecnología convencional. Una de sus aplicaciones más importantes es la elaboración de filtros, ya que el uso de este tipo de materiales supone una serie de ventajas como veremos a continuación.

3.2 SUBSTRATOS PARA HTS

EN LAS ESTRUCTURAS PLANARES (microstrip y coplanar), los substratos que se usan con los superconductores deben cumplir varios requisitos, como por ejemplo, que tengan una constante dieléctrica alta, lo que permite miniaturizar el circuito; o también, que dicha constante no varíe mucho con la temperatura, ya que puede afectar a la estabilidad del circuito final. Sin embargo, uno de los factores más importantes con el que ha de contar el dieléctrico es que tenga una tangente de perdidas dieléctricas muy baja, ya que esto influye directamente con el alto factor de calidad que caracteriza a estas estructuras. Si las pérdidas del dieléctrico no son suficientemente bajas, todas las ventajas que proporciona el uso de superconductores pueden quedar inservibles.

Además de estos requisitos, otro punto a tener en cuenta en la elección del substrato, es que éste ha de ser compatible con la película de HTS a nivel del *lattice* molecular. Para que haya una buena compatibilidad las dimensiones del *lattice*

cristalino en la superficie del substrato han de ser equiparables con las dimensiones del lattice del superconductor. De no ser así se pueden producir torceduras en las películas de HTS y también grietas en el caso de que exista una expansión térmica.

Es obvio que no existe un material dieléctrico que cumpla con todos los requisitos a la perfección, pero sí existen unos cuantos materiales dieléctricos que se ajustan muy bien a las necesidades y que son ampliamente usados en el ámbito de las microondas. Los más comúnmente usados son el aluminato de lantano ($LaAlO_3$) y el óxido de magnesio (MgO); ambos tienen una tangente de pérdidas muy baja. El aluminato de lantano tiene una constante dieléctrica superior a la del óxido de magnesio aunque es comparable, y además, la constante dieléctrica no está tan definida y puede sufrir ligeros cambios.

En la siguiente tabla se muestran las características de los dos dieléctricos comentados (22).

TABLA 3.1: CARACTERÍSTICAS DE LOS SUBSTRATOS PARA HTS*

MATERIAL	ϵ_r	$\tan\delta$		f (GHz)	$T_c(K)$
$LaAlO_3$			10^{-6}	11.6	4.3
	26	< 5	10^{-4}	500	4.2 - 90
	24.5	2	10^{-6}	0.5 - 15	4.2
	24.2	3.1	10^{-5}	10	300
		7.6	10^{-6}	10	77
		4.9	10^{-6}	10	20
MgO	9.6	2	10^{-3}	1 kHz	300
	9.87	9	10^{-4}	10 - 10^3	300
	9.6	4	10^{-5}	10 - 10^3	80
		1	10^{-6}	0.5	4.2
	10	1.6	10^{-5}	10	300
		6.1	10^{-6}	10	20
		2	10^{-6}	8	77

NOTAS.–
* Esta tabla se encuentra en (22)

Si nos referimos al material HTS como tal, dentro de los muchos que hay, el más utilizado es el YBCO (Itrio-Bario-Cobre-Oxigeno, $YBa_2Cu_3O_7$). Su utilización es más por una razón histórica, pero también es cierto que la resistencia superficial (R_s) no mejora sustancialmente con el uso de otros materiales y, además, la temperatura de transición, situada en los 92 K, es de las más altas que se conocen.

3.2.1 FILTROS HTS

Si comparamos las respuestas en frecuencia de los filtros HTS con los filtros convencionales, podemos ver como los primeros presentan una reducción bastante notable de las pérdidas de inserción, así como una mayor selectividad en las bandas de paso. Este comportamiento es debido a las características de los HTS. Estos materiales presentan una resistencia de superficie (R_s) muy baja comparada con los conductores convencionales (como por ejemplo el cobre). Este hecho también produce que el circuito pueda miniaturizarse bastante en comparación con los convencionales.

La resistencia de superficie del YBCO a la temperatura de 77 K y a una frecuencia de 10 GHz, es aproximadamente 100 $\mu\Omega$; esto representa dos órdenes de magnitud menor que la del cobre en las mismas condiciones. A la frecuencia de 1 GHz y a la misma temperatura, las pérdidas del cobre son 1000 veces mayores que las del YBCO. Hay que destacar también que el punto de corte entre el YBCO y el cobre, es decir, la frecuencia a partir de la cual el cobre muestra menores pérdidas que el YBCO, es a partir de los 200Ghz (22).

En la figura 3.1 se puede observar la variación de la resistencia superficial en función de la frecuencia de varios materiales, entre ellos el cobre y el YBCO.

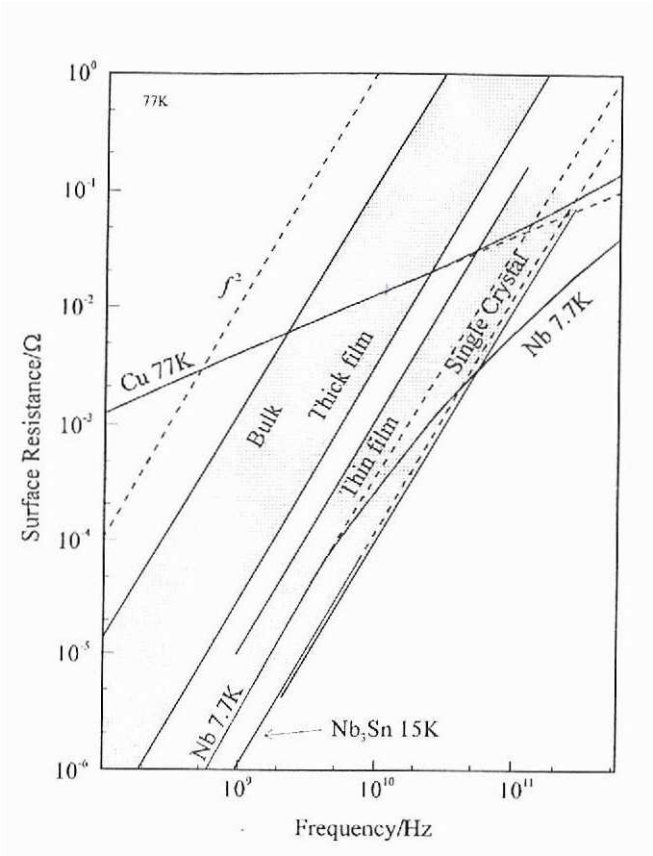

FIGURA 3.1: Comparación de la resistencia superficial del YBCO a 77K con otros materiales superconductores. Figura extraída de (22).

Es importante comentar que las bajas pérdidas de los HTS hacen que el factor de calidad de los filtros en estructuras planares sea mucho más elevado que en los filtros planares convencionales. Para este último caso de filtros planares convencionales, encontramos en la literatura desde valores de Q próximos a 15, como es el caso de (23) donde nos presentan unos filtros microstrip con un substarto Rogers RO3010, hasta valores de 250 y 280 como en (16) donde nos muestran dos resonadores Zeroth-Order de 7 y 1,5 celdas implementados en microstrip. En el caso de HTS los valores de Q son, como hemos dicho, mucho mayores, como por ejemplo en (24) donde consiguen unos valores de 50000 en la realización de un filtro en microstrip con MgO; o también en (25) donde aun consiguen valores con un orden de magnitud mayor, alrededor de 500000, en la contrucción de filtro microstrip con $LaAlO_3$.

Para entender lo descrito anteriormente mostramos un ejemplo de un filtro HTS que describen Lyons, Bonetti y Williams entre otros, en su trabajo titulado como *"High T_c Superconductive Microwave Filters"* (26) y que Lancaster nos resume en su libro *"Passive Microwave Device Applications of High-Temperature Superconductors"* (22).

En él nos muestran, como se puede ver en la figura 3.2, un filtro formado por resonadores acoplados de $\lambda/2$ y en forma de "U". El filtro está diseñado para que su frecuencia central sea de 4GHz y que tenga un ancho de banda relativo del 3 %. Está construido sobre un substrato de $LaAIO_3$ de dimensiones 0.425 x 13 x 23 mm.

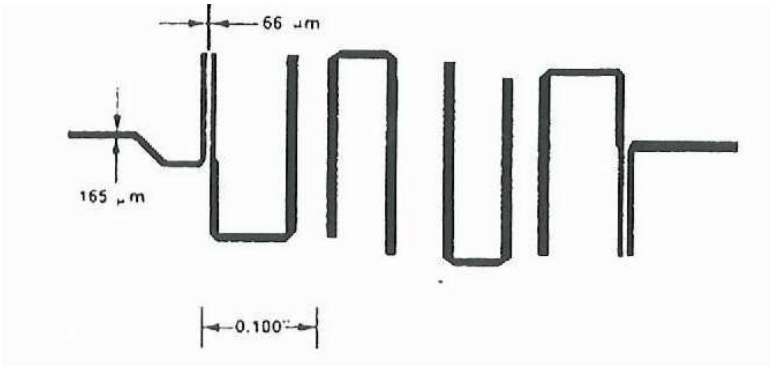

FIGURA 3.2: Layout del filtro con resonadores en forma de "U". Figura extraída de (22).

En la figura 3.3 podemos ver las pérdidas de inserción del filtro. Una de las respuestas muestra las pérdidas de inserción del filtro hecho con YBCO, y la otra la del filtro hecho con oro.

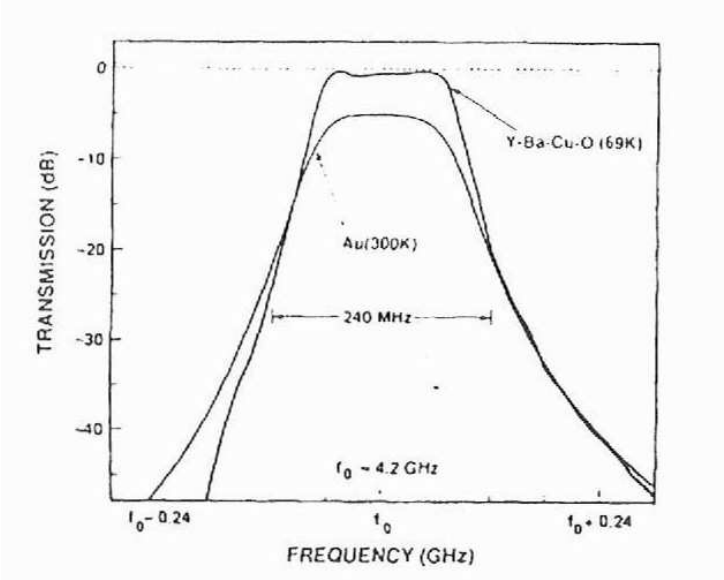

FIGURA 3.3: Respuesta en frecuencia del filtro. Figura extraída de (22).

El filtro hecho con YBCO tiene unas pérdidas de inserción de 0.3 dB a una temperatura de 77 K y de 0.1 dB a 13K, mientras que la implementación realizada con oro presenta unas pérdidas de inserción de 5.2 dB a temperatura ambiente y de 2.8 dB a 77 K. Se puede observar como el filtro hecho con oro muestra una respuesta mucho más redondeada. Esto es debido a que el oro (material convencional) tiene muchas más pérdidas que el YBCO (material HTS).

3.3 ESTADO DEL ARTE DE ESTRUCTURAS METAMATERIALES EN SUPERCONDUCTORES HTS

Si revisamos la literatura encontramos diversas publicaciones donde se realizan líneas de transmisión utilizando materiales superconductores. En todas las líneas de transmisión se usan estructuras left-handed (MTM) (estudiadas en el capítulo anterior (2.3)), lo que hace que las propiedades de éstas se complementen con las de los materiales superconductores para obtener así unas mejores prestaciones; como será el caso de nuestro trabajo.

Mansour estudia el efecto de incorporar superconductores en una estructura LHTL (SLHTL) (27) y como varía el efecto de la inductancia cinética al disminuir el espacio entre la línea de señal y los planos de tierra; utiliza tecnología coplanar ya que en micrsotrip el espacio entre la línea de señal y el plano de tierra viene fijado por el ancho del substrato.

Posteriormente, Lancaster propone la realización de líneas de transmisión LH coplanares usando high-temperature superconductors (HTS) en (28) y (29). Ambos concluyen en que la incorporación de materiales HTS reduce considerablemente las pérdidas inherentes de los componentes de la celda MTM. La diferencia, sin embargo, entre ambos artículos es que en el segundo caso, la disposición de los inductores a tierra de la celda MTM es asimétrica, lo que supone una mejora.

Finalmente, también Lancaster (30), nos muestra el estudio de una línea de transmisión ya CRLH-TL coplanar usando superconductores con ferroeléctrico y usando también la disposición asimétrica de los inductores.

4

FILTROS DE MICROONDAS

Los filtros juegan un papel importante en muchas aplicaciones de microondas. Son usados para separar o combinar diferentes frecuencias. El espectro electromagnético es limitado y tiene que ser compartido, es por eso que los filtros son imprescindibles, ya que nos permiten seleccionar las señales de microondas dentro de los límites espectrales designados. Las aplicaciones emergentes relacionadas con la radioastronomía, continúan desafiando los filtros de microondas con requisitos cada vez más estrictos: mejor comportamiento, disminución de las medidas, menor peso y bajo coste. Dependiendo de estos requisitos y las especificaciones dadas, el diseño del filtro de microondas va a variar. Los recientes avances en nuevos materiales y tecnologías de fabricación (como por ejemplo los *high-temperature superconductors (HTS)*), han favorecido el rápido desarrollo de filtros novedosos para aplicaciones en microondas.

4.1 Líneas de Transmisión Planares

Las líneas de transmisión planares son aquellas cuyas características de propagación Zo y γ se pueden determinar a partir de las dimensiones en un plano; son las líneas impresas de frecuencias de microondas; se componen de una o varias metalizaciones sobre un substrato dieléctrico de bajas pérdidas ($\tan\delta \ll 1$); y se complementan con el cable coaxial que es el otro tipo de línea que se utiliza a frecuencias de microondas.

4.1.1 Tipos de Líneas Planares

En las figuras 4.1, 4.2 y en 4.3 se muestran los tres tipos de líneas Planares existentes:

* Línea Microstrip

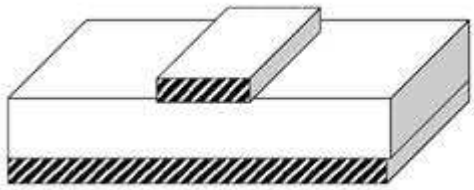

FIGURA 4.1: Esquema de una línea Microstrip.

* Línea Stripline

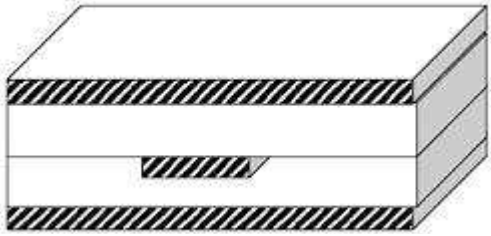

FIGURA 4.2: Esquema de una línea Stripline.

* Línea Coplanar

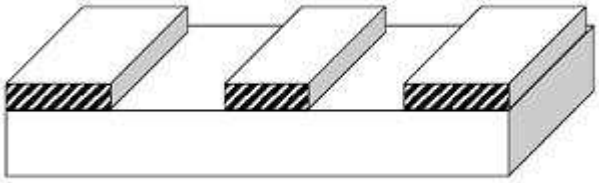

FIGURA 4.3: Esquema de una línea Coplanar.

4.1.2 VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE LAS LÍNEAS PLANARES

Las ventajas serían las siguientes:

1. Fabricación sencilla: Mediante técnicas convencionales de fotolitografía (circuito impreso). Debido a las altas frecuencias involucradas (pequeñas longitudes de onda) hay que cuidar las dimensiones, a diferencia de lo que ocurre a bajas frecuencias
2. Dimensiones reducidas
3. Incorporan stubs paralelos impresos y componentes que se pueden montar (excepto en el caso de stripline)
4. Se puede conseguir cualquier Zo (dentro de unos límites). Esto se consigue mediante la variación del ancho de la pista W
5. Fácil acceso desde coaxial
6. Bajas pérdidas en general

Y como desventaja:

1. Microstrip y Guía coplanar son estructuras abiertas, eso es que existen pérdidas por radiación, interferencias desde y hacia otros circuitos. Son líneas de transmisión inhomogénea (el modo que se propaga es quasi-TEM). Aparece una débil dispersión

4.1.3 PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS DE LAS LÍNEAS PLANARES

Tienen dos características principales

1. Estructuras abiertas:

   Las líneas que se acaban de describir, excepto la Stripline que es una estructura cerrada, son estructuras abiertas, en las que, inevitablemente los campos se extenderán, además de por el dieléctrico, por el aire. Intervienen dos dieléctricos: el que sirve de soporte a los conductores y el aire.
   No es posible hablar de una única permitividad eléctrica del dieléctrico, pero es útil definir una permitividad efectiva:

$$1 < \epsilon_{ef} < \epsilon_r \tag{4.1}$$

Se define como aquella permitividad que tendría la misma estructura con dieléctrico homogéneo, dando lugar a la misma capacidad por unidad de longitud que la estructura actual:

$$\epsilon_{ef} = \epsilon_0 \frac{C}{C_0} \tag{4.2}$$

2. Dispersión:

Se entiende por dispersión la dependencia de la velocidad de fase con la frecuencia:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \tag{4.3}$$

- En una línea ideal:

$$\beta = \omega\sqrt{LC} = \omega\sqrt{\mu\epsilon} \tag{4.4}$$

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \tag{4.5}$$

No hay dispersión.

- En una línea con pérdidas:

$$\beta = \beta(\omega) \tag{4.6}$$

Es una función no lineal de la frecuencia, aunque con la aproximación de bajas pérdidas, resulta:

$$\beta \approx \omega LC \tag{4.7}$$

No hay dispersión.

- En una línea de transmisión con dieléctrico inhomogéneo:

Estas líneas no pueden soportar modos TEM. Se habla de modos quasi-TEM porque en el límite de las bajas frecuencias se aproxima mucho a la situación TEM estricta. Teniendo en cuenta esto, la definición de permitividad efectiva se puede generalizar mediante la siguiente expresión:

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon_{ef}}} \tag{4.8}$$

$$\epsilon_{ef} = \frac{1}{\mu v_p^2} \tag{4.9}$$

Para modos no TEM,

$$v_p = v_p(f) \longrightarrow \epsilon_{ef} = \epsilon_{ef}(f) \tag{4.10}$$

Así, en una línea con dieléctrico inhomogéneo, aunque no haya pérdidas, β no es una función lineal de ω: depende de la frecuencia, por lo tanto, hay dispersión!!

4.1.4 LÍNEAS MICROSTRIP

Se consituyen por una ″cinta″ conductora (microstrip line) con un ancho **W** y un grosor determinado, situada encima de un sustrato dieléctrico que tiene una constante dieléctrica ϵ_r, y un grosor **h**. Debajo de este dieléctrico se encuentra un plano de tierra. En la figura 4.4 se puede apreciar lo anteriormente descrito:

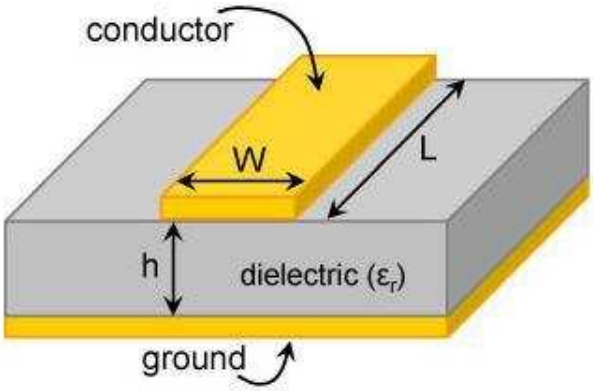

FIGURA 4.4: Esquema de una línea Microstrip.

4.1.5 LÍNEAS COPLANARES

Se constituyen por una ″cinta″ conductora (signal line) con un ancho **S** y un grosor determinado, situada encima de un sustrato dieléctrico que tiene una constante dieléctrica ϵ_r, y un grosor **h**. Encima también de este dieléctrico, en el mismo plano que la ″cinta″ conductora, y en los extremos, se encuentran dos planos de tierra separados a una distancia **W** de la ″cinta″ conductora. En la figura 4.5 se puede apreciar lo que acabamos de describir:

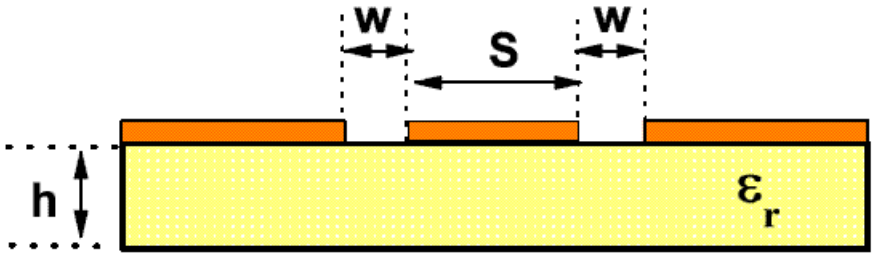

FIGURA 4.5: Esquema de una línea Coplanar.

4.2 FUNCIONES DE TRANSFERENCIA

LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE UN FILTRO, compuesto por una red de dos puertos, es un modelo matemático que representa el parámetro S21. Muchas veces se define la función de transferencia de un filtro pasivo sin pérdidas como:

$$\mid S21(j\Omega) \mid^2 = \frac{1}{1+\epsilon^2 F_n^2(\Omega)} \tag{4.11}$$

Dónde ϵ es la constante de rizo, $F_n(\Omega)$ representa la función característica y Ω representa la variable de frecuencia en radianes del prototipo paso bajo, el cual tiene una frecuencia de corte a $\Omega = \Omega_c$ para $\Omega_c = 1$.

Dada una función de transferencia, las pérdidas de inserción del filtro, podemos definirlas con:

$$L_a(\Omega) = 10 \log \frac{1}{\mid S21(j\Omega) \mid^2} dB \tag{4.12}$$

Y las pérdidas por retorno del filtro se pueden encontrar mediante:

$$L_r(\Omega) = 10 \log 1 - \mid S21(j\Omega) \mid^2 dB \tag{4.13}$$

4.3 FILTROS BAND STOP

NOS CENTRAREMOS en el diseño de filtros Band Stop cuya característica ideal se muestra en 4.6

De hecho, esta figura representa una aproximación a la característica ideal. La aproximación, en realidad, se efectúa en términos de un filtro Paso Bajo que después se transforma en Band Stop con un cambio de variable (prototipo Paso bajo). Esto facilita mucho los cálculos y los hace más universales.

Hay dos aproximaciones típicas para el prototipo Paso Bajo:

* Aproximación Butterworth

* Aproximación Chebyschev

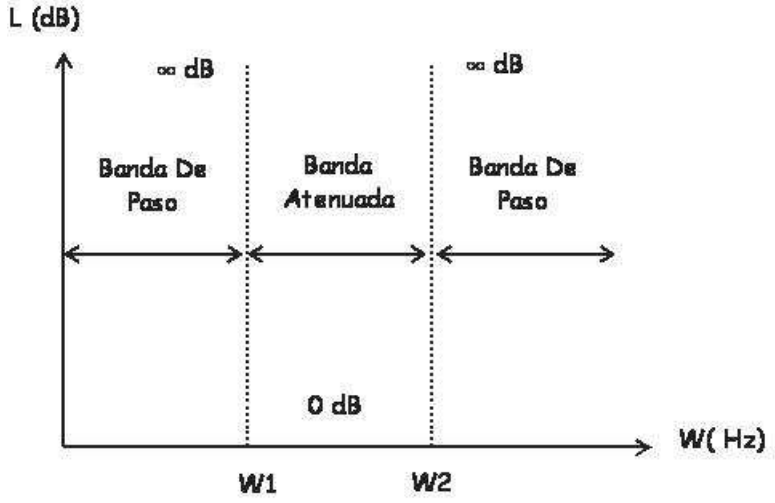

FIGURA 4.6: Característica ideal de un filtro Band Stop.

4.3.1 Aproximación Paso Bajo: Chebyshev

Nosotros nos centraremos en la aproximación Chebyshev, la cual tiene rizado constante en la banda de paso y es maximalmente plana en la banda atenuada. La función de transferencia que describe este tipo de respuesta es la siguiente:

$$\mid S21(j\Omega) \mid^2 = \frac{1}{1+\epsilon^2 T_n^2(\Omega)} \tag{4.14}$$

$T_n(\Omega)$ es la función de Chebyshev del primer tipo de orden n, que se define como:

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n\cos^1\Omega) & \mid \Omega \mid \leq 1 \\ \cosh(n\cosh^1\Omega) & \mid \Omega \mid \geq 1 \end{cases}$$

* Tenemos que tener en cuenta que ϵ se relaciona con la máxima atenuación en la banda de paso, la cual denominamos L_{ar}, de la siguiente manera:

$$L_{ar} = 10\log 1 + \epsilon \tag{4.15}$$

Por ejemplo, para n=4, y ϵ =0.12, la gráfica que se obtendría para el filtro paso bajo es:

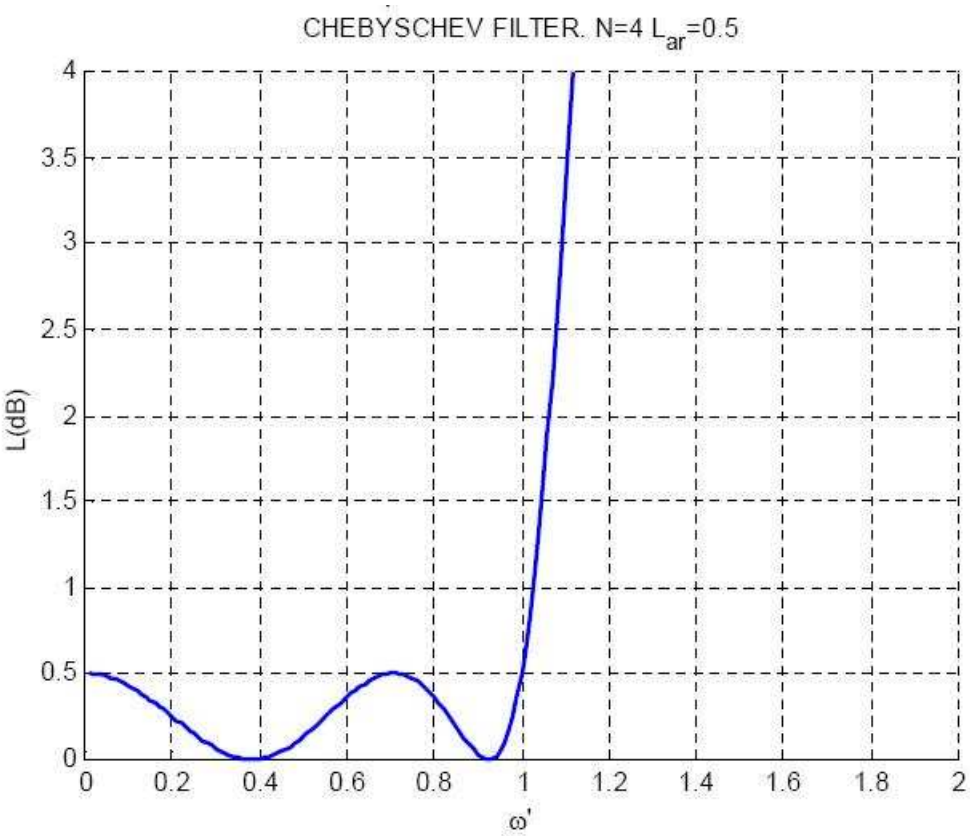

FIGURA 4.7: Ejemplo de una respuesta de un filtro Chebyshev con n=4 y ϵ =0.12.

Podemos apreciar en la gráfica 4.7 el rizado constante en la banda de paso como hemos definido para este tipo de aproximaciones anteriormente.

En la siguiente gráfica, se compara la respuesta del filtro para varios valores del rizado y se hace un zoom alrededor de la banda de paso (4.8).

Se puede observar que cuanto más pequeño sea el valor de ϵ, más plana es la respuesta en la banda de paso.

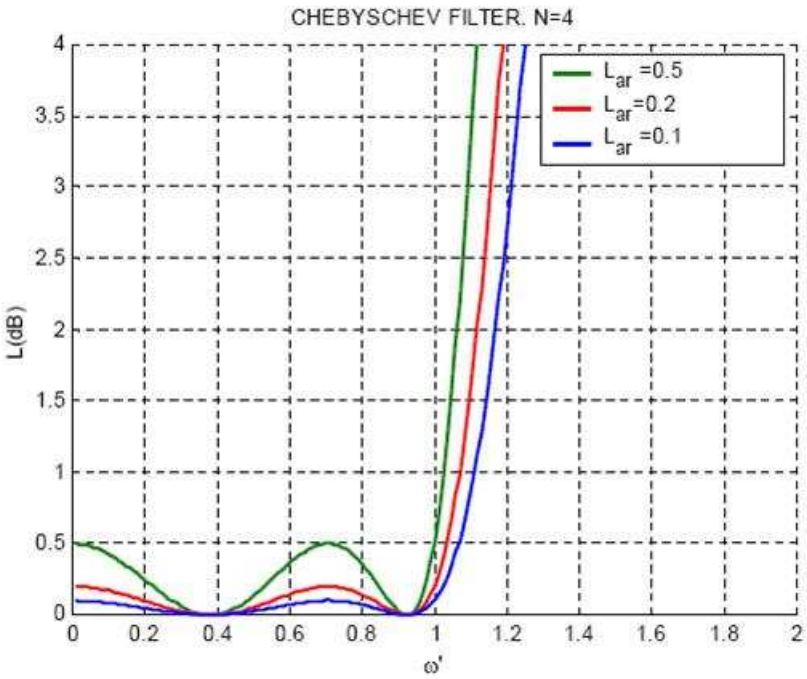

FIGURA 4.8:
Comparación de las respuestas de diferentes filtros Chebyshev
para los casos l_{ar} = 0.1, 0.2, 0.4

Una vez determinado el orden del filtro, se recurre a las tablas para encontrar el valor de los elementos del prototipo paso bajo. Por ejemplo, para el caso de un filtro Chebyshev con un rizado de 0.5 dB en la banda de paso, tenemos la tabla 4.1.

TABLA 4.1: ELEMENTOS PARA EL PROTOTIPO PASO BAJO CHEBYSHEV* (g_0= 1, Ω=1)

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.0960	1.0								
2	0.4489	0.4078	1.1008							
3	0.6292	0.9703	0.6292	1.0						
4	0.7129	1.2004	1.3213	0.6476	1.1008					
5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563	1.0				
6	0.7814	1.3600	1.6897	1.5350	1.4970	0.7098	1.1008			
7	0.7970	1.3924	1.7481	1.6331	1.7481	1.3924	0.7970	1.0		
8	0.8073	1.4131	1.7825	1.6833	1.8529	1.6193	1.5555	0.7334	1.1008	
9	0.8145	1.4271	1.8044	1.7125	1.9058	1.7125	1.8044	1.4271	0.8145	1.0

NOTAS.–
* Esta tabla se encuentra en (31).
** Tabla definida para L_{ar}=0.01

4.3.2 TRANSFORMACIÓN PASO BAJO A BAND STOP

La transición de un filtro Paso Bajo a un filtro Band Stop se realiza mediante un cambio de variable:

$$\Omega = \frac{\Omega_c W}{\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \tag{4.16}$$

ω_0 es la frecuencia central (media geométrica) de la banda de paso del filtro:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \tag{4.17}$$

W es el ancho de banda relativo:

$$W = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \tag{4.18}$$

Ω es la variable de la frecuencia normalizada del prototipo Paso Bajo y Ω_c es la frecuencia de corte.

Al aplicar dicha transformación cada una de las frecuencias del prototipo Paso Bajo equivalente se corresponde a una frecuencia del filtro Band Stop.

Hay dos circuitos equivalentes para los filtros Band Stop:

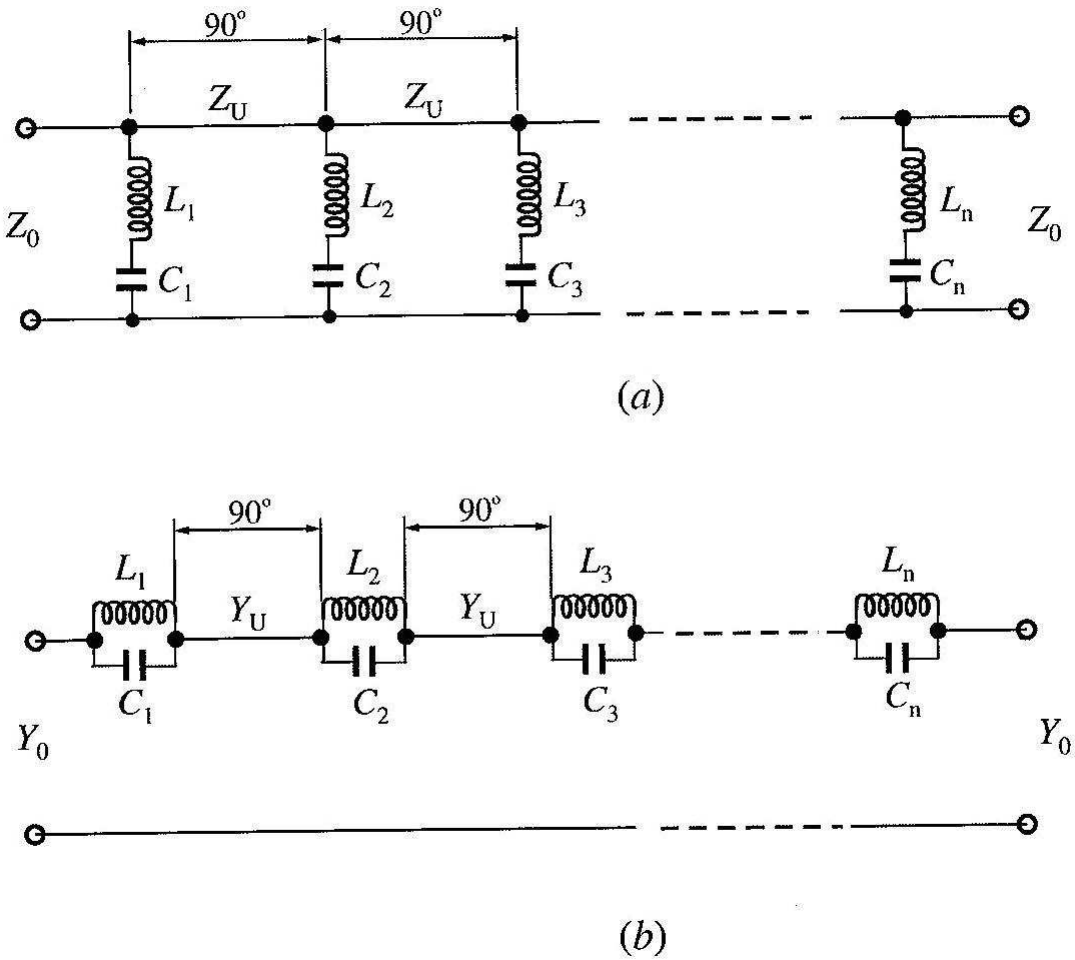

FIGURA 4.9: Circuitos equivalentes para filtros Band Stop con (a) configuración en paralelo de los resonadores con los elementos en serie (b) configuración en serie de los resonadores con los elementos en paralelo

Entonces, para un prototipo Paso Bajo elegido, con los valores de los elementos conocidos, los parámetros de reactancia/admitancia normalizados pueden ser determinados fácilmente usando las fórmulas definidas en 4.19 / 4.20 respectivamente.

Para la figura (a),

$$\frac{x_i}{Z_0} = (\frac{Z_u}{Z_0})^2 \frac{g_0}{g_i \Omega_c W}, \tag{4.19}$$

donde $(\frac{Z_u}{Z_0})^2 = \frac{1}{g_0 g_{n+1}}$.

Para la figura (b),

$$\frac{b_i}{Y_0} = (\frac{Y_u}{Y_0})^2 \frac{g_0}{g_i \Omega_c W}, \tag{4.20}$$

donde $(\frac{Y_u}{Y_0})^2 = \frac{1}{g_0 g_{n+1}}$.

Z_u y Y_u son la impedancia y la admitancia características de los inversores y g_i son los elementos del prototipo paso bajo encontrados mediante las tablas.(4.1)

Una vez hallados estos valores teóricos de reactancia/admitancia normalizada, podremos obtenerlos de manera analatíca mediante:

$$(\frac{x}{Z_0}) = \frac{f_0}{2\Delta f_{3dB}} \tag{4.21}$$

Esta fórmula nos relaciona el parámetro de reactancia normalizada con la respuesta en frecuencia de un resonador Band Stop, la cual se puede obtener rápidamente con un simulador de onda ElectroMagnética y así poder medirlo.
(Existe la fórmula análoga para el cálculo de la admitancia normalizada.)

4.4 FILTROS CASI-ELÍPTICOS

LA DEMANDA DE CARACTERÍSTICAS EN LOS FILTROS cada vez más exigentes han llevado a desarrollar filtros cada vez más avanzados. Entre éstos se encuentran los llamados filtros casi-elípticos los cuales se caracterizan por tener un par de ceros de transmisión, lo que conlleva ventajas en selectividad frente a filtros como Butterworth y Chebyshev. Por otro lado, presentan mayores pérdidas y peor atenuación que en los casos anteriormente citados. Podemos decir que este tipo de filtros combinan características de los filtros elípticos y los Chebyshev.

Ralph Levy propuso la idea en 1976 pero no fue desarrollada. En los últimos años, Hong y Lancaster han explorado este diseño a bajas frecuencias de microondas en (31).

4.4.1 IMPLEMENTACIÓN

La figura 4.10 muestra un esquema de un filtro casi-elíptico de 4 polos normalizado, donde g_1 y g_2 son los parámetros del filtro estándar de Chebyshev.

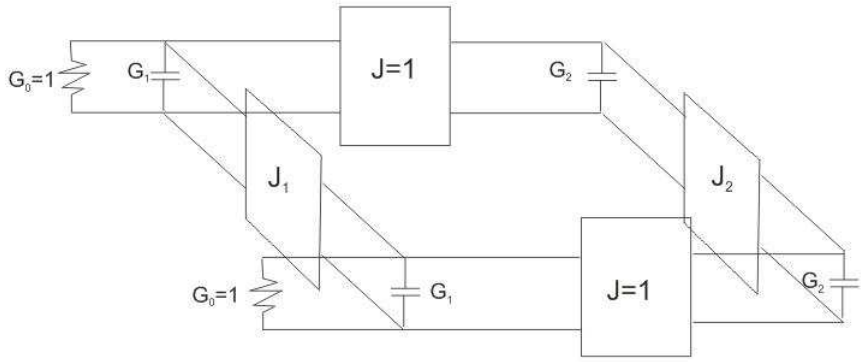

FIGURA 4.10: Esquema de un filtro casi-elíptico de cuatro polos.

Una vez el filtro está especificado con características tales como la frecuencia central, el ancho de banda, las pérdidas de retorno y el número de resonadores, todos los parámetros J de los inversores de admitancia y los valores de reactancias normalizadas pueden ser calculados.

En primer lugar se define la posición del par de ceros de transmisión, se normalizan respecto a la frecuencia central y obtenemos lo que definiremos como Ω_a.

Posteriormente, mediante las fórmulas 4.22, 4.23, 4.24 y 4.25 obtendremos los valores de los parámetros J de los inversores y el resto de elementos del prototipo.

$$g_1(\Omega_a) = 1.22147 - 0.35543\Omega_a + 0.18337\Omega_a^2 - 0.0447\Omega_a^3 + 0.00425\Omega_a^4 \quad (4.22)$$
$$g_2(\Omega_a) = 7.22106 - 9.48678\Omega_a + 5.89032\Omega_a^2 - 1.65776\Omega_a^3 + 0.17723\Omega_a^4 \quad (4.23)$$
$$J_1(\Omega_a) = -4.30192 + 6.26745\Omega_a - 3.67345\Omega_a^2 + 0.9936\Omega_a^3 - 0.10317\Omega_a^4 \quad (4.24)$$
$$J_2(\Omega_a) = 8.17573 - 11.36315\Omega_a + 6.96223\Omega_a^2 - 1.924244\Omega_a^3 + 0.20636\Omega_a^4 \quad (4.25)$$

Para ciertos valores de Ω_a y fijando el número de resonadores, existen unas tablas donde ya están calculados los parametros J y los valores de los inversores; es el caso de la tabla 4.2.

TABLA 4.2: VALORES DE LOS ELEMENTOS DEL PROTOTIPO DE 4 POLOS*

Ω_a	g_1	g_2	J_1	J_2
1.80	0.95974	1.42192	-0.21083	1.11769
1.85	0.95826	1.40972	-0.19685	1.10048
1.90	0.95691	1.39927	-0.18429	1.08548
1.95	0.95565	1.39025	-0.17297	1.07232
2.00	0.95449	1.38235	-0.16271	1.06062
2.05	0.95341	1.37543	-0.15337	1.05022
2.10	0.95242	1.36934	-0.14487	1.04094
2.15	0.95148	1.36391	-0.13707	1.03256
2.20	0.95063	1.35908	-0.12992	1.02499

NOTAS.–
* Esta tabla se encuentra en (31).
** Tabla definida para L_R= -20dB

(a) Los valores de J_1 y J_2 nos van a proporcionar las caracterśticas de las líneas que van a acoplar los resonadores 1 - 4, y 2 - 3, respectivamente:

1. Impedancia de la línea:

   Para la línea que acopla los resonadores 1 y 4, ($lin1 - 4$)

   $$Z_{lin} = \frac{Z_0}{J_1} \tag{4.26}$$

   Análogamente, para la línea que acopla los resonadores 2 y 3, ($lin2 - 3$)

   $$Z_{lin} = \frac{Z_0}{J_2} \tag{4.27}$$

   Para los otros dos casos siempre vamos a tener J=1, por lo que nuestra línea tendrá una impedancia igual a la impedancia característica Z_0.

2. Desfase de la línea:

   En cuanto al desfase, únicamente tenemos que tener en cuenta, que las líneas $lin1 - 4$ y $lin2 - 3$, tienen que tener entre ellas un desfase de $180\,°$.

(b) Los valores g_1 y g_2 son los que nos van a determinar los valores de reactancia normalizada y con ello el ancho de banda de cada uno de los resonadores. Para el cálculo usaremos 4.19 y 4.21.

4.5 ESTADO DEL ARTE DE FILTROS HTS DE ALTO RENDIMIENTO

UNA APLICACIÓN DE LOS SUPERCONDUCTORES Y LAS ESTRUCTURAS MTM, son los filtros de microondas, como es el caso de nuestro trabajo. Revisando la literatura, vemos que se han propuesto diferentes tipos de filtros parecidos, en ciertos aspectos, a los que hemos implementado en esta tesis.

Un primer ejemplo, es el de Su, Huang y Lancaster que proponen en (32) un filtro Paso Banda del tipo casi-elíptico de 4 polos, usando materiales HTS en microstrip. El tipo de material usado en HTS es igual que en nuestro caso, el YBCO, y el sustrato también es MgO. El tamaño total del filtro es de 10 x 10 mm, más pequeño que el nuestro, pero su frecuencia central es mayor (1,78 GHz) y el ancho de banda relativo es de 0,8439 % (mucho más pequeño, ya que en nuestro estudio en microstrip obtenemos un 15,5 %). Para la realización del acoplamiento del filtro casi-elíptico usan una línea de transmisión.

Otro caso es el de Zhang, Zhou, Roddis, Huang y Lancaster, en (33) y (34). En estos artículos se describe un filtro Paso Banda, de 8 polos, centrado a una frecuencia de 0,61 GHz y con un FBW = 1,3 % para aplicaciones en Radioastronomía. Tanto el sustrato como el material HTS coincide con nuestro trabajo, y el tamaño definitivo del filtro es de 22,85 x 6,55 mm (mostrado en la figura 4.11).

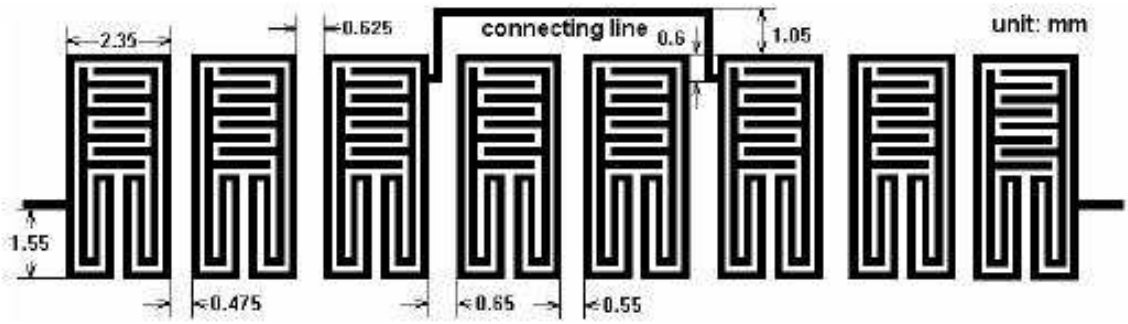

FIGURA 4.11: Layout del filtro HTS de 8 polos en microstrip descrito en (33) y (34).

En (35), también se estudia el comportamiento de un filtro casi-elíptico Paso Banda de 8 polos mediante superconductores y con aplicaciones en Radioastronomía, con una frecuencia central de 0,408 GHz y un ancho de banda relativo de 3,7 %. En este caso el tamaño es mayor (32 x 18 mm) y una característica a destacar son los resonadores en forma de espiral (figura 4.12). Posteriormente, se hace un estudio, en el mismo artículo, de un filtro de características similares, pero de 4 polos. En este caso, las especificaciones son: f_0= 0,408 GHz y FBW= 1,2 %, obteniendo un tamaño total de 16 x 18 mm. (figura 4.13)

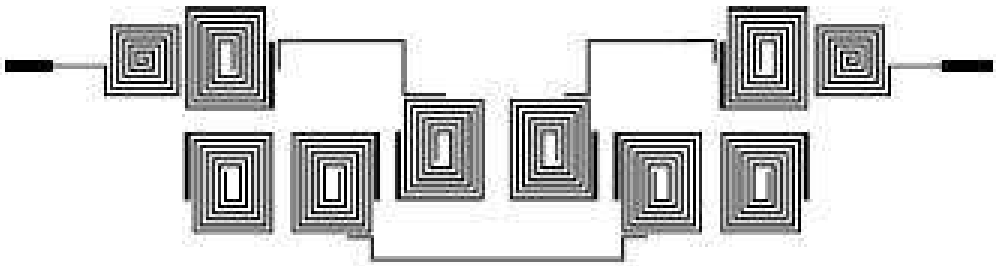

FIGURA 4.12: Layout del filtro HTS de 8 polos en microstrip con resonadores en forma de espiral descrito en (35).

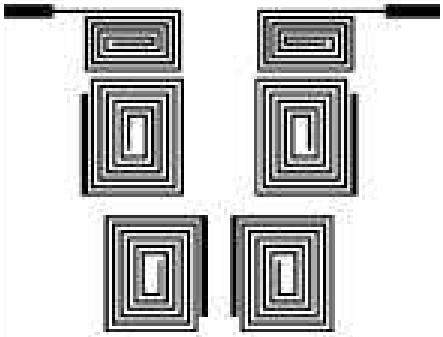

FIGURA 4.13: Layout del filtro HTS de 4 polos en microstrip con resonadores en forma de espiral descrito en (35).

Otro ejemplo de filtro casi-elíptico Paso Banda de 4 polos mediante superconductores y con aplicaciones en Radioastronomía, sería el que se muestra en (36), donde se usan resonadores espirales en forma de cruz (figura 4.14) y se demuestra que este tipo de resonadores presentan un acoplamiento adyacente muy débil y son relativamente insensibles a la tolerancia del sustrato.

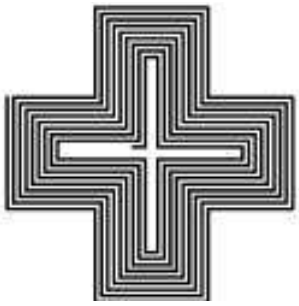

FIGURA 4.14: Resonador espiral en forma de cruz del artículo (36).

Las especificaciones en este caso son una frecuencia central de 0,408 GHz y un FBW de 0,75 %, obteniendo un layout del filtro de 20,6 x 20 mm (ver figura 4.15).

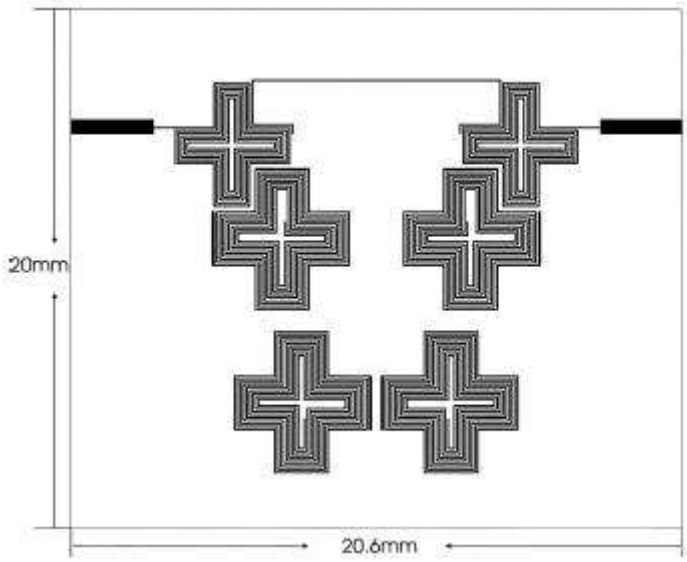

FIGURA 4.15: Layout del filtro HTS de 4 polos en microstrip con resonadores espirales en forma de cruz descrito en (36).

Zhou y Lancaster proponen en (37) un filtro Paso Banda, casi-elíptico, coplanar y de cuatro polos, utilizando materiales HTS. Como en nuetro caso, utilizan un sustrato de MgO (grosor de 0,6 mm) y, YBCO como material HTS. En este trabajo introducen dos novedades. Por un lado, los resonadores están implementados mediante líneas CPW de $\frac{\lambda}{4}$ con forma de meandro, lo que supone una miniaturización considerable. Y por el otro, desplazan el modo slot-line (frecuencia de resonancia espúrea que no es ningún harmónico de la fundamental) más allá del tercer harmónico, lo que les permite ampliar bastante la banda útil del filtro. La frecuencia de resonancia del filtro implementado es 2,95 GHz y el ancho de banda relativo es del 1,6%. El layout es el que se muestra en la figura 4.16 y las dimensiones del circuito principal son 6,6 x 2,4 mm.

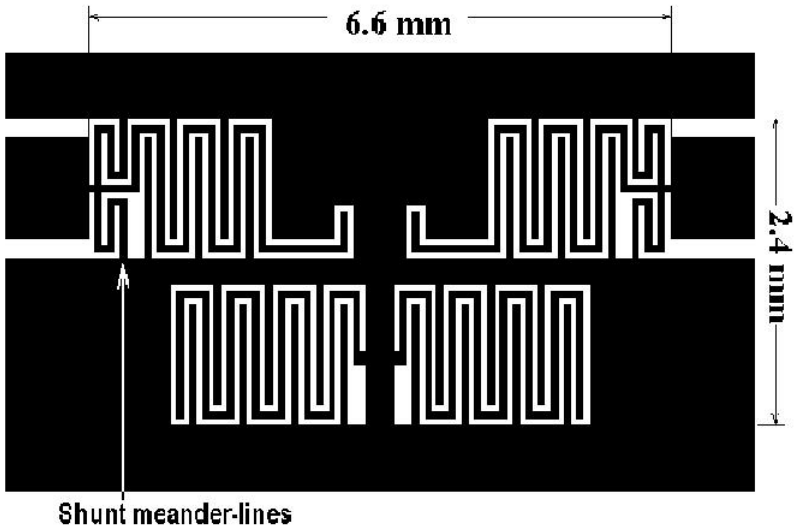

FIGURA 4.16: Layout del filtro casi-elíptico de 4 polos en CPW con resonadores implementados mediante líneas de $\frac{\lambda}{4}$ en forma de meandro (37).

También, García, Bonache, Gil, Martín, del Castillo y Martel incorporan el uso de estructuras MTM en su estudio (23) sin utilizar materiales HTS, aunque concluyen diciendo que se podrían obtener mejores respuestas utilizando materiales HTS. Primeramente analizan los resonadores en forma de Open-loop, Split Ring, y Spiral Ring, y concluyen en que estos últimos les permiten obtener una mayor miniaturización. Posteriormente realizan cuatro filtros Paso Banda centrados en la banda S. En primer lugar implementan un filtro casi-elíptico en microstrip y de 6 polos, con una frecuencia central de 2,4 GHz y un ancho de banda relativo del

10%. Usan resonadores en forma de espiral ya que les permite obtener una mayor miniaturización. Lo implementan con un sustrato ARLON de 0,635 mm de grosor y obtienen unas dimensiones de 16,24 x 7,88 mm. Posteriormente, implementan dos filtros, uno de seis polos y el otro de cuatro, también usando resonadores en forma de espiral, donde introducen un nuevo concepto de acoplamiento. Éste consiste en realizar ventanas en el plano de tierra para aumentar el acople del resonador al circuito. En ambos utilizan un sustrato ROGERS de 0.635 de grosor. Las características que obtienen son, para el caso del filtro de seis polos, frecuecia central de 2,9 GHz y FBW = 9%; y para el caso del de cuatro polos, frecuencia central 2,8 GHz y FBW = 5,5 %. Los tamaño son 14,8 x 7,37 mm y 7,98 x 7,5 mm respectivamente. Vemos como en estos tres casos las dimensiones son más reducidas que en nuestro trabajo, pero hay que pensar también que sus frecuencias centrales son mayores y los anchos de banda relativos son menores. Finalmente, nos presentan un filtro Butterwoth de cuatro polos en coplanar. Utilizan resonadores en forma de Split Ring pero complementarios, lo que introduce una novedad. Las características que obtienen son: frecuencia central de 2,4 GHz y FBW = 10%; y consiguen un tamaño de área activa de 35 x 25 mm.

Llegados a este punto, ya hemos visto los filtros de microondas reportados que usan tecnología HTS, y un caso en el que sin usar HTS proponen filtros con metamateriales, pero todos son configuraciones Paso Banda. A nosotros nos interesa centrarnos en el estudio de filtros Rechazabanda, por lo que a continuación revisaremos los filtros reportados hasta ahora de esta índole.

En (38) Soares, Raihn, Davis, Alvarez, Marozick y Hey-Shipton hacen un estudio del sistema receptor de telefonia móvil AMPS (sistema analógico de telefonía móvil); el cual, como vemos en la figura 4.17, está compuesto por dos bandas (AMPS-A y AMPS-B) que se componen de dos sub-badas intercaladas. El receptor para la banda AMPS-A se compone de dos filtro Paso Banda en paralelo; uno de orden 8 para la banda más baja (824 MHz - 835 MHz), y el otro de orden 6 para la banda alta (845 MHz - 846,5 MHz). Sin embargo, el receptor para la banda AMPS-B se compone también de dos filtros pero en este caso en cascada: uno Rechazabanda de orden 6 que elimina la banda alta del AMPS-A (845 MHz - 846,5 MHz), y otro Paso Banda de orden 8, que permite el paso de la banda AMPS-B completa más la parte alta de la AMPS-A que ha sido eliminada previamente (835 MHz - 849 MHz). El filtro que es objeto de nuestro estudio es precisamente este Rechazabanda. En este artículo se hace una primera versión que luego es mejorada por el própio Soares en (24).

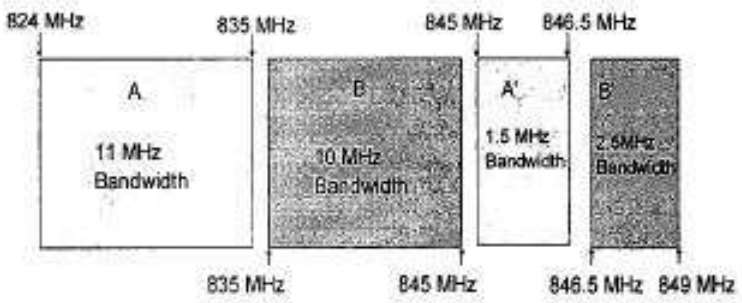

FIGURA 4.17: Distribución de bandas de frecuencia del AMPS (38).

En este segundo artículo (24) se hace un estudio más completo del filtro. Lo primero que hay que tener en cuenta es que este filtro tiene un ancho de banda extremadamente estrecho (FBW = 0.2 %) ya que solo ha de elimanr el rango que antes hemos citado, de 845 MHz a 846,5 MHz. Para ello se implementa un filtro casi-elíptico, de 6 polos, en microstrip y utilizando materiales HTS con un sustrato de MgO. Se obtiene una banda rechazada de 845,25 MHz a 846,25 MHz, lo que implica un ancho de banda relativo de 0,12 %, dentro de una banda de paso de 800 MHz a 900 MHz. El tamaño total del circuito no se especifica.

Finalmente en (39), se describe un filtro Chebyshev Rechazabanda en microstrip y con HTS para aplicación en un receptor de radio astronomía en la banda L, con el fin de eliminar las interferencias de TV. Este filtro está construido en una oblea de 2″ de $LaAlO_3$. La característica esencial de este filtro, es la colocación en zig-zag de los resonadores y de las líneas de acoplamiento entre ellos (ver figura 4.18). Se demuestra que esta disposición reduce el efecto parasítico del acoplamiento entre resonadores. Las especificaciones de diseño son una frecuencia central de 1,394 GHz y un ancho de banda relativo de 0,78 %. El tamaño total es de 44 x 26 mm.

La banda rechazada para este filtro abarca las frecuencias de 1389 MHz hasta 1399 MHz, pero la banda de interés en la que se centra el estudio del artículo (Lovell telescope, Manchester), cubre el rango de frecuencias de 1330-1730 MHz, por lo que se requiere la colocación de un filtro Paso Banda HTS en cascada, obteniendo así un ancho de banda relativo de 28,7 %.

Como se ha podido constatar, los filtros reportados en la literatura con configuraciones Rechazabanda se han hecho con resonadores convencionales, y uno de ellos

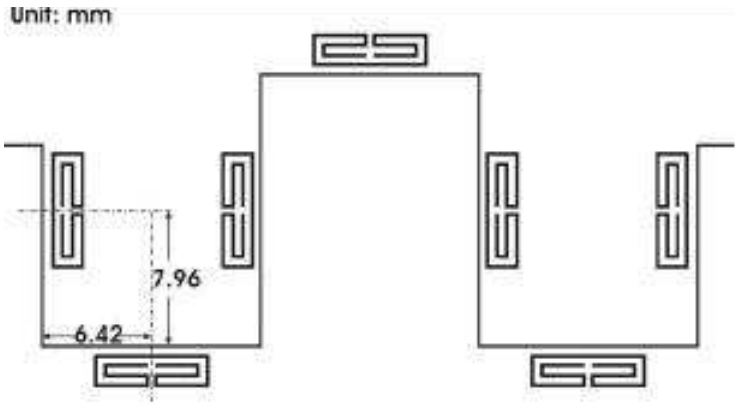

FIGURA 4.18: Layout filtro casi-elíptico de 7 polos en microstrip rechazabanda citado en (39).

con configuración Chebyshev, lo que limita su selectividad; a diferencia de los fltros elaborados en este trabajo donde utilizamos estructuras MTM y configuraciones casi-elípticas.

5

DISEÑO DE LOS FILTROS

En este capítulo se presentan tres filtros rechazabanda para aplicaciones en radioastronomía. Primeramente, se diseña un filtro Chebyshev en microstrip de 4 polos (5.1), el cual será la base para la implementación de los dos filtros casi-elípticos (5.2). Éstos se van a diseñar en tecnologías diferentes, uno en microstrip (5.2.1) y el otro en coplanar (CPW) (5.2.2).

5.1 Filtro Chebyshev

Nuestro filtro está compuesto por 4 resonadores ″Zeroth-Order″ con celdas CRLH-TL MTM. Estas celdas, tal y como hemos visto en el capítulo 2, están compuestas por un capacitor y un inductor conectado a tierra. Para conectar este inductor a tierra hemos utilizado una capacitancia tipo *″parche″*. Esto es así, ya que al usar líneas microstrip en lugar de CPW tenemos la necesidad de usar una vía para conectar a tierra los inductores, lo que conllevaría a disminuir bastante el factor de calidad. La solución que proponemos a este problema es precisamente el uso de los *″ parches″* , que son unas capacitancias a tierra y que a altas frecuencias equivalen a cortocircuitos a tierra (40).

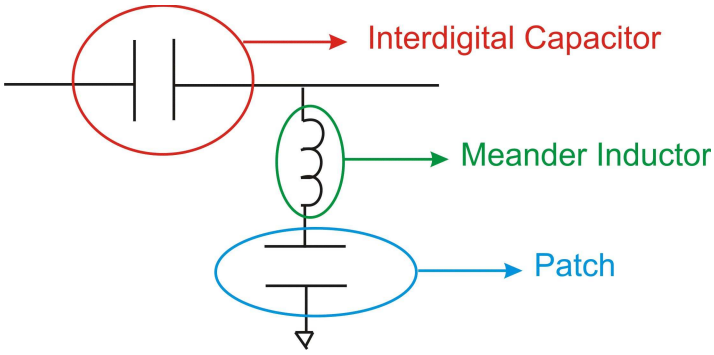

FIGURA 5.1: Esquema de nuestro resonador formado por una celda CRLH.

Para poder implementar los capacitancias utilizamos capacitores interdigitales y para los inductores líneas de transmisión muy estrechas. Para poder balancear la respuesta del resonador y también, para acoplar los resonadores 1 y 2, 2 y 3 y, 3 y 4 de nuestro filtro, usamos líneas de transmisión convencionales.

Para la implementación del filtro Chebyshev iniciaremos con el diseño del resonador *Zeroth-Order*; para ello usaremos el simulador AWR (41). Una vez obtenido un resultado óptimo, haremos una simulación en onda completa con el simulador Sonnet (42), y allí veremos que algunos valores iniciales deberán ser modificados con el fin de obtener las especificaciones requeridas.

Para empezar con el diseño de la celda que compone el resonador, tenemos que definir el sustrato y el material HTS que utilizaremos. En nuestro caso trabajaremos con un sustrato de MgO ($\epsilon_r = 9.6$, $\tan\delta = 5,5 * 10^{-6}$, $ancho \quad h = 0.5mm$) y YBCO como material HTS.

1. **Datos numéricos para la implementación del filtro Chebyshev de 4 polos.**

   Observando la tabla 4.1 vemos que para n= 4 y un ripple de 0.01 dB tenemos unos valores teóricos del filtro de Chebyshev:

$$g_0 = 1 \quad g_1 = 0.7129 \quad g_2 = 1.2004 \quad g_3 = 1.3213 \quad g_4 = 0.6476 \quad g_5 = 0.9005$$

Como queremos unos valores simétricos, realizamos la media aritmética de los valores y obtenemos que:

$$g_0 = g_5 = 1 \quad g_1 = g_4 = 0.68025 \quad g_2 = g_3 = 1.26085$$

Con las fórmulas para el diseño de filtros rechazabanda (4.19 y 4.21) ya vistas en el capítulo 4, y usando los valores requeridos de ancho de banda para nuestro caso:

$$W_1 = 802 \quad MHz; \quad W_2 = 964 \quad MHz; \quad W_0 = 883 \quad MHz; \quad FBW = 0.1835$$

Obtenemos que los valores de reactancias normalizadas para cada uno de los resonadores (1, 2, 3 y 4) son:

$$\frac{X_1}{Z_0} = \frac{X_4}{Z_0} = 8.0111 \tag{5.1}$$

$$\frac{X_2}{Z_0} = \frac{X_3}{Z_0} = 4.3221 \tag{5.2}$$

Inicialmente en nuestro estudio no se tuvieron en cuenta estos valores. Será ya en el punto 5 cuando modifiquemos los parámetros del circuito para obtener estas especificaciones.

2. **Construcción de la celda metamaterial**

Partimos de una celda CRLH obtenida a partir de unos resultados de un estudio teórico (2.5), que es la que se muestra en la figura 5.2.

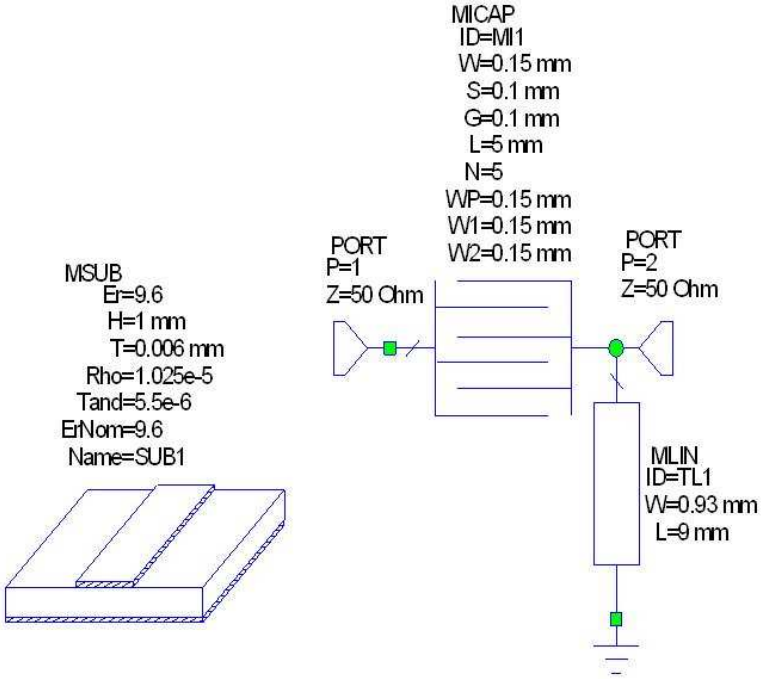

FIGURA 5.2: Celda Metamaterial implementada en (41).

Posteriormente, aplicamos el siguiente criterio para los anchos de los gaps y de las líneas del condensador interdigital, para facilitar su construcción (figura 5.3):

$$Wp = W; W1 = W2; S = G$$

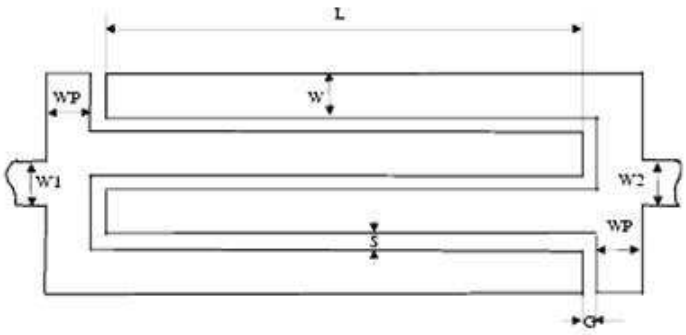

FIGURA 5.3: Esquema Capacitor interdigital de las especificaciones de (41).

Optimizamos la celda para que a la frecuencia de trabajo (0.883 GHz) la atenuación sea la mínima.

Tras estos pasos la celda obtenida es la que se muestra en la figura siguiente (5.4):

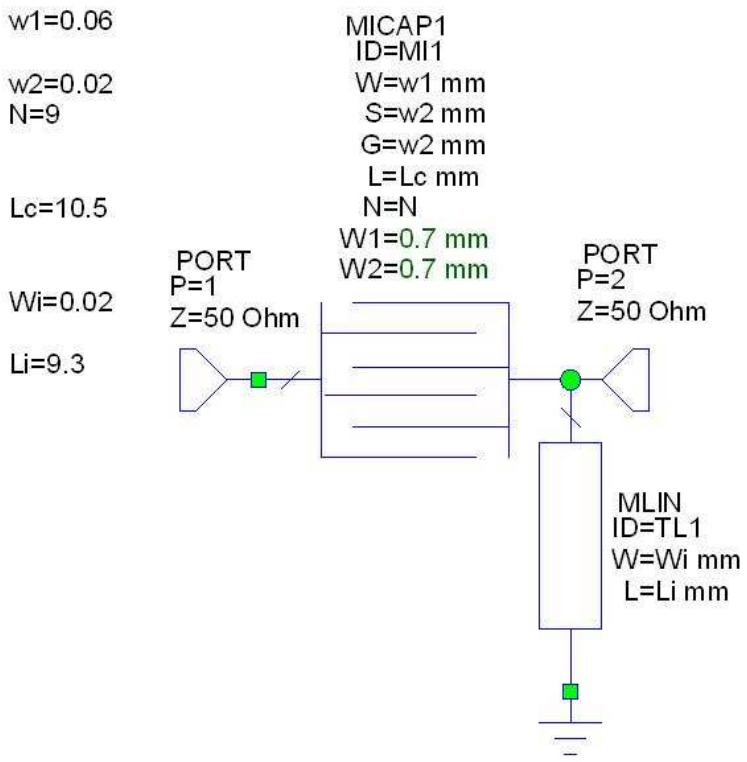

FIGURA 5.4: Celda Metamaterial implementada en (41).

Es importante comentar que durante el proceso de optimización se han tenido en cuenta las siguientes condiciones impuestas por las características del filtro:

(A)

$$h > \frac{W}{N} \tag{5.3}$$

Siendo h el ancho del sustrato, W el ancho total del condensador interdigital y N, el número de dedos del condensador interdigital.

$$W = (N-1)s + Nw = 0.67mm \longrightarrow \frac{W}{N} = 0.134mm \tag{5.4}$$

$$h = 0.5mm \tag{5.5}$$

donde s es la separación entre los dedos del C interdigital, y w el ancho de cada uno de los dedos.

Se cumple $\surd$

(B) Las longitudes del condensador y del inductor tienen que cumplir con las condiciones de lumped element $l < \frac{\lambda}{7} = 15.3mm$

Se cumple $\surd$

Ahora visualizamos la respuesta de 10 celdas CRLH, como la anterior y puestas en cascada, para poder apreciar si el comportamiento es balanceado o no (Característica de los Metamateriales mostrada en las figuras 2.15 y 2.14, respectivamente, del capítulo 2).

La respuesta se muestra en la figura siguiente y se puede ver como es ligeramente desbalanceada.

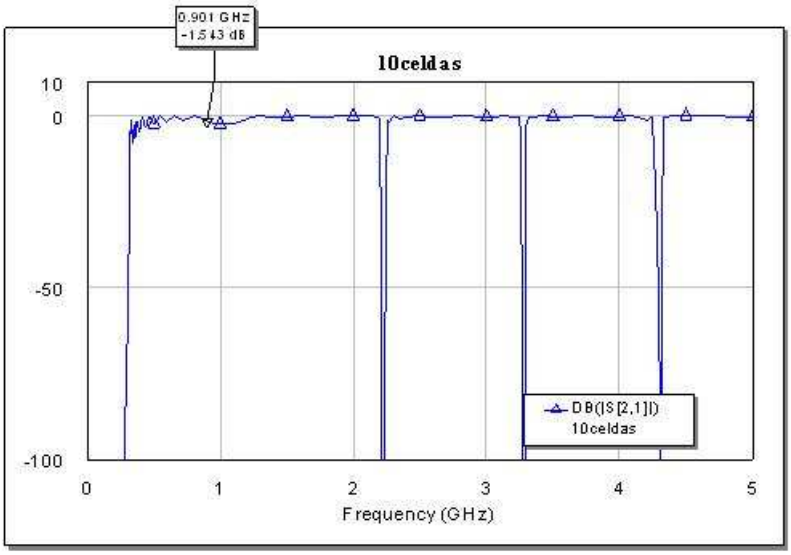

FIGURA 5.5: Resultado de 10 Celdas Metamaterial implementadas en (41).

Procedemos a retocar las 10 celdas con el fin de obtener una respuesta balanceada. Para ello tendremos que añadir a nuestra celda CRLH una línea de transmisión que balancee el circuito, obteniendo así una celda CRLH-TL. Repetimos el proceso de las 10 celdas pero esta vez añadiendo a cada una de ellas una línea de transmisión de 5 mm. Procedemos a la optimización mediante el simulador (41), de la longitud del condensador, la longitud del inductor y la longitud de la línea, ya que hemos observado que estos tres valores son los que determinan el balanceo del circuito y la frecuencia de resonancia.

El ancho de la línea forzamos que sea el mismo que el del capacitor interdigital (0.7 mm) para evitar también discontinuidades.

Una celda quedaría como la que se muestra en 5.6.

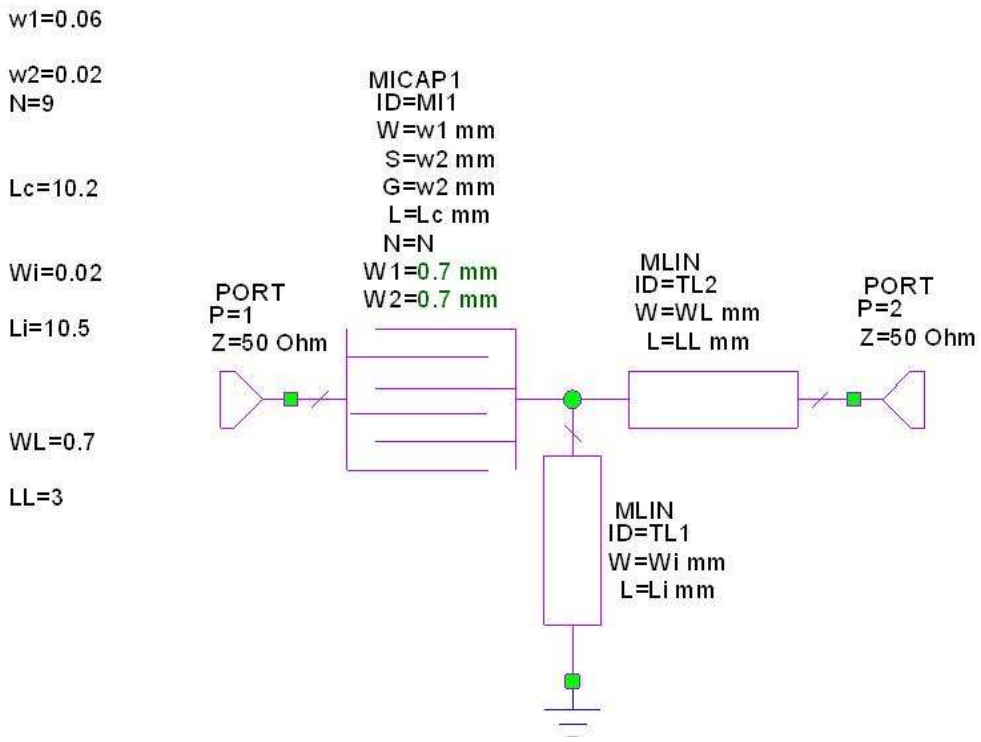

FIGURA 5.6: Celda Metamaterial implementada en (41).

La respuesta que se obtiene comparándolo con el circuito sin las líneas de transmisión es:

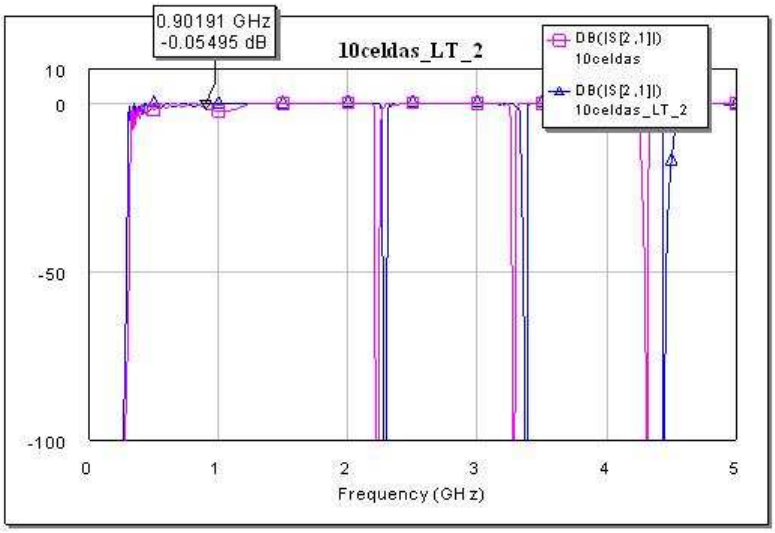

FIGURA 5.7: Resultado de 10 Celdas Metamaterial implementadas en (41).

Vemos que hemos conseguido balancear la respuesta, así como reducir la atenuación a la frecuencia de resonancia (ahora tenemos -0.0549 dB y antes -1.543 dB). Es una buena respuesta ya que la frecuencia de trabajo se encuentra alejada del último rizo.

3. **Construcción de un resonador mediante la celda metamaterial (2.7.2)**

   Para ver a qué frecuencia resuena el circuito realmente, hemos realizado un resonador con una celda metamaterial de las obtenidas anteriormente (5.6). La estructura resultante es la que se muestra a continuación (5.8).

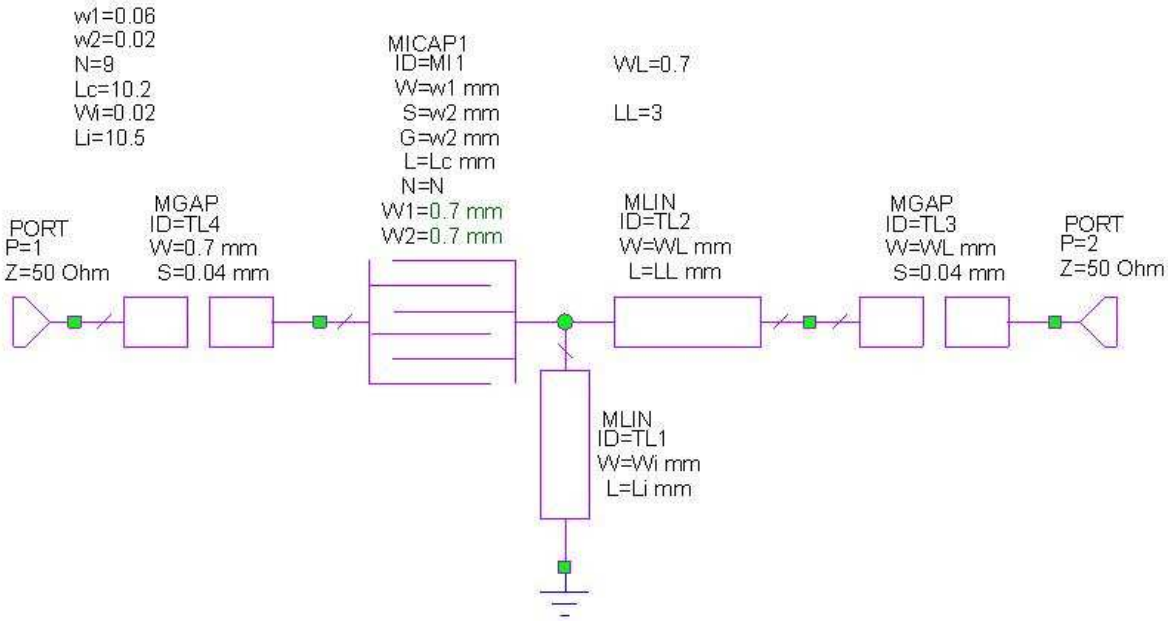

FIGURA 5.8: Resonador Metamaterial implementado en (41).

En la figura 5.9 vemos la respuesta del resonador; observamos como resuena a la frecuencia de 0.89 GHz (muy próxima a la frecuencia central deseada que es 0.883 GHz), con una atenuación de -13.54 dB. También en la figura podemos ver como aparecen unos pequeños picos alrededor de 2.3 GHz, 3.4 GHz y 4.4 GHz (A, B y D). En primera instacia podríamos pensar que son resonancias espúreas del resonador, pero por su magnitud deducimos que son errores numéricos del simulador. En 4.1 GHz (C) sí que aparece una resonancia; ésta, como se puede observar, no es ningún harmónico de la fundamental (el harmónico estaría a dos veces la frecuencia fundamental, es decir, a 1.78 GHz), ya que como hemos comentado en el tema 2, uno de los aspectos positivos del uso de estructuras metamateriales es que no haya harmónicos de la frecuencia fundamental. Es por eso que esta resonancia es debida a alguna sub-estructura interna del propio resonador.

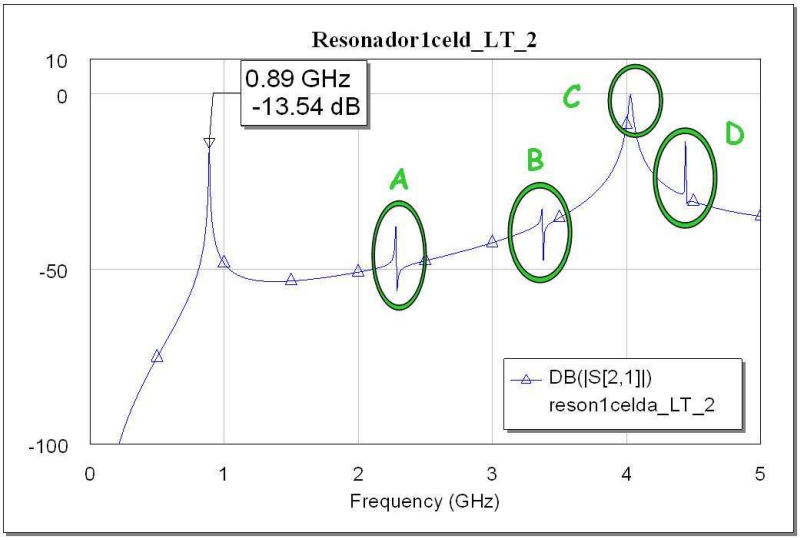

FIGURA 5.9: Respuesta de un resonador Metamaterial implementado en (41).

4. **Adición del *"parche"***

   El siguiente paso en la implementación de la celda sería el diseño del *"parche"*. Para ello, primero añadimos un condensador a tierra de modo que obtengamos el mismo comportamiento que sin el mismo.

   Una vez obtenido el valor del condensador con el que se obtiene un comportamiento prácticamente idéntico, vemos que se requieren unas dimensiones del *parche* muy grandes para poder llegar a obtener esa capacidad.

   Esto supone un problema a la hora de implementar el *parche*. Para solucionarlo hemos realizado un estudio con 4 *parches* distintos, y hemos concluido que con un *parche* de $80mm^2$ y dimensiones $7.4x10.8(mm)$ podemos obtener una respuesta suficientemente buena y parecida a la requerida. Este *parche* representa una capacidad de 13.6 pF (bastante menor a la del condensador inicial, que era alrededor de 1000 pF).

   Obviamente, para obtener la respuesta suficientemente buena que hemos mencionado, hemos tenido que reajustar los valores de las longitudes del capacitor, del inductor y de la línea.

Ahora el resonador sería el mostrado en la figura 5.10 y su respuesta la que se ve en 5.11. Podemos observar que la frecuencia de resonancia ha aumentado levemente (0.9 GHz) respecto a la solución sin el *"parche"*. Aquí también podemos observar como se producen los pequeños picos debidos a errores numéricos del simulador (A, B y D), y también, como aparece una segunda resonancia en 2.9 GHz (C) debida a alguna sub-estructura del resonador.

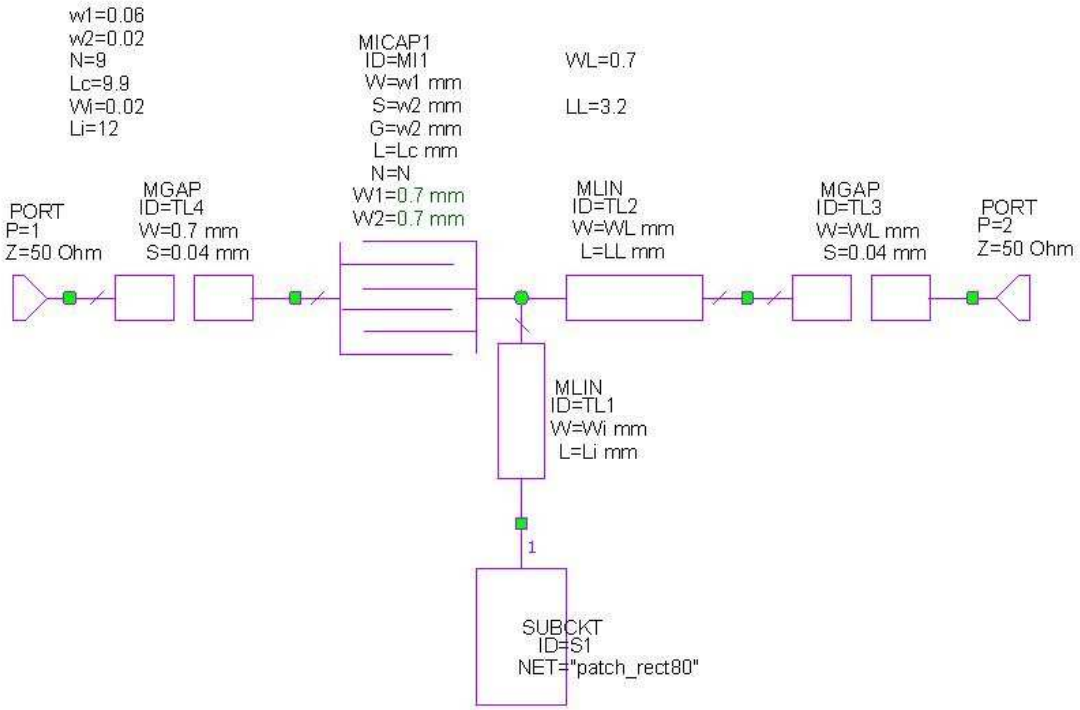

FIGURA 5.10: Resonador Metamaterial implementado en (41).

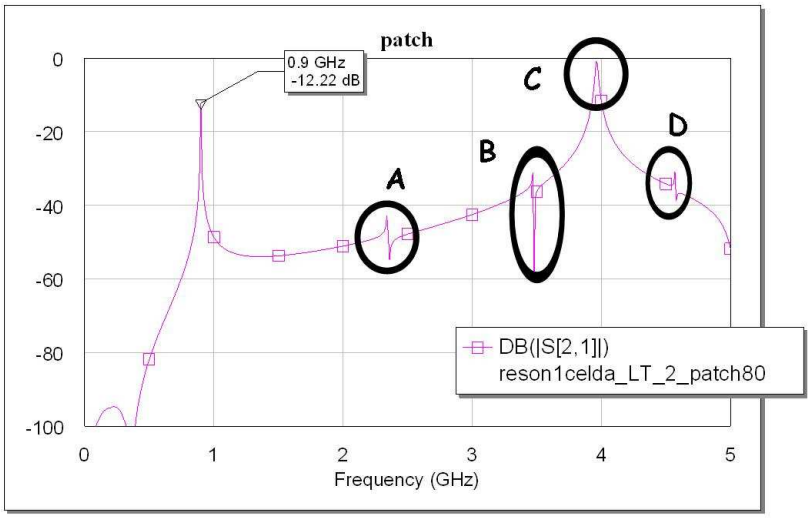

FIGURA 5.11: Respuesta de un resonador Metamaterial implementado en (41).

Llegados a este punto, podemos implementar en Sonnet nuestra estructura, ajustando algunos parámetros, tales como:

(a) Añadimos al condensador una línea de ancho 0.06 mm con el fin de cerrarlo por los laterales.

(b) Dejamos una distancia determinada entre el resonador y las paredes de la ″caja″. Esta distancia tiene que ser mínimo 5 veces el ancho del sustrato (2.5 mm), ya que las paredes de la ″caja″ en Sonnet están metalizadas y esto podría producir interferencias si no las colocamos a esta distancia.

(c) La tangente de pérdidas la ponemos a 0. Esto se hace con la única finalidad que el simulador aumente la velocidad de simulación. En cuanto a posibles variaciones en el resultado debidos a este cambio, se pueden considerar despreciables ya que utilizamos materiales HTS.

(d) Compactamos el inductor, poniéndolo en forma de meandro y optimizando su longitud. Esto se hace para que el tamaño total de la celda sea mucho menor.

El resultado mejor obtenido tras el proceso de optimización es el siguiente:

- Medidas del *parche*: 10.82 x 6.5 mm
- Inductor:

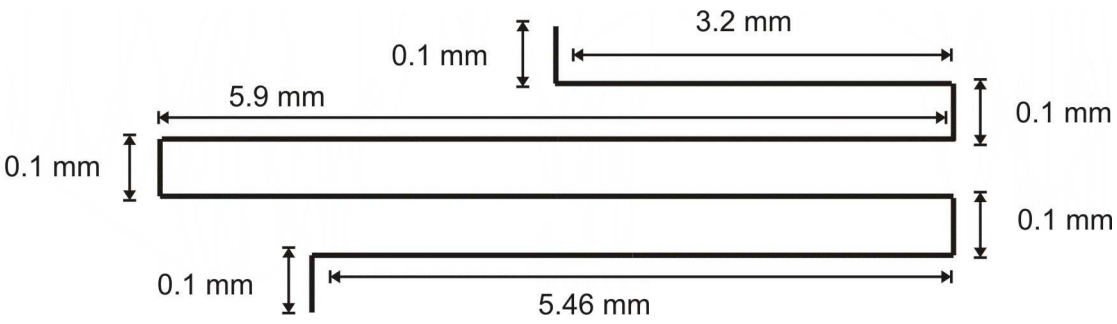

FIGURA 5.12: Inductor en forma de meandro del filtro Chebyshev.

- Tamaño total celda: 13.2 x 7.88 mm.

En este caso, para verificar que nuestro resonador está funcionando de la manera deseada, hemos diseñado una configuración Rechazabanda. Esta configuración consiste en acoplar nuestro resonador a una línea de transmisión, tal y como se ve en la figura 5.13

En su respuesta podemos observar como se comporta de manera Rechazabanda (figura 5.14).

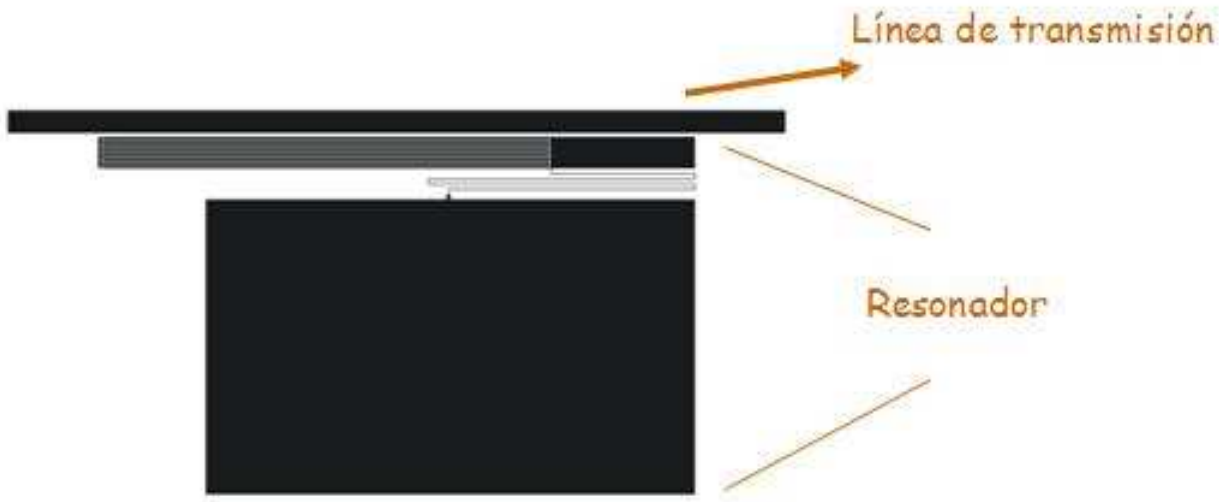

FIGURA 5.13: Configuración rechazabanda de nuestro resonador.

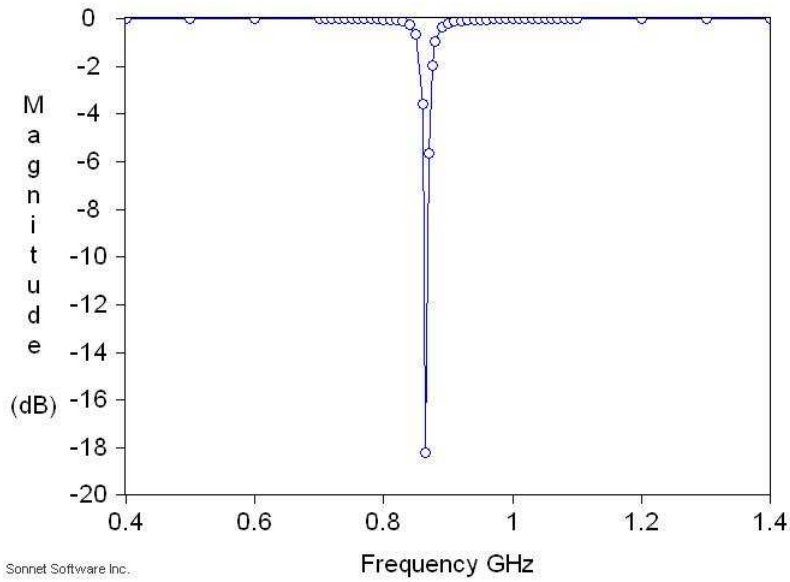

FIGURA 5.14: Respuesta Rechazabanda del resonador.

5. **Implementación de los resonadores para el filtro Chebyshev de 4 polos.**

   Nuestro trabajo a partir de ahora es intentar que mediante un mayor acoplamiento (añadiendo líneas de acoplamiento), consigamos aumentar el ancho de banda (esto es, mayor acoplamiento, mayor ancho de banda) y así poder obtener los valores teóricos de reactancia normalizada ($\frac{X}{Z_0}$).(4.3.2)

   Para obtener el ancho de banda requerido en cada uno de los resonadores (5.1 y 5.2), por un lado optimizamos otra vez los valores del condensador interdigital, el inductor y el *parche* y, por otro lado, aumentamos el acoplamiento del resonador.
   Una vez hecho este proceso, vemos que requerimos de dos celdas distintas para los 4 resonadores totales, una para los resonadores 1 y 4, y otra distinta para los resondores 2 y 3.

   Estas celdas son las que se muestran en las figuras 5.15 y 5.16.

Para los resonadores 1 y 4:

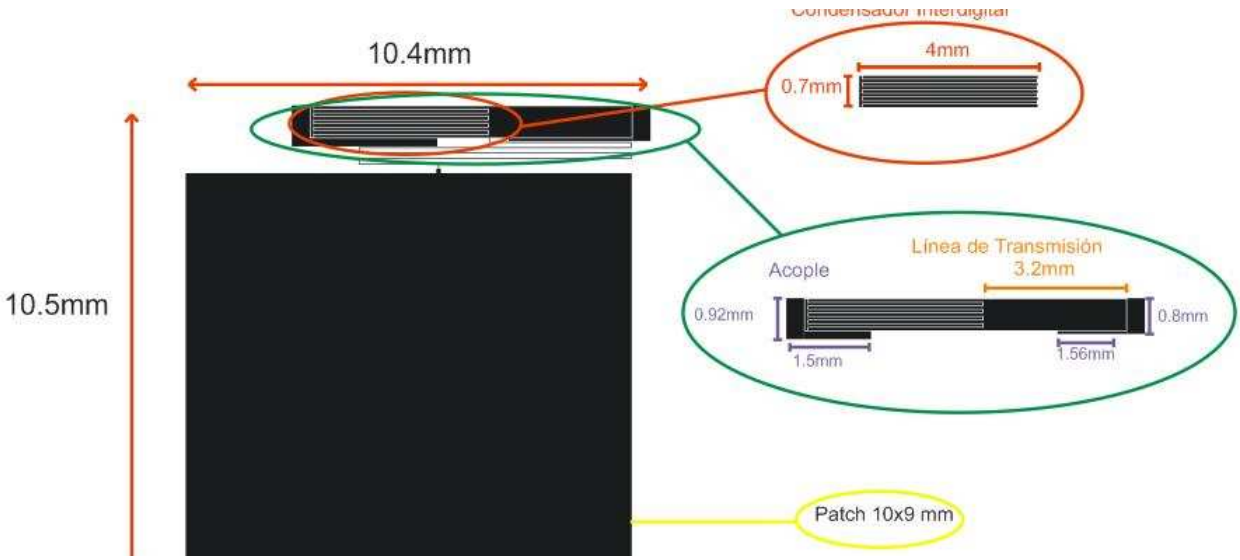

FIGURA 5.15: Resonador Metamaterial (1 y 4).

Para los resonadores 2 y 3:

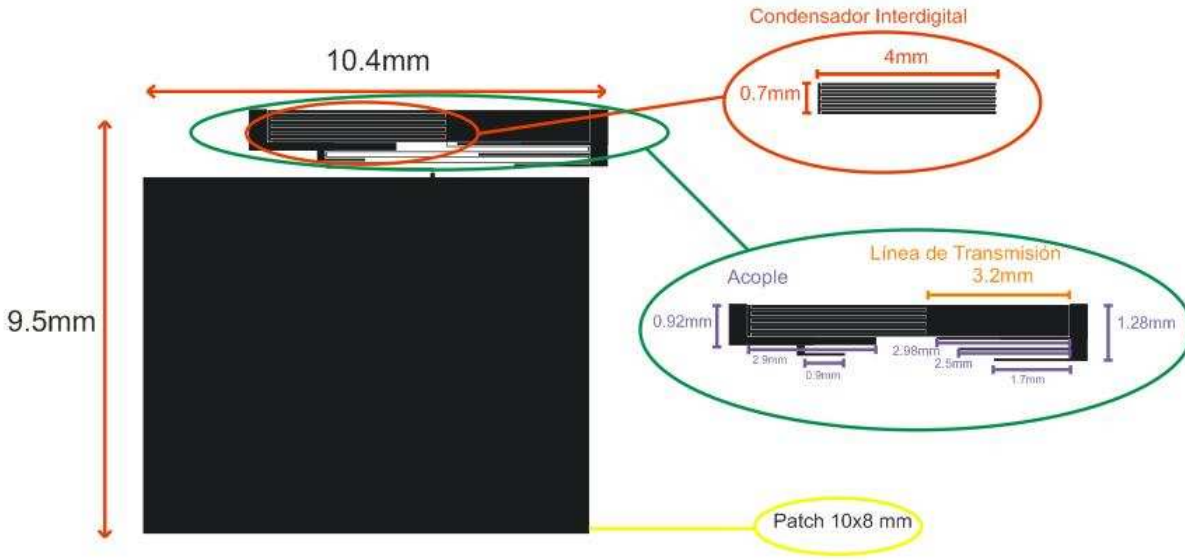

FIGURA 5.16: Resonador Metamaterial (2 y 3).

Las respuestas para los resonadores 1 y 4, y los resonadores 2 y 3, son las que se muestran en las figuras 5.17 y 5.18 respectivamente.

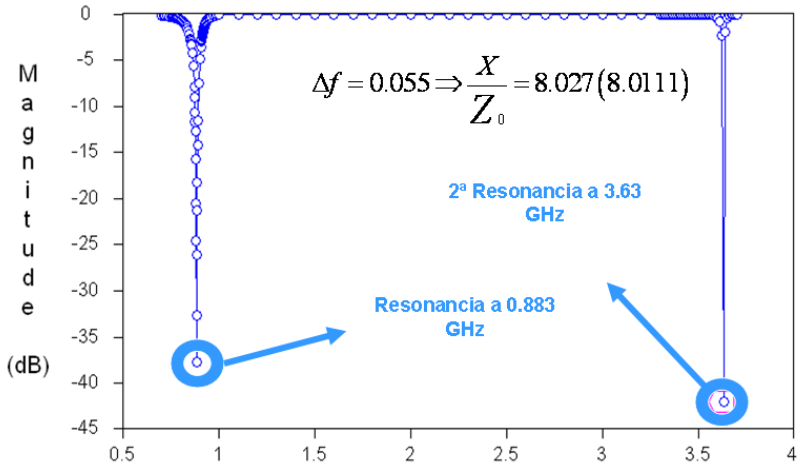

FIGURA 5.17: Respuesta del Resonador Metamaterial (1 y 4).

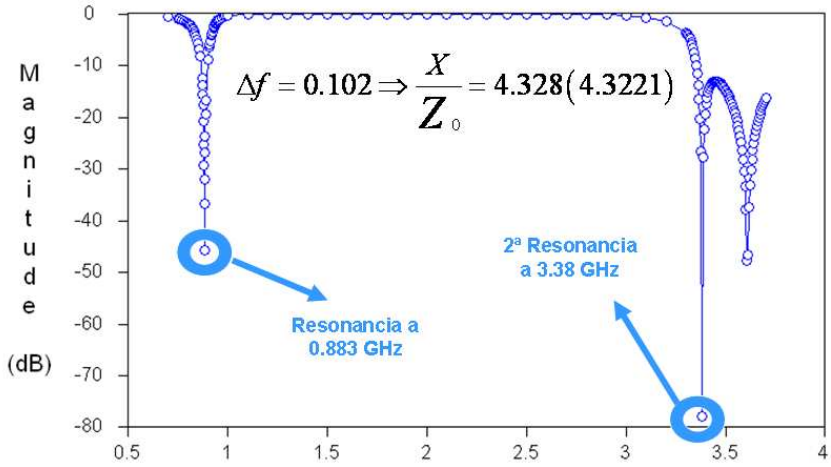

FIGURA 5.18: Respuesta del Resonador Metamaterial (2 y 3).

Podemos observar como las especificaciones requeridas al inicio de nuestros estudio se han cumplido satisfactoriamente, tanto el ancho de banda como la frecuencia de resonancia.

6. **Configuración del filtro Chebyshev de 4 polos.**

   Diseñados los cuatro resonadores, procedemos a la implementación de las líneas que acoplan los resonadores (línea del resonador 1 a resonador 2, línea de 2 a 3 y línea de 3 a 4).

   Estas líneas han de tener un desfase de $-90\,°$, y una impedancia característica de 50 Ω.

   Para obtener la respuesta óptima, se requiere de una optimización de las líneas, teniendo en cuenta la configuración final (layout) del filtro. En este punto hay que considerar también que nuestro filtro irá construido sobre una oblea de HTS de 2″ de diámetro (50.8 mm).

   Las configuración pensada para la implementación final del filtro Chebyshev es la que se muestra en la figura 5.19

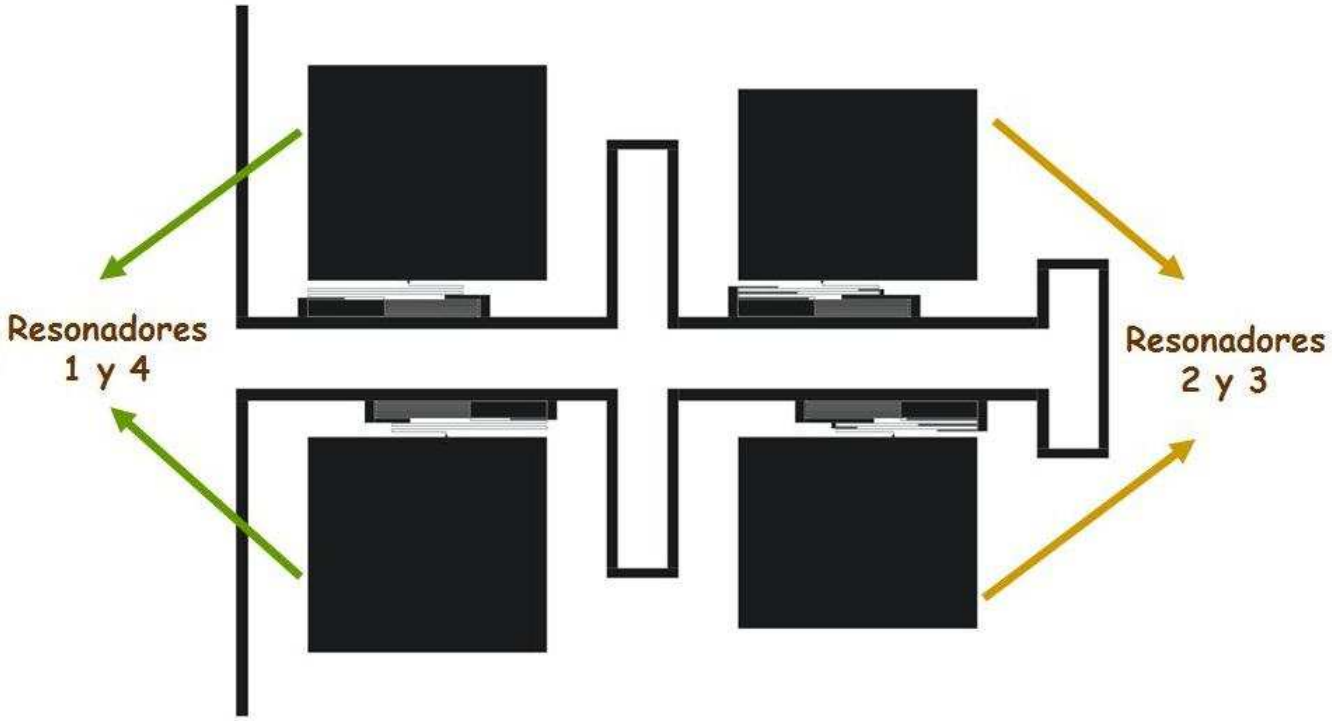

FIGURA 5.19: Layout definitivo Filtro Rechazabanda Chebyshev de 4 polos.

Y su respuesta es:

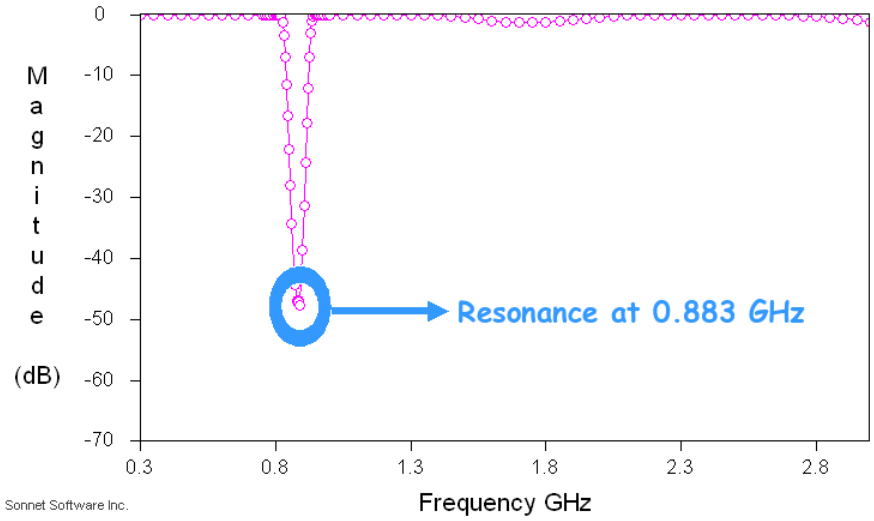

FIGURA 5.20: Respuesta $S21$ del Filtro Chebyshev.

Para ver que realmente cumple con las especificaciones que hemos definido al principio, realizamos un zoom en la respuesta.

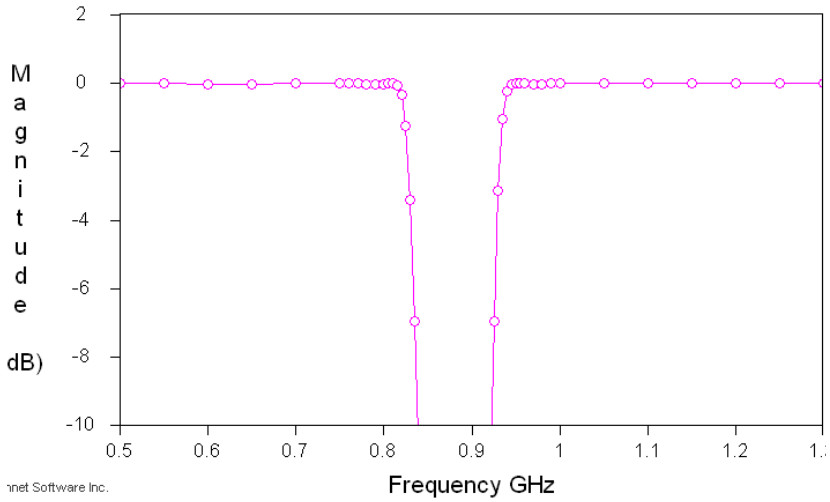

FIGURA 5.21: Respuesta del Filtro Chebyshev (zoom del parámetro S_{21}).

De este resultado concluimos que hemos diseñado un filtros Rechazabanda del tipo Chebyshev de 4 polos, que cumple con las siguientes especificaciones:

(1) Frecuencia de resonancia: 0.885 GHz (la teórica era de 0.883 GHz)

(2) Ancho de Banda : abarca de las frecuencias 817 MHz a 943 MHz. Esto supone un ancho de banda de 126 MHz. Inicialmente, nuestro diseño era para un filtro con un ancho que abarcase de 802 MHz a 964 MHz. Vemos que el resultado es parecido al teórico.

(3) El ancho de banda relativo requerido era del 18.35 %. A partir de las mediciones realizadas concluimos que nuestro ancho de banda relativo es de 14.27 %.

(4) El tamaño total del Layout es de 36 x 24.54 mm.

5.2 FILTRO CASI-ELÍPTICO

UNA VEZ REALIZADO EL FILTRO CHEBYCHEV, nos disponemos a realizar los filtros casi-elípticos (4.4), lo que supondrá dar un paso más en nuestro trabajo. En esta sección presentamos la implementación de dos filtros Casi-Elípticos, uno en tecnología Microstrip y otro en tecnología Coplanar (CPW). El objetivo de su realización es el mismo que el filtro Chebychev, pero veremos como estos filtros presentan una mejora sustancial respecto al anterior. Ambos van a ser Rechazabanda y de 4 polos (como el Chebychev); y también vamos a usar el mismo substrato (MgO) y el mismo material HTS (YBCO).

5.2.1 IMPLEMENTACIÓN EN MICROSTRIP

Para la realización del filtro Casi-Elíptico en Microstrip partimos de la estructura del filtro Chebyshev obtenido (5.19).

(1) Definición de los parámetros numéricos del filtro

Un primer paso es definir el valor de los parámetros que nos van a caracterizar el filtro completo, tales como el ancho de banda de cada resonador, y la impedancia y desfase de cada línea de acoplamiento entre resonadores. Tal y como hemos explicado en el capítulo 4 en la sección 4.4.1, para empezar con el diseño de un filtro Casi-Elíptico se siguen los siguientes pasos:

- Se busca en la tabla 4.2 los valores de los parámetros g_0, g_1, g_2, g_3, g_4, g_5 en función de la posición de los ceros requerida (Ω_a).

En nuestro caso, para un filtro de orden 4, obtenemos los siguientes valores para $\Omega_a = 1.8$ en la tabla:

$$g_0 = g_5 = 1 \quad g_1 = g_4 = 0.95974 \quad g_2 = g_3 = 1.42192$$

- Con estos valores y mediante las fórmulas 4.19 definimos la reactancia normalizada para cada uno de los resonadores:

$$\frac{x_1}{Z_0} = \frac{x_4}{Z_0} = 5.6813 \tag{5.6}$$
$$\frac{x_2}{Z_0} = \frac{x_3}{Z_0} = 3.8265 \tag{5.7}$$

- A partir de estos datos y con el uso de 4.21 podemos saber el ancho de banda requerido para cada resonador. En nuestro caso,

$$\Delta f_{3dB}(reson1) = \Delta f_{3dB}(reson4) = 0.0777 \tag{5.8}$$
$$\Delta f_{3dB}(reson2) = \Delta f_{3dB}(reson3) = 0.1154 \tag{5.9}$$

- Se busca en la tabla 4.2 los valores de los parámetros J_1, J_2 de los inversores de admitancia (4.10)

Para el caso en el que estamos ($\Omega_a = 1.8$), esto valores son:

$$J_1 = -0.21083 \quad J_2 = 1.11769$$

Como hemos explicado anteriormente, estos parámetros nos definen la impedancia (mediante la fórmula 4.26) y el desfase de las líneas que acoplarán los resonadores (mediante el signo).

J_1 hace referencia a la línea de transmisión que acopla los resonadores 1 y 4

$$Z_1 = 237\Omega \quad \phi_{J_1} = 270^\circ$$

J_2 hace referencia a la línea de transmisión que acopla los resonadores 2 y 3

$$Z_2 = 44.735\Omega \quad \phi_{J_1} = 90^\circ$$

En este caso vemos que la línea que acopla los resonadores 1 y 4 tiene una impedancia de 237 Ω. Esto implica un grosor de la línea de 0.435 micras, grosor díficil de conseguir, ya que nuestro mínimo grosor permitido en la fabricación es de 20 micras.

A partir de aquí nos planteamos una alternativa en el diseño.

Establecemos como punto de partida el valor de la impedancia de esta línea. Sabemos que el grosor mínimo es de 20 micras, lo que conlleva una impedancia característica de 121.7 Ω. Realizamos el proceso inverso hecho en el caso anterior con el fin de obtener los anchos de banda requeridos para cada uno de los resonadores.

En este caso los pasos a seguir serán los que se describen a continuación:

- Mediante la fórmula 4.26 obtenemos el valor de J_1.

$$J_1 = 0.41084.$$

- A partir de la fórmula 4.22, obtenemos que $\Omega_a = 1.38$. Este valor de Ω_a nos permite calcular mediante 4.23, 4.24 y 4.25 el resto de parámetros necesarios para el diseño:

$$g_0 = g_5 = 1 \quad g_1 = g_4 = 0.9781 \quad g_2 = g_3 = 1.6328$$

$$J_1 = -0.4114 \quad J_2 = 1.3969$$

- Los valores de los parámetros $g_0, \quad g_1, \quad g_2, \quad g_3, \quad g_4, \quad g_5$ nos proporcionarán la reactancia normalizada,

$$\frac{x_1}{Z_0} = \frac{x_4}{Z_0} = 5.5746 \tag{5.10}$$

$$\frac{x_2}{Z_0} = \frac{x_3}{Z_0} = 3.3393 \tag{5.11}$$

Con lo que podremos medir el ancho de banda de los resonadores:

$$\Delta f_{3dB}(reson1) = \Delta f_{3dB}(reson4) = 0.0791 \tag{5.12}$$

$$\Delta f_{3dB}(reson2) = \Delta f_{3dB}(reson3) = 0.13221 \tag{5.13}$$

- Los valores de los parámetros J_1, J_2, nos dan las características de las líneas de acople.

J_1 hace referencia a la línea de transmisión que acopla los resonadores 1 y 4

$$Z_1 = 121.5\Omega \quad \phi_{J_1} = 270^\circ$$

J_2 hace referencia a la línea de transmisión que acopla los resonadores 2 y 3

$$Z_2 = 35.791\Omega \quad \phi_{J_1} = 90°$$

Las otras dos líneas que definen el acoplamiento entre resonadores, que una es la que acopla el resonandor 1 con el 2, y la otra es la que acopla el 3 con el 4, se corresponden con un valor de $J = 1$, lo que implica $Z = 50\Omega$ y $\phi = 90°$.

Una vez definidos los parámetros numéricos del filtro, tenemos el esquema mostrado en la figura 5.22 para el filtro de 4 polos Casi-Elíptico en microstrip:

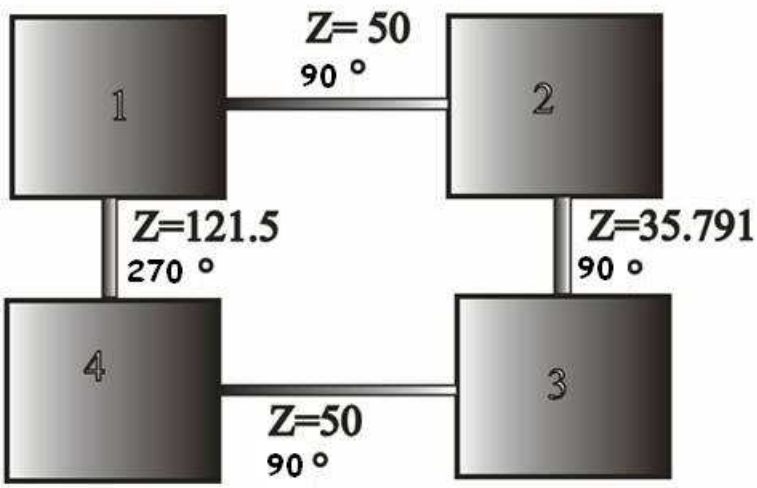

FIGURA 5.22: Esquema Inicial Filtro Casi-Elíptico de 4 polos.

(2) Implementación de los resonadores

Para empezar con el diseño del filtro nos centramos en la implementación de los resonadores. Tal y como hemos obtenido en el estudio numérico, para los resonadores 1 y 4 necesitamos un ancho de banda de 0.0791 GHz (5.12), y para los otros dos resonadores, de 0.13221 GHz (5.13).

Para poder conseguir los valores de ancho de banda exigidos, vemos que es necesario modificar los diferentes componentes del resonador (inductor, capacitor interdigital y *parche*), así como aumentar el acoplamiento (mediante líneas de transmisión como en el filtro Chebyshev).

El resultado obtenido es el que se muestra en la figura 5.23. La figura de la izquierda muestra el layout definitivo que se usará para la implementación de los resonadores 1 y 4, mientras que la figura de la derecha, es el layout que describe los resonadores 2 y 3.

Características **Resonadores 1 y 4**:

- Tamaño del *parche*: 10 x 9 mm

- Especificaciones del condensador interdigital:

  Número de dedos: 9
  Ancho de los dedos: 60 micras
  Separación entre los dedos: 20 micras
  Longitud: 4 mm

- Especificaciones línea de Transmisión:

  Ancho: 0.7 mm
  Longitud: 3.2 mm

- Tamaño total de la celda: 10.4 x 10.5 mm

Características **Resonadores 2 y 3**:

- Tamaño del *parche*: 10 x 8 mm

- Especificaciones del condensador interdigital:

  Número de dedos: 9
  Ancho de los dedos: 60 micras
  Separación entre los dedos: 20 micras
  Longitud: 4 mm

- Especificaciones línea de Transmisión:

  Ancho: 0.7 mm
  Longitud: 3.2 mm

- Tamaño total de la celda: 10.4 x 9.5 mm

Las líneas de acoplamiento necesarias para cada resonador son las que se ven en la figura 5.23. Otro punto a comentar es el inductor en forma de meandro, el cual también se describe de forma detallada en la figura.

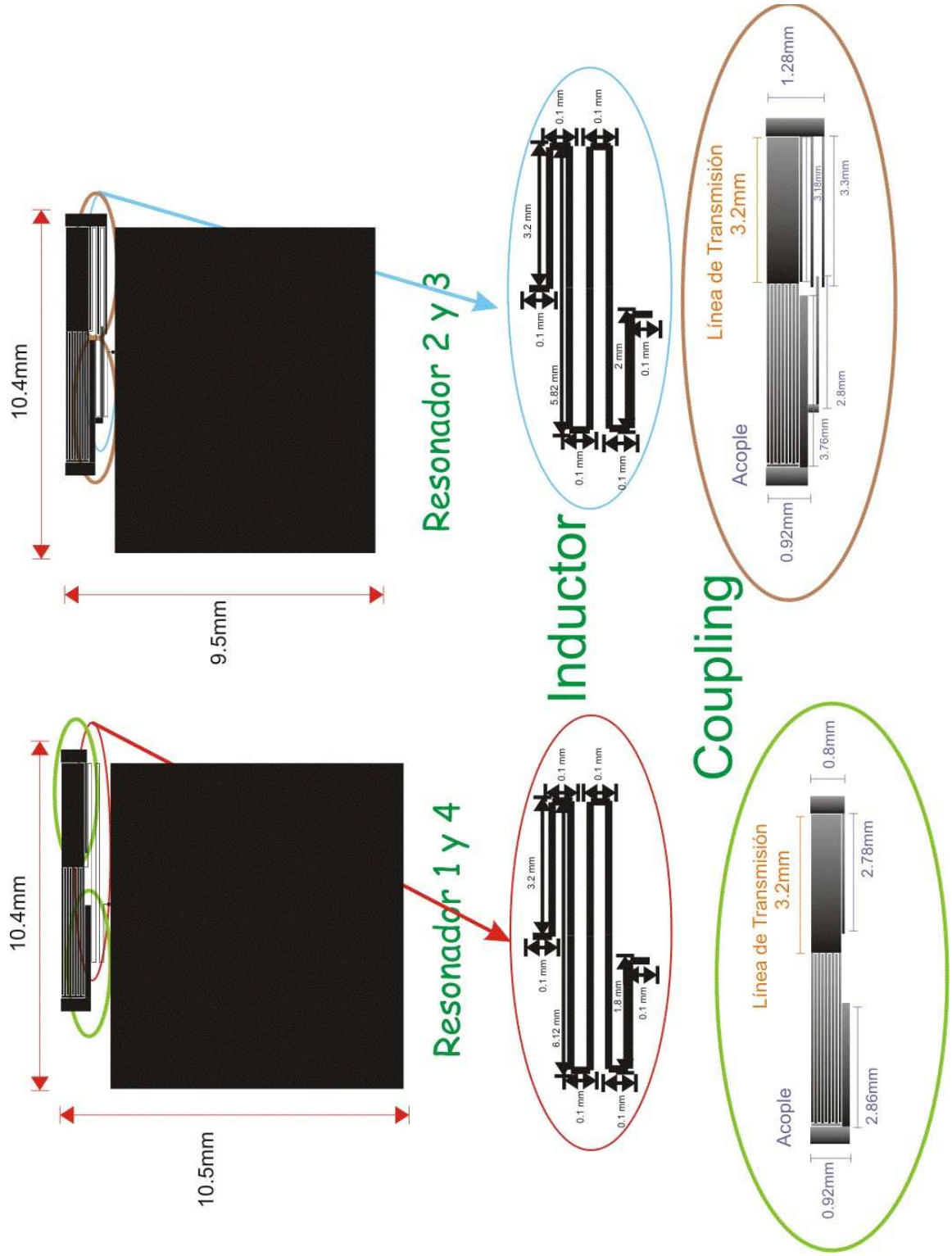

FIGURA 5.23: Resonadores del filtro Casi-Elíptico en Microstrip. Figura de la Izquiera resonadores 1 y 4. Figura de la derecha, resonadores 2 y 3.

Las respuestas de los resonadores son las que se muestran en la figura 5.24 para los resonadores 1 y 4, y en la figura 5.25 para los resonadores 2 y 3. Podemos observar que se cumple con las especificaciones establecidas para el diseño. La frecuencia central es 0.883 GHz para ambos diseños y los anchos de banda calculados teóricamente (5.12 y 5.13) se cumplen satisfactoriamente.

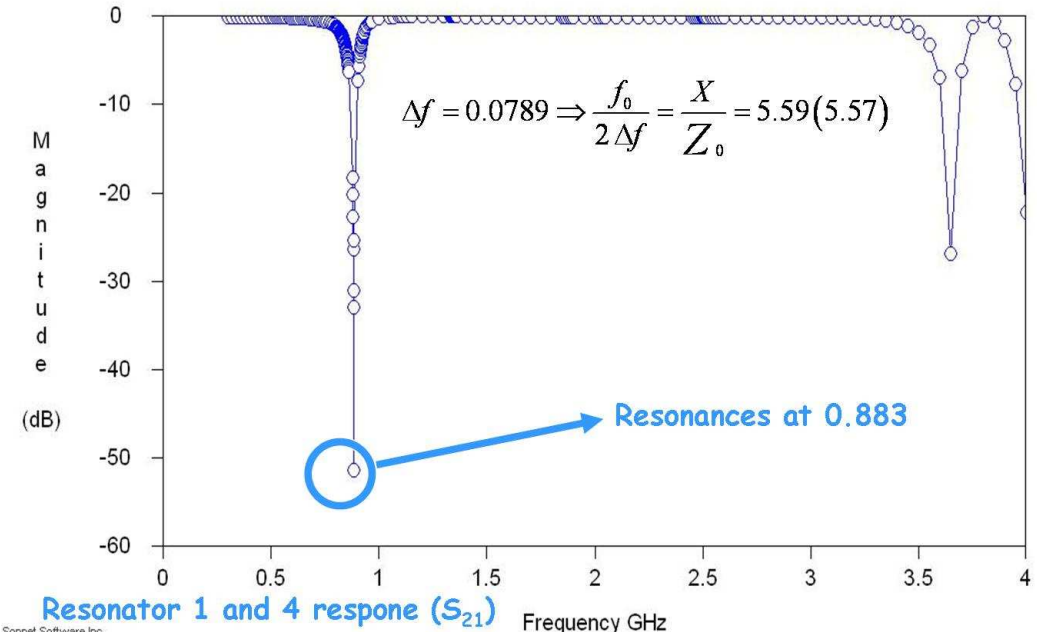

FIGURA 5.24: Respuesta para los Resonadores 1 y 4 del filtro Casi-Elíptico en Microstrip

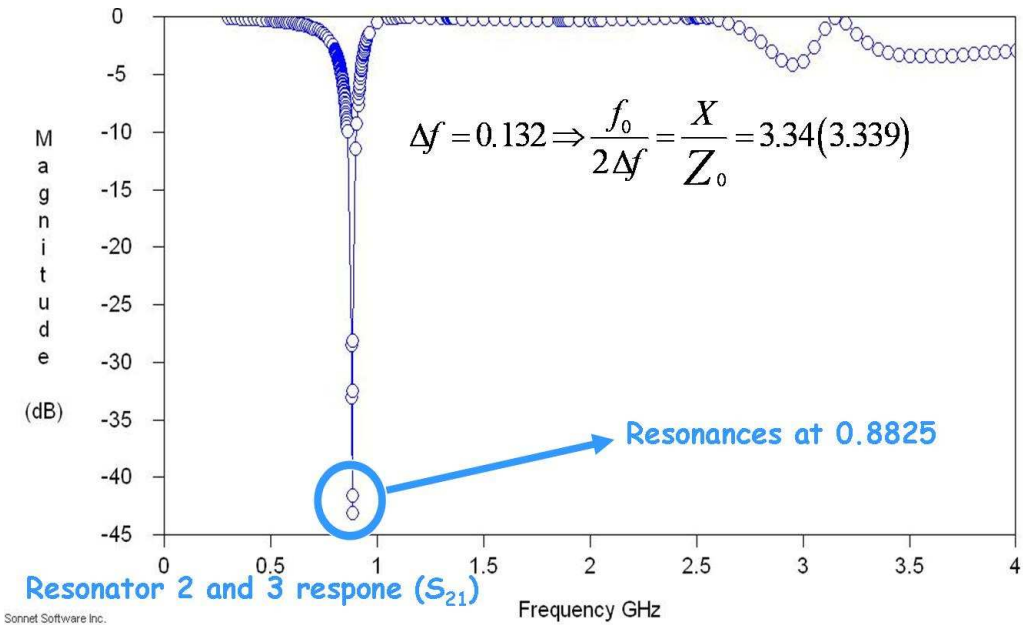

FIGURA 5.25: Respuesta para los Resonadores 2 y 3 del filtro Casi-Elíptico en Microstrip

(3)Implementación del acoplamiento entre resonadores

Para acoplar los 4 resonadores entre sí se usan, en una primera solución, líneas de transmisión convencionales. Se verá como esta solución no es la adecuada y se pensará una alternativa en el diseño de la línea de acople entre los resonadores 1 y 4.

(3.1) Solución con líneas de transmisión para todo el acoplamiento

Como ya hemos visto en el apartado *Definición de los parámetros numéricos del filtro*, necesitamos implementar 4 líneas de transmisión convencionales. Cada línea tiene una impedancia y un desfase determinados, pero al implementarlos con el simulador (42), vemos que cada uno de los resonadores ya están asumiendo en el cálculo una parte de cada una de las líneas; así pues, para implementarlo con el simulador se toma en cuenta este aspecto y se reduce el desfase de cada línea. A partir de aquí se hace un proceso de optimización del ancho y desfase y el resultado mejor obtenido es el que se muestra en la figura 5.26.

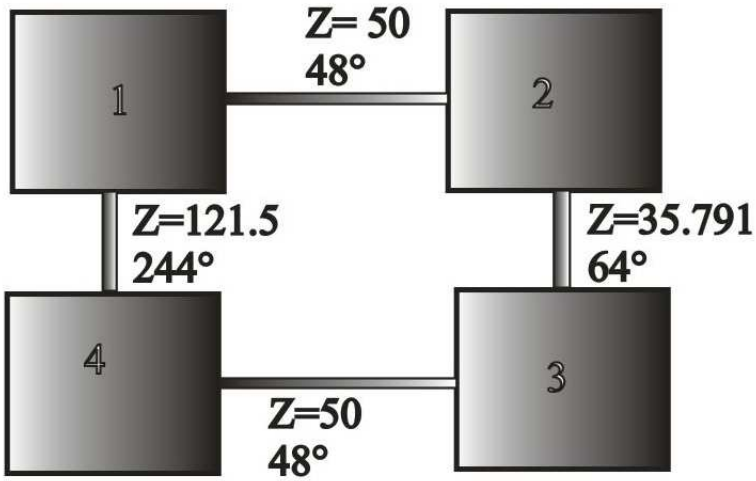

FIGURA 5.26: Esquema Filtro Casi-Elíptico de 4 polos con resonadores acoplados mediante líneas de transmisión.

Simulando este circuito obtenemos la gráfica 5.27 donde se puede observar como aparecen unas resonancias no deseadas.

Estas resonancias, después de descartar el efecto de resonancias espúreas en los resonadores, concluimos que son debidas a un *"loop"* que se genera a través de la estructura completa (5.28).

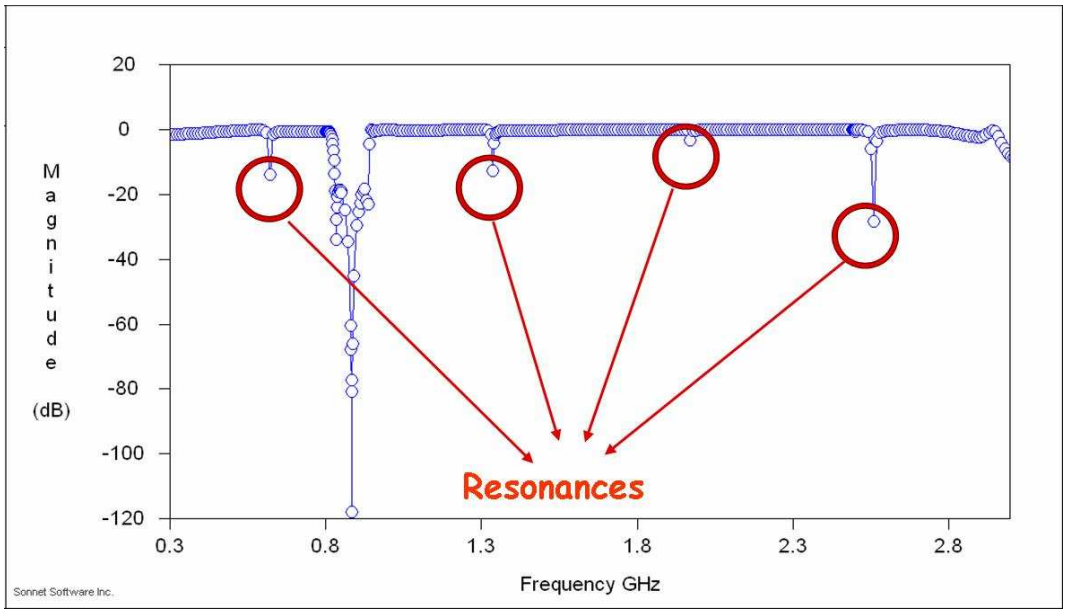

FIGURA 5.27: Respuesta a la solución con líneas convencionales para todo el acoplamiento.

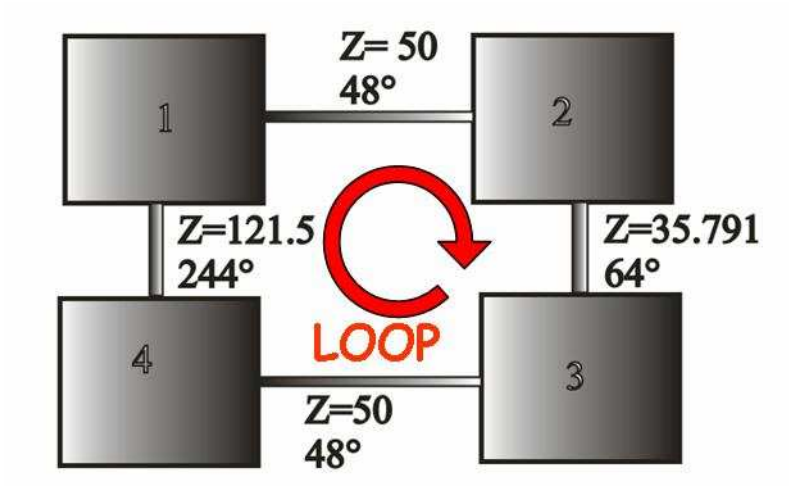

FIGURA 5.28: Loop generado en la estructura del filtro.

El siguiente paso en nuestro estudio será pensar en otra implementación de la línea de acoplamiento entre los resonadores 1 y 4 para poder romper ese "*loop*" y así evitar la aparición de las resonancias.

(3.2) Solución final

Procedemos a hacer otro diseño de la línea que une los resonadores 1 y 4 con la finalidad de abrir ese $''loop''$, y poder eliminar así las resonancias. Se estudia una implementación del inversor de admitancia que conforma esta línea, mediante el uso de dos condensadores interdigitales en paralelo. Se piensa en condensadores ya que nosotros queremos que esta línea tenga un desfase positivo de unos $90°$, o lo que es lo mismo, un desfase de $270°$ (en realidad son $244°$ por el aspecto que hemos comentado antes de que el simulador toma ya una parte de la línea en los cálculos 5.26).
El resultado óptimo son dos condensadores interdigitales en paralelo, de 7 dedos y 0.06 mm de ancho cada uno, con una separación entre los dedos de 0.02mm; la dimensión total de cada condensador, es de 1.28 x 0.54 mm (figura 5.29). La separación entre ellos también se optimiza y se ve que a una distancia de 2 mm se consigue el mejor resultado.

Para llegar a esta solución se ha hecho un estudio previo de la literatura para ver diferentes maneras de implementación de inversores (en (43), (44), (45), (46)) concluyendo que esta es la solución que da la respuesta más cercana a la deseada.

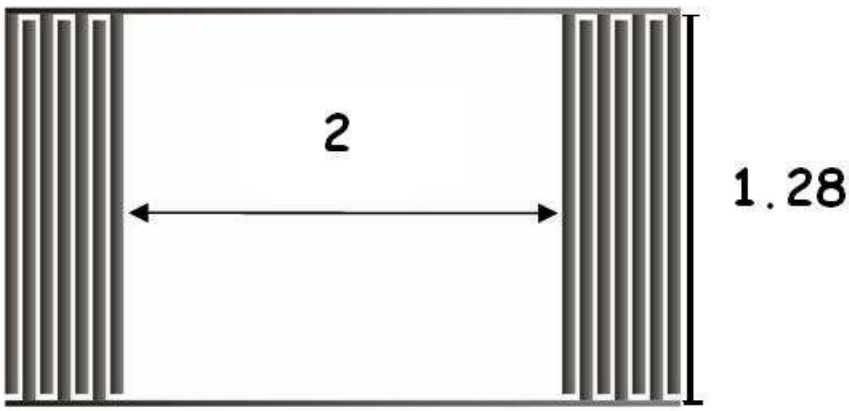

FIGURA 5.29: Implementación final de la línea de acoplamiento entre los resonadores 1 y 4.

El resto de líneas se implementan con líneas de transmisión convencional, y de manera que el conjunto sea el más compacto posible. Aquí repetimos el proceso de optimización, de manera que las líneas tienen las siguientes características y se muestran en las figuras ....

- Línea que acopla los resonadores 1 y 2 y los resonadores 3 y 4 (figura 5.30):

$$\Phi = 30^\circ \quad \text{Z= 48 } \Omega$$

FIGURA 5.30: Implementación de la línea de acoplamiento entre los resonadores 1 y 2 y, 3 y 4.

- Línea que acopla los resonadores 2 y 3 (figura 5.31):

$$\Phi = 53^\circ \quad \text{Z= 34 } \Omega$$

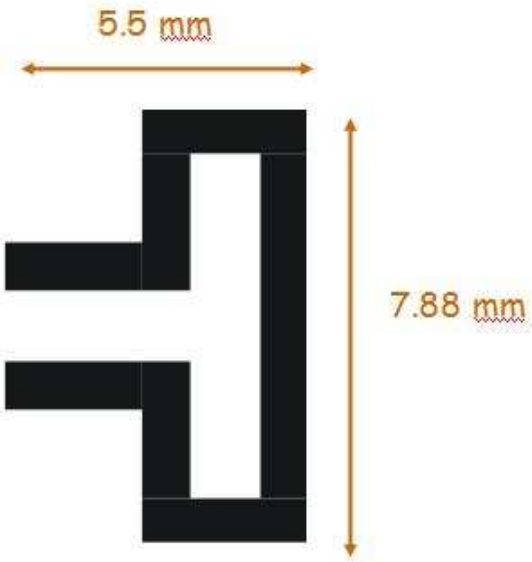

FIGURA 5.31: Implementación de la línea de acoplamiento entre los resonadores 2 y 3.

Una vez diseñadas todas las líneas y los resonadores, se construye el layout definitivo del filtro (5.32) y el resultado es el que se muestra en la figura 5.33

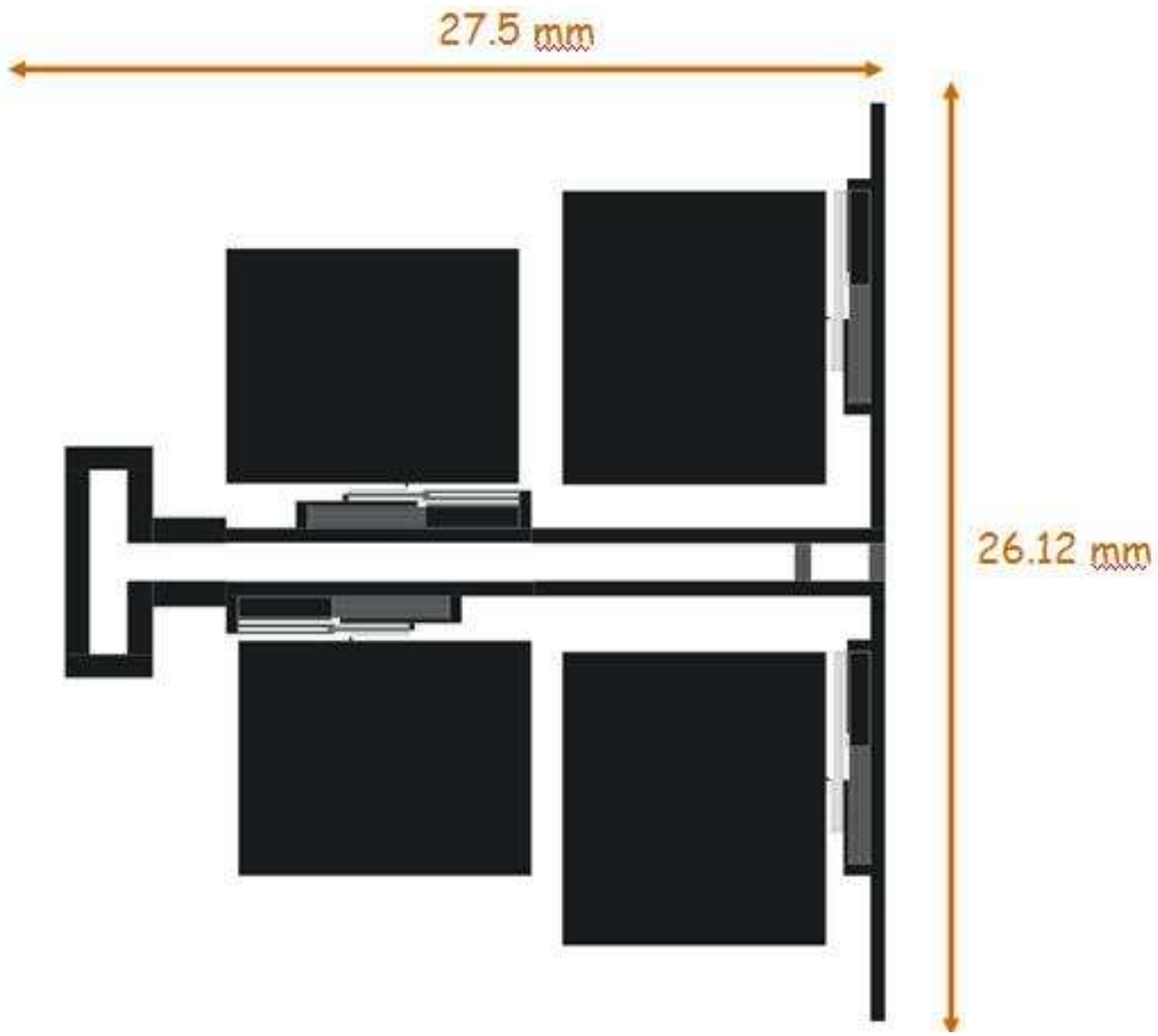

FIGURA 5.32: Layout final del filtro de 4 polos Casi-Elíptico en Microstrip.

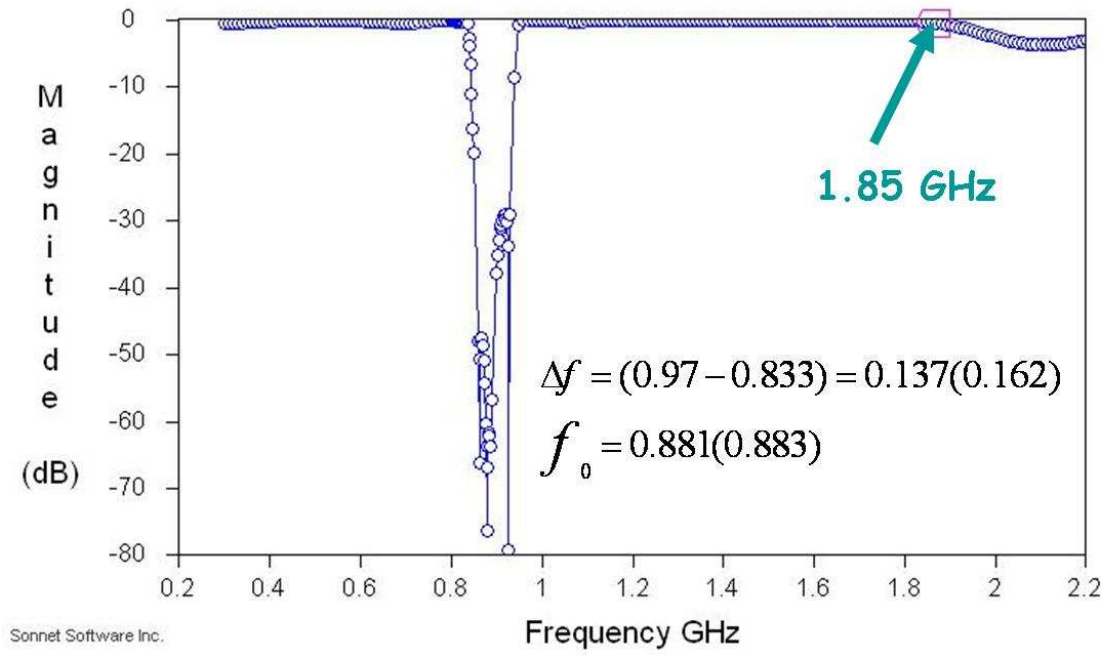

FIGURA 5.33: Respuesta final del filtro de 4 polos Casi-Elíptico en Microstrip.

Vemos que en este caso ya no aparecen las resonancias como sucedía en el caso anterior. La frecuencia de resonancia es muy próxima a la deseada (0.881 GHz siendo la teórica 0.883 GHz) y el ancho de banda también se acerca al calculado teóricamente (0.137 GHz mientras que el teórico es de 0.162 GHz).

También se puede ver como aparece un ripple con bastante atenuación, pero con la optimización del tamaño del condensador se consigue que se sitúe fuera de la banda de interés de nuestro estudio, por lo que podemos considerar su efecto despreciable. Dentro de la banda de interés (de 0.3 GHz a 1.73 GHz (referencia al cuadro de lineas espectrales de interes)) la respuesta es muy buena.

5.2.2 IMPLEMENTACIÓN EN COPLANAR

En este apartado vamos a explicar también la realizacion de un filtro Rechazabanda, Casi-Elíptico, de 4 polos, pero a diferencia del apartado anterior, éste va ser en tecnología coplanar (CPW). Esta estructura nos va a permitir evitar el uso de los ″parches″ ya que al estar la línea de señal al mismo nivel que el plano de tierra, se pueden conectar los inductores a tierra directamente.

(1) Definición de los parámetros numéricos del filtro

Repetimos el proceso mostrado para el filtro Microstrip (5.2.1)

Primero de todo definimos el parámetro Ω_a, que nos define la posición del par de zeros, y en este caso también lo fijamos a 1.8, ya que es la misma especificación. A través de la tabla 4.2 encontramos los parámetros del filtro (g) y los valores de los inversores de admitancia (J):

$$g_0 = g_5 = 1 \quad g_1 = g_4 = 0.95974 \quad g_2 = g_3 = 1.42192$$

$$J_1 = -0.21083 \quad J_2 = 1.11769$$

Entonces por un lado, usamos las fórmulas de diseño de filtros rachazabanda (4.19 y 4.21) para obtener las reactancias normalizdas y a partir de éstas los anchos de banda requeridos.

Las reactancia normalizadas obtenidas son:

$$\frac{x_1}{Z_0} = \frac{x_4}{Z_0} = 5.6813 \tag{5.14}$$

$$\frac{x_2}{Z_0} = \frac{x_3}{Z_0} = 3.8265 \tag{5.15}$$

Y los anchos de banda requeridos para cada resonador son:

$$\Delta f_{3dB}(reson1) = \Delta f_{3dB}(reson4) = 0.0777 \tag{5.16}$$

$$\Delta f_{3dB}(reson2) = \Delta f_{3dB}(reson3) = 0.1154 \tag{5.17}$$

Por el otro lado, a partir de los parámetros J obtenemos los valores de impedancias de las líneas que acoplan los resonadores (mediante la fórmula 4.26) y los desfases de las mismas (mediante el signo).

J_1 hace referencia a la línea de transmisión que acopla los resonadores 1 y 4

$$Z_1 = 237\Omega \quad \phi_{J_1} = 270°$$

J_2 hace referencia a la línea de transmisión que acopla los resonadores 2 y 3

$$Z_2 = 44.735\Omega \quad \phi_{J_2} = 90°$$

Las otras dos líneas, la que acopla el resonandor 1 y el 2, y la que acopla el 3 y el 4, se corresponden con un valor de J = 1, lo que implica $Z = 50\Omega$ y $\phi = 90°$.

(2) Implementación de los resonadores

Una vez hecho el estudio matemático del filtro a realizar, empezamos con la implementación de los resonadores.

A partir de un estudio teórico construimos nuestra celda MTM teniendo en cuenta los requisitos explicados en el proceso de construcción del filtro Chebychev (5.1).

Una vez construida, se realiza el proceso de optimización ya en configuración Rechazabanda. Éste consiste en, por un lado, ajustar la dimensión de los componentes para centrar la frecuencia de resosnancia, y por el otro, aumentar el acoplamiento mediante líneas de transmisión para ajustar el ancho de banda al requerido. Ambos procesos de ajuste son los mismos que hemos efectuado en los dos filtros anteriores.

Los resonadores obtenidos después del proceso de optimización son los que se muestran en la figura 5.34. A causa de los requisitos del filtro, y tal y como ha sucedido en los casos anteriores, se han realizado dos tipos de resonadores, uno para el resonador 1 y 4, y el otro, para el 2 y 3. Como se puede observar en la figura estos dos tipos se diferencian en la longitud del inductor y en las líneas de acoplamiento. Para poder entender mejor la estructura coplanar se ha pintado la línea de señal de color rojizo.

Características **Resonadores 2 y 3**:

• Especificaciones del condensador interdigital (el resonador cuenta con dos condensadores interdigitales):

Número de dedos: 14
Ancho de los dedos: 60 micras
Separación entre los dedos: 20 micras
Longitud: 2.3 mm

• Especificaciones línea de Transmisión (el resonador cuenta con dos tramos de línea de transmisión):

Ancho: 1.1 mm
Longitud: 2.7 mm

• Tamaño total de la celda: 13.58 x 6.5 mm (aunque es relativo ya que va ″envuelta″ por los planos de tierra)

Características **Resonadores 1 y 4**:

• Especificaciones del condensador interdigital (este resonador también contiene dos condensadores interdigitales):

Número de dedos: 14
Ancho de los dedos: 60 micras
Separación entre los dedos: 20 micras
Longitud: 2.3 mm

• Especificaciones línea de Transmisión (este resonador también contiene dos tramos de línea de transmisión):

Ancho: 1.1 mm
Longitud: 2.7 mm

• Tamaño total de la celda: 13.58 x 6.54 mm (aunque es relativo ya que va ″envuelta″ por los planos de tierra)

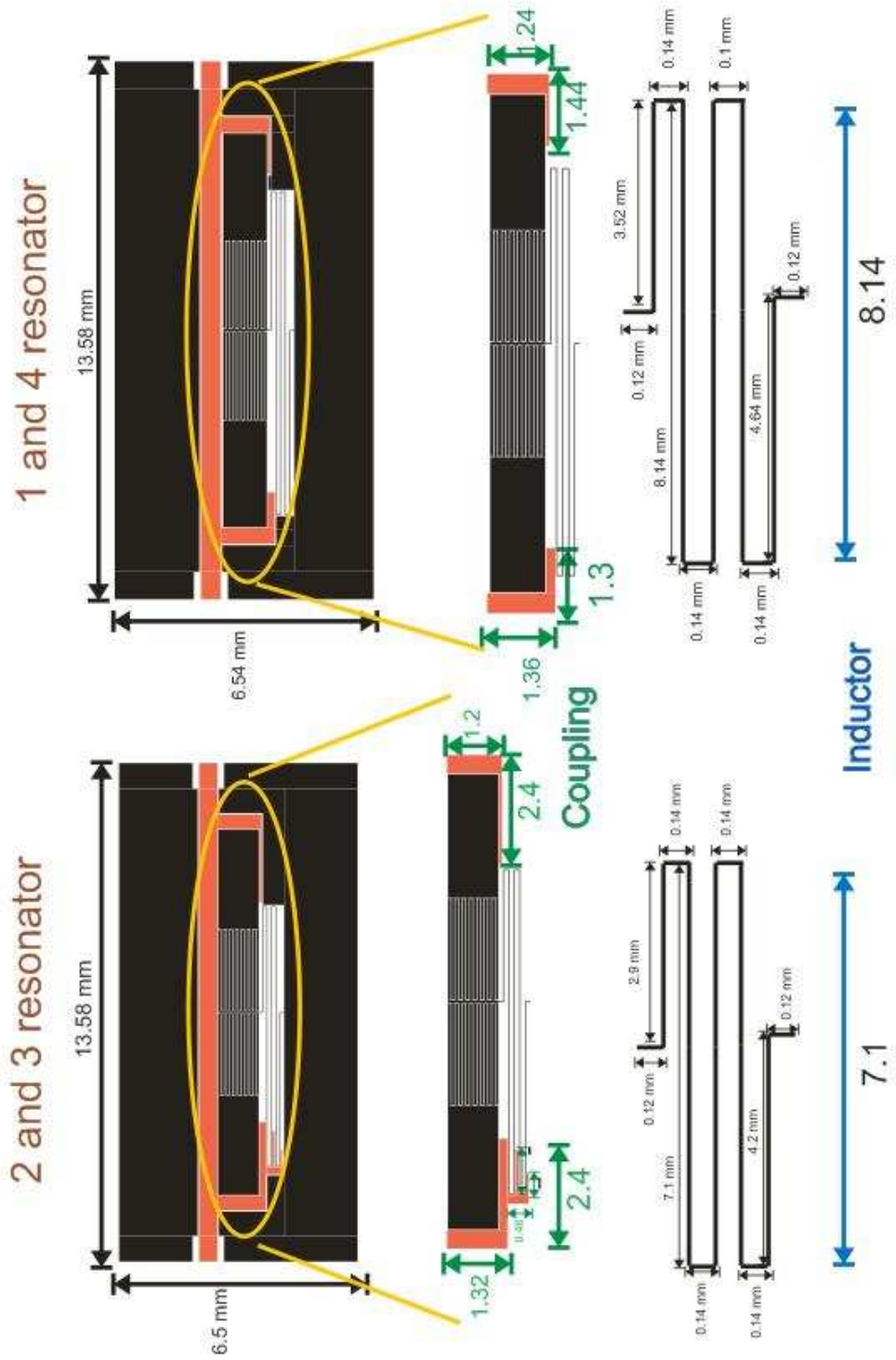

FIGURA 5.34: Resonadores del filtro Casi-Elíptico en Coplanar. Figura de la Izquiera resonadores 2 y 3. Figura de la derecha, resonadores 1 y 4.

En la figura 5.35 se muestra la respuesta del resonador 1 y 4, y en la figura 5.36 la del 2 y 3. En ambos casos se puede observar como la frecuencia de resonacia es la requerida (0.883 GHz) y como cumplen con las especificaciones de ancho de banda calculadas en las fórmulas 5.16 y 5.17.

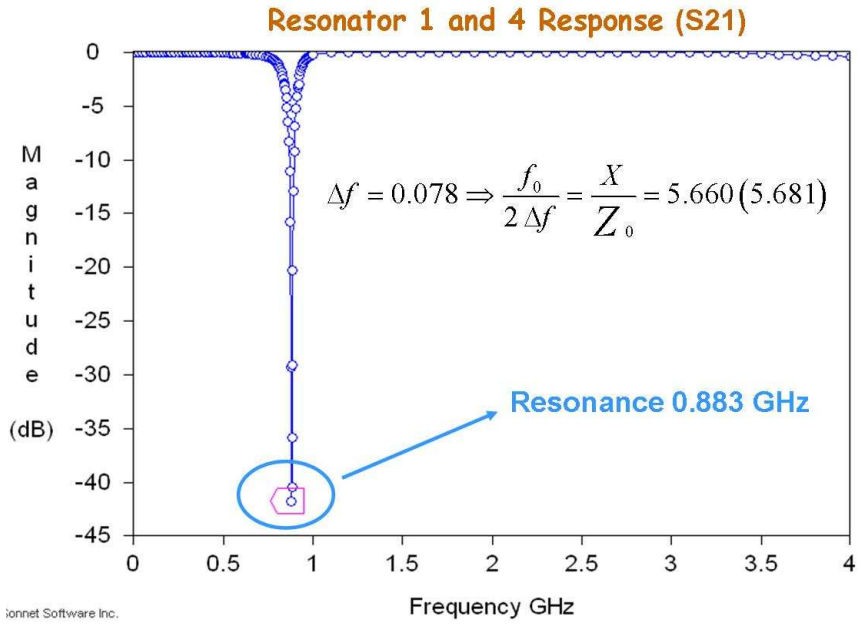

FIGURA 5.35: Respuesta del resonador 1 y 4 del filtro Rechazabanda Casi-Elíptico.

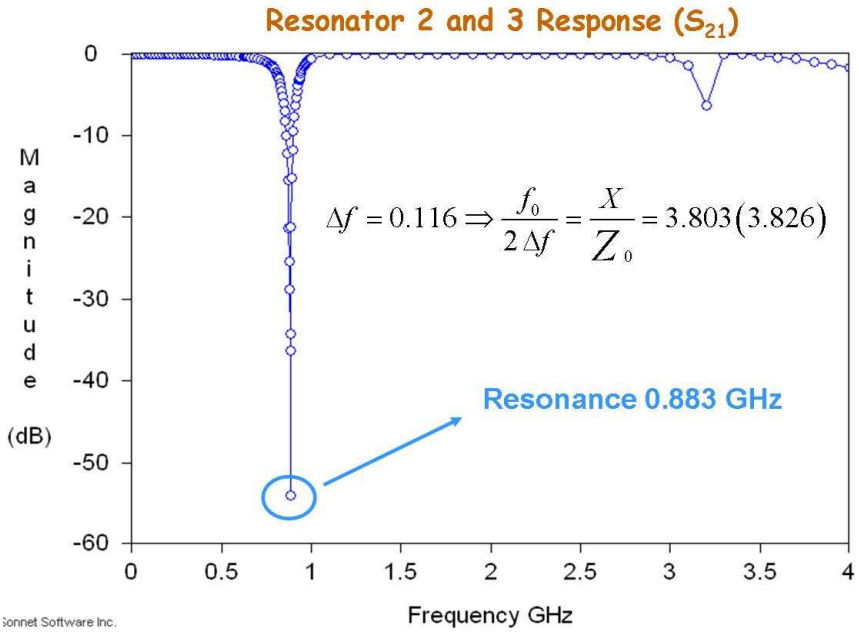

FIGURA 5.36: Respuesta del resonador 2 y 3 del filtro Rechazabanda Casi-Elíptico.

(3) Implementación del acoplamiento entre resonadores

Una vez realizados los resonadores, el siguiente paso en la construcción del filtro es la implementación de las líneas de acoplamiento entre resonadores.

Primeramente se pensó en realizar 3 de las 4 líneas (la del resonador 1 al 2, la del 3 al 4, y la del 1 al 4) con estructuras Metamateriales por varios motivos que vemos a continuacón, pero como veremos posteriormente se desestimó esta opción. Los motivos de uso de estructuras MTM son:

- Al usar líneas MTM evitábamos el problema, ya visto en la implementación en Microstrip, de las reosnancias probocadas por una estructura cerrada (″loop″), ya que al contener condensadores interdigitales abríamos la estrutura.

- Al ser tecnología coplanar se requiere unir los planos de tierra entre ellos para balancearlos (47). Entonces si usábamos estructuras MTM, al tener cada celda un inductor (línea de transmisión estrecha en nuestro caso) conectado a tierra, podíamos construir una estructura que con las tres líneas MTM quedaran todos los planos de tierra balanceados.

- Finalmente la línea de transmisión que acopla el resonador 1 con el 4, como hemos visto anteriormente, ha de tener un desfase de -270° o lo que es lo mismo de +90°; entonces como las celdas MTM tienen la propiedad de proporcionar desfases positivos, evitábamos así tener que realizar una línea de transmisión de -270°, lo que por dimensiones es bastante complicado.

Pero como hemos dicho antes, en las tres líneas se desestimó esta posibilidad. Por un lado, en el caso de la línea de 1 a 4 se requerían inductancias muy elevadas y difíciles de implementar con una línea de transmisión. Y, por el otro, con las líneas de 1 a 2 y de 3 a 4, el ancho de banda que se obtenía era menor al requerido, y para obtener un ancho de banda mayor, se necesitaban unas dimensiones de los componetes demasiado grandes para nuestro propósito.

En la figura 5.37 se muestra la respuesta implementando las líneas de 1 a 2 y de 3 a 4 con MTM. Se puede apreciar como el ancho de banda es más reducido que el requerido.

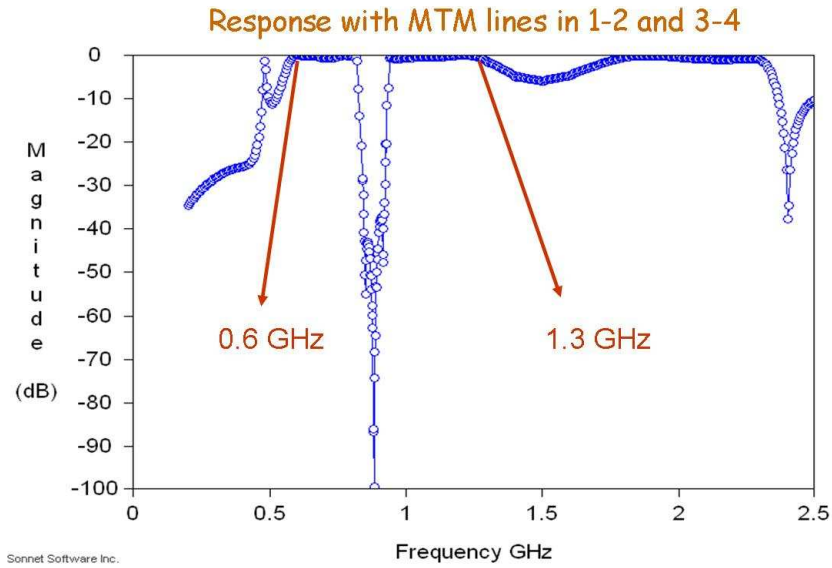

FIGURA 5.37: Respuesta del filtro Rechazabanda Casi-Elíptico implementando las líneas 1-2 y 3-4 con MTM.

Después de pensar varias configuraciones para solucionar este problema, optamos por la siguiente solución:

- Implementación línea 1-4: como se require un desfase de $+90^\circ$ optamos por un condensador interdigital, ya que los condensadores tienen desfases positivos, y así también, abrimos la estructura para evitar el ″loop″. A este condensador se le añaden un par de stubs a tierra de $\lambda/2$ y de alta impedancia, para que desde el condensador sean vistos como un circuito abierto y afecten lo menos posible. El objetivo de éstos es unir los planos de tierra para así balancearlos. La estructura resultante es la que se muestra en la figura 5.38; la línea de señal está pintada de color marrón para entender mejor la estructura coplanar.

- Implementación línea 1-2 y línea 3-4: en este caso se opta por una línea de transmisión convencional a la que también se le añade un stub a tierra de $\lambda/2$ y alta impedancia (para que desde la línea sea visto como un circuito abierto); con este stub logramos acabar de balancear todos los planos de tierra de nuestro filtro. La estructura resultante es la que se muestra en la figura 5.39; la línea de señal está también pintada de color marrón para entender mejor la estructura coplanar.

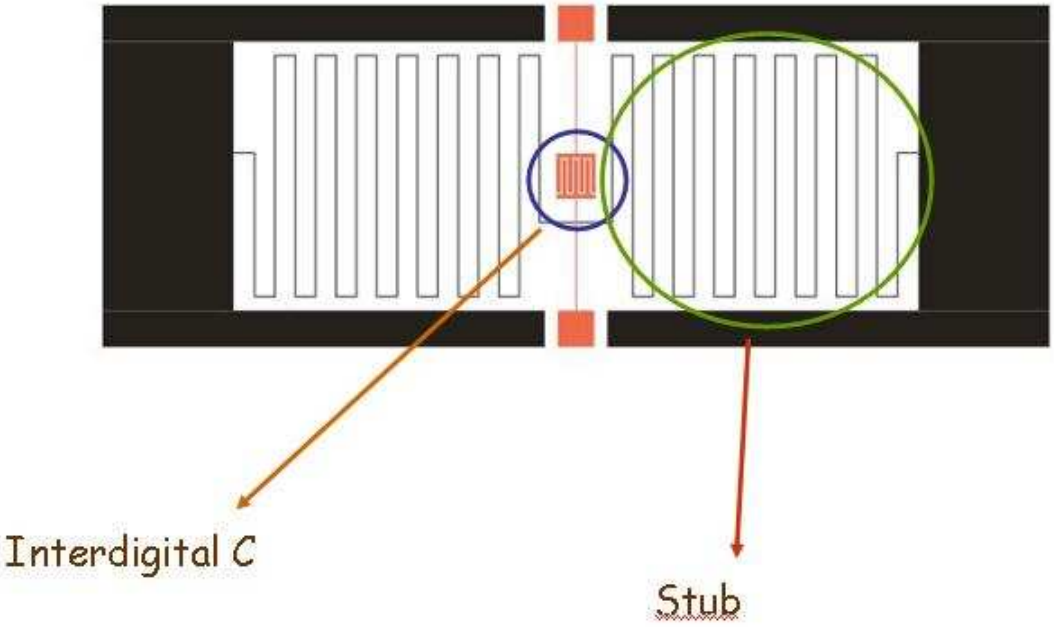

FIGURA 5.38: Layout de la línea que acopla el resonador 1 con el 4.

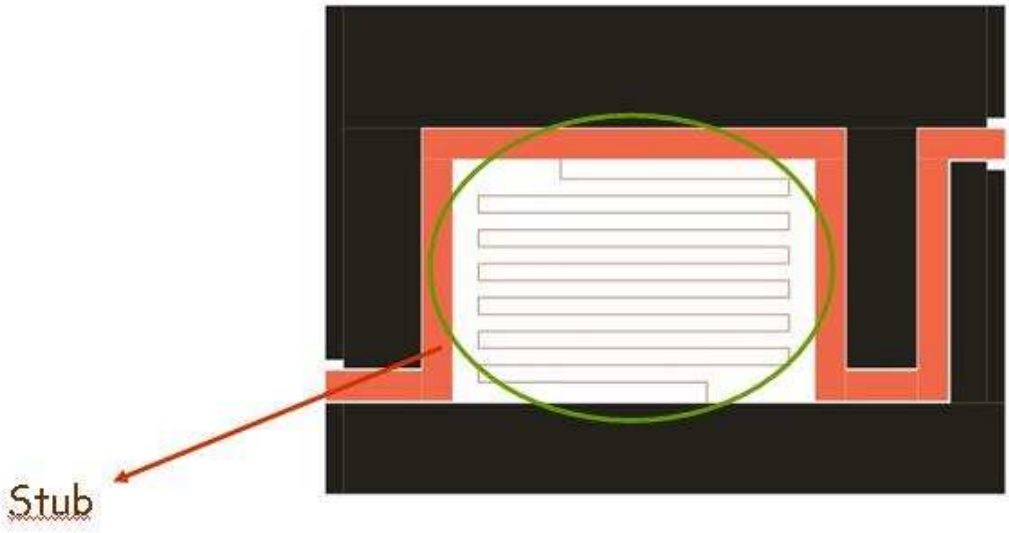

FIGURA 5.39: Layout de la línea que acopla el resonador 1 con el 2, y el 3 con el 4.

(4) Implementación final

Una vez tenemos implementados los resonadores y las líneas que los acoplan ya podemos realizar el layout final. Antes sin embargo, hacemos el proceso de obtimización final, que consiste en acabar de ajustar las líneas para que la respuesta sea la óptima.

La figura 5.40 muestra un esquema de cómo quedan las líneas después de la última optimización. Los valores de los desfases de las líneas son un poco más pequeños que los valores que hemos comentado anteriormente, ya que al simular los resonadores, éstos ya contaban con algún tramo de línea, y entonces en el proceso de optimización se ha tenido que tener en cuenta.

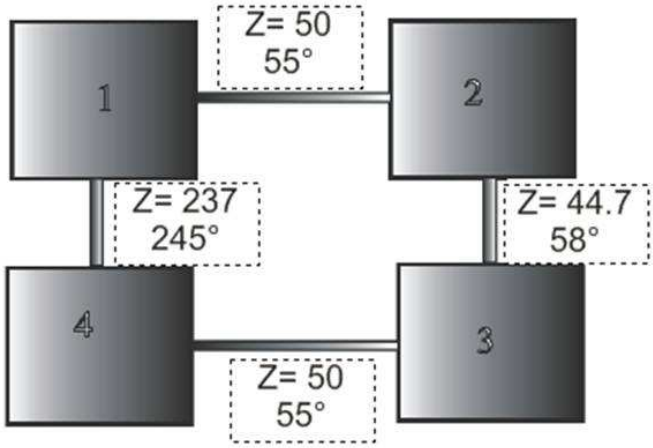

FIGURA 5.40: Esquema final de la configuración de las líneas (impedancias y desfases).

Finalmente el layout resultante es el que muestra la figura 5.41. El tamaño total es de 47.32 x 24.22 mm, aunque es un poco relativo ya que los planos de tierra que lo envuelven podrían variar un poco (el circuito principal es de 42.1 x 18.58 mm). Como se ha hecho anteriormente la línea de señal se ha pintado de color marrón para entender mejor la estructura.

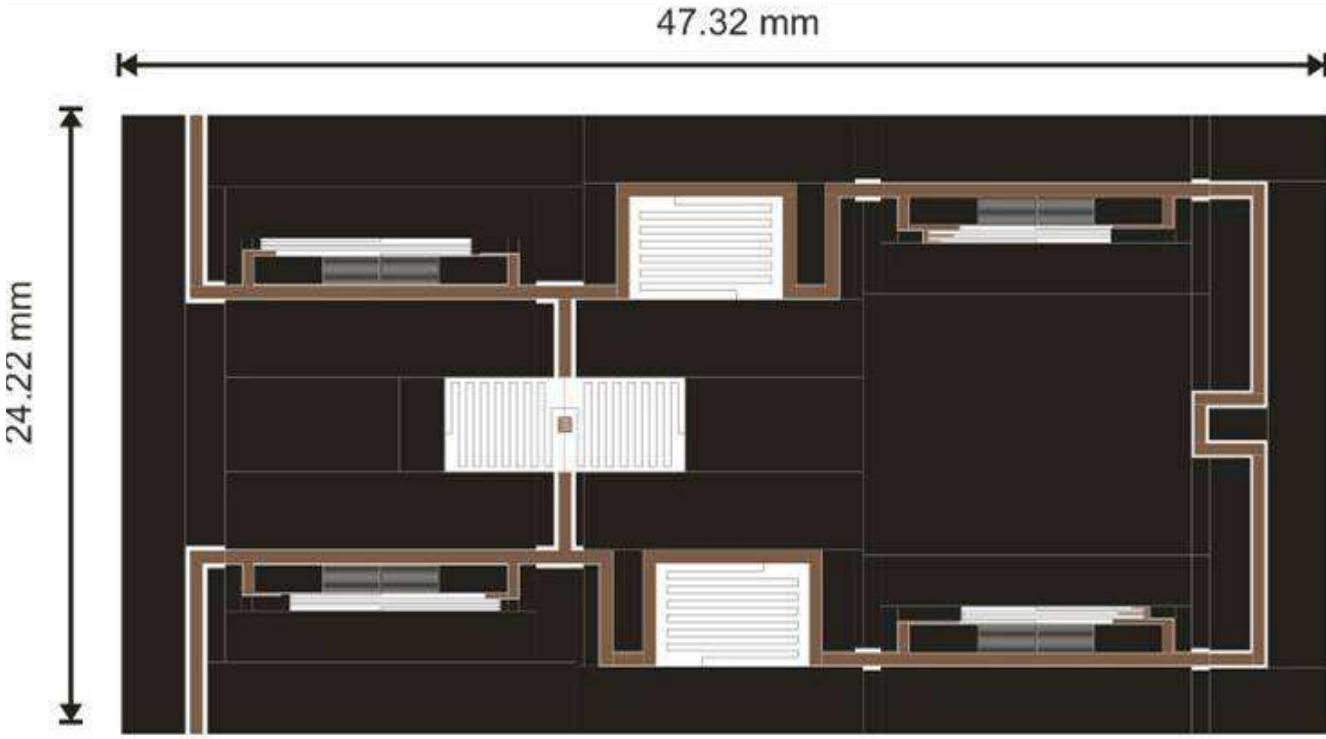

FIGURA 5.41: Layout final del filtro Rechazabnda Casi-Elíptico, de 4 polos y en tecnología CPW.

Y la respuesta final del filtro Rechazabanda, Casi-Elíptico y de 4 polos implementado en tecnología CPW es la que se muestra en la figura 5.42.

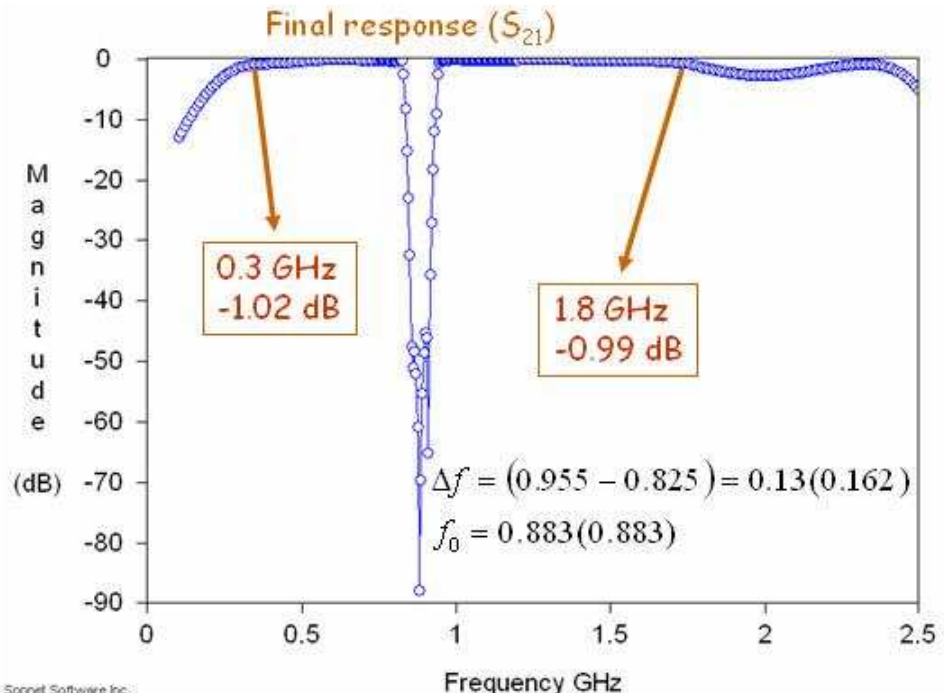

FIGURA 5.42: Respuesta final del filtro Rechazabnda Casi-Elíptico, de 4 polos y en tecnología CPW.

Podemos observar como en este caso se obtiene una muy buena respuesta dentro del ancho de banda especificado, de 0.3 GHz a 1.73 GHz. Por un lado, la banda eliminada está centrada en la frecuencia de interés (0.883 GHz), y su ancho de banda es prácticamente el que se requería (0.13 GHz mientras que el requerido es de 0.162 GHz). Y por el otro, la banda de paso no tiene prácticamente atenuación dentro de esta banda especificada .

5.3 ANÁLISIS DE RESULTADOS

EN LAS SIGUIENTES TABLAS 5.1 Y 5.2 mostramos una comparación de los filtros diseñados en este trabajo (en negrita), con los que hemos creído más relevantes de la literatura 4.5. Las características mostradas son los aspectos de cada filtro que mejor muestran las diferencias entre ellos.

TABLA 5.1: COMPARACIÓN CON LA LITERATURA.

FILTRO	TECNOLOGÍA DE CONSTRUCCIÓN	FRECUENCIA DE RESONANCIA (GHZ)	FBW	TAMAÑO (MM)
Filtro del artículo (33)	Microstrip	0.61	1.3 %	22.85 x 6.55
Filtro del artículo (23)	Microstrip	2.4	10 %	16.24 x 7.88
	Coplanar	2.4	10 %	35 x 25 (área activa)
Filtro del artículo (37)	Coplanar	2.95	1.6 %	6.6 x 2.4 (circuito principal)
Filtro del artículo (39)	Microstrip	1.394	0.72 %	44 x 26
Filtro microstrip	Microstrip	0.881	15.5 %	27.5 x 26.12
Filtro coplanar	Coplanar	0.883	14.7 %	47.32 x 24.22 (área activa) 42.1 x 18.58 (circuito principal)

NOTAS.–
* Para más detalles de cada filtro citado ir a las referencias indicadas.

TABLA 5.2: COMPARACIÓN CON LA LITERATURA.

FILTRO	TIPO DE FILTRO	APLICACIÓN EN BANDA	USO DE MTM	USO DE HTS
Filtro del artículo (33)	Casi-Elíptico	Paso Banda	X	√
Filtro del artículo (23)	Casi-Elíptico	Paso Banda	√	X
	Buttherwoth	Paso Banda	√	X
Filtro del artículo (37)	Casi-Elíptico	Paso Banda	X	√
Filtro del artículo (39)	Chebyshev	Rechazabanda	X	√
Filtro microstrip	Casi-Elíptico	Rechazabanda	√	√
Filtro coplanar	Casi-Elíptico	Rechazabanda	√	√

NOTAS.–
* Para más detalles de cada filtro citado ir a las referencias indicadas.

A primera vista en la tabla podríamos pensar que los resultados obtenidos en cuanto a tamaño no son una mejora respecto a otros trabajos, pero hay que destacar que las especificaciones de diseño, como la frecuencia de resonancia y el ancho de banda relativo, son cualitativamente distintas. Esto es, que en nuestros filtros queremos una frecuencia de resonancia muy baja (0.883 GHz) lo que implica un aumento del tamaño de ciruito; y, un ancho de banda mucho mayor (del 15.5 %), lo que conlleva a aumentar considerablemente el acoplamiento.

Además sólo en uno de los casos citados en la tabla (5.2) utilizan estructuras Metamateriales (23) como en nuestro trabajo, lo que implica la supresión de harmónicos. En la siguiente figura (5.43) se puede observar la diferencia entre la respuesta de uno de nuestros resonadores hechos con estructuras MTM y de un resonador convencional. Se observa como el resonador MTM no tiene harmónicos, mientras que el convencional tiene resonancias en cada múltiplo de la frecuencia fundamental.

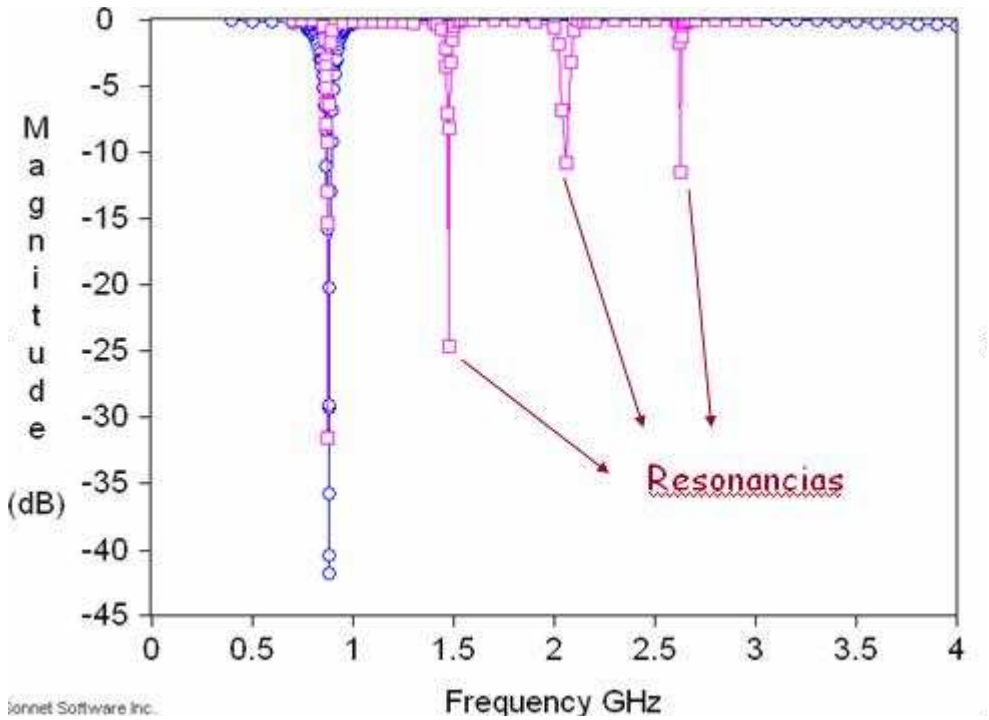

FIGURA 5.43: Comparación entre un resonador convencional (rosa) y un resonador de nuestro filtro realizado con MTM (azul).

6
CONCLUSIONES

En esta tesis hemos estudiado la posibilidad de aplicar las propiedades de los metamateriales, concretamente los resonadores Zeroth-Order, conjuntamente con las propiedades de los materiales HTS, al diseño de filtros de microondas. Se ha visto cómo debido a estas características, se ha obtenido una mejor respuesta (eliminación de resonancias) y una mayor miniaturización, respecto a los filtros convencionales basados en elementos distribuidos. También, el hecho de utilizar filtros Casi-Elípticos, ha permitido conseguir una mejor respuesta en términos de selectividad. Todo esto ha permitido eliminar correctamente la banda de telefonía móvil IMT-2000, sin cancelación de la banda de 0.3 GHz a 1.8 GHz requerida en radioastronomía, tal y como nos habíamos marcado en los objetivos.

6.1 Aspectos más importantes

Los aspectos más importantes tratados en cada unos de los capítulos de esta tesis pueden resumirse en los siguientes puntos:

* En el capítulo 2 se ha presentado una introducción a los metamateriales, así como sus propiedades y configuraciones más conocidas. En particular, se ha hecho especial énfasis en los medios efectivos con permeabilidad y permitividad efectiva negativas, es decir, en los medios zurdos.

* En el capítulo 3 se ha presentado una introducción a los materiales HTS, así como una descripción de sus propiedades y centrándonos en el material HTS conocido como YBCO, que es el que hemos usado para nuestra configuración.

* En el capítulo 4 se ha estudiado la teoría básica para el diseño de filtros de microondas, centrándonos en los filtros Rechazabanda y en los Casi-Elípticos, que eran el objetivo a alcanzar.

* En la sección 5.2 del capítulo 5, se proponen dos nuevas estructuras para filtros Rechazabanda Casi-Elípticos, una en microstrip y la otra en CPW, para aplicaciones en radioastronomía con el uso de metamateriales y superconductores.

6.2 Ventajas y conclusiones

Las ventajas principales que tienen estos filtros respecto a todos los que hemos descrito en el capítulo 4 (4.5), serían una mayor compactación y la supresión de harmónicos, debido al uso de metamateriales, y una mayor miniaturización debido al uso de HTS.

Además se presenta un nuevo concepto de cross-coupling para acoplar los resonadores 1 y 4, mediante el uso de dos condensadores interdigitales en el caso de la implementación en microstrip, y mediante un condensador interdigital y un par de stubs, para balancear los planos de tierra, en el caso de la implementación en CPW. En ésta última (CPW), para acabar de balancear los planos de tierra y evitar así la colocación de bond wires, se han colocado otros dos stubs a tierra en dos de las líneas que acoplan los resonadores.

Podemos concluir entonces, que el hecho de usar estructuras metamateriales conjuntamente con materiales HTS, en el diseño de filtros Rechaza-banda Casi-Elípticos para aplicaciones en Radioastronomía, supone un trabajo novedoso en filtros de microondas, ya que hasta el momento no existe en la literatura ninguno con estas características.

También aportamos en este trabajo, un concepto de cross-coupling no visto hasta ahora, lo que da un valor añadido al diseño realizado.

Todas estas características permiten una mayor selectividad, una mayor miniaturización y la supresión de harmónicos.

6.3 TRABAJO FUTURO

Después de implementar el diseño de los dos filtros Casi-Elípticos se pretende realizar su construcción física. Este proceso se llevará a cabo en la Universitat Politécnica de Catalunya (UPC). Posteriormente se realizará su medición y una vez contrastados los valores simulados con los optenidos físicamente se tiene intención de publicar un artículo en alguna revista o congreso que sea relevante. La escritura del artículo será supervisada por nuestro asesor de Tesis el Dr. Alonso Corona.

A

TABLAS DE VALORES

TABLA A.1: SUSTRATOS PARA MATERIALES HTS.

SUBSTRATES	ϵ_r		$\tan\delta$
$LaAlO_3$	24.2		7.6 10^{-6}
MgO	9.6		5.5 10^{-6}
$Sapphire$	11.6	($\perp$ c-axis)	1.5 10^{-8}
	9.4	($\parallel$ c-axis)	

NOTAS.–
* Información sacada de (31).

TABLA A.2: IAU LIST OF IMPORTANT SPECTRAL LINES

SUBSTANCE	REST FREQUENCY	SUGGESTED MINIMUM BANDWIDTH
Deuterium (DI)	327.384 MHz	327.0 – 327.7 MHz
Hydrogen (HI)	1420.460 MHz	1370.0 – 1427.0 MHz
Hydroxyl radical (OH)	1612.231 MHz	1606.8 – 1613.8 MHz
Hydroxyl radical (OH)	1665.402 MHz	1659.8 – 1667.1 MHz
Hydroxyl radical (OH)	1667.359 MHz	1661.8 – 1669.0 MHz
Hydroxyl radical (OH)	1720.530 MHz	1714.8 – 1722.2 MHz
Methyladyne (CH)	3263.794 MHz	3252.9 – 3267.1 MHz
Methyladyne (CH)	3335.481 MHz	3324.4 – 3338.8 MHz
Methyladyne (CH)	3349.193 MHz	3338.0 – 3352.5 MHz
Formaldehyde (H_2CO)	4829.660 MHz	4813.6 – 4834.5 MHz
Methanol (CH_2OH)	6668.518 MHz	6661.8 – 6675.2 MHz
Ionized Helium Isotope (^{3}HeII)	8665.650 MHz	8660.0 – 8670.0 MHz
Methanol (CH_3OH)	12.78 GHz	12.17 – 12.19 GHz
Formaldehyde (H_2CO)	14.488 GHz	12.17 – 12.19 GHz
Cyclopropenylidene (C_3H_2)	18.343 GHz	18.28 – 18.36 GHz
Water Vapour (H_2O)	22.235 GHz	22.16 – 22.26 GHz
Ammonia (NH_3)	23.694 GHz	23.61 – 23.71 GHz
Ammonia (NH_3)	23.723 GHz	23.64 – 23.74 GHz
Ammonia (NH_3)	23.870 GHz	23.79 – 23.89 GHz
Silicon monoxide (SiO)	42.519 GHz	42.47 – 42.57 GHz
Silicon monoxide (SiO)	42.821 GHz	42.77 – 42.86 GHz
Silicon monoxide (SiO)	42.880 GHz	42.83 – 42.93 GHz
Silicon monoxide (SiO)	43.122 GHz	43.07 – 43.17 GHz
Silicon monoxide (SiO)	43.424 GHz	43.37 – 43.47 GHz
Carbon monosulphide (CS)	48.991 GHz	48.94 – 49.04 GHz
Deuterated formylium (DCO^+)	72.039 GHz	71.96 – 72.11 GHz
Silicon monoxide (SiO)	86.243 GHz	86.16 – 86.33 GHz
Formylium ($H^{13}CO^+$)	86.754 GHz	86.66 – 86.84 GHz
Silicon monoxide (SiO)	86.847 GHz	86.76 – 86.93 GHz
Ethynil radical (C_2H)	87.300 GHz	87.21 – 87.39 GHz
Hydrogen cyanide (HCN)	88.632 GHz	88.34 – 88.72 GHz
Formylium (HCO^+)	89.189 GHz	88.89 – 89.28 GHz
Hydrogen isocyanide (HNC)	90.664 GHz	90.57 – 90.76 GHz
Diazenylium (N_2H)	93.174 GHz	93.07 – 93.27 GHz
Carbon monosulphide (CS)	97.981 GHz	97.65 – 98.08 GHz
Carbon monoxide (C^{180})	109.782 GHz	109.67 – 109.89 GHz
Carbon monoxide (^{13}CO)	110.201 GHz	109.83 – 110.31 GHz
Carbon monoxide (C^{170})	112.359 GHz	112.25 – 112.47 GHz
Carbon monoxide (C0)	115.271 GHz	114.88 – 115.39 GHz

NOTAS.–
Esta tabla se ha sacado de (3).

TABLA A.3: IAU LIST OF IMPORTANT SPECTRAL LINES (CONTINUACIÓN)

SUBSTANCE	REST FREQUENCY	SUGGESTED MINIMUM BANDWIDTH
Formaldehyde ($H_2^{13}CO$)	137.450 GHz	137.31 – 137.59 GHz
Formaldehyde (H_2CO)	140.840 GHz	140.69 – 140.98 GHz
Carbon monosulphide (CS)	146.969 GHz	146.82 – 147.12 GHz
Water Vapour (H_2O)	183.310 GHz	183.12 – 183.50 GHz
Carbon monoxide (C^{180})	219.560 GHz	219.34 – 219.78 GHz
Carbon monoxide (^{13}CO)	220.399 GHz	219.67 – 220.62 GHz
Carbon monoxide (C0)	230.538 GHz	229.77 – 230.77 GHz
Carbon monosulphide (CS)	244.953 GHz	244.72 – 245.20 GHz
Hydrogen cyanide (HCN)	265.886 GHz	265.62 – 266.15 GHz
Formylium (HCO^+)	267.557 GHz	267.29 – 267.83 GHz
Hydrogen isocyanide (HNC)	271.981 GHz	271.71 – 272.25 GHz
Dyazenulium (N_2H^+)	279.511 GHz	279.23 – 279.79 GHz
Carbon monoxide (C^{180})	312.330 GHz	329.00 – 329.66 GHz
Carbon monoxide (^{13}CO)	330.587 GHz	330.25 – 330.92 GHz
Carbon monosulphide (CS)	342.883 GHz	342.54 – 343.23 GHz
Carbon monoxide (C0)	345.796 GHz	345.45 – 346.14 GHz
Hydrogen cyanide (HCN)	354.484 GHz	354.13 – 354.84 GHz
Formylium (HCO^+)	356.734 GHz	356.37 – 357.09 GHz
Dyazenulium (N_2H^+)	372.672 GHz	372.30 – 373.05 GHz
Water Vapour (H_2O)	380.197 GHz	379.81 – 380.58 GHz
Carbon monoxide (C^{180})	439.088 GHz	438.64 – 439.53 GHz
Carbon monoxide (^{13}CO)	440.765 GHz	440.32 – 441.21 GHz
Carbon monoxide (C0)	461.041 GHz	460.57 – 461.51 GHz
Heavy water (HDO)	464.925 GHz	464.46 – 465.39 GHz
Carbon (CI)	492.162 GHz	491.66 – 492.66 GHz
Water Vapour (H_2^{180})	547.676 GHz	547.13 – 548.22 GHz
Water Vapour (H_2O)	556.936 GHz	556.37 – 557.50 GHz
Ammonia ($^{15}NH_3$)	572.113 GHz	571.54 – 572.69 GHz
Ammonia (NH_3)	572.498 GHz	571.92 – 573.07 GHz
Carbon monoxide (C0)	691.473 GHz	690.78 – 692.17 GHz
Hydrogen cyanide (HCN)	797.433 GHz	796.64 – 789.23 GHz
Formylium (HCO^+)	802.653 GHz	801.85 – 803.85 GHz
Carbon monoxide (C0)	806.652 GHz	805.85 – 807.46 GHz
Carbon (CI)	809.350 GHz	808.54 – 810.16 GHz

NOTAS.–
Esta tabla se ha sacado de (3).

LISTA DE FIGURAS

2.1 Diagrama ϵ-μ 11
2.2 Relación entre los vectores *E,H,k* para un medio convencional y un medio LHM. 11
2.3 Trayectoria de un rayo incidente en un modo RHM y uno LHM 13
2.4 Formación de la imagen en una lente plana LHM 13
2.5 Medio LHM compuesto por SRRs e hilos 14
2.6 Transmisión a través del medio LHM 14
2.7 Esquema del montaje experimental propuesto en (7) 15
2.8 Resultado del montaje experimental de (7) 15
2.9 Modelo discreto de una línea de transmisión convencional. 16
2.10 Modelo discreto de una línea de transmisión dual. 17
2.11 Diagramas dispersión RH y LH. 18
2.12 Implementación en tecnología microstrip de la línea de transmisión dual. 18
2.13 Modelo de una celda CRLH TL. 19
2.14 Diagrama dispersión CRLH TL para el caso no balanceado. 19
2.15 Diagrama dispersión CRLH TL para el caso balanceado. 20
2.16 Implementación de una estructura periódica del caso general (no balanceado) de una línea de transmisión CRLH 21
2.17 Celda unidad de una línea de transmisión CRLH 21
2.18 CRLH balanceado 24
2.19 CRLH no balanceado 24
2.20 Implementación de una línea de transmisión CRLH usando capacitores interdigitales e inductores en forma de *stub* 25
2.21 Resonador PRH (convencional) 27
2.22 Resonador CRLH (caso línea de transmisión ideal homogenea) 28
2.23 Implementación de una estructura periódica para el caso balanceado de una línea de transmisión CRLH 30

2.24 Resonancias de un resonador CRLH formado por N celdas (en este caso N=4) 30
2.25 Prototipo de un resonador en circuito abierto CRLH en microstrip de 7 celdas. 32

3.1 Línea Microstrip 39
3.2 Línea Microstrip 40
3.3 Línea Microstrip 41

4.1 Línea Microstrip 44
4.2 Línea Stripline 44
4.3 Línea Coplanar 44
4.4 Esquema de una línea Microstrip 48
4.5 Esquema de una línea Coplanar. 48
4.6 Característica ideal de un filtro Band Stop 50
4.7 Gráfica filtro Chebyshev 51
4.8 Comparación diferentes filtros Chebyshev 52
4.9 Circuitos equivalentes para filtros Band Stop. 54
4.10 Esquema elíptico 56
4.11 Layout del filtro HTS de 8 polos en microstrip descrito en (33) y (34). 59
4.12 Layout del filtro HTS de 8 polos en microstrip con resonadores en forma de espiral descrito en (35). 60
4.13 Layout del filtro HTS de 4 polos en microstrip con resonadores en forma de espiral descrito en (35). 60
4.14 Resonador espiral en forma de cruz del artículo (36). 61
4.15 Layout del filtro HTS de 4 polos en microstrip con resonadores espirales en forma de cruz descrito en (36). 61
4.16 Layout del filtro casi-elíptico de 4 polos en CPW con resonadores implementados mediante líneas de $\frac{\lambda}{4}$ en forma de meandro (37). 62
4.17 Distribución de bandas de frecuencia del AMPS (38). 64
4.18 Layout filtro casi-elíptico de 7 polos en microstrip rechazabanda citado en (39). 65

5.1 Esquema de nuestro resonador formado por una celda CRLH. 68
5.2 Celda Metamaterial implementada en (41). 70
5.3 Esquema Capacitor interdigital de las especificaciones de (41). 70
5.4 Celda Metamaterial implementada en (41). 71
5.5 Resultado de 10 Celdas Metamaterial implementadas en (41). 72
5.6 Celda Metamaterial implementada en (41). 73
5.7 Resultado de 10 Celdas Metamaterial implementadas en (41). 74
5.8 Resonador Metamaterial implementado en (41). 75
5.9 Respuesta de un resonador Metamaterial implementado en (41). 76

5.10 Resonador Metamaterial implementado en (41). 77
5.11 Respuesta de un resonador Metamaterial implementado en (41). 78
5.12 Inductor en forma de meandro del filtro Chebyshev. 79
5.13 Configuración rechazabanda de nuestro resonador. 80
5.14 Respuesta Rechazabanda del resonador. 80
5.15 Resonador Metamaterial (1 y 4). 82
5.16 Resonador Metamaterial (2 y 3). 82
5.17 Respuesta del Resonador Metamaterial (1 y 4). 83
5.18 Respuesta del Resonador Metamaterial (2 y 3). 83
5.19 Layout definitivo Filtro Chebyshev. 84
5.20 Respuesta del Filtro Chebyshev. 85
5.21 Respuesta del Filtro Chebyshev (zoom). 85
5.22 Esquema Inicial Filtro Casi-Elíptico de 4 polos. 90
5.23 Resonadores del filtro Casi-Elíptico en Microstrip. 92
5.24 Respuesta para los Resonadores 1 y 4 del filtro Casi-Elíptico en Microstrip. 93
5.25 Respuesta para los Resonadores 2 y 3 del filtro Casi-Elíptico en Microstrip. 94
5.26 Esquema Filtro Casi-Elíptico de 4 polos. 95
5.27 Respuesta a la solución con líneas convencionales para todo el acoplamiento. 96
5.28 Loop generado en la estructura del filtro. 96
5.29 Implementación final de la línea de acoplamiento entre los resonadores 1 y 4. 97
5.30 Implementación de la línea de acoplamiento entre los resonadores 1 y 2 y, 3 y 4. 98
5.31 Implementación de la línea de acoplamiento entre los resonadores 2 y 3. 98
5.32 Layout final del filtro de 4 polos Casi-Elíptico en Microstrip. 99
5.33 Respuesta final del filtro de 4 polos Casi-Elíptico en Microstrip. . . . 100
5.34 Resonadores del filtro Casi-Elíptico en Coplanar. 104
5.35 Respuesta del resonador 1 y 4 del filtro Rechazabanda Casi-Elíptico. 105
5.36 Respuesta del resonador 2 y 3 del filtro Rechazabanda Casi-Elíptico. 106
5.37 Respuesta del filtro Rechazabanda Casi-Elíptico implementando las líneas 1-2 y 3-4 con MTM. 108
5.38 Layout de la línea que acopla el resonador 1 con el 4. 109
5.39 Layout de la línea que acopla el resonador 1 con el 2, y el 3 con el 4. 109
5.40 Esquema final de la configuración de las líneas (impedancias y desfases). 110
5.41 Layout final del filtro Rechazabnda Casi-Elíptico, de 4 polos y en tecnología CPW. 111

5.42 Respuesta final del filtro Rechazabnda Casi-Elíptico, de 4 polos y en tecnología CPW. 112
5.43 Comparación entre un resonador convencional (rosa) y un resonador de nuestro filtro realizado con MTM (azul). 114

LISTA DE TABLAS

1.1 IAU list of important spectral lines 6

2.1 Comparación filtros CRLH con TLs y filtros convencionales 26

3.1 Características de los substratos para HTS* 37

4.1 Elementos para el prototipo paso bajo Chebyshev* (g_0= 1, Ω=1) 53
4.2 Valores de los elementos del prototipo de 4 polos* 57

5.1 COMPARACIÓN CON LA LITERATURA. 113
5.2 COMPARACIÓN CON LA LITERATURA. 113

A.1 SUSTRATOS PARA MATERIALES HTS. 119
A.2 IAU list of important spectral lines 120
A.3 IAU list of important spectral lines (Continuación) 121

BIBLIOGRAFÍA

[1] G. Zorpette, "Radio astronomy: New windows on the univers," *IEEE Spectrum*, pp. 18–25, Feb. 1995.

[2] A. Abbott, "Astronomers fight incursion of phones into radio frequencies," *Nature: International weekly journal of science, ISSN 0028-0836*, vol. 390, no. 6656, pp. 103–104, Nov. 1997.

[3] "Iau list of important spectral lines," 2003. [Online]. Available: http://www.craf.eu/iaulist.htm

[4] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*. 605 Third Avenue: John Wiley and Sons, 2005.

[5] V.Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ," *Soviet Physics Uspekhi.*, vol. 10, no. 4, pp. 509–514, 1984.

[6] D. Smith, W.J.Padilla, D. Vier, S. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity," *Phys.Rev.Lett.*, vol. 84, pp. 4184–4187, May 2000.

[7] R.Marques, J.Martel, F.Mesa, and F.Medina, "Left-handed-media simulation ans transmission of em waves in subwavelenght split-ring-resonator-loaded metallic waveguides," *Phys.Rev.Lett.*, pp. 183 901–183 904, Oct. 2002.

[8] G. Eleftheriades, A. Iyer, and P. Kremer, "Planar negative refractive index media using periodically l-c loaded transmission lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 12, pp. 2702–2712, 2002.

[9] C. Caloz and T. Itoh, "Application of the transmission line theory of left-handed (lh) materials to the realization of a microstrip lh line," *IEEE AP-S Int.Symp.*, vol. 2, pp. 412–415, Jun. 2002.

[10] A. Corporation, *Left-Handed Metamaterial Design Guide*. 225 W.Station Square Drive-Suite 200. Pittsburg, Pennsylvania: Ansoft Corporation, 2007.

[11] A. Grbic and G. Eleftheriades, "A backward-wave antenna based on negative refractive index l-c networks," *Proc. of the IEEE Intl. Symp. on Antennas and Propagation*, vol. 4, pp. 340–343, Jun. 2002.

[12] M. Antoniades and G. Eleftheriades, "Compact, linear, lead/lag metamaterial phase shifters for broadband applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, pp. 103–106, Jul. 2003.

[13] C. C. A. Lai and T. Itoh, "Composite right/left handed transmission line metamaterials," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, no. 3, pp. 34–50, 2004.

[14] C. Caloz, A. Sanada, and T.Itoh, "A novel composite right/left-handed coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, pp. 980–992, Mar. 2004.

[15] C. Caloz and T. Itoh, "A novel mixed conventional microstrip and composite right/left-handed backward-wave directional coupler with broadband and tight coupling characteristics," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, pp. 31–33, Jan. 2004.

[16] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, "Zeroth-order resonance in composite right/left-handed transmission line resonators," *Asia Pacific Microwave Conference*, vol. 3, pp. 1588–1592, Nov. 2003.

[17] H. F. Ma, X. Q. Lin, D. Bao, and T. J. Cui, "Zeroth-order resonators using novel compact meta-structures," *Int.Symposium on Biophotonics, Nanophotonics and Metamaterials*, Oct. 2006.

[18] C. A. Allen, K. M. Leong, and T. Itoh, "Dual-mode composite-right/left-handed transmission line ring resonator," *Electronic Letters*, vol. 42, Jan. 2006.

[19] ——, "Design of ring resonator mode spacing and bandwidth using the phase response of composite right/left handed transmission lines," *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S Inc*, Jun. 2005.

[20] A. C. Chavez, "High temperature superconducting spatial discriminator," PhD thesis, University of Birmingham, Birmingham, UK, 2001.

[21] "The Wikipedia website," 2008. [Online]. Available: http://es.wikipedia.org/wiki/Superconductividad

[22] M.J.Lancaster, *Passive Microwave Device Applications of High-Temperature Superconductors*. Cambridge University Press, 1997.

[23] J.García-García, J.Bonache, I.Gil, F.Martin, M.Velázquez-Ahumada, and J.Martel, "Miniaturized microstrip and cpw filters using coupled metamaterial resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, Jun. 2006.

[24] E. Soares, "Design and construction of high performance hts pdeudo-elliptic band-stop filters," *Microwave Symposium Digest,1999 IEEE MTT-S Int*, vol. 4, Jun. 1999.

[25] G. Zhang, M. J. Lancaster, F. Huang, M. Zhu, and B. Cao, "Accurate design of high T_c superconducting microstrip filter at uhf band for radio astronomy front end," *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International.*, vol. 2, pp. 1117– 1120, Jun. 2004.

[26] W. G. Lyons, R. R. Bonetti, A. E. Williams, P. M. Mankiewich, M. L. O'Malley, J. M. Hamm, A. C. Anderson, R. S. Withers, A. Meulenberg, and R. E. Howard, "High T_c superconductive microwave filters," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 27, no. 2, Mar. 1991.

[27] H. Salehi, A. H. Majedi, and R. R. Mansour, "Analysis and design of superconducting left-handed transmission lines," *IEEE Trans.Appl.Supercond.*, vol. 15, no. 2, Jun. 2005.

[28] Y. Wang and M. J. Lancaster, "High-temperature superconducting coplanar left-handed transmission lines and resonators," *IEEE Trans.Appl.Supercond.*, vol. 16, no. 3, pp. 1893–1897, 2006.

[29] ——, "Building left-handed transmission lines using high-temperature superconductors," *Journal of Superconductivity and Novel Magnetism.*, vol. 20, no. 1, Jan. 2007.

[30] Y. Wang, M. J. Lancaster, F. Huang, P. M. Suherman, D. M. Holdom, and T. J. Jackson, "Superconducting tunable composite right/left-handed transmission lines ferroelectric thin films with a resistive bias network," *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S Int.*, Jun. 2007.

[31] J. S. Hong and M.J.Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. 605 Third Avenue: John Wiley and Sons, 2001.

[32] H. T. Su, F. Huang, and M. J. Lancaster, "Highly miniature hts microwave filters," *IEEE Trans.Appl.Supercond.*, vol. 16, no. 3, Mar. 2001.

[33] G. Zhang, J. Zhou, N. Roddis, and M. J. Lancaster, "Superconducting filters for radio astronomy," *IEEE Melecon 2006*, May 2006.

[34] J. Zhou, M. J. Lancaster, F. Huang, N. Roddis, and D. Glynn, "HTS narrow band filters at uhf band for radio astronomy applications," *IEEE Trans.Appl.Supercond.*, vol. 15, no. 2, Jun. 2005.

[35] G.Zhang, F. Huang, and M. J. Lancaster, "Superconducting spiral filters with quasi-elliptic characteristic for radio astronomy," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 3, Mar. 2005.

[36] G.Zhang and M. J. Lancaster, "Realization of four transmission zeros in a four-pole superconducting microstrip filter using cross-shaped resonators," *IEEE Trans.Appl.Supercond.*, vol. 15, no. 4, pp. 3927–3931, Dec. 2005.

[37] J. Zhou, M. J. Lancaster, and F. Huang, "HTS coplanar meander-line resonator filters with a suppressed slot line mode," *IEEE Trans.Appl.Supercond.*, vol. 14, no. 1, Mar. 2004.

[38] E. Soares, K. F. Raihn, A. Davis, R. Alvarez, P. Marozick, and G. Hey-Shipton, "HTS AMPS-A and AMPS-B filters for cellular receive base stations," *IEEE Trans.Appl.Supercond.*, vol. 9, no. 2, Jun. 1999.

[39] G. Zhang, M. J. Lancaster, F. Huang, and N. Roddis, "Superconducting microstrip band-stop filter for an L-band radio telescope receiver," *Proceedings in 35th European. Microwave Conf. Dig.*, Oct. 2005.

[40] A. Sanada, M. Kimura, I. Awai, C.Caloz, and T.Itoh, "A planar zeroth-order resonator antenna using a left-handed transmission line," *34th European Microwave Conference, Amsterdam*, 2004.

[41] *AWR Design Environment, 2002*, Applied Wave Research, Inc., 1999-2002.

[42] *Sonnet 7.0b*, Sonnet Software Inc., 1986-2001, EM suite.

[43] D. M.Pozar, *Microwave Engineering*. 605 Third Avenue: John Wiley and Sons, Inc, 1997.

[44] G. Matthaei, L.Young, and E. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. 685 Canton Street: Artech House, Inc, 1964.

[45] R. J. Cameron, R. Mansour, and C. M. Kudsia, *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications*. Hoboken, New Jersey: John Wiley and Sons, Inc, 2007.

[46] P. A. Rizzi, *Microwave Engineering: Passive Circuits*. One Lake Street, Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 1987.

[47] I. Wolff, *Coplanar Microwave Integrated Circuits*. Hoboken, New Jersey: John Wiley and Sons, Inc, 2006.