Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California

---

Programa de Posgrado en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones

---

Estudio de metamateriales para su aplicación en líneas de microcinta y acopladores direccionales

Tesis

para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de

Doctor en Ciencias

Presenta:

Elizabeth Obiala Ezenwa

Ensenada, Baja California, México

2015

Tesis defendida por

Elizabeth Obiala Ezenwa

y aprobada por el siguiente Comité

Dra. María del Carmen Maya Sánchez
Directora del Comité

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández

Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez

Dr. José Luis Medina Monroy

Dr. José Ernesto Rayas Sánchez

Dr. Miguel Ángel Alonso Arévalo
Coordinador del Programa de Posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones

Dr. Jesús Favela Vara
Director de Estudios de Posgrado

Elizabeth Obiala Ezenwa © 2015
Queda prohibida la reproducción parcial o total de esta obra sin el permiso formal y explícito del autor

Resumen de la tesis que presenta **Elizabeth Obiala Ezenwa** como requisito parcial para la obtención del grado de Doctor en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Altas Frecuencias.

Estudio de metamateriales para su aplicación en líneas de microcinta y acopladores direccionales

Resumen aprobado por:

Dra. María del Carmen Maya Sánchez
Directora de Tesis

Los metamateriales electromagnéticos (MTMs) son estructuras artificiales homogéneas cuyas propiedades no se observan en la naturaleza. Este tipo de materiales tienen propiedades físicas sorprendentes como son la permitividad y la permeabilidad con valores negativos y por tanto su índice de refracción negativa. Mientras que, en general, para materiales naturales la permitividad y la permeabilidad son positivas. En el campo de las microondas se han realizado numerosos estudios de los MTMs debido a las propiedades mencionadas, encontrándose principalmente ventajas en la miniaturización de circuitos de microondas como divisores de potencia, convertidores de fase, resonadores, estructuras tipo DGS (por sus siglas en inglés, *Defected Ground Structure*) y redes de adaptación para el diseño de amplificadores entre otros, presentándose una reducción de costos y mejoramiento en el desempeño.

Sin embargo, en el campo de las microondas, los circuitos desarrollados no son puramente metamaterial, sino que presentan una combinación del comportamiento de metamaterial (tambien conocido como comportamiento de mano izquierda) y del comportamiento convencional (comportamiento de mano derecha); esto se conoce como *Composite Right-Left Handed, CRLH*. Por lo tanto, al diseñar un circuito de microondas que involucren el concepto de metamaterial utilizamos celdas CRLH en tecnología de microcinta, la cual se compone de capacitores interdigitados y stub inductores conectados a tierra mediante un via hole, ambos construidos en microcinta.

En este trabajo se presenta el análisis, el diseño, la construcción, y la caracterización de líneas de microcinta con celdas CRLH y su aplicación a acopladores direccionales. Tanto las líneas de microcinta con celdas CRLH como los acopladores direccionales con celdas CRLH se diseñaron e implementaron en el simulador electromagnético MOMENTUM de ADS de la compañia Agilent. Estas estructuras se construyeron y se midieron con el Analizador de Redes Vectorial. Por otro lado, para modelar el comportamiento de celdas CRLH también se puede utilizar un circuito eléctrico equivalente. En este trabajo se propone un nuevo método para extraer los elementos de dicho circuito equivalente.

Finalmente, se realizaron comparaciones entre los parámetros de dispersión medidos y simulados tanto de las líneas de microcinta con celdas CRLH, como de los

acopladores direccionales con celdas CRLH observando que estos datos se ajustan prácticamente en todo el rango de frecuencias. Además, se observa que las líneas de microcinta con celdas CRLH presentan una respuesta de un filtro pasabanda muy selectivo y los acopladores direccionales con celdas CRLH muestran un mayor ancho de banda que los convencionales.

Palabras Clave: **Composite Right-Left Handed Transmission Line (CRLH-TL) celda unitaria, acoplador direccional.**

Abstract of the thesis presented by **Elizabeth Obiala Ezenwa**, as a partial requirement to obtain the Doctor in Sciences in Electronics and Telecommunications with orientation in High Frequencies.

Study of Metamaterials for its application in microstrip lines and directional couplers

Abstract approved by:

Dra. María del Carmen Maya Sánchez
Thesis Director

Electromagnetic metamaterials (MTMs) are artificial homogeneous structures whose properties are not observed in nature. These materials have simultaneous negative values of permittivity and permeability which have received a notable attention in the microwave community. Many MTMs studies have been developed in the microwave field due to its unique features such as size reduction of microwave components and the improvement of its performace. Some applications of the MTMS are in power dividers, phase shifters, resonators, defected ground structures and matching networks, among others.

However, microwave components are not purely metamaterial, they are a combination of two behaviours: *Left Handed* (or metamaterial) and *Right-Handed* (conventional or natural materials), which is known as *Composite Right-Left Handed, (CRLH)*. Therefore, to design a microwave circuit, a CRLH unit cell is used. This CRLH unit cell can be implemented by an interdigital capacitor and a stub inductor shorted to ground plane with a via hole, both of them fabricated in microstrip technology.

This thesis presents the design, analysis, fabrication and characterization of microstrip lines with CRLH unit cells and the implementation of CRLH unit cells in directional couplers. These structures were implemented and simulated in the electromagnetic simulator MOMENTUM of ADS (Advanced Design Systems). Both, the microstrip lines and directional couplers with CRLH cells were fabricated and measured with a VNA (Vector Network Analyzer). On the other hand, to model a CRLH unit cell, an electrical equivalent circuit will be used. In this sense, an improved method to extract the parameters of an electrical equivalent circuit of a CRLH unit cell is proposed.

Finally, simulations and measured results are presented. These results show a good agreement between the simulations and measured data and they are quite similar in all frequency range. Besides, the microstrip lines with CRLH unit cells display a selective pass-band filter response; and the directional couplers with CRLH cells present a wider bandwidth than the conventional.

Keywords: **Composite Right-Left Handed Transmission Line (CRLH-TL) unit cell, directional coupler.**

Dedicatoria

To my MOM.....

For My Wonderful Mother

Life goes by, and in this busy world

sometimes it's easy to forget

to tell those we love

just how much they mean to us.

I want to take this moment to tell you

you are loved, you are appreciated,

and you are cherished...

When I was a child, I didn't

understand how hard you worked

to provide everything

you wanted me to have.

Some might say that's a parent's job.

But looking back,

I know you did so much more

and gave so much more

than you needed to.

And you did it with so much love.

You put your own needs aside

to care for me.

Now that I'm an adult,

I understand how you sacrificed,

and I know how lucky I am

to have been blessed

with such a wonderful mother.

I may not always say the words,

but I want you to know that

I love you and appreciate

all that you have done

and all that you continue to do.

Jason Blume

Agradecimientos

A Dios por darme la oportunidad de concluir este trabajo de tesis.

A mis padres Raphael y Mariastina por darme la vida, en especial a mi madre que siempre me ha dado el apoyo incondicional y me ha animado a cumplir mis metas.

A Victoria, Victor I. y Raphael C.; gracias por su cariño y apoyo.

Un agradecimiento muy especial a mi directora de tesis Dra. María del Carmen Maya Sánchez sin cuya ayuda, disposición, dedicación y paciencia, este trabajo de tesis no hubiese sido posible. Gracias por compartir sus enseñanzas a lo largo de estos años.

A los miembros de mi comité de tesis: Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández por sus consejos, conocimientos y enseñanzas; Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez, por su apoyo incondicional, conocimientos y contribuciones; Dr. José Luis Medina Monroy por sus recomendaciones y atenciones; y Dr. José Ernesto Rayas Sánchez por sus comentarios, su extraordinaria disposición y apoyo en este trabajo de tesis.

Al Dr. Arturo Velázquez Ventura, M.C. José de Jesús Ibarra Villaseñor por sus conocimientos y enseñanzas compartidos a lo largo de los cursos.

Al M.C. Benjamín Hilarión Ramírez Durán y al Ing. René Torres Lira por la ayuda en la construcción de los circuitos realizados en este trabajo de tesis.

Al Dr. Luis Alejandro Márquez Martínez por su gran ayuda y apoyo incondicional.

A todos mis maestros del CICESE, por sus esfuerzos y empeño en transmitir sus conocimientos.

A las secretarias, Rosa Elena Fuentes Castellón y Aurora Robles Sánchez por la atención brindada.

A M.C. Dolores Sarracino, Quím. Ivonne Best, Citlati Romero, Norma Alicia Fuentes, Guadalupe Morales y Elizabeth Avilés por la ayuda brindada hacia mi persona a lo largo de estos años.

A todos mis compañeros, en especial a Rebeca Leal, Brenda E. Figueroa, Ana Lilia González, Ollin Peñaloza y Aracelí Gárate por brindarme su amistad y por el tiempo compartido dentro y fuera de CICESE.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) y al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE) por el apoyo económico brindado.

Finalmente, a todas las personas que de alguna manera contribuyeron a mi formación como profesionista.

Tabla de contenido

Página

Resumen en español iii

Resumen en inglés v

Dedicatoria vi

Agradecimientos viii

Lista de figuras xii

Lista de tablas xvi

1. Introducción 1
- 1.1. Antecedentes . . . 2
- 1.2. Objetivos . . . 8
- 1.3. Justificación de la tesis . . . 8
- 1.4. Organizacion de la tesis . . . 8

2. Introducción a los metamateriales 10
- 2.1. Introducción . . . 10
- 2.2. Definición de Metamaterial . . . 11
- 2.3. Historia de los metamateriales . . . 12
  - 2.3.1. Propiedades de los metamateriales . . . 17

3. Líneas de transmisión compuestas CRLH 26
- 3.1. Introducción . . . 26
- 3.2. Características fundamentales de la línea de transmisión . . . 27
- 3.3. Implementación de una red LC . . . 35
  - 3.3.1. Fundamentos . . . 35
  - 3.3.2. Diferencias con filtros convencionales . . . 36
- 3.4. Implementación en microcinta . . . 37
- 3.5. Método de Caloz-Itoh . . . 38
  - 3.5.1. Capacitor Interdigitado . . . 40
  - 3.5.2. Stub Inductor . . . 41
- 3.6. Método CICESE . . . 41
  - 3.6.1. Extracción de parámetros . . . 42

4. Acopladores direccionales 46
- 4.1. Introducción . . . 46
- 4.2. Parámetros básicos del acoplador direccional . . . 48
- 4.3. Parámetros de las líneas de transmisión acopladas . . . 50
  - 4.3.1. Teoría básica de las líneas de transmisión acopladas . . . 50
- 4.4. Análisis cuasi-estático de las líneas de microcinta acopladas . . . 53
  - 4.4.1. Ejemplo de diseño de un acoplador direccional con líneas paralelas . . . 57

5. Diseño, construcción y caracterización de líneas de microcinta con celdas CRLH y su aplicación a los acopladores direccionales 60
5.1. Introducción 60
5.2. Líneas de microcinta con celdas unitarias CRLH 60
5.2.1. Análisis del comportamiento de un conjunto de celdas unitarias. 60
5.2.2. Construcción, medición y caracterización de las líneas de microcinta con celdas CRLH 67
5.3. Acopladores direccionales con celdas duales CRLH 71
5.3.1. Análisis del comportamiento de celdas duales CRLH. 71
5.3.2. Construcción, medición y caracterización de acopladores direccionales con celdas CRLH 73
5.3.2.1. Análisis de los acopladores direccionales 74

6. Conclusiones generales 89
6.1. Introducción 89
6.2. Conclusiones 89
6.3. Aportaciones 90
6.4. Líneas futuras de investigación 91

Lista de referencias bibliográficas 92

A. Diseño de celdas CRLH 96
A.1. Análisis de capacitores interdigitados 96
A.2. Proceso para calcular el capacitor interdigitado 98
A.3. Análisis del Stub Inductor. 99
A.4. Programa para el cálculo de las dimensiones de la celda CRLH 100

Lista de figuras

Figura Página

1. (a) Resonador de anillo abierto, SRR, (b) Permitividad del SRR y (c) Permeabilidad del SRR. Weiland *et al.* (2001) 4
2. (a) Conductor delgado y vertical, TW, (b) Permitividad del TW y (c) Permeabilidad del TW. Weiland *et al.* (2001) y Ekmekçi y Turhan-Sayan (2007) 5
3. (a) Estructura compuesta SRR-TW, (b) Permitividad del SRR-TW y (c) Permeabilidad del SRR-TW. Weiland *et al.* (2001) y Ekmekçi y Turhan-Sayan (2007) 6
4. Medio zurdo formado por resonadores de anillo abierto y conductores delgados. Imagen extraída de Weiland *et al.* (2001) y Ekmekçi y Turhan-Sayan (2007) 7
5. Diagrama de permitividad y permeabilidad para la clasificación de los materiales en función del signo de los parámetros que regulan la propagación de las ondas electromagnéticas 13
6. Relación entre los vectores E, H y β para (a) un medio convencional de mano derecha y (b) un medio de mano izquierda. 14
7. Tríada para una onda electromagnética como se describe en las ecuaciones de Maxwell (Ec.(1)) y el teorema de Poynting (Ec(11)). (a) Un medio conventional RH (*Right-Handed*), con $\epsilon, \mu > 0$. (b) Un medio zurdo LH (*Left-Handed*), con $\epsilon, \mu < 0$. (Caloz, C. e Itoh, T. (2006)) 15
8. Efecto Doppler en (a) un medio convencional de mano derecha y (b) un medio de mano izquierda. (Caloz, C. e Itoh, T. (2006)) 18
9. Adaptación de la fase en la frontera de dos medios. Los angulos θ_i, θ_r y θ_t son los ángulos incidente, reflejada y transmitida o refractada, respectivamente. (Caloz, C. e Itoh, T. (2006)) 20
10. Refracción de una onda electromagnética en la interfaz de dos diferentes medios. (a) Dos medios iguales (dos RH); refracción positiva. (b) Dos medios distintos (uno RH y el otro LH); refracción negativa. (Caloz, C. e Itoh, T. (2006)) 23
11. Dirección de la propagación que coincide con la normal de la superficie cónica. (Bolotovskii (2009)) 24
12. Radiación Vavilov-Ĉerenkov. (Caloz, C. e Itoh, T. (2006)) 24
13. Representación de una línea de transmisión ideal y homogénea en términos de voltaje y corrientes (Caloz, C. e Itoh, T. (2006)) 26
14. Modelo de circuito equivalente para una CRLH-TL. (Caloz, C. e Itoh, T. (2006)) 28

Figura Página

15. Diagramas de dispersión/atenuación para una CRLH-TL. (a) Propagación de energía. (b) Comparación de la propagación de energía en CRLH-TL, PLH y PRH. (Caloz, C. e Itoh, T. (2006)) 31

16. Modelo simplificado del circuito equivalente de una celda unitaria de una línea de transmisión ideal bajo las condiciones de resonancias balanceadas. (Caloz, C. e Itoh, T. (2006)) 34

17. Implementación en cascada de celdas unitarias CRLH no balanceadas. (Caloz, C. e Itoh, T. (2006)) 36

18. Equivalencia entre una red en cascada periódica y una línea de transmisión de longitud *l* en el límite (*p tiende a cero*). (Caloz, C. e Itoh, T. (2006)) . . . 36

19. Línea de transmisión de microcinta con capacitores interdigitados y stubs inductores (Caloz, C. e Itoh, T. (2006)) 38

20. Celda unitaria de la línea de transmisión de microcinta CRLH 39

21. Modelos de circuito para la extracción de parámetros de la celda unitaria CRLH: (a)Circuito equivalente. (b) Redes auxiliares π y T (Caloz, C. e Itoh, T. (2006)) 40

22. Circuito equivalente de la celda unitaria CRLH-TL. 42

23. Parámetros S teóricos que se obtuvieron a partir de la simulación de una celda unitaria en ADS y estimados con los elementos del circuito equivalente calculados con el método de Caloz y el método propuesto, y los parámetros S optimizados. 45

24. Las líneas paralelas acopladas de un acoplador direccional. (Fooks y Zakarevičius (1990)) 47

25. Líneas de transmisión acopladas y su circuito equivalente. (Pozar (2012)) . 51

26. Propagación en modo par e impar y su circuito equivalente. (a) Modo par. (b) Modo impar (Pozar (2012)) 52

27. Las impedancias en modo par e impar las líneas de transmisión acopladas en microcinta, incluyendo la condición $Z_{0e}Z_{0o}$=$(50)^2$, (curva punteada). (Fooks y Zakarevičius (1990)) 54

28. Pantalla inicial del programa realizado en MATLAB® para calcular las dimensiones de acopladores de líneas paralelas 58

29. Esquemático del acoplador direccional con líneas paralelas 59

30. Valor de acoplamiento del acoplador direccional con líneas paralelas 59

31. Dimensiones de la celda unitaria CRLH 61

32. Parámetros S de la celda unitaria CRLH de la figura 31 62

Figura Página

33. Parámetros S del conjunto de celdas 63

34. Parámetros S del conjunto de celdas (línea solida) versus parte real de la impedancia característica (línea punteada): a) una celda, b) dos celdas, c) cuatro celdas, d) seis celdas y e) diez celdas. 65

35. Parámetros S del conjunto de celdas (línea solida) versus constante de fase (línea punteada): a) una celda, b) dos celdas, c) cuatro celdas, d) seis celdas y e) diez celdas. 66

36. (a) Constante de fase (línea punteada) versus impedancia característica (línea sólida) de dos celdas; (b) Parámetros S del conjunto de dos celdas: S_{11} (línea punteada) y S_{21} (línea sólida) 67

37. Kit de calibración realizado por Espinoza Salinas (2012) 68

38. Diseño en ADS de la celda unitaria CRLH con $C = 0.5pF$, $C = 1pF$ y L=fija 68

39. Diseño en ADS de un conjunto de cuatro celdas unitarias CRLH con $C = 0.5pF$, $C = 1pF$ y L=fija 69

40. Construcción de la celda unitaria CRLH con: (a) $C = 0.5pF$ y (b) $C = 1pF$. 69

41. Construcción de cuatro celdas unitarias CRLH con: (a) $C = 0.5pF$ y (b) $C = 1pF$ 70

42. Comparación de los parámetros S medidos versus simulados de una celda unitaria CRLH: (a) C=0.5pF e (b) C=1pF. 70

43. Comparación de los parámetros S medidos versus simulados de un conjunto de cuatro celdas unitarias CRLH: (a) C=0.5pF e (b) C=1pF. 71

44. Diseño en MOMENTUM de ADS de una celda dual CRLH con valor de $C = 1pF$ 71

45. Construcción de una celda dual CRLH con valor (a) $C = 1pF$ 72

46. Comparación de los parámetros S medidos versus simulados de una celda dual CRLH con $C = 1pF$ 72

47. Comparación de los parámetros S de una celda unitaria CRLH versus una celda dual CRLH con valor de $C = 1pF$ 72

48. Comparación de los parámetros S de una celda dual con valor de $C = 0.5pF$ versus una celda dual con valor de $C = 1pF$ 73

49. Diseño en MOMENTUM de ADS de acopladores direccionales 75

50. Fotografías de los acopladores direccionales 76

51. Comparación entre un acoplador direccional convencional y un acoplador direccional con celdas CRLH (a) acoplamiento, (b) aislamiento, (c) pérdidas por retorno y (d) pérdidas por inserción 77

Figura Página

52. Capacitores interdigitados en serie 78

53. Comparación entre un acoplador direccional con celdas CRLH cuyo capacitores están en serie y un acoplador direccional con celdas CRLH cuyo capacitores están unidas (a) acoplamiento, (b) aislamiento, (c) pérdidas por retorno y (d) pérdidas por inserción 79

54. Acoplador direccional con una celda dual de C=1pF: (a) diseño, (b) construcción, (c) acoplamiento, (d) aislamiento, (e) pérdidas por retorno y (f) pérdidas por inserción 80

55. Acoplador direccional con una celda dual de C=1pF y el espaciado es de 0.6mm: (a) diseño, (b) construcción, (c) acoplamiento, (d) aislamiento, (e) pérdidas por retorno y (f) pérdidas por inserción 81

56. Acoplador direccional con una celda dual de C=0.5pF: (a) diseño, (b) construcción, (c) acoplamiento, (d) aislamiento, (e) pérdidas por retorno y (f) pérdidas por inserción 82

57. Acoplador direccional con dos celdas duales de C=0.5pF: (a) diseño, (b) construcción, (c) acoplamiento, (d) aislamiento, (e) pérdidas por retorno y (f) pérdidas por inserción 83

58. Acoplador direccional con dos celdas duales uniendo los capacitores en serie de C=0.5pF: (a) diseño, (b) construcción, (c) acoplamiento, (d) aislamiento, (e) pérdidas por retorno y (f) pérdidas por inserción 84

59. Acoplador direccional con una celda dual de C=0.3pF: (a) diseño, (b) construcción, (c) acoplamiento, (d) aislamiento, (e) pérdidas por retorno y (f) pérdidas por inserción 85

60. Acoplador direccional con dos celdas duales de C=0.3pF: (a) diseño, (b) construcción, (c) acoplamiento, (d) aislamiento, (e) pérdidas por retorno y (f) pérdidas por inserción 86

61. Acoplador direccional con dos celdas duales uniendo los capacitores en serie de C=0.3pF: (a) diseño, (b) construcción, (c) acoplamiento, (d) aislamiento, (e) pérdidas por retorno y (f) pérdidas por inserción 87

A.1. Configuración de un capacitor interdigitado.Bahl (2003) 96

A.2. Pantalla inicial del programa realizado en MATLAB® para calcular las dimensiones de una celda unitaria CRLH 101

Lista de tablas

Tabla Página

1. Comparaciones entre el Método de Caloz, C. e Itoh, T. (2006) y el Método CICESE de los datos de simulación de una celda unitaria . . 43

2. Comparaciones entre el Método de Caloz, C. e Itoh, T. (2006) y el Método CICESE de los datos de medición de una celda unitaria . . . 44

3. Características de diseño de los acopladores direccionales con celdas CRLH 73

4. Características de diseño de las celdas CRLH para los acopladores direccionales 74

Capítulo 1. Introducción

La naturaleza nos ha dado las semillas del conocimiento, no el conocimiento mismo.

Séneca

Recientemente, uno de los principales temas de investigación que han atraído a la comunidad científica, en especial a los ingenieros y físicos, son los denominados metamateriales electromagnéticos (MTMs). Estos tipos de materiales tienen propiedades físicas sorprendentes como la permitividad y la permeabilidad con valores negativos y por tanto un índice de refracción negativo. En general, tanto la permitividad como la permeabilidad son positivas para materiales naturales. En el campo de las microondas se han realizado numerosos estudios de estos materiales debido a las propiedades mencionadas, encontrándose principalmente ventajas en la miniaturización de circuitos de microondas como divisores de potencia (Eccleston y Zong (2009), Gil *et al.* (2006), Saenz *et al.* (2007), Lai *et al.* (2005)), convertidores de fase (Antoniades y Eleftheriades (2003), Antoniades y Eleftheriades (2005)), resonadores (Wu *et al.* (2005)), estructuras DGS (Defected Ground Structure) (Ryu *et al.* (2007)) y redes de adaptación para el diseño de amplificadores (Dupuy *et al.* (2005), Ji *et al.* (2006), Ji *et al.* (2007)) entre otros, presentándose una reducción de costos y mejoramiento en el desempeño.

La presente propuesta de tesis plantea el estudio de las propiedades de los metamateriales y su aplicación en el campo de las microondas en especial en el diseño de lineas de microcinta y acopladores direccionales.

El tema central de este trabajo de investigación son los metamateriales. Por lo que es interesante mencionar que los metamateriales son estructuras periódicas fabricadas artificialmente cuyas propiedades electromagnéticas pueden ser controladas para conseguir comportamientos especiales, que no se dan en medios naturales conocidos. Estas características tan singulares se derivan gracias a que estas estructuras se

comportan como un medio efectivo (medio formado por celdas de dimensiones menores a la longitud de onda).

En nuestro caso, en el rango de las microondas, la interacción entre la radiación electromagnética y el medio no viene determinada por las características microscópicas de los elementos constituyentes, sino por como se organizan y se estructuran los elementos que forman el material. Un medio efectivo, en el ámbito de los metamateriales, puede estar formado por una distribución de celdas formadas por resonadores cuyo tamaño es mucho menor que la longitud de onda de la señal que se propaga en el medio a su frecuencia de resonancia. A la frecuencia de resonancia de dichos resonadores, el medio se comporta como un medio homogéneo, ya que la radiación incidente no detecta la estructura interna del mismo. Este último hecho hace que las propiedades del medio se manifiesten de forma global. Para este tipo de medios se definen las magnitudes electromagnéticas efectivas: la permeabilidad magnética efectiva (μ_{eff}) y la permitividad dieléctrica efectiva (ϵ_{eff}). La permeabilidad y la permitividad son las magnitudes que determinan la propagación de las ondas electromagnéticas en el medio. Esto se describirá con mayor detalle en el capítulo 2 de la presente tesis.

1.1. Antecedentes

La idea de la primera estructura que se propuso con un comportamiento zurdo fue desarrollada en el año de 1999 por Pendry *et al.* (1999) y fue construída y presentada en el año 2000 por Smith *et al.* (2000). Esta estructura se compone de un resonador de anillo abierto (*Split Ring Resonator*, SRR), formado por dos anillos metálicos concéntricos con aberturas en posiciones opuestas una respecto a la otra, y fue la primera configuración capaz de dar lugar a valores negativos de permeabilidad efectiva; y un conductor delgado y vertical (*Thin Wire*, TW) capaz de exhibir valores negativos de permitividad negativa.

La combinación del SRR y TW presentan un índice de refracción imaginario, que producen ondas evanescentes y no hay propagación. La idea de *D. R. Smith et. al* fue juntar las dos estructuras presentadas por *J. B. Pendry et. al*, para conseguir simultáneamente una permeabilidad y permitividad negativas, lo que presenta un índice

de refracción real y, por lo tanto, sí puede haber propagación en sentido opuesto al convencional.

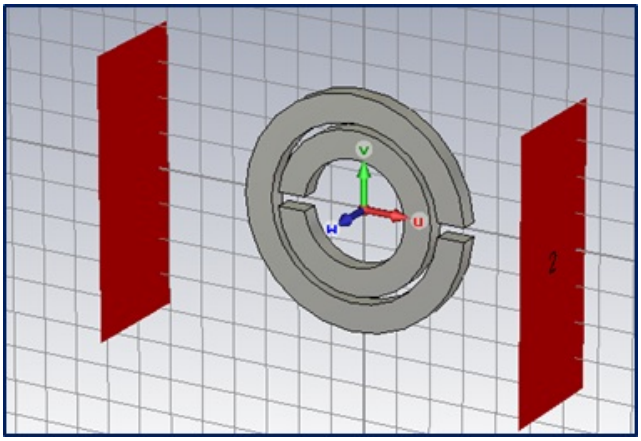
El diseño de *D. R. Smith et. al*, consistió en realizar una estructura SRR y otra TW para el mismo rango de frecuencias y luego combinarlas para la obtención de una estructura compuesta SRR-TW. Para comprobar el comportamiento zurdo de la estructura se introduce una onda electromagnética dentro de la banda de frecuencias de ambas estructuras y comprueba el hecho de que tanto la permeabilidad como la permitividad presentan simultáneamente valores negativos, en esa banda de frecuencias.

La figura 1 presenta el resonador de anillo abierto cuyas dimensiones fueron basadas en Weiland *et al.* (2001), el cálculo de su permitividad (ϵ) y permeabilidad (μ) en el rango de frecuencias de $(4-6)GHz$, en donde se observa que presenta valores positivos de ϵ en $(4-6)GHz$ y valores negativos de μ en $(4.4-4.7)GHz$. Para el cálculo de ϵ y μ, se utilizaron las ecuaciones presentadas en Ekmekçi y Turhan-Sayan (2007).

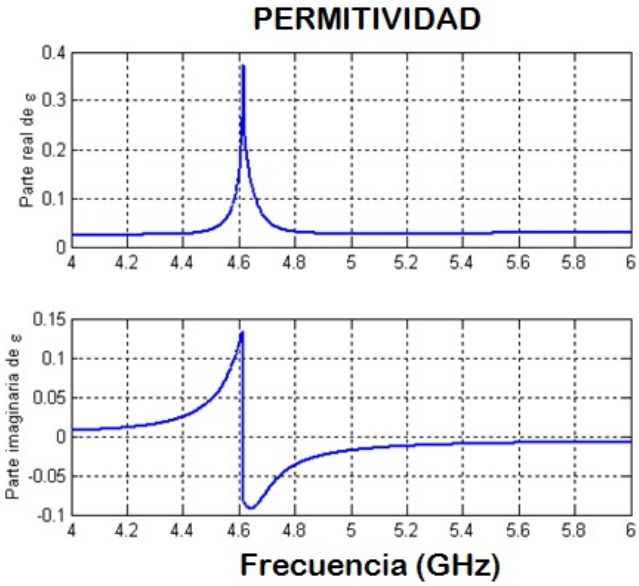
La figura 2 muestra el conductor de alambre delgado y vertical, el cálculo de ϵ y μ en el rango de frecuencias de $(4-6)GHz$, en donde se observa que presenta valores negativos de ϵ en $(4-6)GHz$ y valores positivos de μ en $(4-6)GHz$.

En la figura 3 se presenta la combinación del resonador de anillo abierto y el conductor de alambre delgado y vertical, el cálculo de ϵ y μ en la banda de frecuencias de $(4-6)GHz$, en donde se observa que presenta valores negativos de ϵ en $(4-6)GHz$ y valores negativos de μ en $(4.4-4.8)GHz$. Por tanto, entre las frecuencias de $(4.4-4.8)GHz$ se observa que tanto la permeabilidad y permitividad son negativas.

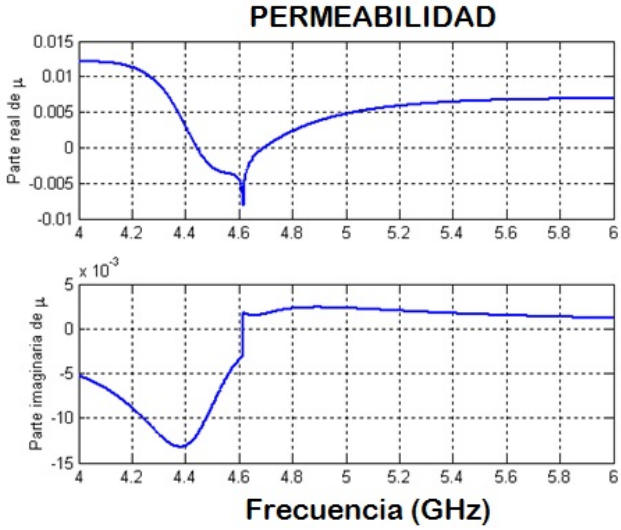
Finalmente, la figura 4 muestra un medio zurdo formado por la combinación de resonadores SRRs y conductores TWs donde su banda de frecuencias en la que ϵ y μ son negativas es de $(4.4-4.8)GHz$. Sin embargo, se observa que puede ser una estructura de un tamaño considerable por lo que se reduciría su aplicación en el desarrollo de circuitos. Por tal motivo, ha surgido otras estructuras con un comportamiento zurdo en tecnología planar como el propuesto por Caloz, C. e Itoh, T. (2006), el cual se describirá en el capítulo 3 de esta tesis.



(a)

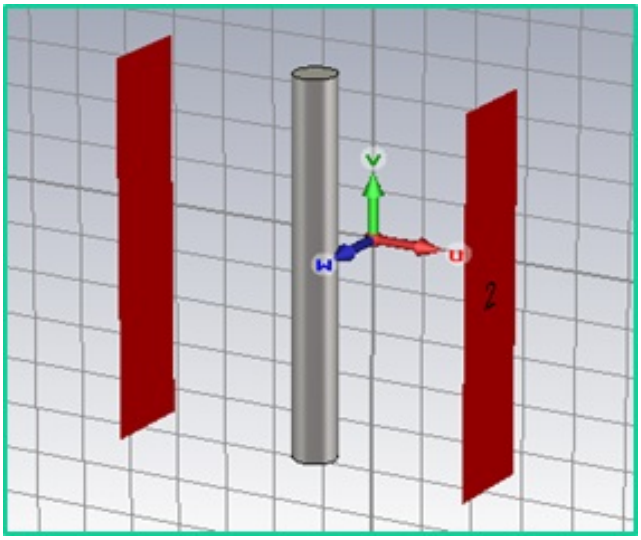


(b)

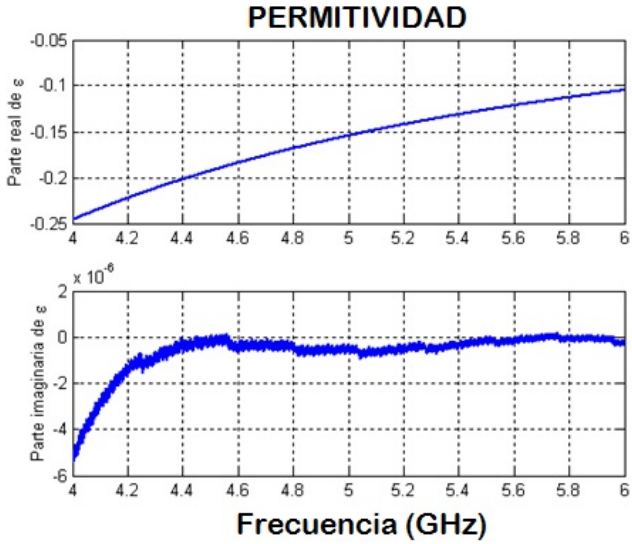


(c)

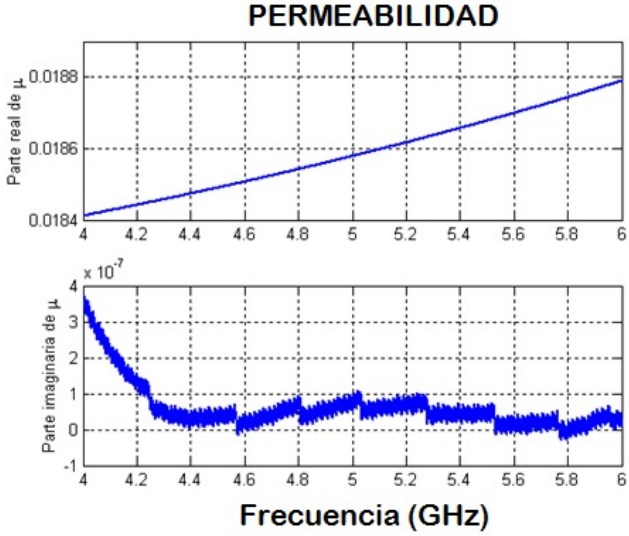
Figura 1: (a) Resonador de anillo abierto, SRR, (b) Permitividad del SRR y (c) Permeabilidad del SRR. Weiland *et al.* (2001)



(a)

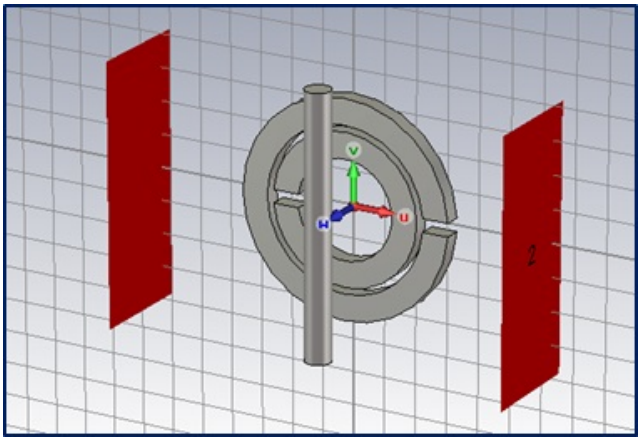


(b)

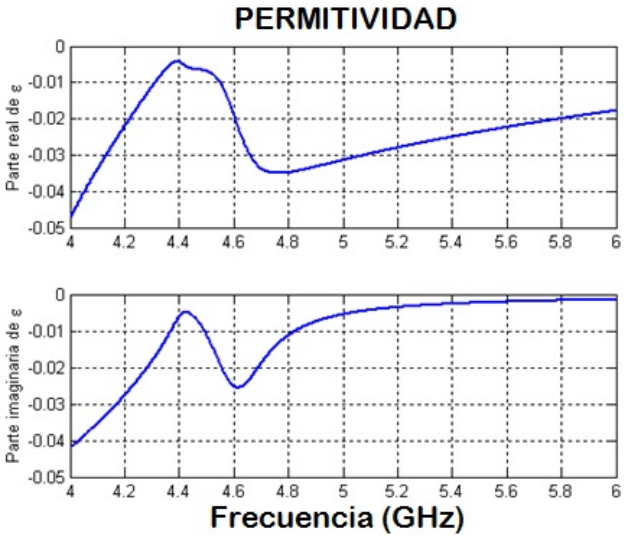


(c)

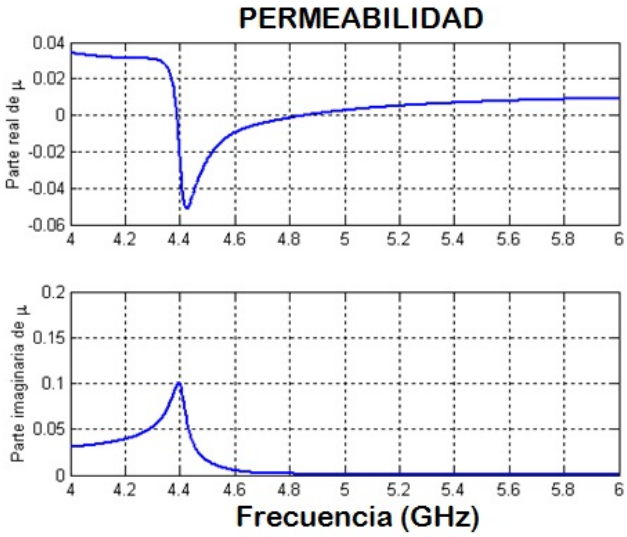
Figura 2: (a) Conductor delgado y vertical, TW, (b) Permitividad del TW y (c) Permeabilidad del TW. Weiland *et al.* (2001) y Ekmekçi y Turhan-Sayan (2007)



(a)



(b)



(c)

Figura 3: (a) Estructura compuesta SRR-TW, (b) Permitividad del SRR-TW y (c) Permeabilidad del SRR-TW. Weiland *et al.* (2001) y Ekmekçi y Turhan-Sayan (2007)

Figura 4: Medio zurdo formado por resonadores de anillo abierto y conductores delgados. Imagen extraída de Weiland *et al.* (2001) y Ekmekçi y Turhan-Sayan (2007)

1.2. Objetivos

El objetivo de este trabajo de tesis es realizar un estudio de los metamateriales y su aplicación en el campo de las microondas, con la finalidad de analizar la influencia del comportamiento de estos materiales en líneas de microcinta y su aplicación en un dispositivo de microondas como es el acoplador direccional. Este estudio incluye el dominio de la teoría básica de los metamateriales, el diseño, la simulación y la construcción de líneas de microcinta y acopladores direccionales.

1.3. Justificación de la tesis

Los metamateriales han recibido mucha atención en la actualidad su popularidad ha aumentado debido a que pueden ser diseñados para tener propiedades difíciles o imposibles de encontrar en la naturaleza, pueden ser utilizados para fabricar nuevos dispositivos con propiedades extraordinarias. Su aplicación en el campo de las microondas se ve reflejada en la celdas unitarias CRLH-TL y éstas tienen grandes aplicaciones en el diseño de circuitos activos y pasivos como filtros, antenas, amplificadores, acopladores direccionales, osciladores, entre otros. En este caso se pretende realizar un estudio de estas estructuras en líneas de microcinta y acopladores direccionales, analizar su respuesta en frecuencia, determinar su comportamiento y resaltar sus características con respeto a los dispositivos de microondas convencionales.

1.4. Organizacion de la tesis

La presente tesis comienza con una breve introducción, los objetivos y la justificación de este trabajo. Los capitulos posteriores se organizan de la siguiente manera:

- En el capítulo 2 se presenta el concepto de metamaterial, propiedades y una breve historia de este concepto.
- En el capítulo 3 se presentan las características y las propiedades de la celda unitaria CRLH. Se describe la implementación de la celda unitaria en una línea de microcinta y se muestran dos métodos para calcular el circuito equivalente de la celda unitaria CRLH.

- En el capítulo 4 se describe la teoría de los acopladores direccionales, comenzando con su definición, el concepto de líneas acopladas, fórmula para su diseño e implementación.

- En el capítulo 5 se realiza el diseño, la simulación, la construcción, la medición y la caracterización de líneas de microcinta y acopladores direccionales con celdas unitarias CRLH-TL, en el que se describen las estructuras propuestas, su diseño y simulación. Además se incluyen comparaciones entre los resultados teóricos y los medidos y análisis de resultados.

- Por último, en el capítulo 6 se presenta las conclusiones, aportaciones de este trabajo de tesis así como las líneas futuras de esta investigación.

Capítulo 2. Introducción a los metamateriales

El secreto del éxito en la vida de un hombre está en prepararse para aprovechar la ocasión cuando se presente.

Benjamin Disraeli

2.1. Introducción

Uno de los aspectos más notables de los seres humanos es la capacidad de crear y/o construir algo que no existe en la naturaleza. Inicialmente, el ser humano comenzó reacomodando objetos que lo rodeaban, luego fue modificando su estructura y su forma ya sea dividiendo el objeto en otras partes o combinando las piezas; en otras palabras comenzó a explorar los materiales que se encuentran en la naturaleza.

El entender las características de los materiales ha sido un problema para la comunidad científica durante siglos. No es sencillo tener una perspectiva completa de lo que hay detrás de la superficie de cada material a estudiar. Se han escrito libros sobre la variedad de propiedades que existen sobres diversos materiales y bajo distintos ambientes. Aún así, la estructura interna de un material siempre es distinto y dependería del área de estudio en que se esté tratando para indicar sus propiedades, por tanto intentar catalogar todo sería imposible.

En muchos casos, las propiedades macroscópicas de las mezclas, pueden ser sorpresivamente distintas a sus ingredientes. Un ejemplo podría ser la nieve; su sabor es distinto de la suma de los sabores que la componen. Es de conocimiento común que la cocina es un procedimiento no lineal pero de efectos similares (es decir hay cambios que son causados por pequeñas variaciones como en el orden en que se introduce sus ingredientes o como estén mezclados).

El nombre que se le da a los materiales artificiales que muestran propiedades electromagnéticas macroscópicas no convencionales son los *metamateriales* (Sihvola (2007)).

Es difícil definir y clasificar a los metamateriales. Pero dentro de todas las definiciones que se han originado cabe mencionar lo que tiene en común para la comunidad científica es que los metamateriales son simplemente *algo más* que materiales ordinarios.

El presente capítulo describe el concepto de metamateriales, definiciones que se han manejado hasta este momento, sus antecedentes y su interacción en el área de las microondas.

2.2. Definición de Metamaterial

Desde que existe la palabra *metamaterial* en la literatura se han sugerido varias definiciones que buscan establecer el concepto de manera más precisa. Sihvola (2007) presenta un análisis de las definiciones más comunes que se presentan a continuación:

- En electromagnetismo (se incluye la óptica y la fotónica), un metamaterial es un objeto que obtiene sus propiedades electromagnéticas de la estructura, no de los materiales que la componen. El término metamaterial es particularmente utilizado cuando el material resultante tienen propiedades que no se encuentran en forma natural dentro de una sustancia. Los metamateriales tienen un futuro prometedor para aplicaciones ópticas y de microondas, tales como nuevos tipos de tubos de dirección de haz, moduladores, filtros pasa banda, lentes, acopladores de microondas, sistemas de antenas, entre otros.

- Los metamateriales son materiales electromagnéticamente artificiales diseñados para satisfacer requisitos preestablecidos. El prefijo *meta* significa *más allá de* o *por encima de*. Las propiedades que presentan estos materiales son superiores comparadas con las que se encuentran en la naturaleza y esto se maneja implícitamente en el significado de metamaterial. Estas nuevas propiedades de los metamateriales surgen debido a una interacción específica con los campos electromagnéticos o debidos a un control eléctrico externo.

- Los metamateriales son una nueva clase de compuestos ordenados que presentan propiedades excepcionales no encontradas en la naturaleza. Éstas propiedades surgen cualitativamente de nuevas funciones que: (1) no se observan en

materiales constituyentes y (2) son resultado de la inclusión de no homogeneidades extrínsecas fabricadas artificialmente.

y

- Los metamateriales son estructuras artificiales que pueden ampliar las propiedades electromagnéticas de los materiales convencionales.

De las definiciones presentadas se distinguen dos propiedades esenciales: los metamateriales deben presentar propiedades que

1. no se observan en los elementos constituyentes de los materiales,
2. no se observan en la naturaleza.

Estas dos propiedades definen la manera en que es comprendido el concepto de metamaterial.

2.3. Historia de los metamateriales

La historia de los metamateriales inició en 1968, año en el que el físico Viktor Veselago especulaba con la existencia de sustancias con valores de permitividad (ϵ) y permeabilidad (μ) negativos (Veselago (1968)) como se muestra en el cuadrante III de la figura 5.

En su publicación expresa que estas sustancias tienen un comportamiento zurdo, esto es, sus propiedades electromagnéticas se invierten: los vectores del campo eléctrico, el campo magnético y la constante de fase siguen la *regla de mano izquierda*. Ésta es una inversión de la dirección de propagación cuando se compara con el comportamiento de los materiales convencionales como se observa en la figura 6. Veselago predijo además el efecto de los metamateriales sobre algunos de los fenómenos físicos destacados, los cuales se explicarán más adelante.

Los materiales con comportamiento zurdo se les conoce como materiales LH (*left-handed*, por sus siglas en inglés); y para explicar la inversión de las propiedades

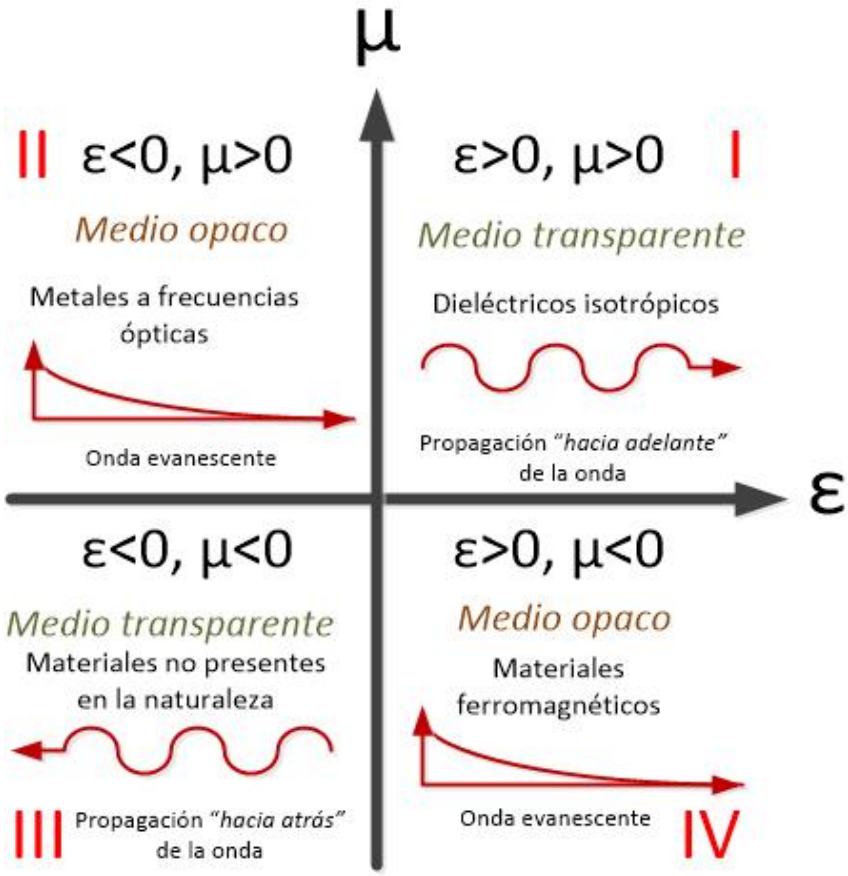


Figura 5: Diagrama de permitividad y permeabilidad para la clasificación de los materiales en función del signo de los parámetros que regulan la propagación de las ondas electromagnéticas

electromagnéticas que se mencionaron escribiremos las ecuaciones de Maxwell

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \tag{1a}$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \tag{1b}$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_v \tag{1c}$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \tag{1d}$$

y las ecuaciones constitutivas dependientes del medio en el cual el campo existe

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \tag{2a}$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \tag{2b}$$

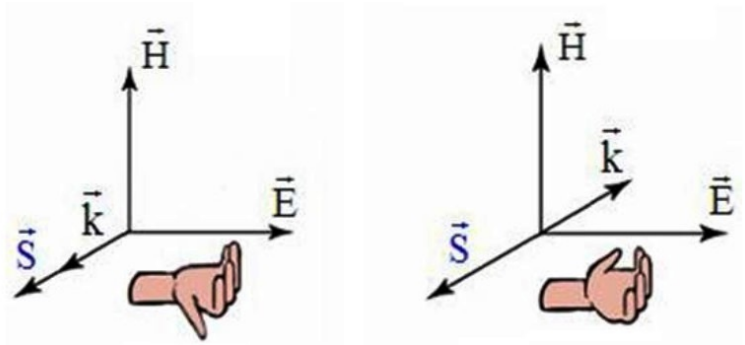


Figura 6: Relación entre los vectores E, H y β para (a) un medio convencional de mano derecha y (b) un medio de mano izquierda.

donde ∇ es el operador diferencial vectorial, $\vec{D}$ es la densidad del flujo eléctrico (C/m^2), $\vec{B}$ es la densidad del flujo magnético (Wb/m^2) o (Teslas), $\vec{E}$ es la intensidad del campo eléctrico (N/C) o (V/m), $\vec{H}$ es la intensidad del campo magnético (A/m), ρ_v es la densidad de carga de volumen (C/m^3) y $\vec{J}$ es la densidad de la corriente (A/m^2).

Considerando ahora las ecuaciones de onda plana en el vacío

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{-j\vec{\beta}\cdot\vec{r}} \tag{3a}$$

$$\vec{H} = \frac{\vec{E}_0}{\eta} e^{-j\vec{\beta}\cdot\vec{r}} \tag{3b}$$

donde $\vec{\beta}$ es la representación vectorial de la constante de fase, $\eta = |\vec{E}|/|\vec{H}|$ es la impedancia de la onda y $\vec{r}$ es el vector de dirección de la propagación de la onda.

Al sustituir las ecuaciones (3a) y (3b) en (1a) y (1b), considerando un medio sin pérdidas y en regiones sin fuentes, en el caso de un medio RH(*Right-Handed*) ($\epsilon, \mu > 0$),

se obtiene:

$$\vec{\beta} \times \vec{E} = +\omega\mu\vec{H} \tag{4a}$$

$$\vec{\beta} \times \vec{H} = -\omega\epsilon\vec{E} \tag{4b}$$

Con lo cual se construye la tríada de la mano derecha ($\vec{E}$, $\vec{H}$, $\vec{\beta}$) como se muestra en la figura 7(a). En contraste, en el caso de un medio LH (*Left-Handed*) ($\epsilon, \mu < 0$), y dado que $|\epsilon| = -\epsilon > 0$ y $|\mu| = -\mu > 0$,

$$\vec{\beta} \times \vec{E} = -\omega|\mu|\vec{H} \tag{5a}$$

$$\vec{\beta} \times \vec{H} = +\omega|\epsilon|\vec{E} \tag{5b}$$

Con la cual se obtiene la tríada inusual de la mano izquierda ($\vec{E}$, $\vec{H}$, $\vec{\beta}$) como se muestra en la figura 7(b).

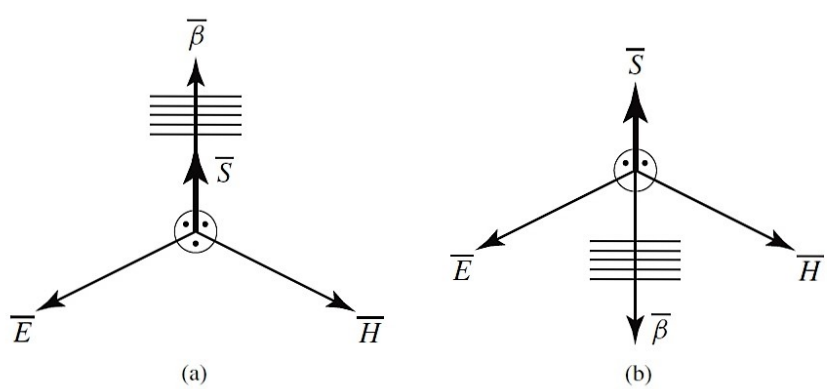


Figura 7: Tríada para una onda electromagnética como se describe en las ecuaciones de Maxwell (Ec.(1)) y el teorema de Poynting (Ec(11)). (a) Un medio conventional RH (*Right-Handed*), con $\epsilon, \mu > 0$. (b) Un medio zurdo LH (*Left-Handed*), con $\epsilon, \mu < 0$. (Caloz, C. e Itoh, T. (2006))

Por consiguiente, siendo la frecuencia una cantidad positiva, la velocidad de fase

$$\vec{v}_p = \frac{\omega}{\beta}\hat{\beta}, \quad (\hat{\beta} = \vec{\beta}/|\vec{\beta}|) \tag{6}$$

en un medio LH (Ec.(5)) es opuesta a la velocidad de fase en un medio RH (Ec.(4)). Esto se debe a que la constante de fase β, conocida por ser un valor positivo en un medio RH (propagación con dirección hacia afuera de la fuente), es negativo en un medio LH (propagación con dirección hacia dentro de la fuente):

$$\textit{Medio RH}: \ \beta > 0 \ (v_p > 0) \tag{7a}$$

$$\textit{Medio LH}: \ \beta < 0 \ (v_p < 0) \tag{7b}$$

Con la ecuación de tiempo real y estado estable de las ecuaciones de onda del campo eléctrico y magnético, y asumiendo que la potencia se propaga en dirección de los valores positivos de la variable espacial r, la propagación inversa implica que los campos tienen una dependencia tiempo-espacio:

$$\vec{E}, \vec{H} \approx e^{+j(\omega t + |n| k_0 r)} \tag{8}$$

En esta expresión se ha asumido que el medio es homogéneo e isotrópico, por tanto el único componente que equivale al número de onda k_n en el medio es

$$\beta = k_n = nk_0 = n\frac{\omega}{c} \tag{9}$$

y

$$n = \pm\sqrt{\epsilon_r \mu_r} \tag{10}$$

donde n es el índice de refracción, ϵ_r es la permitividad relativa, μ_r es la permeabilidad relativa y k_0 es el número de onda en el espacio libre.

Como $\beta < 0$ en un medio LH, se tiene de las ecuaciones (9) y (10) un índice de

refracción $n < 0$. Esto demuestra que el índice de refracción es negativo en un medio donde existe la permitividad y permeabilidad negativa.

Para un mejor entendimiento de las implicaciones de las observaciones anteriores, se considera el teorema de Poynting y para este caso el vector de Poynting ($\vec{S}$) se escribe como

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \tag{11}$$

$\vec{S}$, asociado con el flujo de potencia P_0

$$P_0 = \frac{1}{2} \oint_S \vec{E} \times \vec{H} \cdot d\vec{S} \tag{12}$$

está orientado en la dirección de propagación de la energía y es por lo tanto paralelo a la velocidad de grupo. Por lo que, en contraste con el factor de fase β, el vector de Poynting $\vec{S}$ no depende de los parámetros constitutivos del medio (ϵ y μ), sino solamente de $\vec{E}$ y $\vec{H}$. Esta conclusión completa las características de los medios RH y LH, que pueden ser resumidos considerando el valor positivo de la dirección del flujo de potencia, en las siguientes ecuaciones:

$$Medio\ RH: \ v_p > 0\ (\beta > 0)\ y\ v_g > 0 \tag{13a}$$

$$Medio\ LH: \ v_p < 0\ (\beta < 0)\ y\ v_g < 0 \tag{13b}$$

2.3.1. Propiedades de los metamateriales

Como hemos comentado, los metamateriales se caracterizan por sus propiedades extraordinarias, lo que ha atraído a la comunidad científica. Estas propiedades permiten ampliar las posibilidades en la realización de diversas aplicaciones, eliminando algunos límites establecidos tradicionalmente, basados en los recursos naturales disponibles.

Muchos de estos fenómenos fueron intuidos por físico Viktor Veselago (Veselago (1968)). A continuación, se explica el efecto de los metamateriales sobre algunos fenómenos físicos destacados.

- *Inversión del efecto Doppler*. El efecto Doppler es el cambio aparente en la frecuencia de una onda que percibe un observador que se encuentra en movimiento relativo con respecto a la fuente de dicha onda. El observador distingue los cambios de frecuencia fijando una referencia de fase definida.

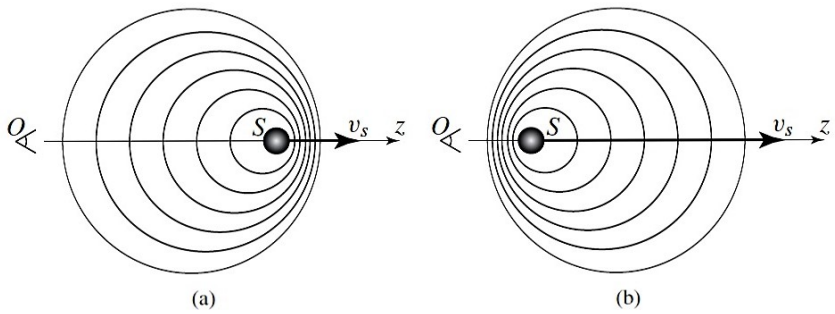


Figura 8: Efecto Doppler en (a) un medio convencional de mano derecha y (b) un medio de mano izquierda. (Caloz, C. e Itoh, T. (2006))

Considerando una fuente S[1] en movimiento en dirección z y radiando en forma omnidireccional una onda electromagnética con una frecuencia angular ω como se observa en la figura 8. En el campo lejano de la fuente, los campos radiados tienen la forma

$$\overline{E}(z,t), \overline{H}(z,t) \approx \frac{e^{j\varphi(\omega,t)}}{r} \quad con \quad \varphi(\omega,t) = \omega t - \beta r \tag{14}$$

donde β representa la onda en el medio en el cual S se mueve y radia y r es la variable estándar radial en el sistema de coordenadas esféricas.

Consideremos lo que sucede con la onda radiada a través de la dirección de movimiento de la fuente, esto es, para $r = z$ (en $\theta = 0$). Si las fuentes se mueven hacia valores positivos de z con una velocidad $v_s = z/t$, su posición como una función de tiempo es $z = v_s t$. Por consiguiente, la fase vista por un observador

[1] S viene de *Source*, no confundir con el vector de Poynting

localizado en la región de mano izquierda de S puede ser desarrollado en la dirección z como sigue:

$$\varphi = \omega t - \beta v_s t = \omega \left(1 - \frac{\beta}{\omega} v_s\right) t = \omega \left(1 - \frac{v_s}{v_p}\right) t \tag{15}$$

Dado que $\omega/\beta = v_p$, de acuerdo a la ecuación (6), el coeficiente de t es la frecuencia de Doppler ($\omega_{Doppler}$), la cual es la diferencia entre la frecuencia ω de la fuente estática ($v_s = 0$) y el cambio de frecuencia $\Delta\omega$,

$$\omega_{Doppler} = \omega - \Delta\omega, \quad donde \;\; \Delta\omega \approx \pm \frac{v_s}{v_p} \tag{16}$$

En un medio RH, $\Delta\omega > 0$, tomando el signo positivo, la frecuencia medida por el observador de una fuente que se aleja, disminuye, como se muestra en la figura 8(a); por otro lado, un observador localizado a la derecha de la fuente, es decir, viendo una fuente que se aproxima, medirá una frecuencia que aumenta, puesto que el signo de la velocidad relativa de la fuente v_s , cambiará para el observador. En un medio LH, debido a que toma el signo negativo, el fenómeno completo se invierte, como se observa en la figura 8(b), la frecuencia Doppler de una onda que se aleja tiene una frecuencia que se incrementa, mientras que disminuye para una onda que se acerca al observador; tal y como lo señalaba Veselago en 1968 como una consecuencia inmediata.

- *Inversión de la ley de Snell.* Esta ley se utiliza para calcular el ángulo de refracción de la luz al atravesar la superficie de separación entre dos medios de propagación de la luz, es decir, determina la reducción de la velocidad de la luz al propagarse por un medio homogéneo.

  Se debe considerar primero el problema de una onda plana incidente en la frontera entre dos medios homogéneos, como se ilustra en la figura 9. En general, de una onda incidente en el medio 1, son generadas una onda reflejada en el medio 1 y una onda transmitida (o refractada) en el medio 2. Las condiciones frontera requieren que los componentes tangenciales de $\vec{E}$ y $\vec{H}$ sean continuos en $z = 0$ para todos los valores de x y y. Nombrando a las magnitudes de los campos tangenciales,

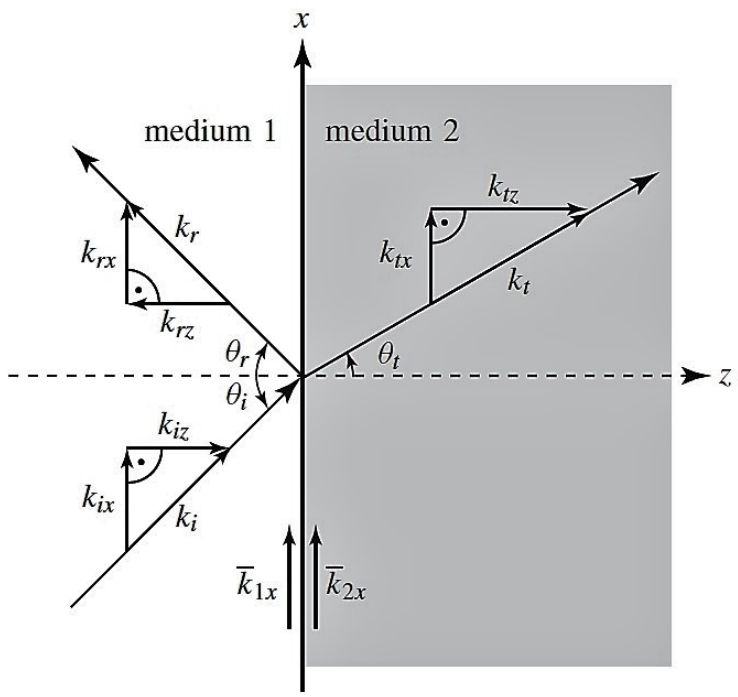


Figura 9: Adaptación de la fase en la frontera de dos medios. Los angulos θ_i, θ_r y θ_t son los ángulos incidente, reflejada y transmitida o refractada, respectivamente. (Caloz, C. e Itoh, T. (2006))

incidentes, reflejados y transmitidos $E_{i,tan}$, $E_{r,tan}$ y $E_{t,tan}$, respectivamente, se obtiene (en $z = 0$) en todos los casos posibles

$$E_{i,tan}e^{-j(k_{ix}x+k_{iy}y)} + E_{r,tan}e^{-j(k_{rx}x+k_{ry}y)} = E_{t,tan}e^{-j(k_{tx}x+k_{ty}y)} \tag{17}$$

El campo total es la suma de los campos incidentes y reflejados en el medio 1 y el campo transmitido en el medio 2. Para que esta ecuación se cumpla para todos los valores de x y de y es que $E_{i,tan} + E_{r,tan} = E_{t,tan}$, y por lo tanto

$$k_{ix} = k_{rx} = k_{tx} = k_x \tag{18a}$$

$$k_{iy} = k_{ry} = k_{ty} = k_y \tag{18b}$$

Lo cual muestra que usar la componente tangencial del número de onda $\vec{k}_{tan}$ =

$k_x\hat{x} + k_y\hat{y}$ es continuo en la interfaz entre los dos medios

$$\vec{k}_{1,tan} = \vec{k}_{2,tan} \tag{19}$$

Esta relación, es la *condición de adaptación de fase*, la cual es una consecuencia directa de la continuidad de las componentes tangenciales de $\vec{E}$ y $\vec{H}$. Otra información que provee la *condición de adaptación de fase* es que los vectores de onda incidente, reflejada y transmitida deben de estar en el *plano de incidencia*.

Expresando los componentes tangenciales de los números de onda como una función de sus ángulos se tiene, para las componentes x:

$$k_{ix} = k_i \sin\theta_i, \tag{20a}$$

$$k_{rx} = k_r \sin\theta_r, \tag{20b}$$

$$k_{tx} = k_t \sin\theta_t \tag{20c}$$

donde

$$k_i = \frac{\omega\sqrt{\epsilon_{r1}\mu_{r1}}}{c} = \frac{\omega n_1}{c} = k_r = k_1 \tag{21a}$$

$$k_t = \frac{\omega\sqrt{\epsilon_{r2}\mu_{r2}}}{c} = \frac{\omega n_2}{c} = k_2 \tag{21b}$$

Las ecuaciones (20) y (21), aplicadas a las ondas incidentes y reflejadas, llevan a la relación $k_i \sin\theta_i = k_r \sin\theta_r$, la cual, con la ecuación (21) se obtiene *la Ley de Snell de la reflexión*

$$\theta_i = \theta_r \tag{22}$$

Esta ley se mantiene sin cambios en la interfaz entre un medio RH y un medio LH, ya

que relaciona los campos en el mismo medio. Las ecuaciones (20) y (21), aplicadas a las ondas incidentes y transmitidas, llevan a la relación $k_i \sin\theta_i = k_t \sin\theta_t$, que con la ecuación (21) se obtiene *la Ley de Snell de la refracción*

$$n_1 \sin\theta_1 = n_2 \sin\theta_2 \tag{23}$$

Esta ley es modificada en la interfaz entre un medio RH y un medio LH, y debido a la aparición de un signo negativo en el índice de refracción se escribirá en forma general *la Ley de Snell de la refracción*

$$s_1|n_1| \sin\theta_1 = s_2|n_2| \sin\theta_2 \tag{24}$$

donde $s = 1$ si es un medio RH y $s = -1$ si es un medio LH. En donde se puede apreciar que si los dos medios son LH, la ley de Snell no se modifica debido a la cancelación mutua de los dos signos negativos de los índices de refracción. Por lo tanto, el inverso de la ley de Snell en la interfaz de un medio RH y un medio LH queda demostrada. Una onda incidente en la interfaz entre dos medios del mismo tipo (por ejemplo RH) experimenta refracción positiva (figura 10a), caracterizada por un ángulo de refracción positivo, mientras que una onda en la interfaz de dos medios de diferente tipo (RH y LH) experimenta refracción negativa (figura 10b), correspondiendo a un ángulo negativo de refracción.

- *Inversión del efecto Vavilov-Ĉerenkov*. La radiación Vavilov-Ĉerenkov es la radiación proveniente de la energía electromagnética radiada por una partícula cargada que cruza un aislante a una velocidad más grande que la correspondiente a la velocidad de la luz en el medio. Esta radiación electromagnética se emite dentro de un cono, con ángulos de salida originados en la partícula cargada. El ángulo del cono θ (figura 11) corresponde a la condición de fotones emitidos que interfieren constructivamente, y puede determinarse mediante la relación $cos\theta = c/nv$, donde v es la velocidad de la partícula, c la velocidad de la luz en el vacío y n es el índice de refracción.

  Dado que el ángulo de salida depende del signo del índice de refracción, el uso

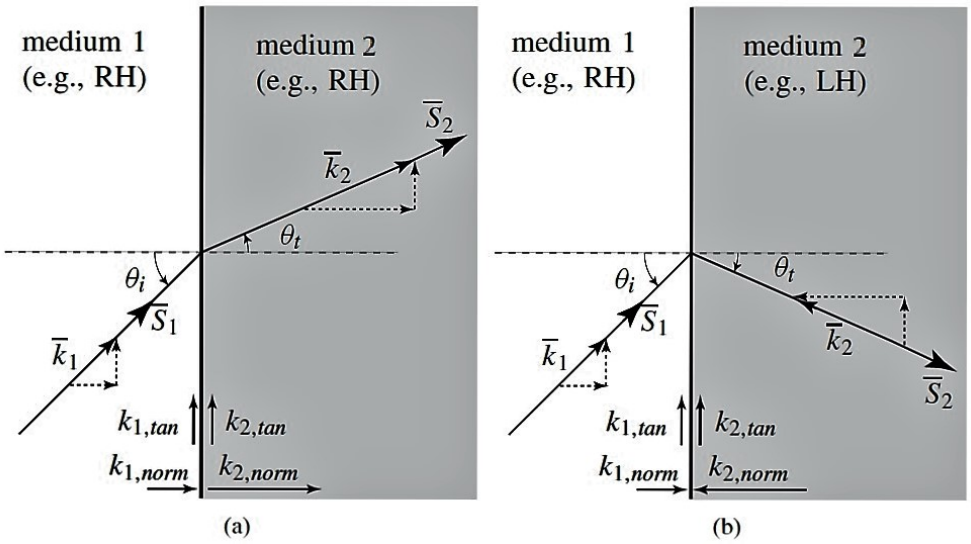


Figura 10: Refracción de una onda electromagnética en la interfaz de dos diferentes medios. (a) Dos medios iguales (dos RH); refracción positiva. (b) Dos medios distintos (uno RH y el otro LH); refracción negativa. (Caloz, C. e Itoh, T. (2006))

de metamateriales puede invertir el resultado. Concretamente, la radiación Vavilov-Ĉerenkov viaja hacia atrás (en sentido contrario a la dirección de propagación) en un medio o material de índice negativo. En la figura 12 se comparan los casos del comportamiento de la radiación Vavilov-Ĉerenkov en un medio convencional y otro zurdo. El fenómeno de radiación Vavilov-Ĉerenkov es similar al fenómeno de fugas de radiación presente en algunos tipos de antenas.

Cabe mencionar que la mayoría de las propiedades de los metamateriales no han sido desarrolladas en aplicaciones prácticas, pero nos resulta útil conocer algunas de ellas para entender la importancia de sus aplicaciones potenciales en la comunidad científica.

Para continuar con este trabajo de tesis es necesario mencionar que no se trata de metamateriales en sí mismos. En la realidad, en el campo de las microondas, los circuitos desarrollados son fabricados con las mismas tecnologías convencionales, pero en los que su diseño cumple la caracteristica principal de los metamateriales, el cual nos indica que su estructura se compone de elementos menores al tamaño de la longitud de onda de la banda de frecuencias de trabajo.

Por lo tanto, al momento de diseñar un circuito de microondas que involucre el

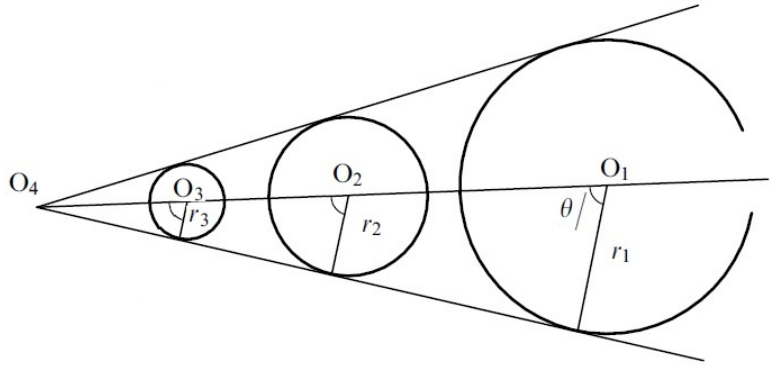


Figura 11: Dirección de la propagación que coincide con la normal de la superficie cónica. (Bolotovskii (2009))

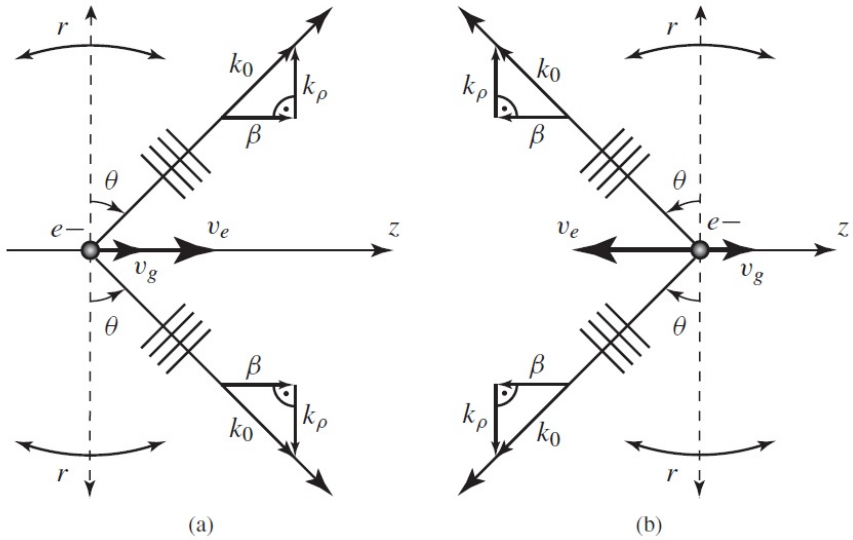


Figura 12: Radiación Vavilov-Ĉerenkov. (Caloz, C. e Itoh, T. (2006))

concepto de metamaterial, se puede lograr agregando inductores y capacitores a dicho circuito.

Pero cuando se intenta implementar físicamente los metamateriales utilizando capacitores en serie e inductores en paralelo, las corrientes y los voltajes asociados inducen efectos parásitos. Estos efectos parásitos se modelan como un inductor en serie L_R y un capacitor en paralelo C_R. Debido a esto, en la realidad no puede existir una estructura puramente LH (*Left-Handed*) o metamaterial, debido a los efectos RH (*Right-Handed*) parásitos. Lo que se obtiene realmente es una combinación entre los

efectos de una línea LH y una línea RH. Por ello se propone usar el término *Composite Right-Left Handed*, CRLH. Éstas serán descritas con mayor detalle en el siguiente capítulo.

Capítulo 3. Líneas de transmisión compuestas CRLH

Las personas no son recordadas por el número de veces que fracasan, sino por el número de veces que tienen éxito.

Thomas Alva Edison

3.1. Introducción

Una línea de transmisión homogénea, en un sentido estricto, es perfectamente uniforme en la dirección de la propagación. Además, una línea de transmisión puede transmitir señales de todas las frecuencias, desde cero hasta infinito. La figura 13, muestra una representación de una línea de transmisión ideal homogénea. Aunque es posible construir líneas RH (*Right-Handed*) homogéneas, no parece posible la construcción de líneas LH (*Left-Handed*) o CRLH (*Composite Right-Left Handed*)homogéneas, debido a que los materiales homogéneos LH o CRLH no existen (Abdelaziz *et al.* (2009)). Sin embargo, es posible construir líneas de transmisión LH artificiales con homogeneidad efectiva, las cuales imitan a las líneas de transmisión ideales en un rango restringido de frecuencias. A pesar de la inexistencia de líneas CRLH con homogeneidad ideal, es de gran importancia realizar el análisis de dichas estructuras, pues provee una visión de sus aspectos fundamentales, mediante relaciones bastante simples, y más importante, porque realmente describe las características de los metamateriales dada su homogeneidad efectiva.

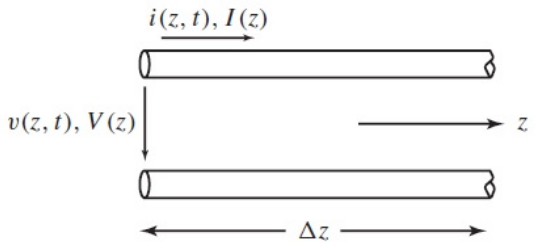


Figura 13: Representación de una línea de transmisión ideal y homogénea en términos de voltaje y corrientes (Caloz, C. e Itoh, T. (2006))

La diferencia entre una línea de transmisión homogénea y una línea de transmisión con homogeneidad efectiva es que en el primer caso se tiene un incremento en la distancia $\Delta z \rightarrow 0$, mientras que en el segundo caso se debe considerar la siguiente restricción:

$$\Delta z << \lambda_g \quad \left(al\ menos\ \Delta z < \frac{\lambda_g}{4} \right) \tag{25}$$

donde λ_g representa la longitud de onda guiada y Δz es típicamente igual al tamaño de celda p.

3.2. Características fundamentales de la línea de transmisión

El circuito equivalente de una línea de transmisión sin pérdidas se muestra en la figura 14. Está compuesto por una impedancia por unidad de longitud Z' (Ω/m), la cual consiste en una inductancia por unidad de longitud de mano derecha L'_R (H/m) en serie con una capacitancia sobre unidad de longitud de mano izquierda C'_L $(F \cdot m)$; y una admitancia en paralelo Y' (S/m), la cual consiste en una capacitancia por unidad de longitud de mano derecha C'_R (F/m) en serie con una inductancia sobre unidad de longitud de mano izquierda L'_L $(H \cdot m)$,

$$Z' = j\left(\omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L}\right) \tag{26a}$$

$$Y' = j\left(\omega C'_R - \frac{1}{\omega L'_L}\right) \tag{26b}$$

Se puede observar tanto en la figura 14 como en las ecuaciones (26) que si las impedancias y admitancias LH son cero, el circuito se reduce al modelo convencional de línea de transmisión RH sin pérdidas. En contraste, las impedancias y admitancias RH son cero, el modelo se convierte en el de una línea LH sin pérdidas. Si todas las impedancias y admitancias son distintas que cero, todos los elementos contribuyen a las características de transmisión y la línea es llamada CRLH (*Composite Right-Left*

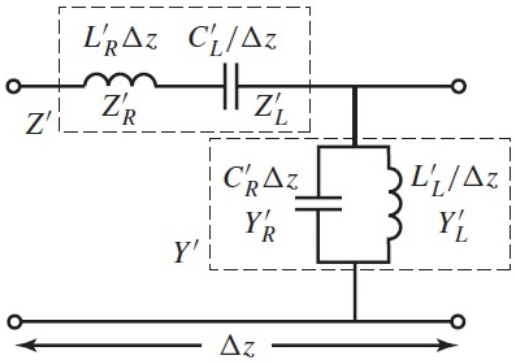


Figura 14: Modelo de circuito equivalente para una CRLH-TL. (Caloz, C. e Itoh, T. (2006))

Handed), la cual es la estructura metamaterial más general.

El comportamiento de la línea CRLH se puede anticipar a partir de las siguientes consideraciones asintóticas. A bajas frecuencias ($\omega \rightarrow 0$), la línea CRLH se vuelve equivalente a una línea LH pura. A altas frecuencias ($\omega \rightarrow \infty$), la línea se vuelve equivalente a una línea de transmisión RH pura.

Con el propósito de realizar un análisis de las líneas de transmisión CRLH, se presentan las ecuaciones de línea generalizadas,

$$\frac{dV}{dz} = -Z'I = -j\omega\left(L'_R - \frac{1}{\omega^2 C'_L}\right)I \tag{27a}$$

$$\frac{dI}{dz} = -Y'V = -j\omega\left(C'_R - \frac{1}{\omega^2 L'_L}\right)V \tag{27b}$$

donde V e I son el voltaje y la corriente dependientes de la posición a lo largo de la línea de transmisión, respectivamente. Resolviendo de manera simultanea las ecuaciones (27)a y (27)b, obtenemos

$$\frac{d^2V}{dz^2} - \gamma^2 = 0 \tag{28a}$$

$$\frac{d^2I}{dz^2} - \gamma^2 = 0 \tag{28b}$$

donde γ es la constante de propagación y se expresa en términos de Z' y Y' como

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z'Y'} \tag{29}$$

y está asociada con las soluciones para una onda viajera

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{+\gamma z} \tag{30a}$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{+\gamma z} = \frac{\gamma}{Z'}(V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{+\gamma z}) \tag{30b}$$

La ecuación (30)b se obtiene tomando la derivada de la ecuación (30)a e igualando la expresión resultante con la ecuación (27)a. La impedancia característica $Z_c(\Omega)$, que relaciona el voltaje y la corriente en las líneas se obtiene en términos de Z' y Y' comparando las dos expresiones de la ecuación (30) y utilizando la ecuación (29):

$$Z_c = R_c + jX_c = \frac{Z'}{\gamma} = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} = Z_c(w) \tag{31}$$

De manera conveniente se introducen las siguientes variables:

$$\omega'_R = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_R}}, (rad \cdot m)/s \tag{32a}$$

$$\omega'_L = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_L}}, rad/(m \cdot s) \tag{32b}$$

$$\kappa = L'_R C'_L + L'_L C'_R, (s/rad)^2 \tag{32c}$$

y las frecuencias de resonancia en serie y paralelo

$$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}}, rad/s \tag{33a}$$

$$\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}}, rad/s \tag{33b}$$

Al sustituir las ecuaciones (26) en la ecuación (29) y utilizando las ecuaciones (32), se obtienen la expresión para la constante de propagación:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z'Y'} = js(w)\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega'_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega'_L}{\omega}\right)^2 - \kappa\omega'^2_L} \tag{34}$$

donde $s(w)$ es la siguente función signo,

$$s(w) = \begin{cases} -1 \;\; si \;\; \omega < min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \;\; rango \;\; LH \\ +1 \;\; si \;\; \omega > min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \;\; rango \;\; RH \end{cases} \tag{35}$$

La relación atenuación/dispersión CRLH (ecuación (34) graficada en la figura 15(a)) muestra las curvas para la propagación de energía tanto en la dirección positiva como negativa de z, mientras que la figura 15(b) muestra estas curvas en comparación con las curvas de dispersión de las líneas PRH (*Pure Right Handed*)y LRH (*Pure Left Handed*) correspondientes. Esta segunda gráfica muestra como las curvas de dispersión CRLH tienden al comportamiento PRH y PLH a altas y bajas frecuencias, respectivamente. Tambien se observa la presencia del espacio (gap) en la línea CRLH, esto se debe a los diferentes valores de frecuencias de resonancias en serie y paralelo (ω_{se},ω_{sh}); cuando esto ocurre se dice que la línea CRLH está *desbalanceada*, cuando estas dos frecuencias son iguales se dice que está *balanceada*.

La impedancia característica CRLH se obtiene sustituyendo las ecuaciones (26) y (33) en la ecuación (31), quedando:

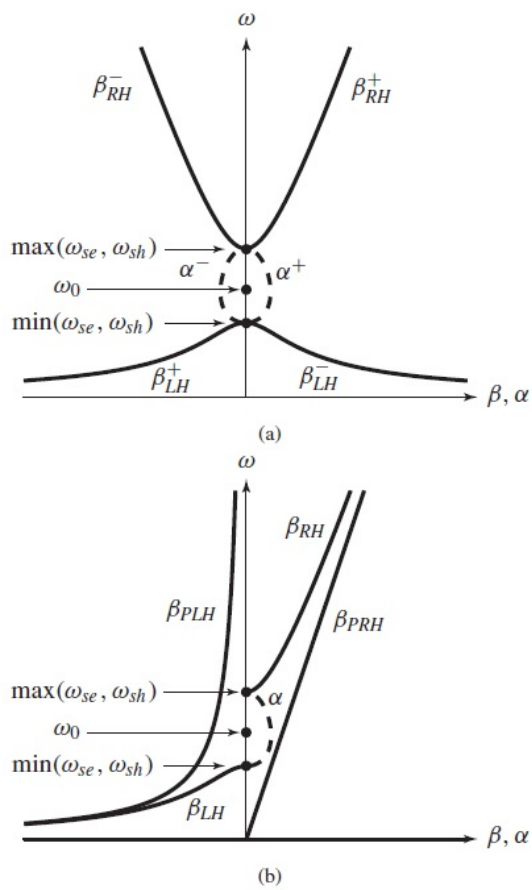


Figura 15: Diagramas de dispersión/atenuación para una CRLH-TL. (a) Propagación de energía. (b) Comparación de la propagación de energía en CRLH-TL, PLH y PRH. (Caloz, C. e Itoh, T. (2006))

$$Z_c = Z_L \sqrt{\frac{(\omega/\omega_{se})^2 - 1}{(\omega/\omega_{sh})^2 - 1}} \tag{36}$$

donde Z_L es la impedancia PLH

$$Z_L = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \tag{37}$$

a su vez usando la impedancia PRH

$$Z_R = \sqrt{\frac{L'_R}{C'_R}} \tag{38}$$

Cuando una línea no balanceada se alimenta por una señal con cualquiera de las dos frecuencias, $\omega = \omega_{se}$ o $\omega = \omega_{sh}$, se obtiene una impedancia igual a cero o una admitancia igual a cero, respectivamente, según las ecuaciones (26). Por otro lado cuando $\omega = \omega_{se}$ se tiene un cero en la impedancia característica (ecuación (36)) y cuando $\omega = \omega_{sh}$ se obtiene un polo, esto es:

$$Z_c|_{\omega=\omega_{se}} = 0 \tag{39a}$$

$$Z_c|_{\omega=\omega_{sh}} = \infty \tag{39b}$$

Estas condiciones de impedancia corresponden a una velocidad de grupo igual cero o cero inclinaciones en el diagrama de dispersión, es decir, resonancias de la línea de transmisión, y resulta la aparición de una banda de eliminación o discontinuidad. Por lo tanto, de la ecuación (36) se obtiene:

$$Z_c[0 < \omega < min(\omega_{se}, \omega_{sh})] \in \Re \ \ (\textit{Banda de paso LH}), \tag{40a}$$

$$Z_c[min(\omega_{se}, \omega_{sh}) < \omega < max(\omega_{se}, \omega_{sh})] \in \Im \ \ (\textit{Franja de discontinuidad}), \tag{40b}$$

$$Z_c[\omega > max(\omega_{se}, \omega_{sh})] \in \Re \ \ (\textit{Banda de paso RH}). \tag{40c}$$

En contraste, en el caso balanceado ($\omega_{se} = \omega_{sh} = \omega_0$), se observa en la ecuación (36) que el cero ω_{se} y el polo ω_{sh} en la impedancia característica se cancelan mutuamente, suprimiendo el efecto de resonancia. En consecuencia, la franja de discontinuidad se cierra y la impedancia característica se convierte en una cantidad independiente de la frecuencia:

$$Z_c = Z_L = Z_R \tag{41}$$

Esto significa que la condición balanceada permite la adaptación sobre un ancho de banda infinito.

En el caso balanceado, la expresión para κ (ecuación (32)c) se reescribe como:

$$\kappa = \sqrt{L'_R C'_R}\left(C'_L\sqrt{\frac{L'_R}{C'_R}} + L'_L\sqrt{\frac{C'_R}{L'_R}}\right) = \frac{2}{\omega'_R\omega'_L} \tag{42}$$

Sustituyendo el resultado anterior en la ecuación (34), se obtiene la siguiente expresión simplificada para la constante de fase:

$$\beta = \frac{\omega}{\omega'_R} - \frac{\omega'_L}{\omega} \tag{43}$$

Mientras que

$$\omega_0 = \sqrt{\omega'_R\omega'_L} \tag{44}$$

nos indica que la frecuencia en la que ocurre la atenuación máxima (discontinuidad) en la línea no balanceada se convierte en la frecuencia de transición (continuidad) entre los rangos LH y RH si la línea es balanceada.

Las características de la línea de transmisión balanceada de las ecuaciones (41) y (43) corresponden al modelo simplificado de su circuito equivalente como se muestra en la figura 16.

La línea de transmisión CRLH balanceada tiene varias ventajas sobre la línea de transmisión CRLH no balanceada, las cuales se pueden resumir de la siguiente manera (Caloz, C. e Itoh, T. (2006)):

- El modelo de línea CRLH balanceada es más simple que el modelo general no balanceado (figura 14), porque las contribuciones LH y RH combinadas están separadas.
- En la línea CRLH balanceada no hay bandas de rechazo, es decir no existen *discontinuidades* como en el caso de la línea CRLH no balanceada.

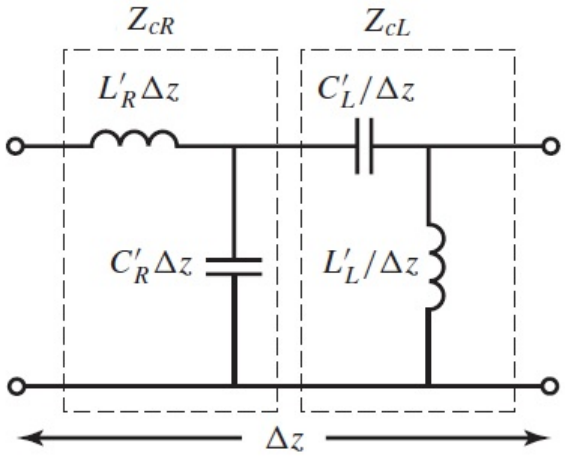


Figura 16: Modelo simplificado del circuito equivalente de una celda unitaria de una línea de transmisión ideal bajo las condiciones de resonancias balanceadas. (Caloz, C. e Itoh, T. (2006))

- La impedancia característica de la línea CRLH balanceada es una cantidad constante independiente de la frecuencia. Como consecuencia, puede ser acoplada sobre un amplio ancho de banda, mientras que una línea CRLH no balanceada solamente puede ser acoplada sobre un ancho de banda restringido.

- En el caso no balanceado, la discontinuidad, delimitada por las resonancias en serie (ω_{se}) y paralelo (ω_{sh}), se asocia con una velocidad de grupo igual a cero. En contraste, en el caso balanceado, no existe dicha discontinuidad y la velocidad de grupo presenta la propiedad de no ser igual a cero en la frecuencia de transición, siendo esto una la principal característica de las estructuras CRLH.

- Debido a que la frecuencia de transición ω_0 asociada con el modo fundamental (ecuación (43)), permite la propagación de onda cuando β = 0, esto se le conoce como *origen de fase* de la línea de transmisión CRLH. En esta frecuencia, el desfase a través de una línea de longitud *l* es cero. Cuando la frecuencia disminuye su valor por debajo de ω_0 hacia cero, la fase se vuelve positiva, incrementando progresivamente y tiende a infinito; cuando la frecuencia aumenta su valor por encima de ω_0 hacia infinito, la fase se vuelve negativa, incrementando progresivamente en magnitud y tiende a infinito.

3.3. Implementación de una red LC

La línea de transmisión ideal descrita en la sección anterior no se encuentra en la naturaleza, pero se puede construir una línea de transmisión CRLH con homogeneidad efectiva, que funcione en un rango de frecuencias restringido a partir de un circuito en forma de red en cascada.

3.3.1. Fundamentos

Este circuito se obtiene al colocar en cascada varias celdas unitarias LC (figura 14), generando una red como la que se muestra en la figura 17. Para el análisis de la celda unitaria se considera una impedancia equivalente $Z(\Omega)$ constituida por una inductancia de mano derecha $L_R(H)$ en serie con una capacitancia de mano izquierda $C_L(F)$ y de una admitancia equivalente $Y(S)$ constituida por una capacitancia de mano derecha $C_R(F)$ en paralelo con una inductancia de mano izquierda $L_L(H)$

$$Z = j\left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L}\right) = j\frac{(\omega/\omega_{se})^2 - 1}{\omega C_L} \tag{45a}$$

$$Y = j\left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L}\right) = j\frac{(\omega/\omega_{sh})^2 - 1}{\omega L_L} \tag{45b}$$

donde las frecuencias de resonancia en serie y paralelo se definen de manera similar que en la ecuación (33)

$$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \tag{46a}$$

$$\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}. \tag{46b}$$

Por consiguiente, colocando en cascada una cantidad N de celdas unitarias LC, se

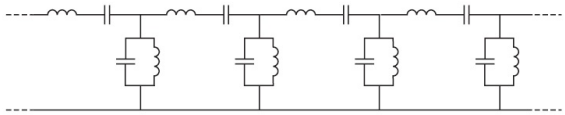


Figura 17: Implementación en cascada de celdas unitarias CRLH no balanceadas. (Caloz, C. e Itoh, T. (2006))

obtiene una línea de transmisión equivalente a una línea compuesta CRLH ideal de longitud *l* bajo la condición que el tamaño de la celda unitaria *p tiende a 0*, como se muestra en la figura 18. Esta condición es llamada *condición de homogeneidad* ya que asegura que la línea de transmisión artificial sea equivalente a la línea de transmisión ideal homogénea. En la práctica, esta condición puede interpretarse como la *condición de homogeneidad efectiva,* $p < \lambda_g/4$

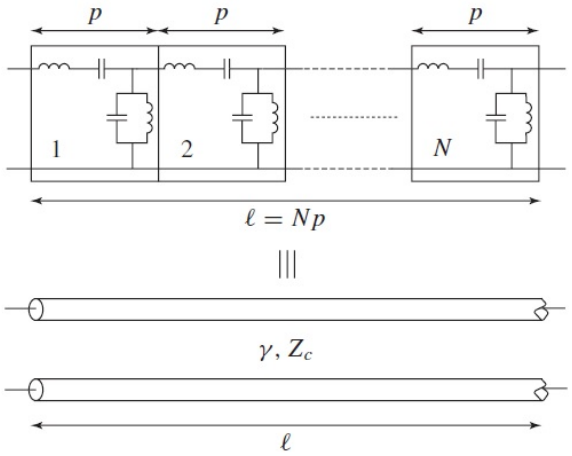


Figura 18: Equivalencia entre una red en cascada periódica y una línea de transmisión de longitud *l* en el límite (*p tiende a cero*). (Caloz, C. e Itoh, T. (2006))

3.3.2. Diferencias con filtros convencionales

Considerando toda la banda de frecuencias, los circuitos equivalentes de una línea de transmisión CRLH (ver figuras 14 y 16) son filtros *pasa banda*, aunque exhibe el comportamiento peculiar de una línea de transmisión CRLH, en términos de su constante de fase β y su impedancia característica Z_c, en su banda de paso. Debido a que en una primera impresión se ven similares las líneas de transmisión CRLH con los filtros convencionales, Caloz, C. e Itoh, T. (2006) exponen las principales diferencias existentes entre estos dos tipos de estructuras:

- Una estructura metamaterial LH presenta una fase de respuesta específica, del tipo ecuación (34) o del tipo ecuación (43), llevando las transmisiones LH a bajas frecuencias y las transmisiones RH a altas frecuencias. Los filtros convencionales son generalmente diseñados para especificaciones de magnitud y no exhiben un rango LH.

- Una estructura metamaterial se diseña para ser utilizada como línea de transmisión o estructura de transmisión. Solo la *banda de paso* es directamente útil. Las bandas de rechazo son generalmente efectos parásitos los cuales limitan la operación de la estructura metamaterial.

- Una estructura metamaterial está constituida por celdas unitarias, las cuales satisfacen la *condición de homogeneidad*. Los filtros convencionales generalmente no satisfacen esta condición.

- Una estructura metamaterial puede estar construido con celdas unitarias idénticas, mientras que en un filtro convencional, cada celda generalmente tiene diferentes valores LC para acoplar las especificaciones de un prototipo dado.

Referente a este último punto, es importante enfatizar que las estructuras metamateriales no requieren periodicidad. Aunque generalmente son implementados en configuraciones periódicas, la razón de la periodicidad no es física sino es por conveniencia. Desde el punto de vista de fabricación, una estructura metamaterial periódica tiene un proceso de construcción más sencillo y a la vez es más fácil de analizar que una estructura no periódica. Si la periodicidad es suprimida, las diferentes armónicas espaciales desaparecen y solamente queda el modo fundamental de la estructura, es decir que en el límite *p tiende a cero*, todas las armónicas espaciales son enviadas a frecuencias muy altas, fuera del rango de interés, dejando solamente el modo fundamental CRLH de la línea de transmisión ideal.

3.4. Implementación en microcinta

En este apartado se exponen los métodos que se utilizan para obtener los elementos del circuito equivalente de una celda CRLH. Comenzaremos por el método de Caloz, C.

e Itoh, T. (2006), que está basado en el análisis de la impedancia y la admitancia de cada elemento de la celda unitaria CRLH-TL. Considerando que el efecto capacitivo se obtiene utilizando un capacitor interdigitado y el efecto inductivo mediante un stub a tierra. Los autores consideran una red π para el capacitor interdigitado y una red T para el stub inductor. Desarrollan un procedimiento basado en funciones que dependen de la frecuencia y del cálculo de derivadas parciales. Además, se presenta un método alternativo, propuesto en este trabajo de tesis (Obiala-Ezenwa *et al.* (2015)) (Método CICESE), el cual está basado en el análisis de la impedancia y la admitancia del circuito equivalente de la celda unitaria CRLH-TL, donde tanto la impedancia como la admitancia están expresadas como funciones lineales, lo cual resulta sencillo de analizar como se mostrarán en las siguientes secciones.

Para la extracción de los elementos del circuito equivalente se considera una celda unitaria de línea de microcinta CRLH-TL (figura 19) la cual está constituida por capacitores interdigitados y stubs inductores conectados a tierra con *vias holes* como se muestra en la figura 20.

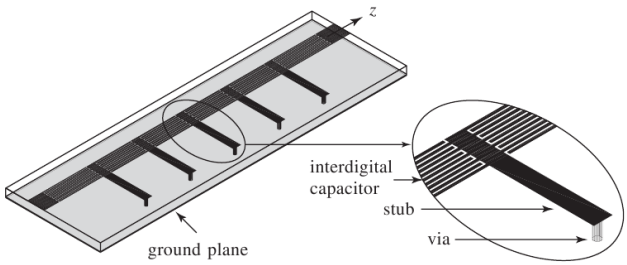


Figura 19: Línea de transmisión de microcinta con capacitores interdigitados y stubs inductores (Caloz, C. e Itoh, T. (2006))

3.5. Método de Caloz-Itoh

El método de Caloz-Itoh calcula todos los parámetros del circuito equivalente de la celda unitaria que se muestra en la figura 21 donde se toman por separado los parámetros de dispersión del capacitor interdigitado y del stub inductor, los cuales fueron determinados por simulación o por medición del circuito. Los parámetros de dispersión o parámetros S del capacitor interdigitado y del stub inductor son convertidos a parámetros de admitancia y a parámetros de impedancia, respectivamente. Las correspondientes matrices T y π, se denotan como $[Y_{\pi}^{ic}]$ y $[Z_{T}^{si}]$ y se relacionan con los

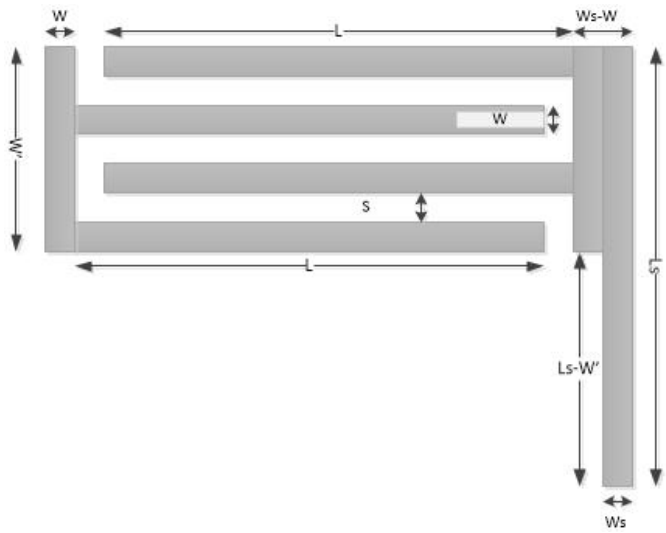


Figura 20: Celda unitaria de la línea de transmisión de microcinta CRLH

elementos de la figura 21 como sigue:

$$[Y_{\pi}^{ic}] = \begin{bmatrix} Y_{11}^{ic} & Y_{12}^{ic} \\ \\ Y_{21}^{ic} & Y_{22}^{ic} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z^{ic}} + Y^{ic} & -\frac{1}{Z^{ic}} \\ \\ -\frac{1}{Z^{ic}} & \frac{1}{Z^{ic}} + Y^{ic} \end{bmatrix} \tag{47}$$

con

$$Z^{ic} = j\omega L_s^{ic} + \frac{1}{j\omega C_s^{ic}} \tag{48}$$

$$Y^{ic} = j\omega C_p^{ic} \tag{49}$$

y

$$[Z_T^{si}] = \begin{bmatrix} Z_{11}^{si} & Z_{12}^{si} \\ \\ Z_{21}^{si} & Z_{22}^{si} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Y^{si}} + Z^{si} & \frac{1}{Y^{si}} \\ \\ \frac{1}{Y^{si}} & \frac{1}{Y^{si}} + Z^{si} \end{bmatrix} \tag{50}$$

donde

$$Y^{si} = j\omega C_p^{si} + \frac{1}{j\omega L_p^{si}} \tag{51}$$

$$Z^{si} = j\omega L_s^{si} \tag{52}$$

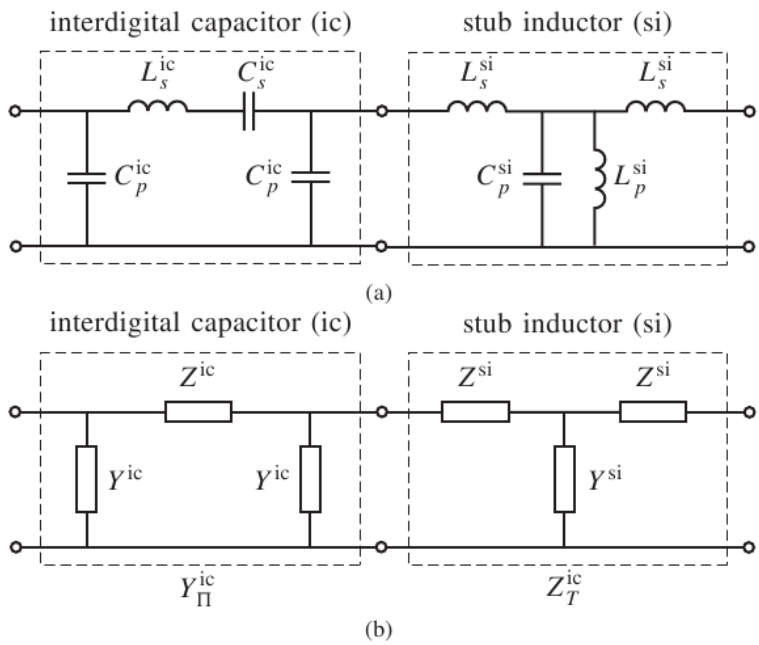


Figura 21: Modelos de circuito para la extracción de parámetros de la celda unitaria CRLH: (a)Circuito equivalente. (b) Redes auxiliares π y T (Caloz, C. e Itoh, T. (2006))

Ahora, se determinan los parámetros LC de la figura 21(a). Estos parámetros se calculan comparando los elementos que componen el circuito equivalente de las figuras 21(a) y 21(b) tanto para el capacitor interdigitado como para el stub inductor.

3.5.1. Capacitor Interdigitado

Para obtener los elementos del capacitor interdigitado se parte de las ecuaciones (47), (48) y (49), quedando los valores de C_p^{ic}, L_s^{ic} y C_s^{ic} como sigue:

$$C_p^{ic} = \frac{Y_{11}^{ic} + Y_{12}^{ic}}{j\omega} \tag{53}$$

$$L_s^{ic} = -\frac{1}{2j\omega}\left[\omega\frac{\delta}{\delta\omega}\left(\frac{1}{Y_{12}^{ic}}\right) + \frac{1}{Y_{12}^{ic}}\right] \tag{54}$$

$$C_s^{ic} = \frac{2}{j\omega}\left[\omega\frac{\delta}{\delta\omega}\left(\frac{1}{Y_{12}^{ic}}\right) - \frac{1}{Y_{12}^{ic}}\right]^{-1} \tag{55}$$

Se puede observar que L_s^{ic} y C_s^{ic} se obtienen aplicando una derivada parcial respecto a ω, la cual presenta cierta incertidumbre en la respuesta en frecuencia del circuito, por lo que la extracción de los parámetros debe realizarse en el rango de frecuencias donde se presenten menos variaciones.

3.5.2. Stub Inductor

Para obtener los elementos del stub inductor se parte de las ecuaciones (50), (51) y (52), quedando los valores de L_s^{si}, C_p^{si} y L_p^{si} como sigue:

$$L_s^{si} = \frac{Z_{11}^{si} - Z_{12}^{si}}{j\omega} \tag{56}$$

$$C_p^{si} = \frac{1}{2j\omega}\left[\omega\frac{\delta}{\delta\omega}\left(\frac{1}{Z_{12}^{si}}\right) + \frac{1}{Z_{12}^{si}}\right] \tag{57}$$

$$L_p^{si} = \frac{2j}{\omega}\left[\omega\frac{\delta}{\delta\omega}\left(\frac{1}{Z_{12}^{si}}\right) - \frac{1}{Z_{12}^{si}}\right]^{-1} \tag{58}$$

En este caso también se aplica una derivada parcial, por lo que presenta cierta incertidumbre en la respuesta en frecuencia del circuito, por lo que la extracción de los parámetros debe realizarse en el rango de frecuencias donde se presenten menos variaciones.

Finalmente se obtiene los cuatro elementos del circuito equivalente de una celda CRLH:

$$L_R = L_s^{ic} \tag{59}$$

$$C_R = 2C_p^{ic} + C_p^{si} \tag{60}$$

$$L_L = L_p^{si} \tag{61}$$

$$C_L = C_s^{ic} \tag{62}$$

3.6. Método CICESE

El método propuesto está basado en el análisis de la dependencia en frecuencia de impedancia y la admitancia del circuito equivalente de la celda unitaria CRLH-TL, donde tanto la impedancia como la admitancia son expresadas como funciones lineales, las cuales resultan sencillas de analizar como se muestra a continuación:

La impedancia del circuito equivalente se puede expresar como

$$Z_T = \begin{bmatrix} Z_s + \frac{1}{Y_p} & \frac{1}{Y_p} \\ \\ \frac{1}{Y_p} & \frac{1}{Y_p} \end{bmatrix} \tag{63}$$

De la ecuación (63) se define

$$Z_{T_{11}} = Z_s + \frac{1}{Y_p} \tag{64}$$

$$Z_{T_{12}} = \frac{1}{Y_p} \tag{65}$$

de donde

$$Z_s = Z_{T_{11}} - Z_{T_{12}}, \tag{66}$$

y de la ecuación (65)

$$Y_p = \frac{1}{Z_{T_{12}}}. \tag{67}$$

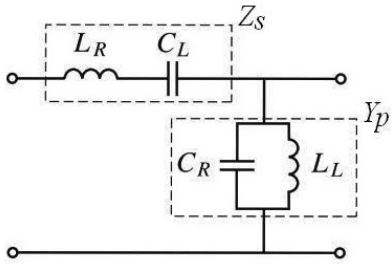


Figura 22: Circuito equivalente de la celda unitaria CRLH-TL.

3.6.1. Extracción de parámetros

De la figura 22, podemos observar que

$$Im\{Z_s\} = \omega L_R - \frac{1}{\omega C_L} \tag{68}$$

$$Im\{Y_p\} = \omega C_R - \frac{1}{\omega L_L} \tag{69}$$

Si multiplicamos las ecuaciones (68) y (69) por ω, tenemos que

$$\omega \; Im\{Z_s\} = \omega^2 L_R - \frac{1}{C_L} \tag{70}$$

$$\omega \; Im\{Y_p\} = \omega^2 C_R - \frac{1}{L_L}. \tag{71}$$

Los elementos del circuito equivalente L_R, C_L, C_R, y L_L se obtienen de la regresión lineal a las ecuaciones (70) y (71)

Con la finalidad de obtener un modelo más preciso, una vez que se obtiene los elementos del circuito equivalente, se procede a optimizar estos valores. Esto se realiza utilizando la siguiente función.

$$H = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^{m} \left[\frac{|S_{ij}^T(f_k)| - |S_{ij}^E(f_k)|}{|S_{ij}^T(f_k)|} \right]^2 \tag{72}$$

donde i, j=1,2, m es el numero de puntos de la frecuencia (f), S_{ij}^T son los parámetros S de los datos (ya sean de simulación o de medición) y S_{ij}^E son los parámetros S de los valores estimados que fueron obtenidos con el método propuesto. Se considera una tolerancia de 1x10^{-10}.

Para verificar el método propuesto se simularon los parámetros S de la celda unitaria (ver figura 20) con un valor de capacitor interdigitado de 0.5pF y un stub inductor de 1nH considerando un substrato FR4 con ϵ_r = 4.3 y de espesor h = 1.6mm. En la figura 23 se muestra una comparación entre los datos teóricos, es decir, los parámetros S obtenidos a partir de la simulación de la celda unitaria CRLH-TL y los parámetros S obtenidos a partir de los elementos del circuito equivalente (figura 22). Dichos elementos fueron extraídos con el método de Caloz y con el método propuesto, cuyos resultados teóricos se muestran en la tabla 1 y los resultados experimentales se muestran en la tabla 2; también se incluyen los parámetros S que se obtuvieron aplicando el algoritmo de optimización (ecuación (72)) a los datos obtenidos con el método propuesto en donde se observa que el método propuesto se ajusta mucho mejor a los datos de simulación y medición de la celda unitaria que el método de Caloz, C. e Itoh, T. (2006).

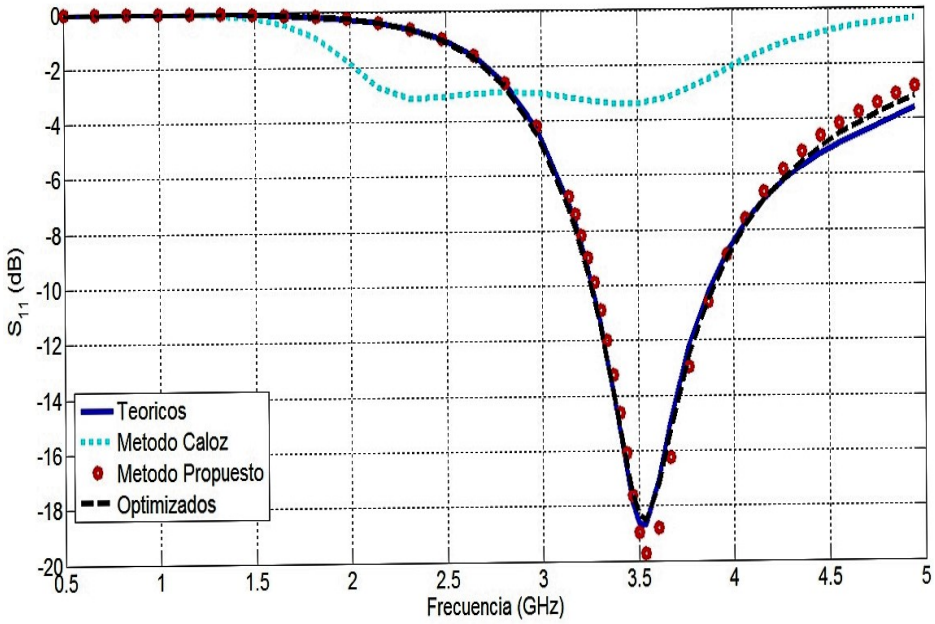
Tabla 1: Comparaciones entre el Método de Caloz, C. e Itoh, T. (2006) y el Método CICESE de los datos de simulación de una celda unitaria

Parámetros	Método Caloz-Itoh	Método CICESE	Optimización
C_R	$3.61pF$	$3.36pF$	$2.97pF$
L_L	$0.58nH$	$0.56nH$	$0.62nH$
C_L	$0.54pF$	$0.85pF$	$0.76pF$
L_R	$3.65nH$	$1.30nH$	$1.52nH$

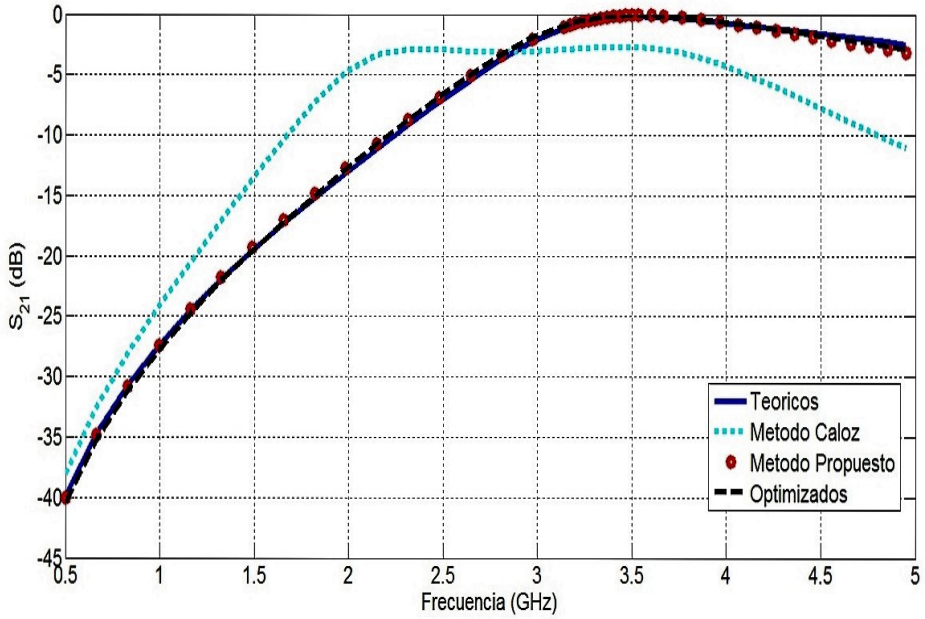
Tabla 2: Comparaciones entre el Método de Caloz, C. e Itoh, T. (2006) y el Método CICESE de los datos de medición de una celda unitaria

Parámetros	Método Caloz-Itoh	Método CICESE	Optimización
C_R	$2.08pF$	$1.58pF$	$2.23pF$
L_L	$1.53nH$	$1.41nH$	$0.93nH$
C_L	$0.39pF$	$0.76pF$	$0.97pF$
L_R	$3.22nH$	$2.70nH$	$1.81nH$

Finalmente, cabe observar que el método propuesto es más sencillo de utilizar que el método de Caloz, y sus resultados predicen mejor el comportamiento de la celda unitaria CRLH, lo cual es útil al momento de modelar el circuito equivalente en un software de simulación de circuitos de microondas. (Obiala-Ezenwa *et al.* (2015)).



(*a*)



(*b*)

Figura 23: Parámetros S teóricos que se obtuvieron a partir de la simulación de una celda unitaria en ADS y estimados con los elementos del circuito equivalente calculados con el método de Caloz y el método propuesto, y los parámetros S optimizados.

Capítulo 4. Acopladores direccionales

Cuanto mayor es la dificultad, mayor es la gloria.

Cicerón

4.1. Introducción

Un acoplador direccional es una red de cuatro puertos, que se usa comúnmente para tomar una fracción de la potencia de microondas que fluye en una dirección particular. Estos puertos están definidos como:

- Puerto de entrada ($P1$): Puerto por donde se inyecta la señal.
- Puerto de salida ($P2$): Puerto por donde se extrae la señal.
- Puerto acoplado ($P3$): Puerto por el se que obtiene una muestra de la señal de entrada.
- Puerto aislado ($P4$): Puerto que debe estar cargado con la impedancia característica del acoplador (50Ω).

Para entender su funcionamiento antes se deben entender los términos de *acoplador* y *direccional*.

Primero, analizaremos el término de *acoplador*. Si dos líneas de transmisión son colocadas cercanas una de la otra, la energía se .ªcoplara”de una línea a otra. En la figura 24 se muestran dos líneas de transmisión (A y B) que están separadas por un espacio (s), sin conexión directa entre estas dos líneas. Si el espaciado entre las dos líneas es lo suficientemente pequeño, una parte de la energía aplicada a la línea de transmisión A será vista en la línea de transmisión B. La cantidad de energía que se encuentre en la línea de transmisión B dependerá de la cercanía entre las dos líneas. Entre más cercanas estén las dos líneas, mayor será la energía *acoplada* a la segunda

línea (en este caso línea de transmisión B). Entre más alejadas estén, menor será la energía acoplada.

Por lo tanto, se puede decir que un acoplador es un dispositivo que consta de dos líneas de transmisión sin conexión directa, colocadas muy cerca una de la otra, de manera que una parte de la energía en una línea está presente en la segunda línea. Para la mayoría de las aplicaciones, esto no es lo que realmente se desea en un circuito de RF o de microondas. Por lo general, se realiza un esfuerzo para mantener una distancia entre las líneas de transmisión de modo que el acoplamiento no se produzca. Sin embargo, cuando se quiere muestrear la energía para comprobar el nivel de potencia o frecuencia de una señal específica, un acoplador es un componente ideal para esta tarea.

El término de *direccional* significa que la energía se transmite solamente en una dirección. Cualquier energía de una dirección opuesta al preestablecido no pasará ni permitirá que el componente opere correctamente. A partir de este orden de ideas podemos definir con mayor detalle que es un *acoplador direccional*.

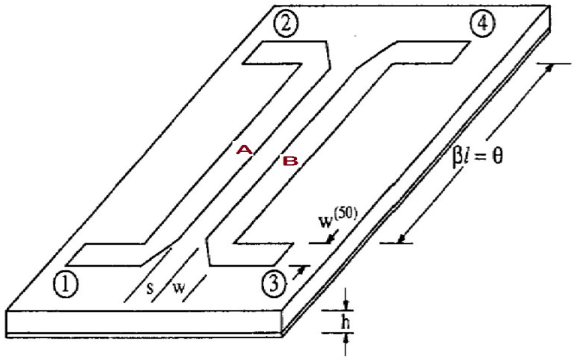


Figura 24: Las líneas paralelas acopladas de un acoplador direccional. (Fooks y Zakarevičius (1990))

La figura 24 es una representación de un acoplador direccional. Se tiene dos líneas de transmisión (A y B) cuya longitud *l* debe ser de un cuarto de longitud de onda, según se detalla más adelante, separadas por una distancia (S). Las dimensiones de la línea en particular la longitud, se definen para una frecuencia determinada o un ancho de banda específico.

Precisamente la longitud de línea de transmisión hace que el acoplador sea direccional, para entender porque esto, hay que recordar como una señal se repite cada

media longitud de onda y es exactamente opuesta cada cuarto de longitud de onda. Una alta impedancia en un extremo de una línea de transmisión de cuarto de onda resulta en una baja impedancia en el otro extremo. En relación a la figura 24, se observa que si la energía entra en el acoplador a la izquierda del dispositivo (puerto 1), la energía será facilmente acoplada en el extremo del puerto 3. Conforme la energía viaja a través de la línea de transmisión, se encuentra con altas impedancias y no llega a acoplarse ninguna cantidad de esa energía en la línea de transmisión B en el puerto 4. Cuando llega la energía al final de la línea, ha viajado exactamente un cuarto de longitud de onda y lo que inicialmente era una baja impedancia es ahora muy alta y por tanto, prácticamente ninguna porción de energía es acoplada.

Si hacemos incidir una energía en el extremo derecho del dispositivo (puerto 2), se acoplará fácilmente a la línea de transmisión B por el puerto 4 debido a la baja impedancia de la línea. Nuevamente, conforme viaja la energía a través de la línea (de derecha a izquierda), se encontrará con alta impedancia hasta llegar al extremo izquierdo de la línea de transmisión (puerto 1). De forma similar, ninguna porción de energía llega a la línea de transmisión B en el puerto 3.

Otro parámetro importante en los acopladores direccionales es el ancho de las líneas w en la región de acoplamiento. Generalmente, el ancho es diferente del ancho de las líneas que se conectan a los puertos y este se define principalmente en función del factor de acoplamiento según se describe más adelante. En caso de considerar el ancho para tener una impedancia característica de 50Ω, éste se denota por $w^{(50)}$.

4.2. Parámetros básicos del acoplador direccional

Los principales parámetros que se deben de conocer de un acoplador direccional, son:

- Pérdidas por inserción.
- Acoplamiento.
- Aislamiento.

- Directividad.
- Frecuencia de operación.
- Desviación estándar de acoplamiento.

Cuando la señal viaja del puerto de entrada (puerto 1) al puerto de salida (puerto 2) se producen las *pérdidas por inserción*, sus valores van de un rango de 0.3dB a 0.5dB para valores elevados de acoplamiento. Si el espaciado entre las líneas es muy pequeño los valores de las pérdidas pueden ser mayores en un rango de 2.0dB a 2.5dB debido a las pérdidas propias de línea principal y las debidas al acoplamiento. Muchas veces las *pérdidas por inserción* son clasificadas como pérdidas continuas, debido a que lo único que se interponen entre la entrada y salida del acoplador son las bajas pérdidas de la línea de transmisión.

Cuando la señal viaja del puerto 1 al puerto 3 se producen el *acoplamiento*. Es el parámetro que describe al acoplador direccional y es una porción de la cantidad de la señal de entrada que aparece en el puerto 3 (en decibeles).Los valores típicos de *acoplamiento* son de 10, 20 y 30 dB. Usualmente, hay un límite de acoplamiento y el valor del espaciado de las líneas de transmisión determinado por el tipo de material utilizado y la resolución del circuito construido. El límite inferior de acoplamiento comúnmente utilizado es de aproximadamente 5dB.

El *aislamiento* se da entre puerto 1 al puerto 4. El *aislamiento* es otro de los parámetros que nos indican que tan bueno es el acoplador direccional. Idealmente, no debería existir energía en el puerto 4, cuando la entrada de la señal es el puerto 1. Sin embargo, en la realidad hay cierto valor que puede medirse. El *aislamiento* es una medida en decibeles que varía en un rango de 20 a 50dB, dependiendo del diseño del acoplador y nos da idea de la fracción de la señal reflejada que aparecería en el puerto acoplado.

Un término que comúnmente se confunde con el aislamiento es la *directividad*. La *directividad* es la medida de que tan bueno es el acoplador direccional. Sin embargo, ésta se deriva de otras dos medidas. Se calcula como la diferencia entre los valores absolutos

del aislamiento y el acoplamiento. Por ejemplo, si se mide en un acoplador direccional un aislamiento de 50dB y un acoplamiento de 15dB, entonces la directividad del acoplador es de 35dB.

La *frecuencia de operación* es el rango de frecuencias en el que las especificaciones del acoplador son válidas. El acoplamiento es un parámetro que varía con la frecuencia y los fabricantes usualmente indican el dato de acoplamiento para la frecuencia central de una determinada banda de trabajo.

Ningún dispositivo presenta un acoplamiento lineal en una banda de frecuencias, aunque esa banda sea estrecha, por consiguiente se considera que ocurren ciertas variaciones, a estas variaciones se le conoce como la *desviación estándar de acoplamiento*. Si se observa en la hoja de datos de un acoplador direccional, se encuentra que indica que su acoplamiento es de 15dB ($\pm$ 0.75dB), se puede espera en el puerto acoplado que el acoplamiento varíe entre 14.25 a 15.75dB. Si se tiene en cuenta esto, no deberá ser una sorpresa que se tenga un valor de acoplamiento de 14.5dB y otro de 15.5dB.

El último término a mencionar es la *potencia*. En este caso, se refiere a la cantidad de potencia que puede ser aplicada de manera segura al acoplador direccional. Los valores utilizados de potencia varían de 0.5 a 250W, dependiendo de su utilidad.

4.3. Parámetros de las líneas de transmisión acopladas

En las secciones anteriores se definió el concepto de acoplador direccional y sus parámetros básicos. En esta sección se presenta la teoría básica y las ecuaciones de diseño de líneas de transmisión paralelas acopladas en tecnología de microcinta. También se presenta un ejemplo de diseño.

4.3.1. Teoría básica de las líneas de transmisión acopladas

En la figura 25 se muestra la estructura y el circuito equivalente de un par de líneas acopladas (Pozar (2012)). Si se toma en cuenta la propagación electromagnética transversal (TEM), se pueden determinar las características de las líneas acopladas por medio de las capacitancias entre las líneas y la velocidad de propagación sobre la línea.

Se observa en la figura 25 que C_{12} representa la capacitancia entre las dos líneas conductoras, y C_{11} y C_{22} representa la capacitancia entre una línea conductora y el plano de tierra. Como las líneas conductoras son idénticas en tamaño y ubicación (con referencia al plano de tierra), tenemos que $C_{11} = C_{22}$.

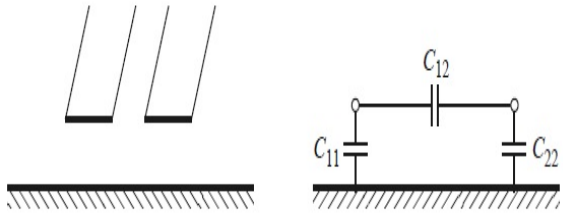


Figura 25: Líneas de transmisión acopladas y su circuito equivalente. (Pozar (2012))

Ahora se considera dos tipos de excitaciones para la línea acoplada: el modo par, donde las corrientes en las líneas conductoras son iguales en amplitud y tienen la misma dirección de propagación, y el modo impar donde las corrientes son iguales en amplitud pero tiene direcciones opuestas de propagación. Las líneas de campo eléctrico para estos dos casos se muestra en la figura 26.

En el modo par, el campo eléctrico es simétricamente par y no hay flujo de corriente entre las dos líneas conductoras. Esto nos conduce al circuito equivalente mostrado en la figura 26(a), donde C_{12} es efectivamente un circuito abierto. La capacitancia equivalente para cualquiera de las líneas al plano de tierra en modo par es

$$C_e = C_{11} = C_{22}, \tag{73}$$

asumiendo que las líneas conductoras son idénticas en tamaño y ubicación. Por tanto la impedancia característica equivalente para modo par es

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{L_e}{C_e}} = \frac{\sqrt{L_e C_e}}{C_e} = \frac{1}{v_p C_e}, \tag{74}$$

donde $v_p = c/\sqrt{\epsilon_r} = \frac{1}{\sqrt{L_e C_e}} = \frac{1}{\sqrt{L_o C_o}}$ es la velocidad de fase de propagación sobre la línea y ϵ_r es la permitividad relativa de la línea TEM.

Para el modo impar, las líneas del campo eléctrico tiene una simetría impar y no existe voltaje a la mitad entre las dos líneas conductora. Se puede visualizar lo anterior como un plano de tierra en medio de la capacitancia C_{12}, lo cual nos conduce al circuito equivalente mostrado en la figura 26. En este caso la capacitancia entre cualquiera de las líneas conductoras y el plano de tierra es

$$C_o = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + 2C_{12}, \tag{75}$$

y la impedancia característica para el modo impar es

$$Z_{0o} = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} = \frac{\sqrt{L_o C_o}}{C_o} = \frac{1}{v_p C_o}. \tag{76}$$

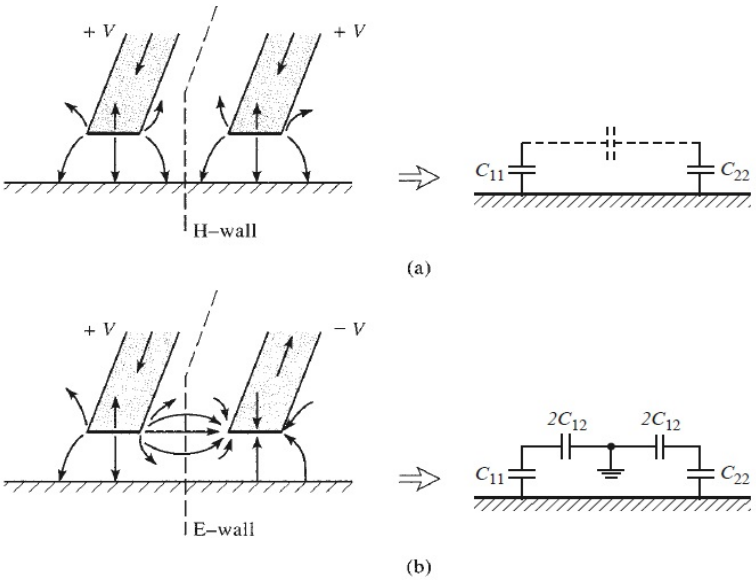


Figura 26: Propagación en modo par e impar y su circuito equivalente. (a) Modo par. (b) Modo impar (Pozar (2012))

Lo anterior asume que las líneas son siempre simétricas y sus capacitancias son idénticas en modos par e impar. En el análisis cuasi-estático (como sucedería en una línea de microcinta), los resultados pueden ser obtenidos numéricamente o por aproximación de técnicas cuasi-estáticas (Gupta *et al.* (1996)).

4.4. Análisis cuasi-estático de las líneas de microcinta acopladas

De acuerdo a lo que se presenta en el apartado anterior, el circuito equivalente de un par de líneas acopladas es básicamente capacitivo. En este sentido considerando el análisis cuasi-estático de las líneas de transmisión acopladas en tecnología microcinta, se define la capacitancia equivalente en términos de la permitividad del substrato y de los parámetros físicos w/h, s/h (donde w es el ancho de la línea de transmisión, s es el espaciado entre las líneas y h es el grosor de substrato). En este análisis se obtienen Z_{0e} y Z_{0o} y la permitividad relativa efectiva (ϵ_{eff}) para cada modo. De tal forma que el coeficiente de acoplamiento, k, está dado por:

$$k = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \tag{77}$$

y expresado en decibeles, tenemos:

$$CdB = -20\log_{10}(k) \tag{78}$$

Por otro lado, de la ecuación 77 se puede calcular Z_{0e} y Z_{0o} en función de k, según se indica a continuación:

$$Z_{0e} = Z_0 \left[\frac{1+k}{1-k}\right]^{\frac{1}{2}} \tag{79}$$

$$Z_{0o} = Z_0 \left[\frac{1-k}{1+k}\right]^{\frac{1}{2}} \tag{80}$$

Para el modo de propagación TEM cuasi-estático *Bryant y Weiss* (Bryant y Weiss (1968)) desarrollaron un análisis teórico utilizando las funciones de Green que expresan la discontinuidad de los campos eléctricos en el interface dieléctrico-aire. Sus resultados publicados para ϵ_r=1.9 y 16 han servido como referencia para derivaciones posteriores. *Bryant y Weiss* presentan Z_{0e} y Z_{0o} en forma gráfica en función de w/h y s/h para

diferentes permitividades del substrato

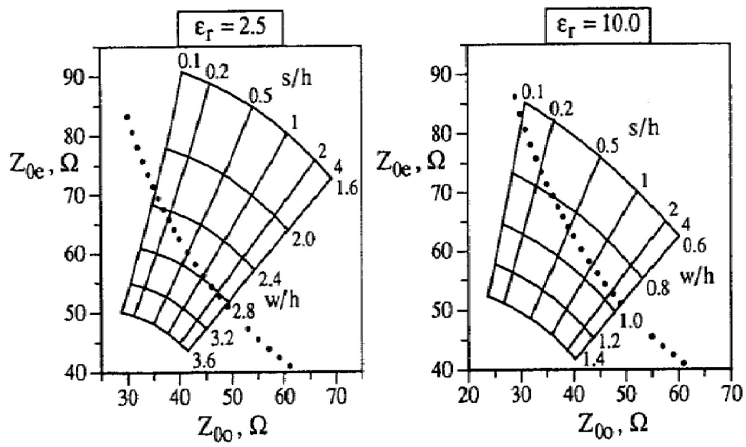


Figura 27: Las impedancias en modo par e impar las líneas de transmisión acopladas en microcinta, incluyendo la condición $Z_{0e}Z_{0o}$=$(50)^2$, (curva punteada). (Fooks y Zakarevičius (1990))

Posteriormente *Arhtarzad et al.* (Akhtarzad *et al.* (1975)) reconoce la necesidad de desarrollar algo más sencillo para determinar los valores w/h y s/h cuando se conocen los modos de propagación. *Jansen* (Jansen (1978)) extienden estos resultados para las líneas de transmisión acopladas en tecnología microcinta con una solución rigurosa en modo hibrido, que proporciona la dependencia en frecuencia de las cantidades derivadas. De este trabajo, la formulación empírica detallada de *Kirschning y Jansen* (Kirschning y Jansen (1984)) proporciona Z_{0e}, Z_{0o} y $\epsilon_{eff}^{(e,o)}$ como funciones, no solo de los parámetros de la línea, w/h, s/h y ϵ_r, sino también la frecuencia. Utilizando dichas ecuaciones se obtienen las gráficas de Z_{0e} y Z_{0o}, para ϵ_r=2.5 y 10 que se presentan en la figura 27. Las cuales se calculan mediante las siguientes expresiones y tienen su validez en el rango de valores:

$$0.1 \leq u \leq 10.0 \quad 0.1 \leq g \leq 10.0 \quad 0.1 \leq \epsilon_{eff} \leq 10.0$$

donde

$$u = \frac{w}{h} \;\; y \;\; g = \frac{s}{h} \tag{81}$$

Z_{0e} está dada por:

$$Z_{0e} = Z_0 \times \left\{ \frac{\epsilon_{eff}}{\epsilon_{eff}^{(e)}} \right\}^{\frac{1}{2}} \div \left\{ 1 - \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}} Z_0 Q_4}{377} \right\} \tag{82}$$

donde

$$Q_1 = 0.8695 \times u^{0.194}$$

$$Q_2 = 1 + 0.7519g + 0.189 \times g^{2.31}$$

$$Q_3 = 0.1975 + \left\{16.6 + \left[\frac{8.4}{g}\right]^6\right\}^{-0.387} + \frac{1}{241} \times \ln\left\{\frac{g^{10}}{1 + (g/3.4)^{10}}\right\}$$

$$Q_4 = \frac{2Q_1}{Q_2} \times \left\{u^{Q_3} \times \exp(-g) + u^{-Q_3}(2 - \exp(-g))\right\}^{-1}.$$

Mientras que la permitividad efectiva en modo par, $\epsilon_{eff}^{(e)}$, la cual está dada por:

$$\epsilon_{eff}^{(e)} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2}\left(1 + \frac{10}{v}\right)^{a_e(v) \times b_e(\epsilon_r)} \tag{83}$$

donde

$$v = \frac{u(20 + g^2)}{10 + g^2} + g \times \exp(-g)$$

$$a_e(v) = 1 + \frac{1}{49} \times \ln\left\{\frac{v^4 + (v/52)^2}{v^4 + 0.432}\right\} + \frac{1}{18.7} \times \ln\left\{1 + \left[\frac{v}{18.1}\right]^3\right\}$$

$$b_e(\epsilon_r) = 0.564 \times \left\{\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3.0}\right\}^{0.053}$$

Z_{0o} está dada por:

$$Z_{0o} = Z_0 \times \left\{\frac{\epsilon_{eff}}{\epsilon_{eff}^{(o)}}\right\}^{\frac{1}{2}} \div \left\{1 - \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}} Z_0 Q_{10}}{377}\right\} \tag{84}$$

donde

$$Q_5 = 1.794 + 1.14 \times \ln\left\{1 + \frac{0.638}{g + 0.517 \times g^{2.43}}\right\}$$

$$Q_6 = 0.2305 + \frac{1}{281.3} \times \ln\left\{\frac{g^{10}}{1 + (g/5.8)^{10}}\right\} + \frac{\ln(1 + 0.598 \times g^{1.154})}{5.1}$$

$$Q_7 = \frac{10 + 190 \times g^2}{1 + 82.3 \times g^3}$$

$$Q_8 = \exp(-6.5 - 0.95 \times \ln(g) - (g/0.15)^5)$$

$$Q_9 = \left\{Q_8 + \frac{1}{16.5}\right\} \times \ln(Q_7)$$

$$Q_{10} = Q_4 - \frac{Q_5 \times \exp(\ln(u) \times Q_6 \times u^{-Q_9})}{Q_2}$$

y la permitividad efectiva en modo impar $\epsilon_{eff}^{(o)}$ está dada por:

$$\epsilon_{eff}^{(o)} = \epsilon_{eff} + \left\{\frac{\epsilon_r + 2}{2} + a_o(u, \epsilon_r) - \epsilon_{eff}\right\} \times \exp(-c_o \times g^{d_o}) \tag{85}$$

donde

$$a_o(u, \epsilon_r) = 0.7287 \times \left\{\epsilon_{eff} - \frac{\epsilon_r + 1}{2}\right\} \times (1 - \exp(-0.179u))$$

$$b_o(\epsilon_r) = \frac{0.747\epsilon_r}{0.015 + \epsilon_r}$$

$$c_o = b_o(\epsilon_r) - (b_o(\epsilon_r) - 0.207) \times \exp(-0.414u)$$

$$d_o = 0.593 + 0.694 \times \exp(-0.562u)$$

En el desarrollo de estas expresiones se asume que el espesor de dos líneas de microcinta iguales es despreciable.

En los acopladores direccionales que son adaptados a las líneas de transmisión se ha observado que para tener $Z_{0e}Z_{0o}$=$(50)^2$ sólo ciertas combinaciones de Z_{0e} y Z_{0o} cumplen con esta condición.

4.4.1. Ejemplo de diseño de un acoplador direccional con líneas paralelas

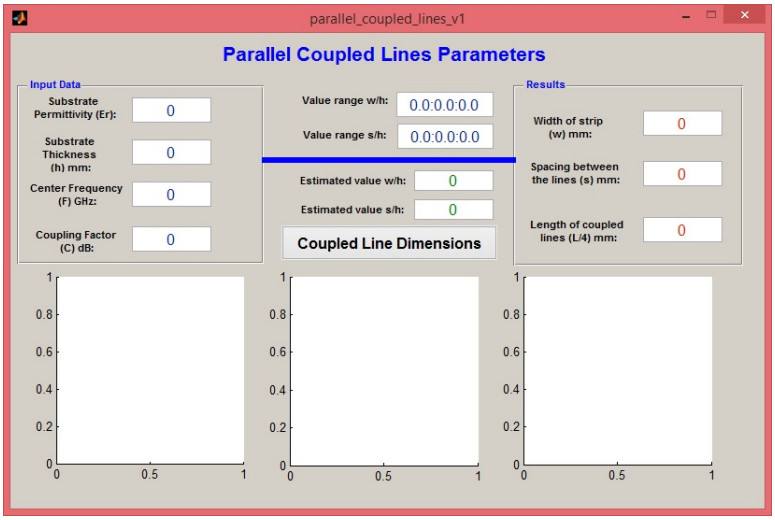
Con la finalidad de contar con una herramienta que facilite el diseño de acopladores de líneas paralelas, las expresiones y procedimientos descritos anteriormente se programaron en MATLAB® utilizando una interfaz gráfica. Para mostrar su uso se muestra el ejemplo de diseño de un acoplador direccional con un acoplamiento de $C = 20dB$ a una frecuencia central de $F = 1GHz$ en un substrato con $\epsilon_r = 2.5$ y espesor de $h = 1.58mm$. (*Ejemplo tomado de Fooks y Zakarevičius (1990)*)

El programa en MATLAB® calcula el ancho (w), el espaciado (s) y la longitud (l) de acopladores direccionales de líneas paralelas utilizando las ecuaciones descritas en esta sección. La interfaz gráfica de este programa se muestra en la figura 28.

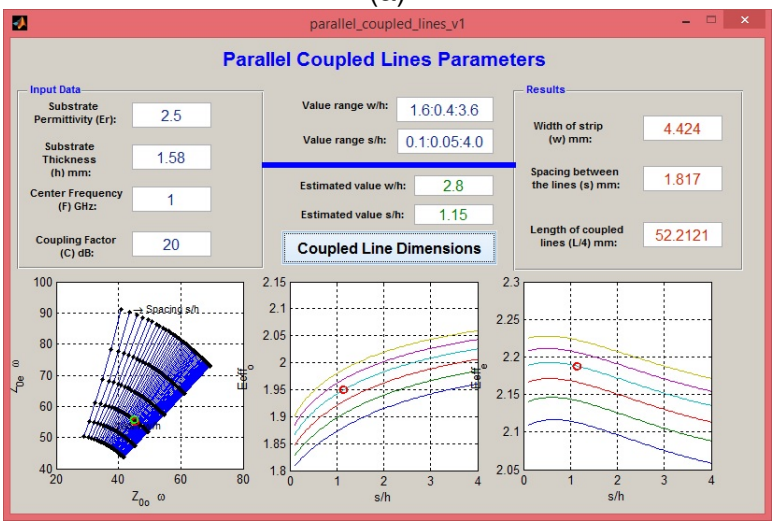
En esta ventana se introducen como datos de entrada la permitividad del substrato, para este caso de $\epsilon_r = 2.5$, su espesor $h = 1.58mm$, la frecuencia central de $F = 1GHz$ del acoplador, su acoplamiento de $C = 20dB$ y un rango de valores válidos de la relación del ancho y el espacio de la línea con respecto al grosor de substrato utilizado. Además las gráficas nos indican si las dimensiones del acoplador se encuentra en rangos válidos de la impedancia característica y la permitividad efectiva en modo par e impar.

Se observa que los valores obtenidos del ancho (w), el espaciado (s) y la longitud (l) del acoplador direccional con líneas paralelas fueron: $w = 4.424mm$, $s = 1.817mm$ y $l = 52.2121mm$

Para comprobar que los datos que se obtuvieron son correctos, se simuló el



(a)



(b)

Figura 28: Pantalla inicial del programa realizado en MATLAB® para calcular las dimensiones de acopladores de líneas paralelas

acoplador de líneas paralelas con las dimensiones resultantes y especificaciones del substrato. La simulación se realizó en el esquemático del programa de diseño *Advanced Design System (ADS)* de la compañia ©Agilent Technologies. Se muestra este esquemático en la figura 29.

En la figura 30 se observa que el valor del acoplamiento que se obtuvo al ingresar las dimensiones físicas con el algoritmo realizado en el programa de diseño ADS fue muy cercano a los $20dB$, el aislamiento es de $26dB$, presenta $-0.639dB$ de pérdidas por inserción y las pérdidas por retorno son de $-28.89dB$ por lo que se considera que puede

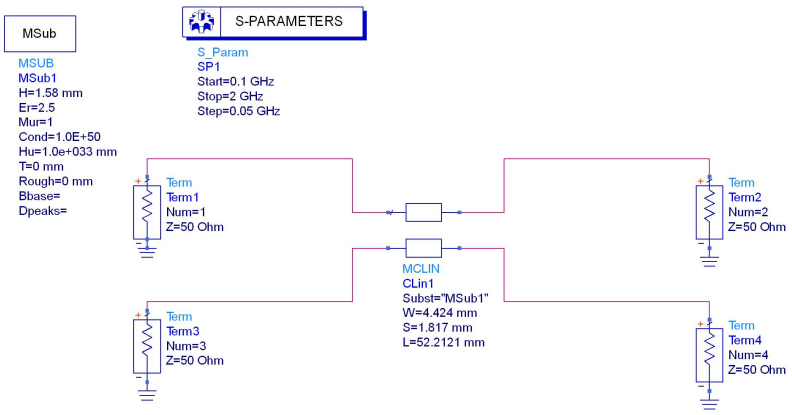


Figura 29: Esquemático del acoplador direccional con líneas paralelas

utilizar este algoritmo para calcular las dimensiones físicas de acopladores direccionales con líneas paralelas.

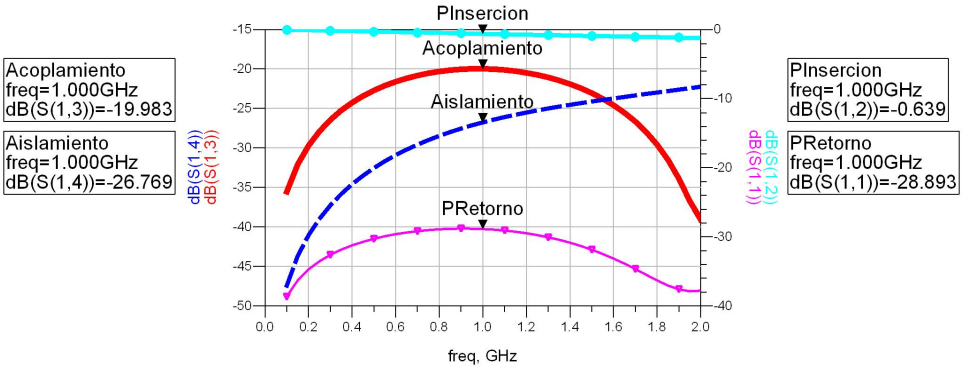


Figura 30: Valor de acoplamiento del acoplador direccional con líneas paralelas

Un acoplador direccional es un componente versátil que tiene una gran utilidad en el campo de las microondas. Es un elemento que ayuda a sensar señales dentro de un sistema y una de las especificaciones de interés es optimizar su banda de trabajo. Se podría variar utilizando líneas de transmisión con celdas CRLH, como lo mostraremos en el siguiente capítulo.

Capítulo 5. Diseño, construcción y caracterización de líneas de microcinta con celdas CRLH y su aplicación a los acopladores direccionales

Si buscas resultados distintos, no hagas siempre lo mismo.

Albert Einstein

5.1. Introducción

En el presente capítulo se presenta el diseño, la construcción y la caracterización de líneas de microcinta con celdas CRLH y su aplicación a los acopladores direccionales, que fueron propuestas en este trabajo de investigación.

En la comunidad científica se han realizado diversos diseños de implementación de líneas con celdas CRLH cuya principal característica es el uso de valores capacitivos e inductivos (Caloz, C. e Itoh, T. (2004b)). Un ejemplo de la implementación de estas celdas es en tecnología de microcinta con capacitores interdigitados y stub inductores conectados con vías hole a tierra como fue mencionado en la sección 3.4.

Iniciaremos por el diseño y simulación de líneas de microcinta con celdas CRLH y se observará la relación que existe entre el número de celdas en una línea y su comportamiento en determinada banda de frecuencias.

5.2. Líneas de microcinta con celdas unitarias CRLH

5.2.1. Análisis del comportamiento de un conjunto de celdas unitarias.

En este apartado se analizará el comportamiento de líneas de microcinta con distinto número de celdas unitarias CRLH. Las celdas unitarias CRLH se implementaron y se simularon en MOMENTUM (simulador electromagnético de ©Advanced Design System, ADS). El substrato utilizado en el diseño de estas estructuras es FR-4 que es un material

de bajo costo, fácil de operar en comparación de otros substratos de fibra de vidrio reforzadas. La fibra de vidrio es un tipo de vidrio sobre la base de silicio elemental, un aislante eléctrico perfecto. Las letras FR son las siglas del material que significan Resistencia a las Llamas (Flame Resistance). El laminado utilizado tiene una constante dieléctrica, (ϵ_r) de 4.3 y 1.6mm de espesor.

En la figura 31 se muestran las dimensiones de la celda unitaria CRLH la cual fue diseñada siguiendo las expresiones mostradas en el apéndice A y figura A.2 donde el ancho del circuito es de 5mm, el largo de los dedos del capacitor interdigitado es de 6.6mm, el ancho y el espaciado de los dedos del capacitor interdigitado es de 0.454mm y el ancho del stub es 0.46mm, por lo que la longitud total de la celda es de 8mm. Estas dimensiones fueron necesarias para obtener una longitud eléctrica menor a 90 grados ($\Delta z < \lambda g/4$) a la frecuencia de 2.4GHz. Sus parámetros de dispersión se muestran en la figura 32.

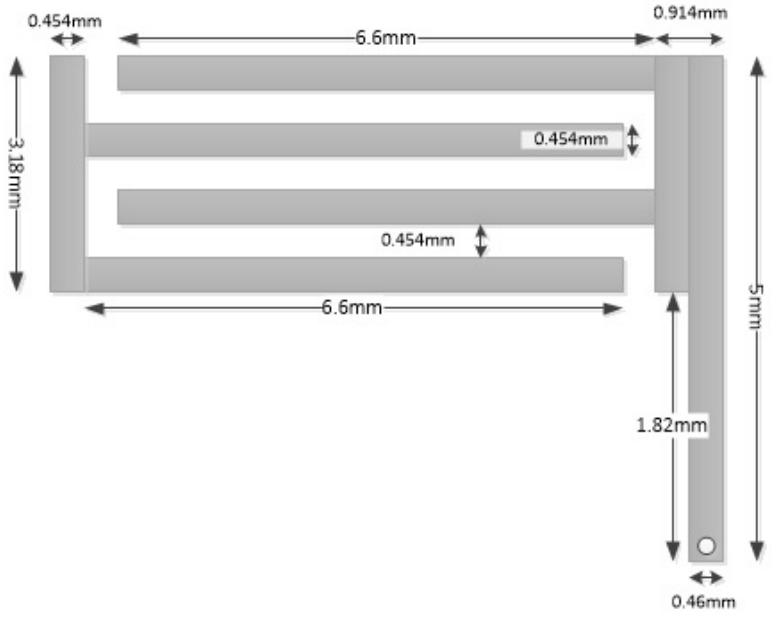


Figura 31: Dimensiones de la celda unitaria CRLH

Con la finalidad de analizar como varía los parámetros de dispersión, la impedancia característica del circuito y la constante de fase, en función del número de celdas, se presentan simulaciones de un conjunto de 2, 4, 6 y 10 celdas con las mismas características de la figura 31.

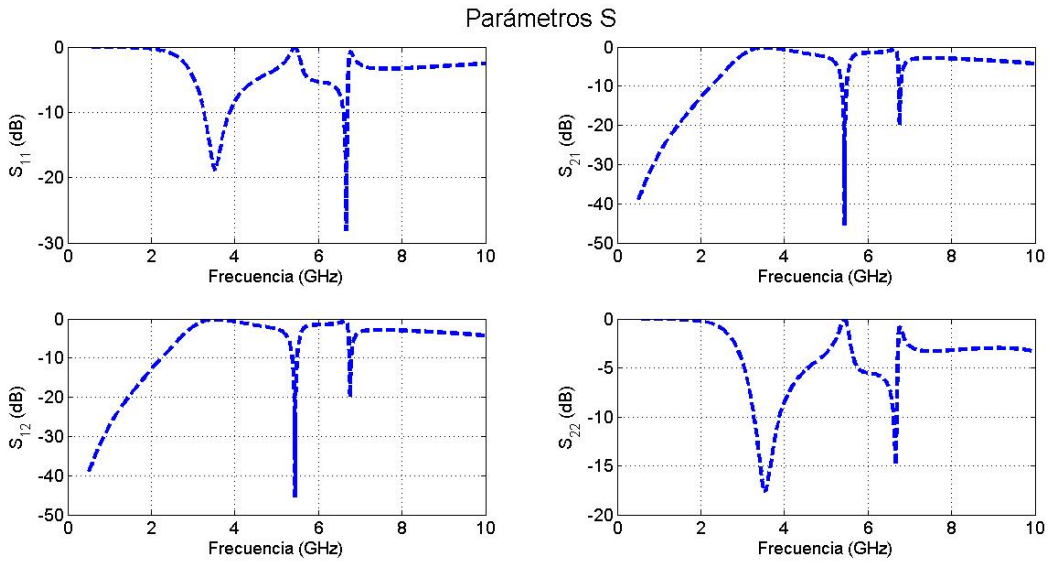


Figura 32: Parámetros S de la celda unitaria CRLH de la figura 31

En la figura 33 se presenta una comparación entre los distintos conjuntos de celdas, donde se observa un efecto paso banda cuya frecuencia de corte se va definiendo mejor conforme aumenta el número de celdas CRLH.

Considerando el rango de frecuencias (en este caso de 0.5 a $10GHz$), observamos que las celdas CRLH siempre tendrán características de un filtro pasa banda. Analizando las ecuaciones (68) y (69) podemos observar que cuando $\omega \rightarrow 0$, $Z_S \approx 1/(j\omega C_L)$ siendo la impedancia en serie mayormente capacitiva y la admitancia en paralelo $Y_P \approx 1/(j\omega L_L)$ mayormente inductiva, y por tanto se tiene una frecuencia de corte debido a las características de pasa altas que muestra los elementos de mano izquierda (L_L y C_L); cuando $\omega \rightarrow \infty$, observamos para este caso la impedancia en serie es mayormente inductiva, es decir, $Z_S \approx j\omega L_R$ y la admitancia en paralelo $Y_P \approx j\omega C_R$ siendo mayormente capacitiva, y por consiguiente se tiene una frecuencia de corte debido a las características de pasa bajas que muestra los elementos de mano derecha (L_R y C_R).

Así, el circuito equivalente de una celda CRLH es un filtro pasa banda, dado que se tiene un comportamiento de pasa altas a baja frecuencia con los elementos de mano izquierda que definen la primera frecuencia de corte y un comportamiento de pasa bajas a alta frecuencia con los elementos de mano derecha que definen la siguiente frecuencia

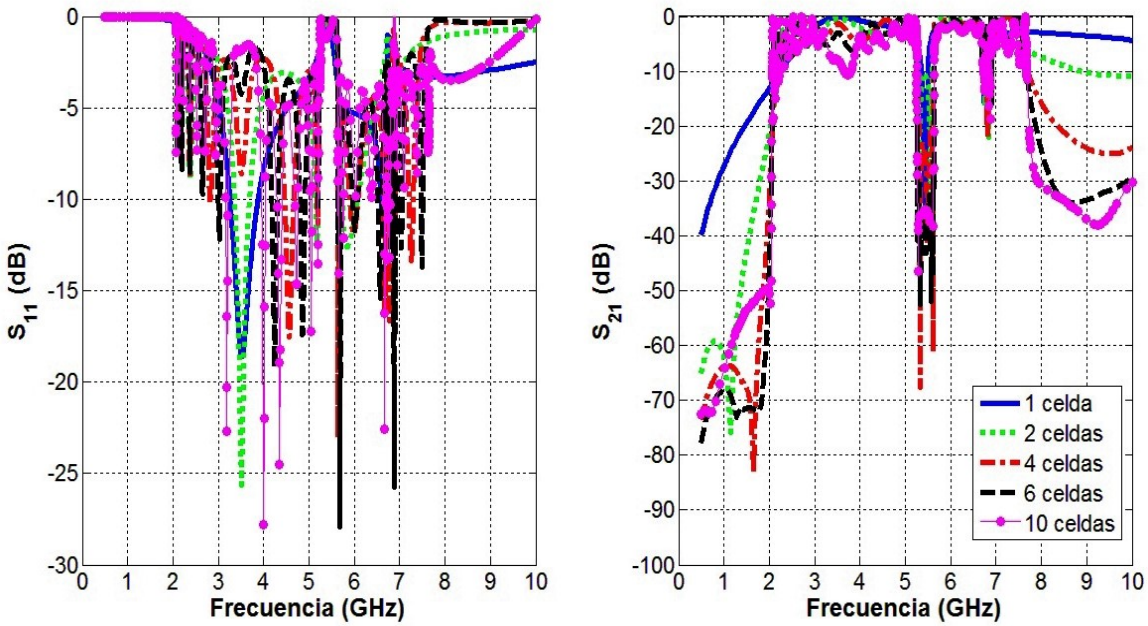


Figura 33: Parámetros S del conjunto de celdas

de corte. Podemos conocer la constante de fase β, que es la parte imaginaria de la constante de propagación γ es decir $\gamma = \alpha + j\beta$ y la impedancia característica Z_0 de la celda CRLH a partir de sus datos de simulación.

En la figura 34 se observa que las frecuencias de corte de mano izquierda ($2.891GHz$) y de mano derecha ($7.46GHz$) coinciden con los cambios más significativos de la impedancia característica, y si el número de celdas es mayor a cuatro celdas aumenta, son más selectivos. Cabe mencionar que dentro de esta banda de frecuencias ($2.891GHz - 7.46GHz$) se observa otras dos bandas de frecuencias.

En la figura 34(a) si $\omega_{SE} > \omega_{SH}$ ($3.728GHz > 3.705GHz$) (ver ecuación 33) el comportamiento de la línea en la banda de frecuencias delimitada por $\omega_L = 2.891GHz$ y $\omega_R = 5.077GHz$ es de un filtro pasa banda y si $\omega_{SE} < \omega_{SH}$ ($5.349GHz < 5.583GHz$) en la banda de frecuencias delimitada por $\omega_L = 5.077GHz$ y $\omega_R = 5.594GHz$ su comportamiento será de un filtro rechaza banda. Se observa la variación de la impedancia característica dentro del ancho de banda de operación cuando $\omega = \omega_{SE}$, la impedancia característica tiende a cero y cuando $\omega = \omega_{SH}$, la impedancia característica tiende a infinito.

Cuando ambas frecuencias coinciden es decir $\omega = \omega_{SE} = \omega = \omega_{SH}$ se dice que es la línea de transmisión con celdas CRLH está balanceada, y en esa frecuencia o rango de frecuencias la transición entre el comportamiento zurdo y derecho es de manera continua, ya que en ese momento la impedancia cambian de valor, es decir pasa de un valor positivo a negativo y viceversa y la constante de fase tiene el signo opuesto.

Se observa además que la impedancia característica se mantiene con menos variaciones para frecuencias menores a $2GHz$, es decir Z_0 es relativamente constante ($Z0 \approx 35ohms$).

La figura 35 muestra la comparación entre los parámetros de dispersión del conjunto de celdas analizadas y la constante de fase donde sus cambios de fase se deben al comportamiento de mano izquierda (constante de fase negativa) y derecha (constante de fase positiva) de la celda CRLH. Se observa que la constante de fase es cero a frecuencias mayores a $8GHz$

En la figura 36(a) se observa que cuando $\beta = 0$ y $Z_0 \rightarrow 0$ entonces $\omega = \omega_{SE}$ (círculo sólido) cuando $\beta = 0$ y $Z_0 \rightarrow \infty$ entonces $\omega = \omega_{SH}$, (cuadrado sólido) y se exhibe con claridad estos cambios de fase, las cuales coinciden con las frecuencias de resonancia de la celda CRLH como se observa en la figura 36(b).

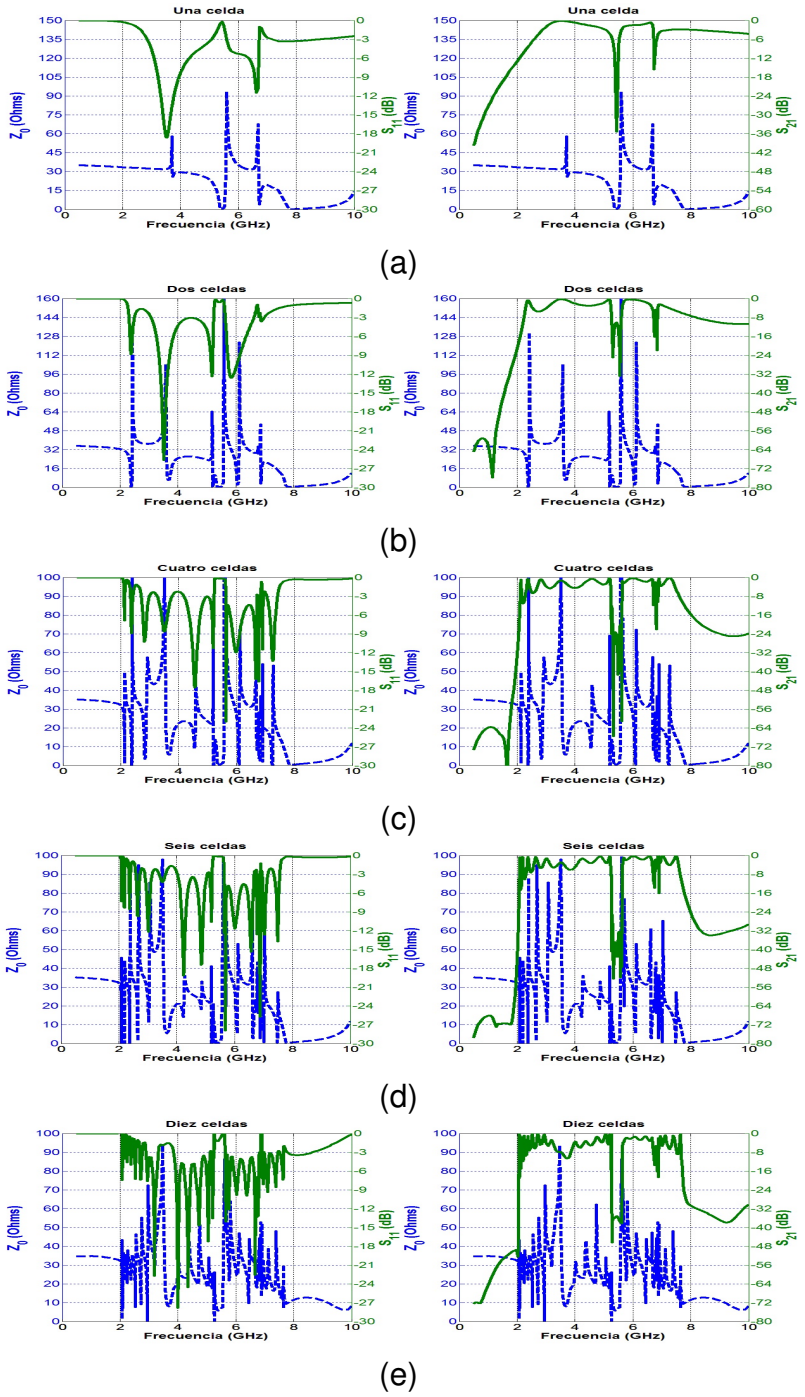


Figura 34: Parámetros S del conjunto de celdas (línea solida) versus parte real de la impedancia característica (línea punteada): a) una celda, b) dos celdas, c) cuatro celdas, d) seis celdas y e) diez celdas.

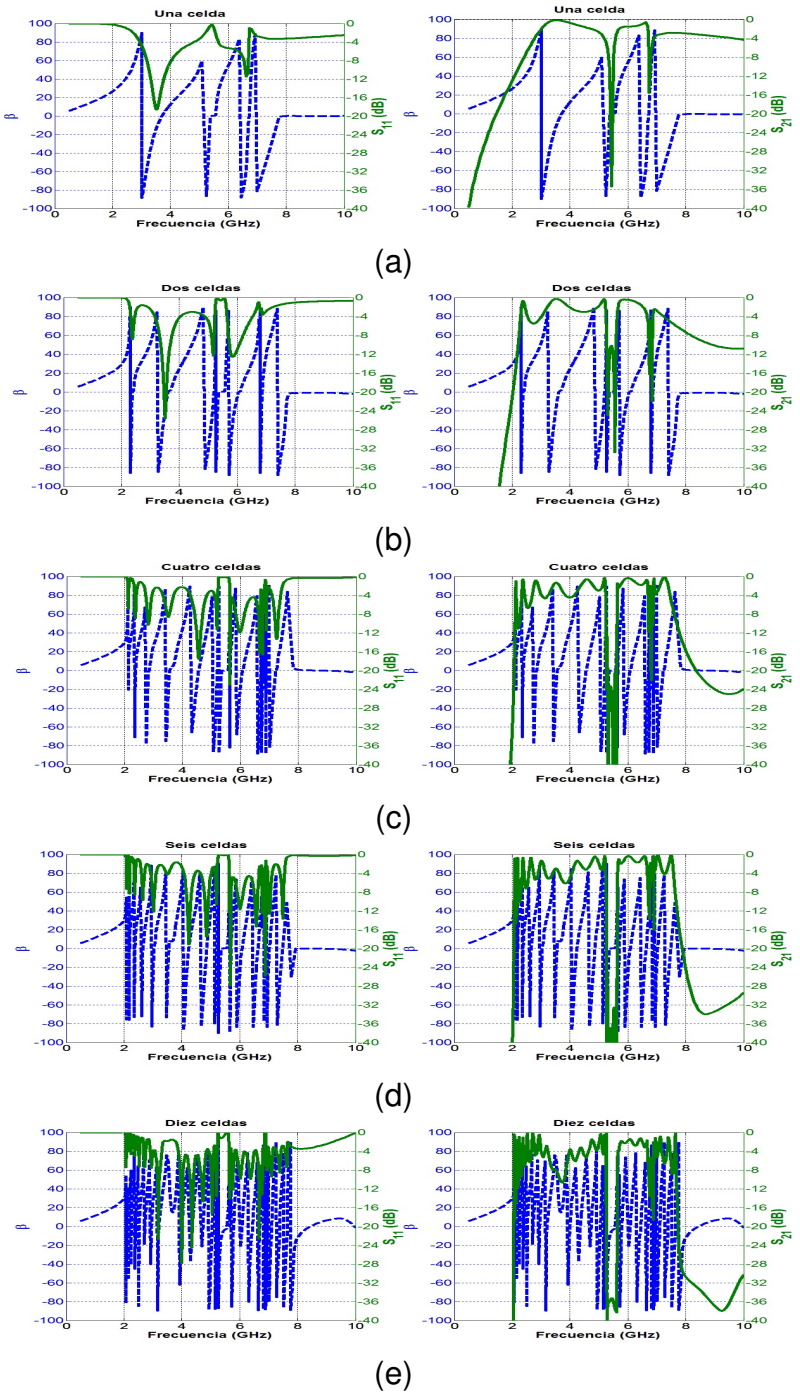


Figura 35: Parámetros S del conjunto de celdas (línea solida) versus constante de fase (línea punteada): a) una celda, b) dos celdas, c) cuatro celdas, d) seis celdas y e) diez celdas.

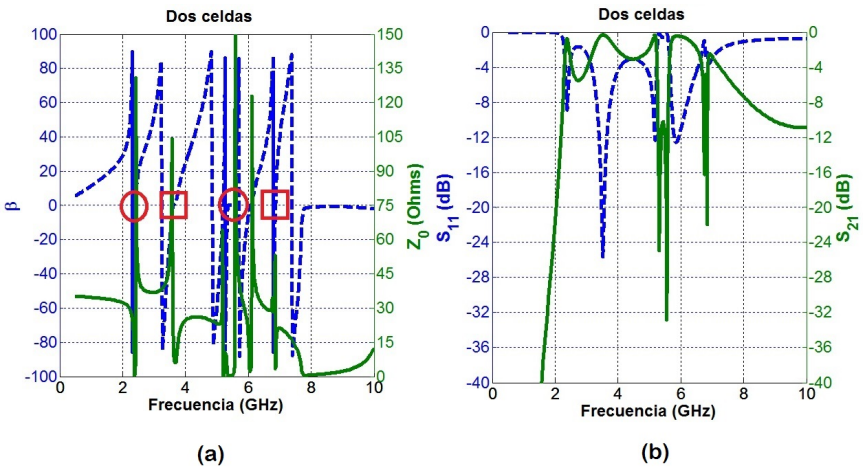


Figura 36: (a) Constante de fase (línea punteada) versus impedancia característica (línea sólida) de dos celdas; (b) Parámetros S del conjunto de dos celdas: S_{11} (línea punteada) y S_{21} (línea sólida)

5.2.2. Construcción, medición y caracterización de las líneas de microcinta con celdas CRLH

En esta sección se presenta la construcción, medición y caracterización de las líneas de microcinta con celdas CRLH que fueron propuestas en este trabajo de tesis.

Se realizan comparaciones en función de la frecuencia de los parámetros S simulados con MOMENTUM y los parámetros S medidos de las estructuras diseñadas.

Para la construcción de líneas de microcinta con celdas CRLH se utiliza el substrato FR4 con las características indicadas en la simulación y partimos de las dimensiones de la celda descrita en la figura 31. Como se mencionó previamente: estas dimensiones fueron necesarias para obtener una longitud eléctrica menor a 90 grados a la frecuencia de 2.4GHz; además para poder utilizar el kit de calibración construido por Espinoza Salinas (2012) (figura 37), se partió de un ancho 3.18mm de la estructura la cual corresponde al ancho de una línea de microcinta de 50ω del propio kit de calibración . El kit de calibración permite corregir las mediciones realizadas con el Analizador de Redes Vectorial, el cual fue calibrado con la técnica SOLT (Short-Open-Load-Thru).

La figura 38 muestra la geometría de dos celdas unitarias CRLH con valores del capacitor interdigitado de 0.5pF y 1pF, respectivamente, y el valor inductivo fijo. Además se muestra el conjunto de cuatro celdas unitarias (también con valores de C = 0.5pF,

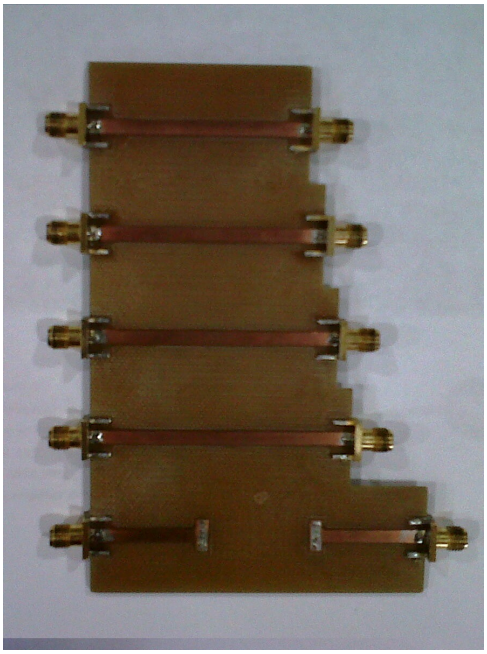


Figura 37: Kit de calibración realizado por Espinoza Salinas (2012)

C = 1pF y L=fija), cuyo diseño final se muestra en la figura 39. La construcción de las celdas unitarias con valores de C = 0.5pF y C = 1pF se muestra en la figura 40 y la construcción del conjunto de cuatro celdas unitarias con valores de C = 0.5pF y C = 1pF se presenta en la figura 41.

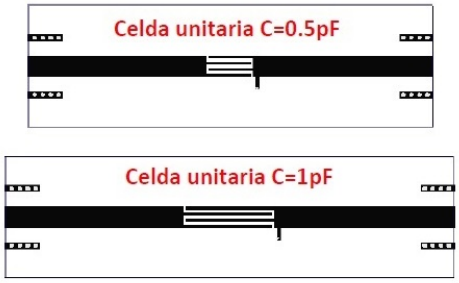


Figura 38: Diseño en ADS de la celda unitaria CRLH con C = 0.5pF**,** C = 1pF **y L=fija**

En la figura 42(a) se comparan los parámetros de dispersión medidos con los obtenidos de la simulación de la celda unitaria con C = 0.5pF. Se observa una respuesta similar en función de la frecuencia y las frecuencias de corte de mano izquierda en 2.89GHz y de mano derecha en 7.46GHz coinciden entre los resultados de simulación y medición.

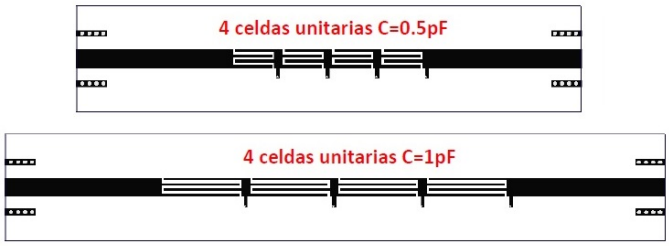


Figura 39: Diseño en ADS de un conjunto de cuatro celdas unitarias CRLH con $C = 0.5pF$**,** $C = 1pF$ **y L=fija**

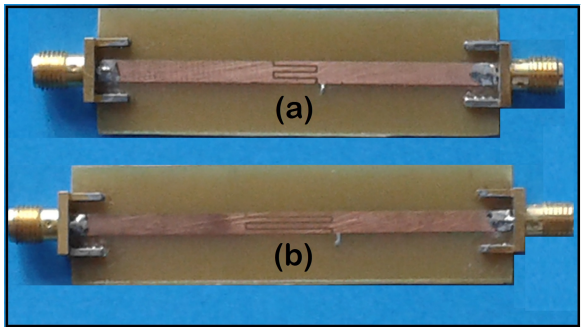


Figura 40: Construcción de la celda unitaria CRLH con: (a) $C = 0.5pF$ **y (b)** $C = 1pF$

La figura 42(b) muestra los parámetros de dispersión de los datos medidos con los obtenidos de la simulación de la celda unitaria con $C = 1pF$, también presenta buenos resultados y en especial en el parámetro S_{21} en donde se presenta un buen ajuste entre las frecuencias de 2GHz y 9GHz. En este caso se observa que la banda de operación se hace más estrecha y se incrementa el número de frecuencias de corte. Esto nos indica que si se desea un circuito con una banda de operación más amplia se deberá de disminuir el valor del capacitor interdigitado de la celda.

En el apartado anterior se concluyo que, si se incrementa el número de celdas CRLH en un circuito, su banda de operación es más selectiva, lo cual se observa igualmente en la figura 43(a) donde es un conjunto de cuatro celdas con valor de $C = 0.5pF$ y L es fija.

La figura 43(b) muestra un conjunto de cuatro celdas con valor de $C = 1pF$ y L también es fija donde incluso se observa que aunque su banda de operación es más estrecha que el circuito con celdas de $C = 0.5pF$ también es más selectiva.

Por consiguiente es conveniente indicar que si se desea un banda de operación

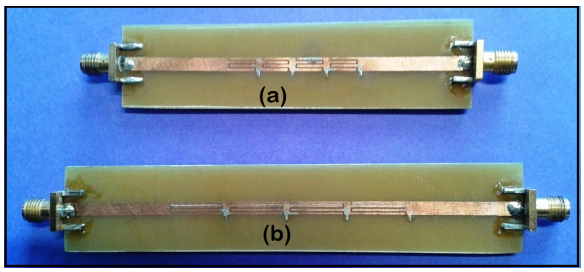


Figura 41: Construcción de cuatro celdas unitarias CRLH con: (a) $C = 0.5pF$ **y (b)** $C = 1pF$

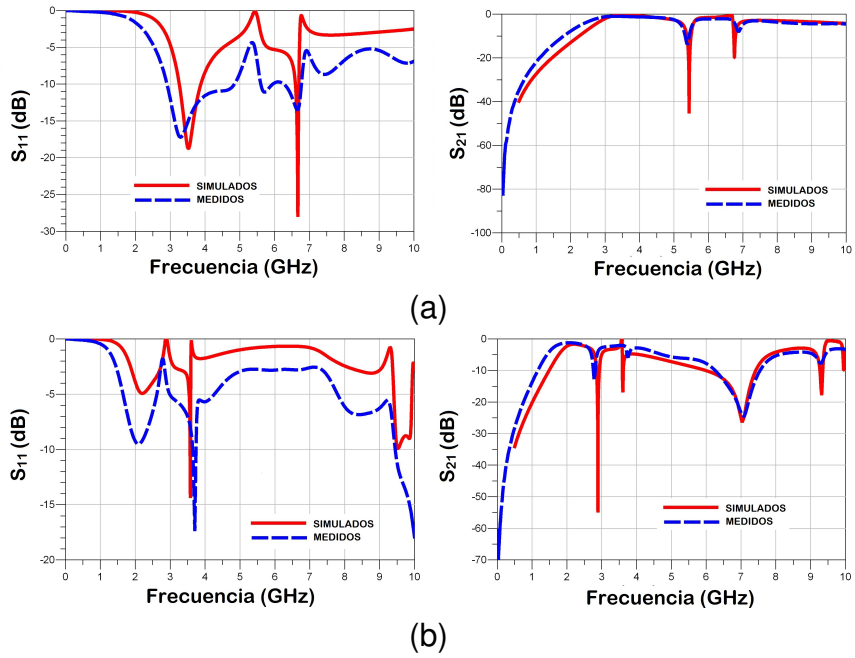


Figura 42: Comparación de los parámetros S medidos versus simulados de una celda unitaria CRLH: (a) C=0.5pF e (b) C=1pF.

selectiva en un circuito de microondas, bastaría con aumentar el número del celdas unitarias equivalentes; y variando su valor capacitivo C_L, es decir, con el valor de capacitor interdigitado de la celda unitaria, se puede variar el ancho de banda del circuito.

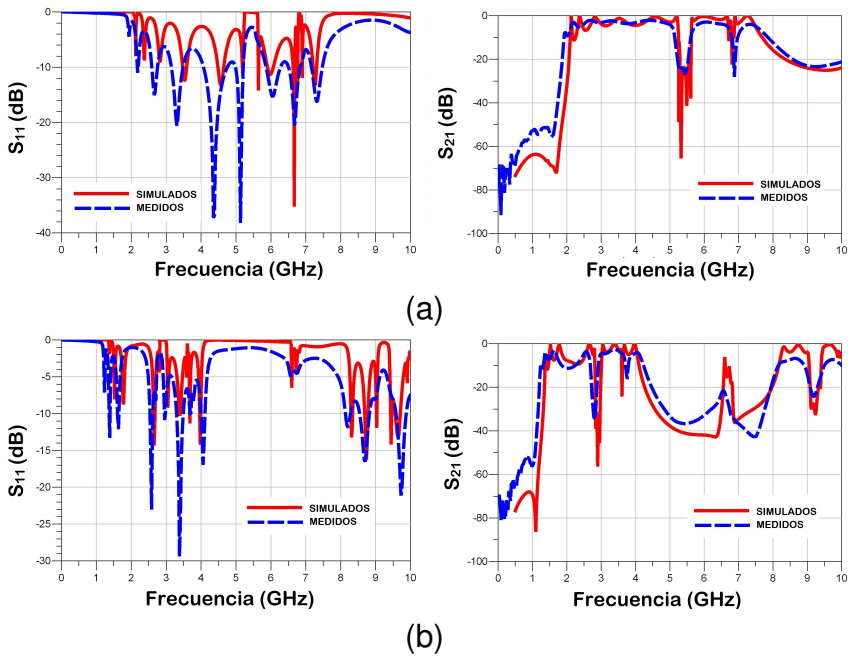


Figura 43: Comparación de los parámetros S medidos versus simulados de un conjunto de cuatro celdas unitarias CRLH: (a) C=0.5pF e (b) C=1pF.

5.3. Acopladores direccionales con celdas duales CRLH

5.3.1. Análisis del comportamiento de celdas duales CRLH.

Una de las características de un acoplador es que comúnmente es un dispositivo simétrico. Por consiguiente para mantener cierta simetría en el diseño de los acopladores con celdas CRLH se modificó la celda unitaria por una celda dual. Por tanto, antes de presentar el diseño de los acopladores analizaremos el comportamiento de una celda dual CRLH.

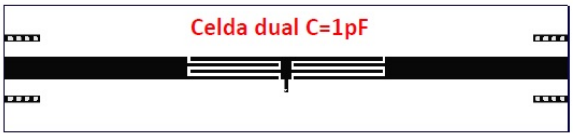


Figura 44: Diseño en MOMENTUM de ADS de una celda dual CRLH con valor de $C = 1pF$

En la figura 44 se presenta la estructura realizada en el simulador electromagnético MOMENTUM de ADS y su construcción en la figura 45. Si observamos la figura 42(b) donde se presenta los parámetros S de una celda unitaria con valor $C = 1pF$ y se compara

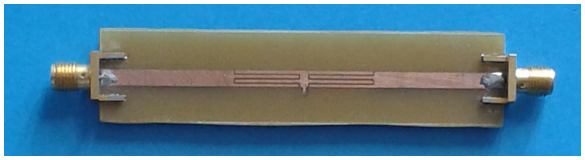


Figura 45: Construcción de una celda dual CRLH con valor (a) $C = 1pF$

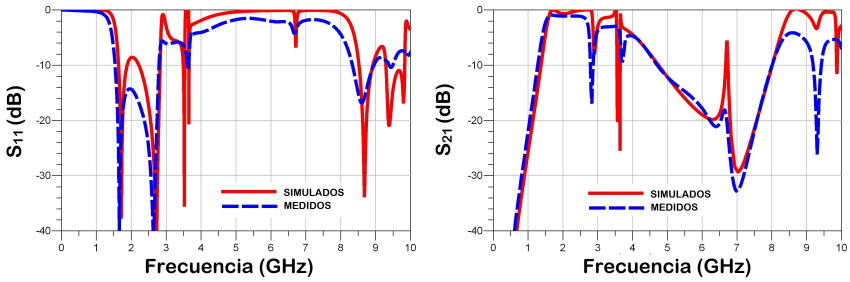


Figura 46: Comparación de los parámetros S medidos versus simulados de una celda dual CRLH con $C = 1pF$

con los resultados obtenidos en la figura 46, se observa que están mejor definidas las frecuencias de corte de la celda dual que la celda unitaria como se observa con claridad en la figura 47.

Por consiguiente, se puede indicar que una celda dual presenta mejores propiedades de rechazo de banda que una celda unitaria.

Cabe mencionar que disminuyendo el valor del capacitor interdigitado, aumentaría la banda de operación del circuito y tendría mayor selectividad que la celda unitaria, sin necesidad de agregar mayor cantidad de celdas unitarias o duales al circuito como se observa en la figura 48, en la que se muestra una comparación entre una celda con valor de $C = 0.5pF$ y $C = 1pF$.

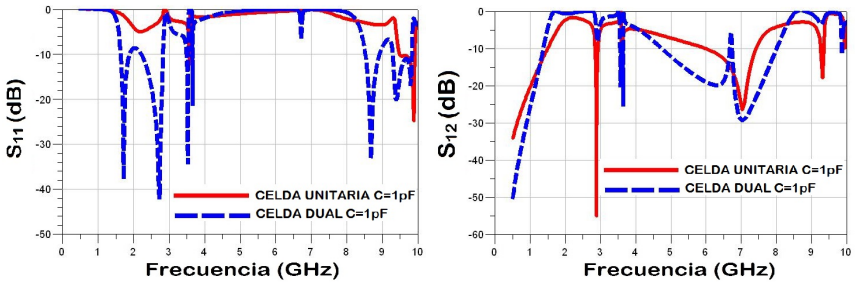


Figura 47: Comparación de los parámetros S de una celda unitaria CRLH versus una celda dual CRLH con valor de $C = 1pF$

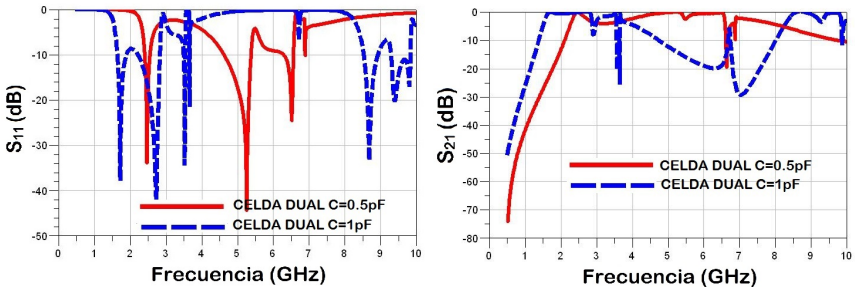


Figura 48: Comparación de los parámetros S de una celda dual con valor de $C = 0.5pF$ **versus una celda dual con valor de** $C = 1pF$

5.3.2. Construcción, medición y caracterización de acopladores direccionales con celdas CRLH

Al analizar la celda dual y visualizar sus capacidades, se prosigue a diseñar, construir, medir y caracterizar acopladores direccionales con celdas CRLH cuyas dimensiones fueron definidas utilizando las ecuaciones descritas en el apéndice A. En el capítulo 4 se presentaron las características de los acopladores direccionales, su importancia y ecuaciones de diseño.

Partiendo de ello se diseñaron acopladores con las caracteristicas descritas en la tabla 3. Las dimensiones de las celdas CRLH utilizadas para los acopladores direccionales se presentan en la tabla 4.

Tabla 3: Características de diseño de los acopladores direccionales con celdas CRLH

Característica	Valor
Substrato	FR4
Grosor del dieléctrico	$1.6mm$
Grosor del conductor	$0.036mm$
Constante dieléctrica	4.3
Frecuencia de diseño	$2.4GHz$
Ancho de la primera línea (entre los puertos 1 y 3)	$2.7mm$
Ancho de la segunda línea (entre los puertos 2 y 4)	$5.1mm$
Espaciado entre la primera y segunda línea	$0.3mm$

La figura 49 muestra la geometría de ocho acopladores direccionales con celdas CRLH realizados con el simulador electromagnético MOMENTUM, y en la figura 50 se

muestra las fotografías de los acopladores construídos con el substrato FR-4. En la siguiente sección, se explicará las diferencias que presentan cada uno de los acopladores direccionales diseñados.

Tabla 4: Características de diseño de las celdas CRLH para los acopladores direccionales

Característica	Valor
Número de dedos del capacitor interdigitado	9 *dedos*
Ancho de los dedos del capacitor interdigitado	0.3*mm*
Espaciado entre los dedos del capacitor interdigitado	0.3*mm*
Longitud de los dedos del capacitor interdigitado de 1pF	5*mm*
Longitud de los dedos del capacitor interdigitado de 0.5pF	2.5*mm*
Longitud de los dedos del capacitor interdigitado de 0.3pF	1.5*mm*
Valor teórico del stub inductor	6*nH*
Ancho del stub inductor	0.9*mm*
Longitud del stub inductor	9*mm*
Ancho de la celda CRLH	9*mm*

5.3.2.1. Análisis de los acopladores direccionales

En esta sección se analizan los acopladores direccionales con una celda dual que fueron diseñados y construidos en este trabajo de investigación.

En la figura 51 se muestra una comparación entre el diseño de un acoplador convencional a @2.4*GHz* y un acoplador diseñado a la misma frecuencia pero utilizando celdas CRLH. Se observa que la banda de frecuencias de operación se extiende en 2.5*GHz* de ancho de banda, convertidiéndose en un acoplador de banda ancha. En los siguientes resultados se observará con mayor detalle estos cambios.

Las figuras 54(a)-(b) y 55(a)-(b) muestran los acopladores direccionales con una celda dual cuyos valores de los capacitores interdigitados son de 1*pF*, la diferencia entre las figuras es que la primera mantiene el espaciado entre las líneas acopladas de 0.3*mm* y la segunda es de 0.6*mm*, según los resultados se puede ver que entre mayor sea el espaciado entre las líneas menor será la energía acoplada, los datos simulados y los

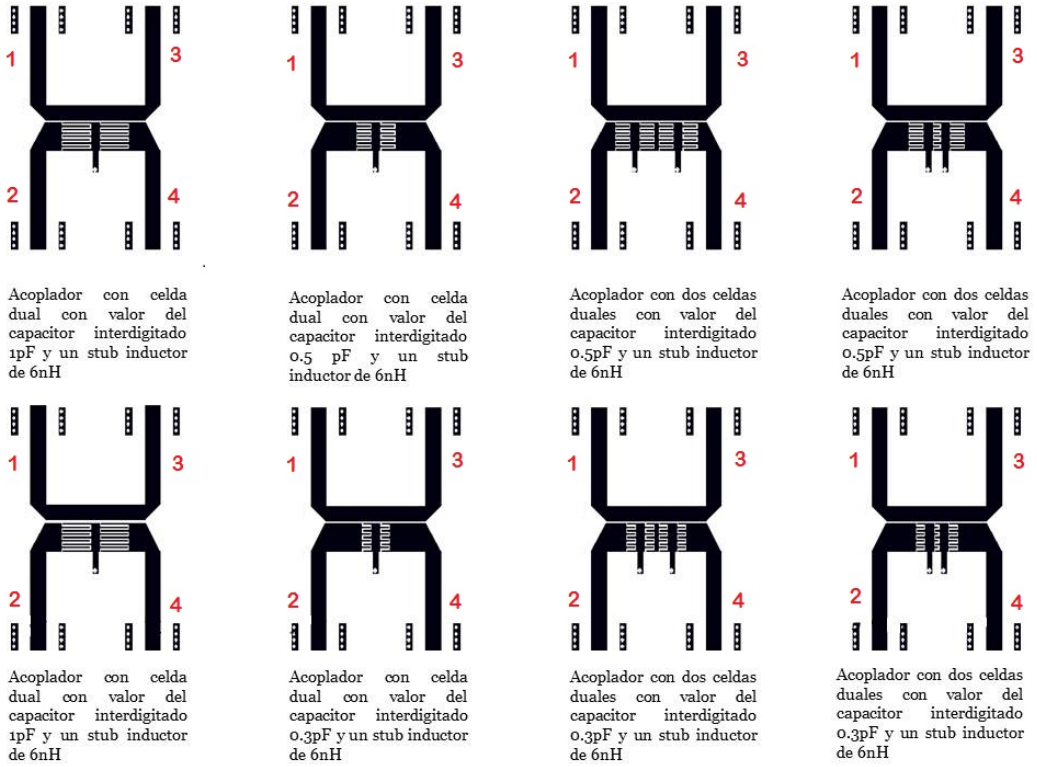


Figura 49: Diseño en MOMENTUM de ADS de acopladores direccionales

datos medidos presentados en las figuras 54(c)-(f) son similares. Además se observa que en la figura 54 mantiene un acoplamiento entre los 10dB y 12dB en un ancho de banda de 1.8GHz y 4.8GHz, el aislamiento es de aproximadamente 15dB en el mismo rango de frecuencias. Al aumentar el espaciado entre las líneas, figura 55, el acoplamiento disminuye a valores de 11dB y 13dB entre 1.8GHz y 4.8GHz. Mientras que en las pérdidas por retorno (figura 54(e)) también son similares que se observan en el puerto de entrada están por debajo de los 10dB, sigue el mismo comportamiento en toda la banda de frecuencias. Por otro lado, los datos simulados y los datos medidos de la figura 55 presentan mayor similitud en toda la banda de frecuencias en comparación con los datos de la figura 54.

La figura 56 muestra un acoplador direccional con una celda dual cuyo valor de los capacitores interdigitados es de 0.5pF. En esta figura se observa que mantiene el mismo valor de acoplamiento y aislamiento que en el acoplador direccional con una celda dual de $C = 1pF$ pero varía el ancho de banda, es decir el acoplamiento se mantiene relativamente constante en un ancho de banda de 2.4GHz a 7GHz, aunque

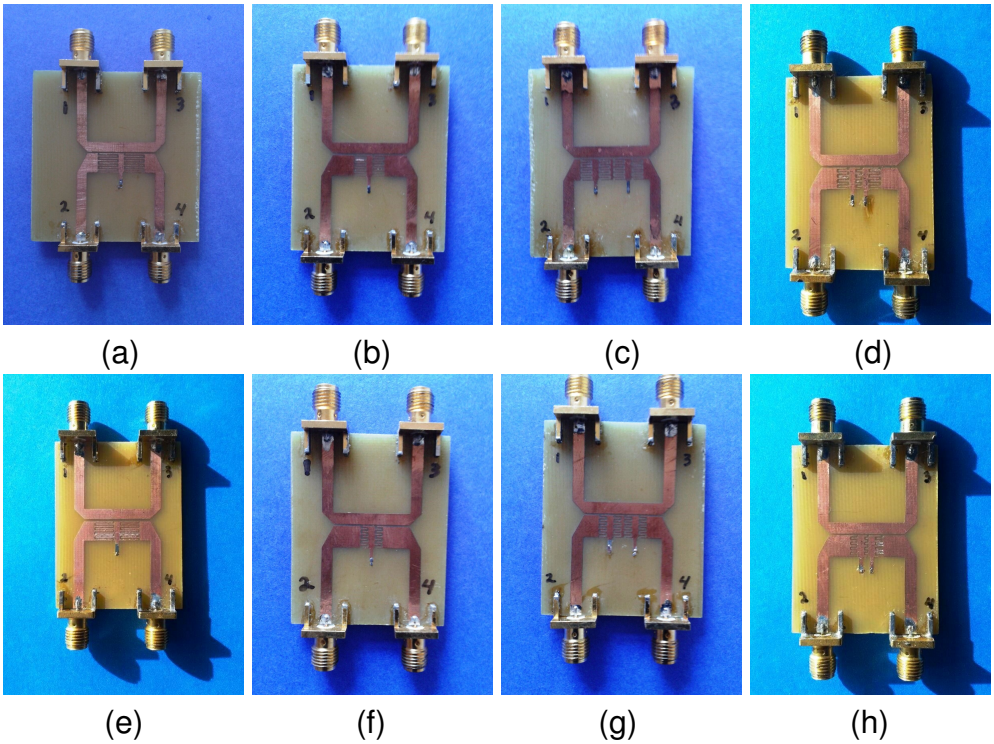


Figura 50: Fotografías de los acopladores direccionales

con un valor de acoplamiento de $11dB$ entre las frecuencias de 3 a $5GHz$ en los datos de simulación (figura 56c). En los datos medidos el acoplamiento es constante en la banda de frecuencias de $3-8GHz$. El aislamiento (figura 56d) es de $15dB$ en un ancho de banda de $2.4GHz$ a $7GHz$. Presenta pérdidas por inserción de 1 a $3dB$ y las pérdidas por retorno están debajo de los $10dB$ en el ancho de banda de $2.4GHz$ a $7GHz$.

La figura 57 muestra un acoplador direccional con dos celdas duales, donde cada una tiene el valor de capacitor interdigitado de $0.5pF$. Se observa que incrementa la banda de frecuencias donde tanto el acoplamiento como el aislamiento de este acoplador mantiene sus valores constantes. El ancho de banda se recorre hacia la derecha, es decir en este caso su valor es de $2.5GHz$ a $7.5GHz$ por lo que a diferencia de utilizar una sola celda dual (figura 56) donde su ancho de banda es de $4.6GHz$ y comienza en $2.4GHz$, este acoplador con dos celdas presenta un ancho de banda de $5GHz$. Presenta características similares el utilizar un acoplador con una celda dual y un acoplador con dos celdas duales, siempre que su valor de capacitor interdigitado sea el mismo. La única variación es la banda de frecuencias de operación del circuito.

Entretanto, la figura 58 presenta un acoplador direccional en la que se modificó la

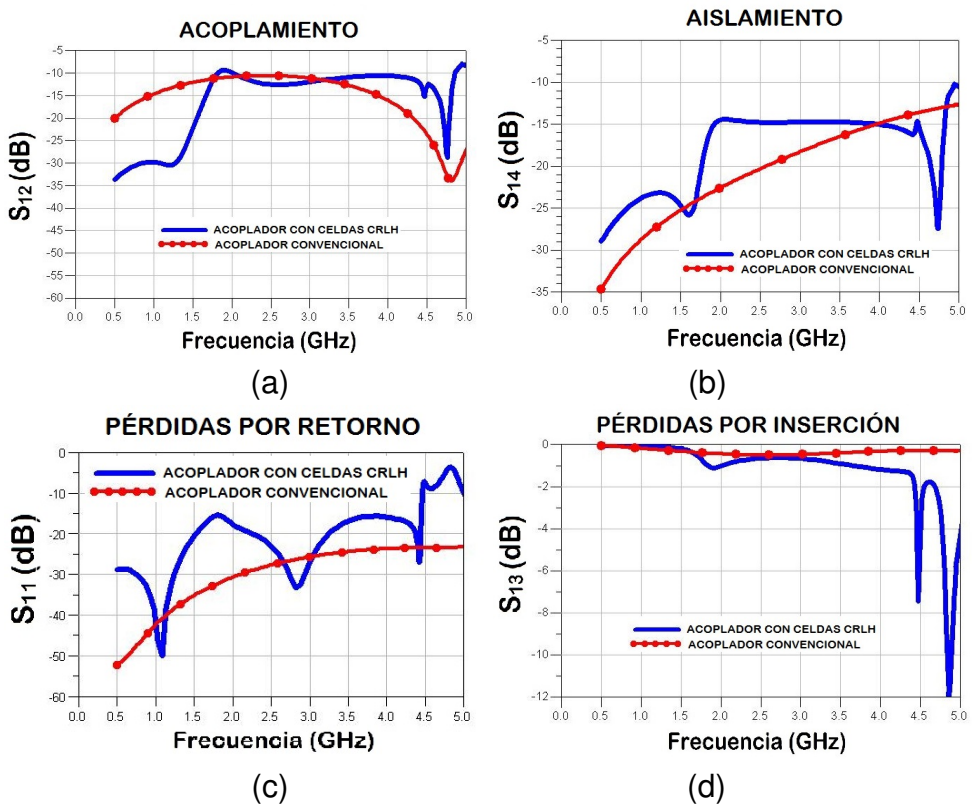


Figura 51: Comparación entre un acoplador direccional convencional y un acoplador direccional con celdas CRLH (a) acoplamiento, (b) aislamiento, (c) pérdidas por retorno y (d) pérdidas por inserción

estructura de las celdas duales. Es también un acoplador con dos celdas duales, pero con la unión de los capacitores interdigitados que se encuentran en serie como se observa en la figura 52, esto es, con la finalidad de tener la posibilidad de incluir más celdas duales en caso de requerirse en un acoplador direccional, sin que éstas afecten el funcionamiento original del acoplador direccional. No existe variaciones significativas con respecto al acoplador con dos celdas duales separadas como se muestra en la figura 53.

La figura 59 muestra un acoplador direccional con una celda dual con valor de capacitor interdigitado de 0.3pF. Este acoplador presenta un acoplamiento de 11 a 13dB, un aislamiento de 12 a 15dB, pérdidas por retorno menores a 10dB, y pérdidas por inserción de 1 a 4dB, en la banda de frecuencias de 3GHz a 9GHz. Podemos observar que entre menor sea el valor del capacitor interdigitado, mayor será la banda de frecuencias de operación. Este acoplador presenta un ancho de banda de 6GHz, a diferencia del acoplador direccional con un capacitor interdigitado de 0.5pF que presenta

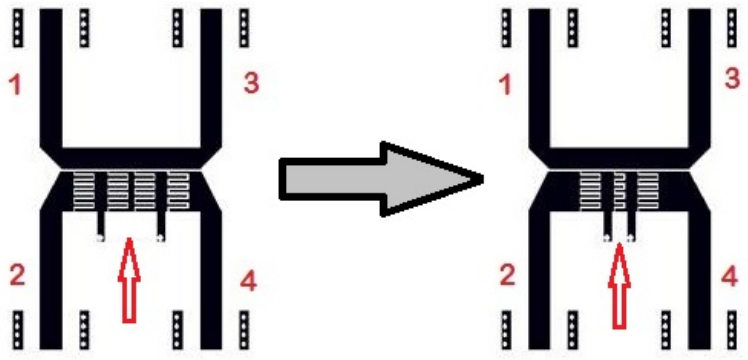


Figura 52: Capacitores interdigitados en serie

un ancho de banda de 5*GHz*.

Las figuras 60 y 61 presentan acopladores direccionales con dos celdas duales, cuyo valor de capacitor interdigitado es de 0.3*pF*. La figura 60 muestra el acoplador direccional con dos celdas duales separadas y la figura 61 muestra el acoplador con las celdas duales unidas por los capacitores interdigitados que se encuentran en serie como se observa en la figura 52. En ambos acopladores, su acoplamiento es de 11 a 12*dB* y su aislamiento es de 15*dB* en la banda de frecuencias de 3*GHz* a 9.5*GHz*; por lo que su ancho de banda es de 6.5*dB*. Las pérdidas por retorno son menores a 10*dB* y las pérdidas por inserción van 1 a 4*dB*.

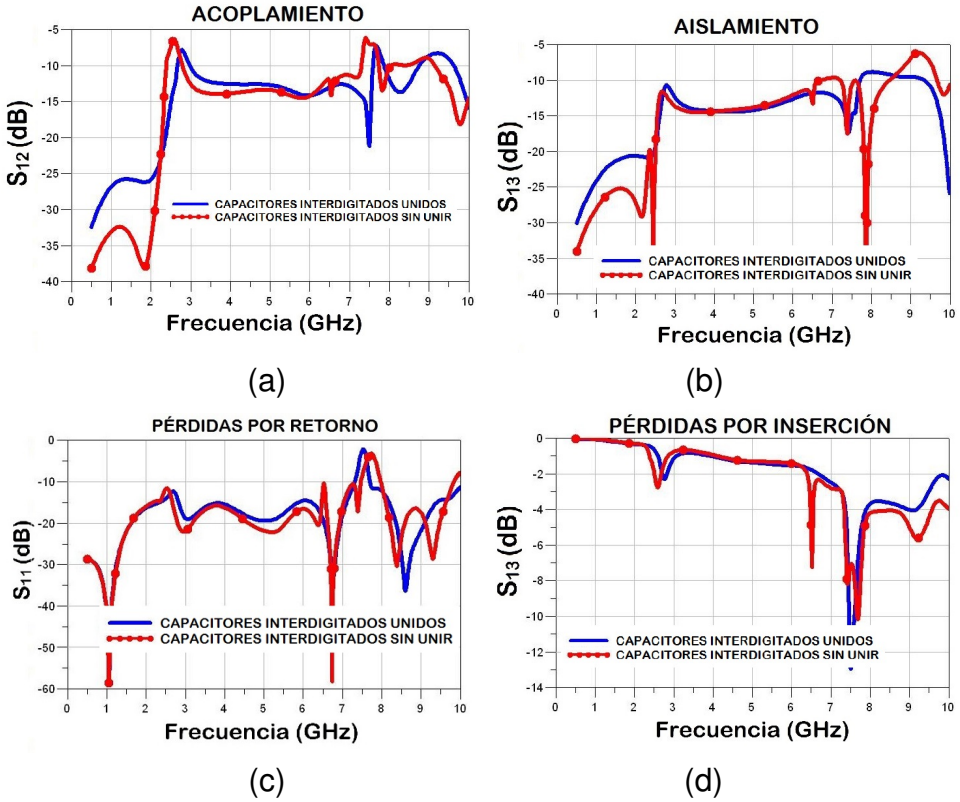


Figura 53: Comparación entre un acoplador direccional con celdas CRLH cuyo capacitores están en serie y un acoplador direccional con celdas CRLH cuyo capacitores están unidas (a) acoplamiento, (b) aislamiento, (c) pérdidas por retorno y (d) pérdidas por inserción

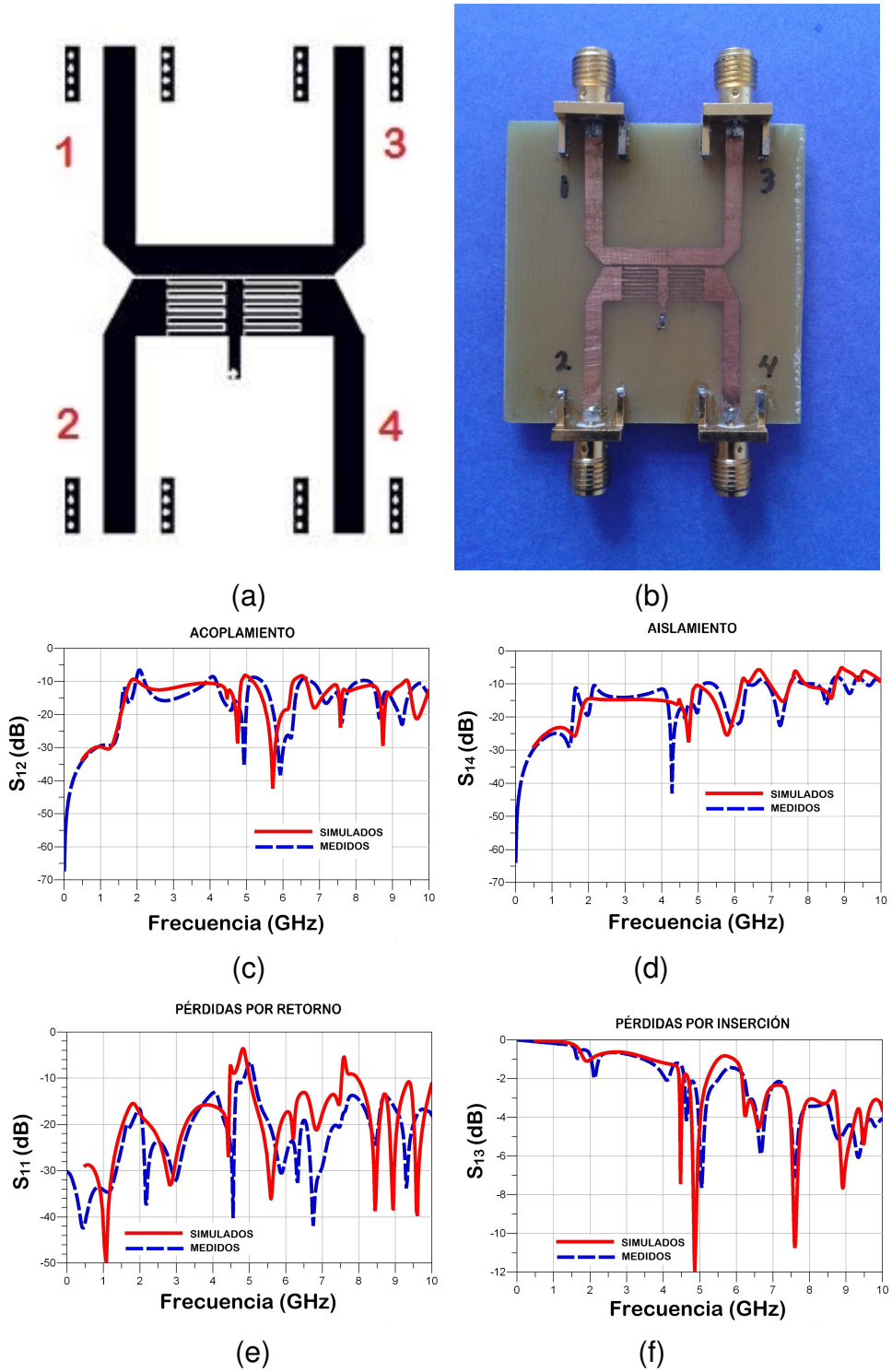


Figura 54: Acoplador direccional con una celda dual de C=1pF: (a) diseño, (b) construcción, (c) acoplamiento, (d) aislamiento, (e) pérdidas por retorno y (f) pérdidas por inserción

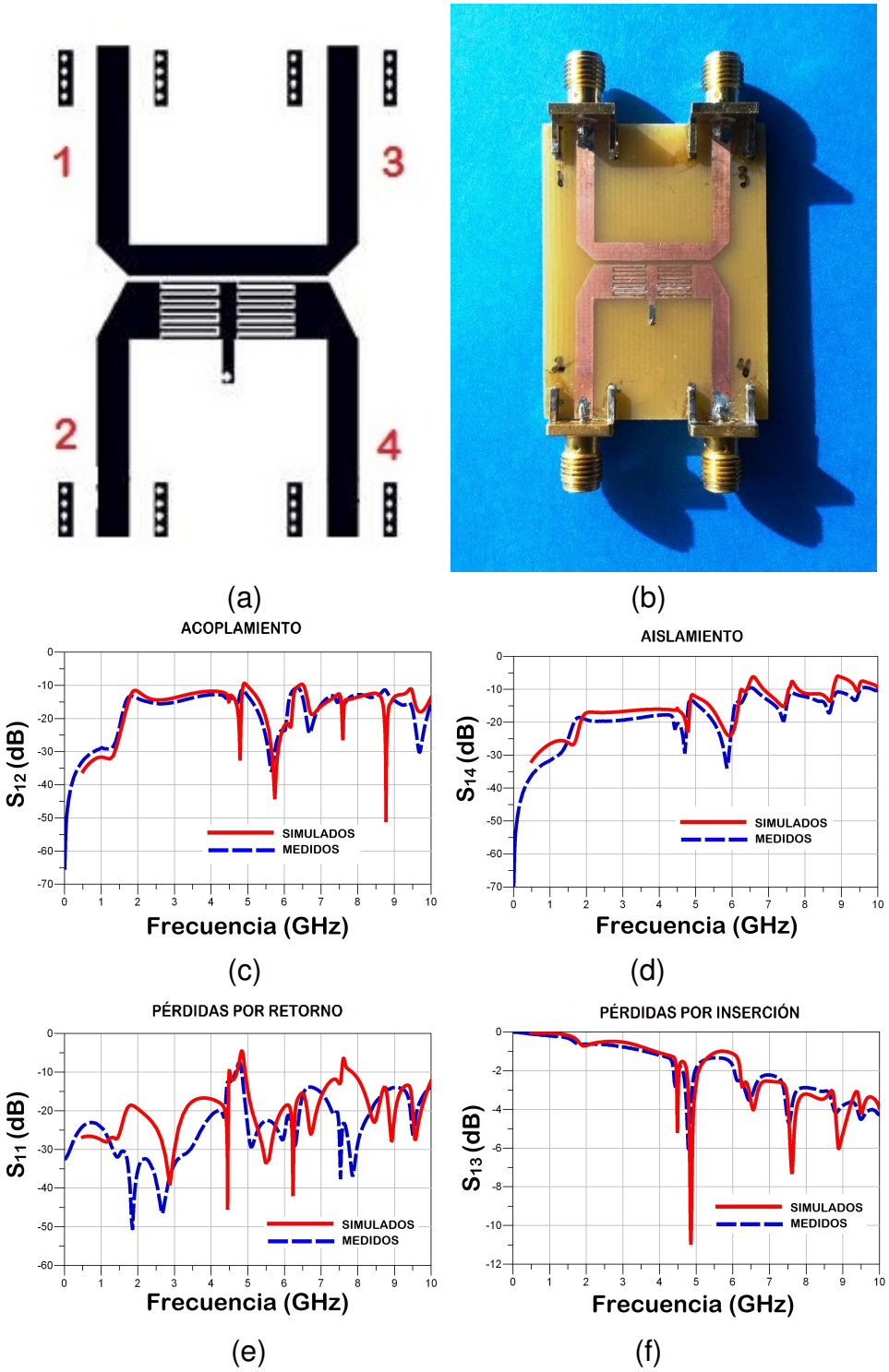


Figura 55: Acoplador direccional con una celda dual de C=1pF y el espaciado es de 0.6mm: (a) diseño, (b) construcción, (c) acoplamiento, (d) aislamiento, (e) pérdidas por retorno y (f) pérdidas por inserción

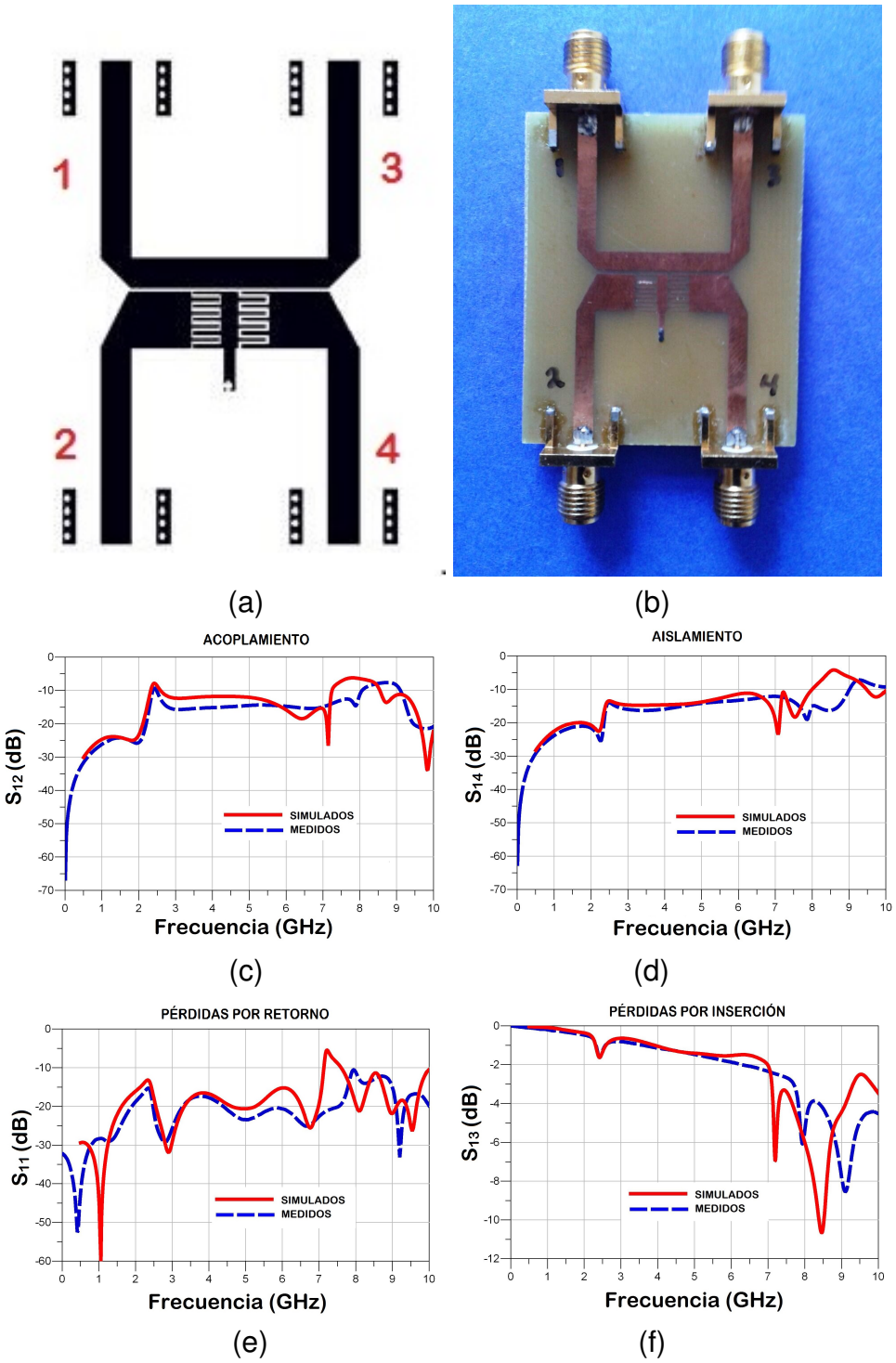


Figura 56: Acoplador direccional con una celda dual de C=0.5pF: (a) diseño, (b) construcción, (c) acoplamiento, (d) aislamiento, (e) pérdidas por retorno y (f) pérdidas por inserción

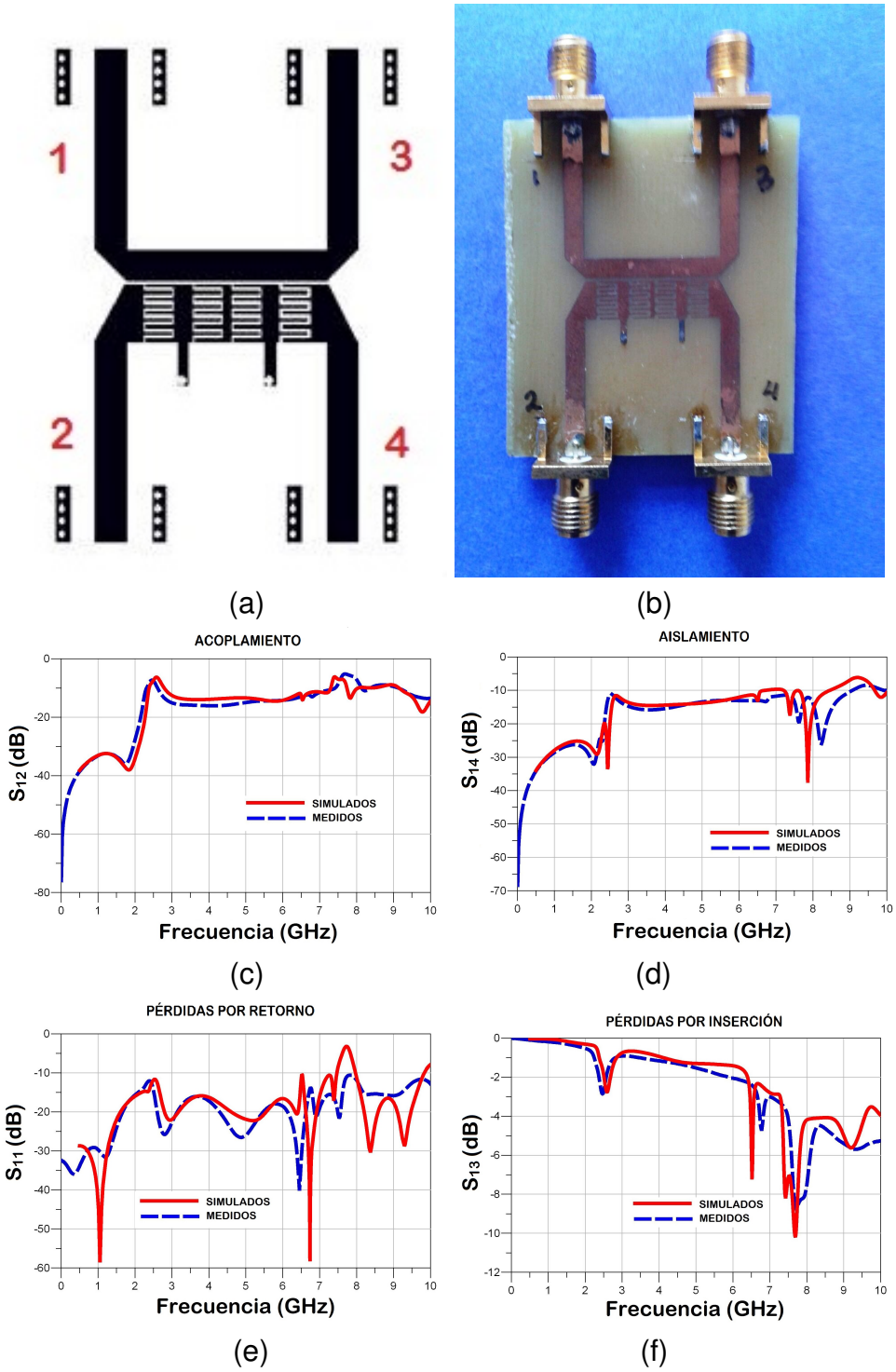


Figura 57: Acoplador direccional con dos celdas duales de C=0.5pF: (a) diseño, (b) construcción, (c) acoplamiento, (d) aislamiento, (e) pérdidas por retorno y (f) pérdidas por inserción

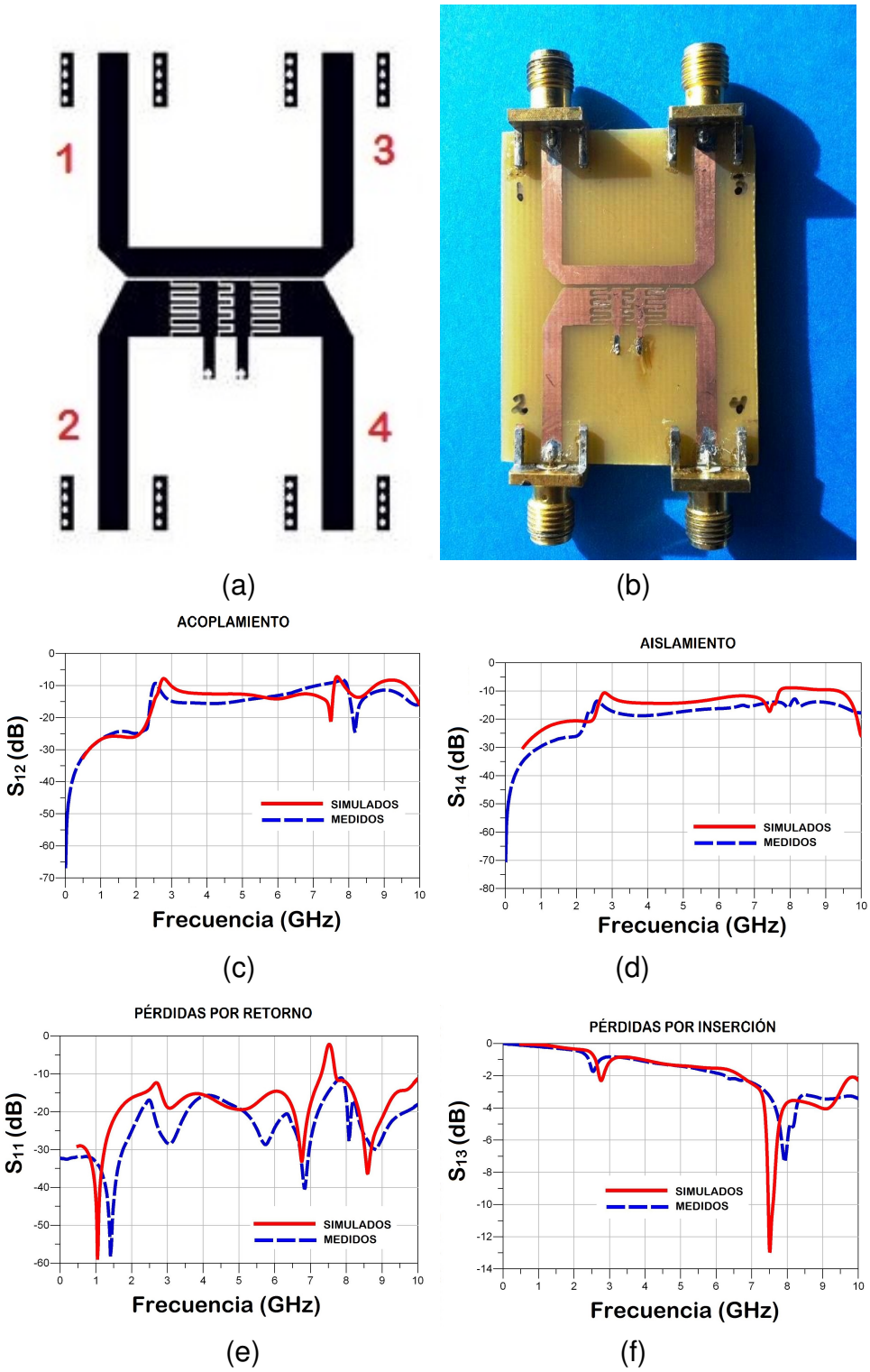


Figura 58: Acoplador direccional con dos celdas duales uniendo los capacitores en serie de C=0.5pF: (a) diseño, (b) construcción, (c) acoplamiento, (d) aislamiento, (e) pérdidas por retorno y (f) pérdidas por inserción

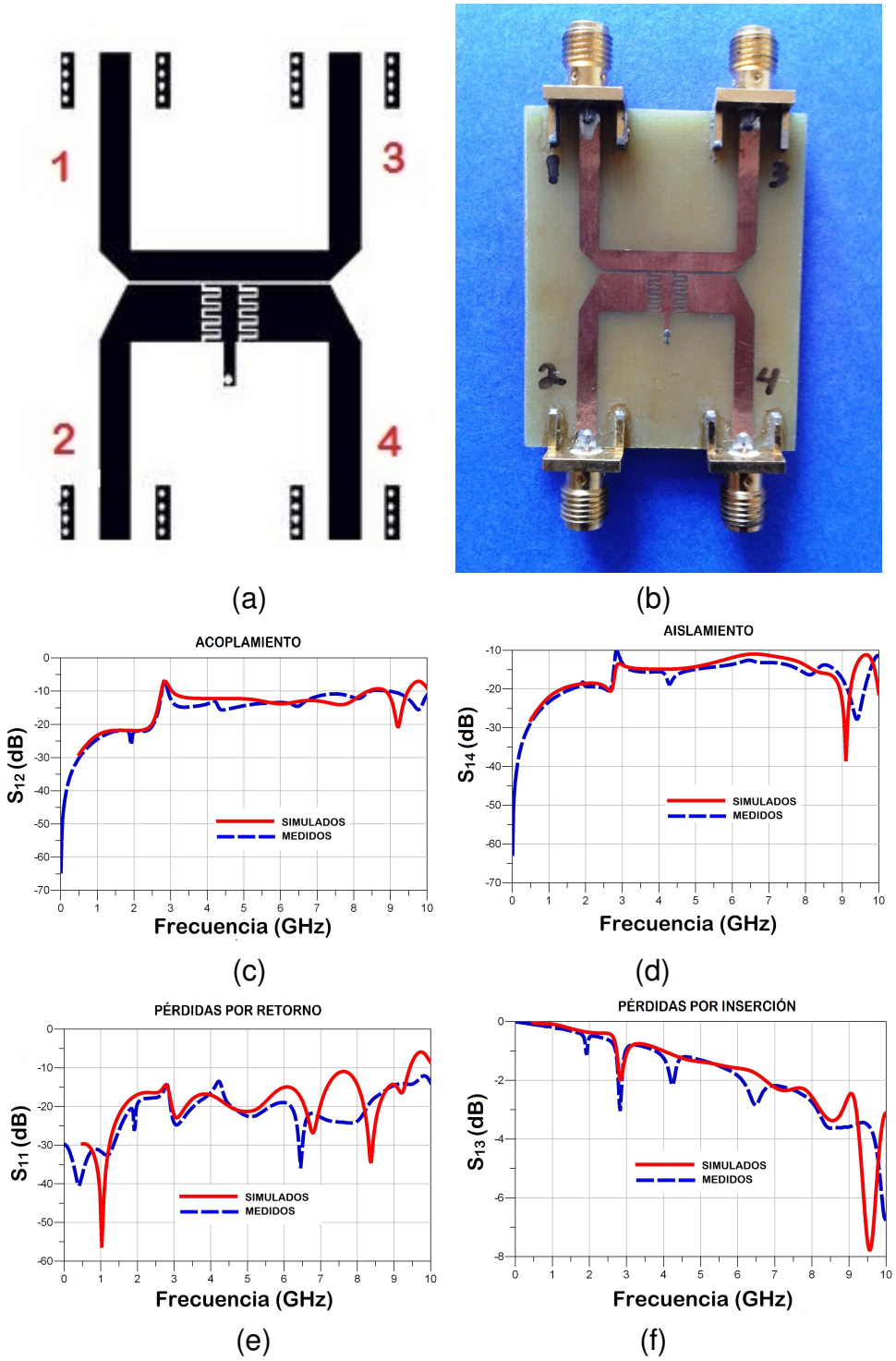


Figura 59: Acoplador direccional con una celda dual de C=0.3pF: (a) diseño, (b) construcción, (c) acoplamiento, (d) aislamiento, (e) pérdidas por retorno y (f) pérdidas por inserción

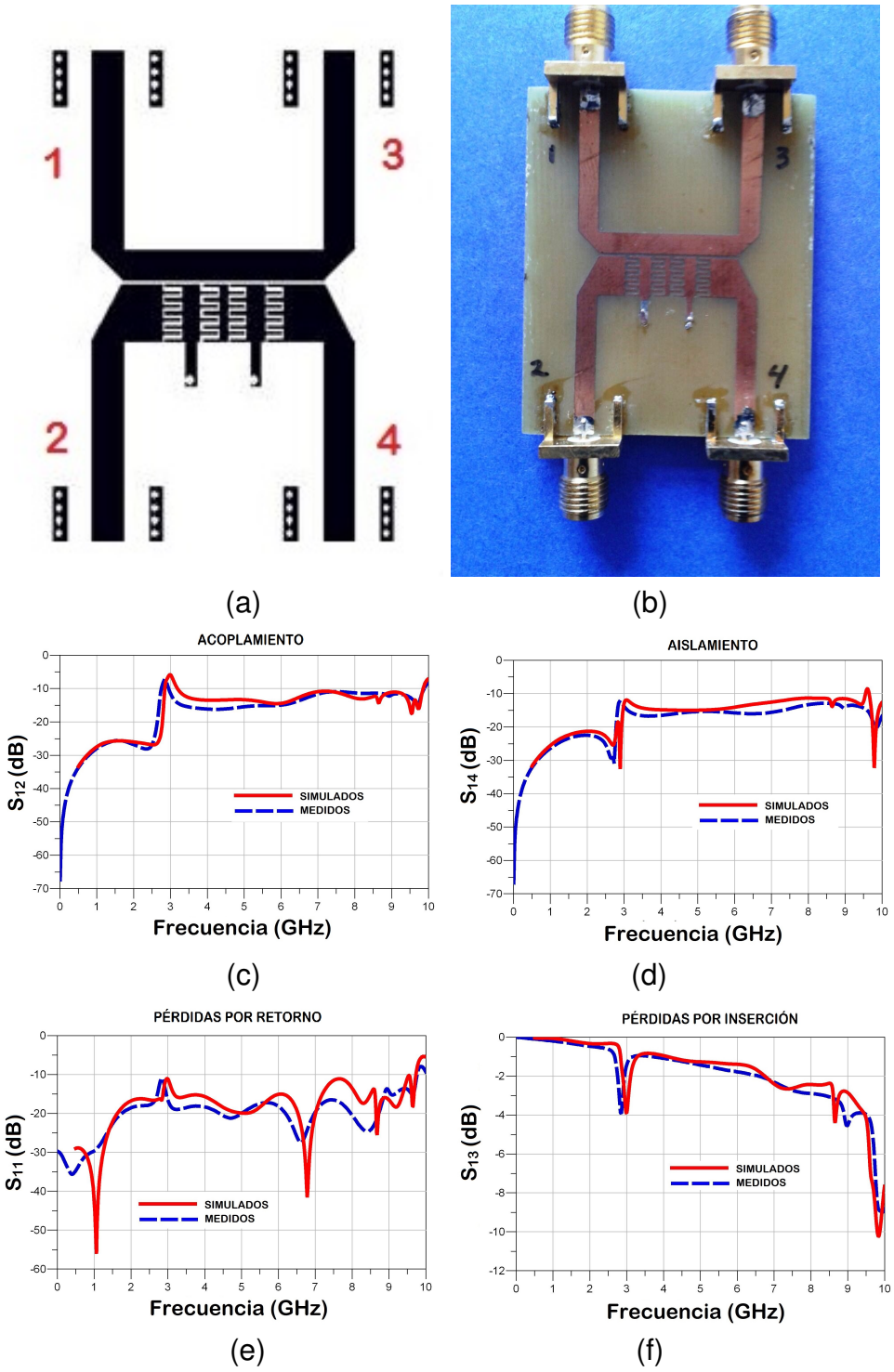


Figura 60: Acoplador direccional con dos celdas duales de C=0.3pF: (a) diseño, (b) construcción, (c) acoplamiento, (d) aislamiento, (e) pérdidas por retorno y (f) pérdidas por inserción

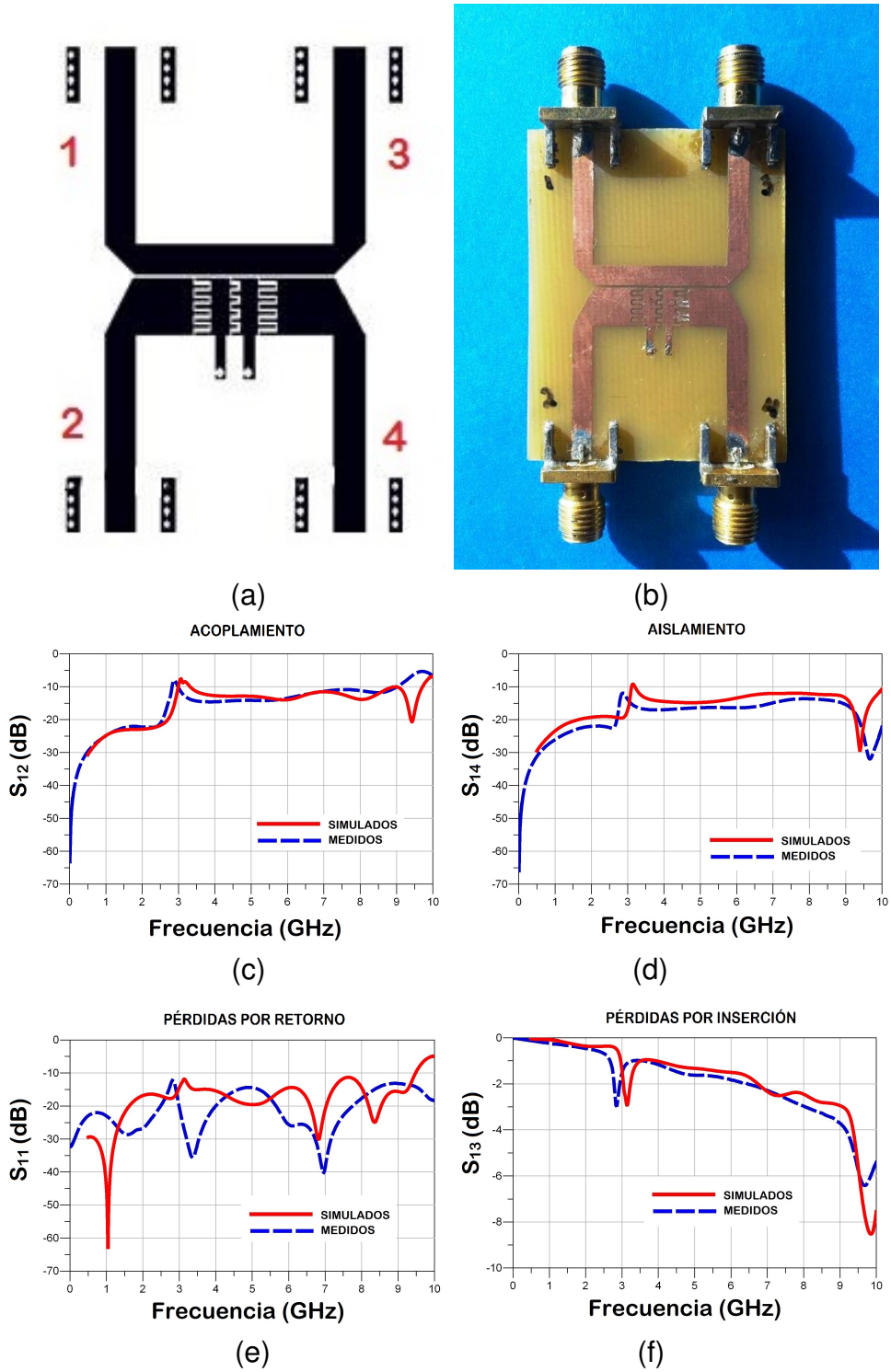


Figura 61: Acoplador direccional con dos celdas duales uniendo los capacitores en serie de C=0.3pF: (a) diseño, (b) construcción, (c) acoplamiento, (d) aislamiento, (e) pérdidas por retorno y (f) pérdidas por inserción

Sintetizando lo presentado en este capítulo, se tiene que:

Se analizaron celdas CRLH que están compuestas por capacitores interdigitados y stubs inductores, en las que observaron las siguientes características:

- El valor del capacitor interdigitado de la celda CRLH es inversamente proporcional al tamaño del ancho de banda del circuito, es decir entre menor sea el valor capacitivo de la celda CRLH, se recorre y se amplía la banda de operación y viceversa.
- La impedancia característica (Z_0) es inversamente proporcional a la longitud de la celda CRLH.
- Se diseñaron, construyeron y midieron las celdas CRLH propuestas de las cuales se realizaron comparaciones entre sus parámetros S medidos y simulados, observándose que se ajustan prácticamente en todo el rango de frecuencias.
- Se identificaron con claridad las frecuencias de corte, la cuales se muestran más definidas cuando se utilizan dos celdas CRLH o más.
- Se aplicaron las celdas CRLH en acopladores direccionales, observándose que mejora considerablemente su ancho de banda.
- Se analizaron acopladores con una celda dual y con dos celdas duales, observándose que el utilizar un acoplador direccional con dos celdas duales se define mejor su banda de operación.
- En un acoplador direccional convencional su valor de acoplamiento se presenta en una banda muy estrecha de frecuencias, al igual que el resto de sus características. Por tanto, con un acoplador direccional con celdas CRLH se puede ampliar esa banda de frecuencias de operación con un mismo nivel de acoplamiento.
- Se compararon los datos de simulación y de medición de los acopladores, en donde se observa que los datos concuerdan en el rango de frecuencias.

Capítulo 6. Conclusiones generales

Para el logro del triunfo siempre ha sido indispensable pasar por la senda de los sacrificios.

Simón Bolívar

6.1. Introducción

Los metamateriales son estructuras artificiales con capacidades extraordinarias que pueden ampliar y controlar las propiedades de las ondas electromagnéticas para conseguir comportamientos especiales, que no se dan en medios naturales conocidos.

En este trabajo de investigación se planteó el estudio de las propiedades de los metamateriales y su aplicación en el campo de las microondas, en especial en el diseño de líneas de microcinta y acopladores direccionales. Además se simularon y se construyeron líneas de microcinta y acopladores direccionales con celdas CRLH (Composite Right Left Handed).

En este capítulo se presentan las conclusiones, aportaciones y las líneas de investigación futuras de este trabajo de investigación.

6.2. Conclusiones

En este proyecto de investigación se presentó la teoría básica de los metamateriales, en el que se incluye los conceptos generales, historia, propiedades y la aplicación en el campo de las microondas. También se presentaron las celdas CRLH, sus caracteristicas fundamentales y su implementación en líneas de transmisión. Se propusieron, diseñaron y simularon en MOMENTUM celdas CRLH, además se implementaron estas celdas en acopladores direccionales. Se construyeron, midieron y caracterizaron líneas de microcinta y acopladores direccionales con celdas CRLH, se compararon sus parámetros de dispersión medidos y simulados, observándose que estos datos se ajustan prácticamente en todo el rango de frecuencias.

Se observó que las celdas CRLH, se presentan características de filtros paso/rechazo de banda muy selectivas, pudiéndose controlar la banda de operación aumentando el número de celdas unitarias equivalentes y variando su valor capacitivo. Al implementar estas celdas en los acopladores direccionales se observa que se hace más amplia la banda de operación del acoplador. Generalmente los acopladores direccionales operan en una banda de frecuencias muy limitada o a una sola frecuencia, con el uso de celdas CRLH en los acopladores se puede ampliar esa banda de frecuencias con un mismo nivel de acoplamiento mejorando su operación en un sistema de microondas.

6.3. Aportaciones

Las principales aportaciones de este trabajo de investigación son:

- Se estudió y se analizó el concepto de metamaterial y su relación en el campo de las microondas.
- Se analizaron las características de las líneas de microcinta con celdas CRLH.
- Se propusieron, diseñaron e implementaron las líneas de microcinta con celdas CRLH en el simulador electromagnético MOMENTUM.
- Se construyeron y se caracterizaron las líneas de microcinta con celdas CRLH propuestas, donde se compararon los parámetros de dispersión obtenidos de las simulaciones con los obtenidos de las mediciones, observándose que concuerdan en banda de frecuencias analizada.
- Se observó que la aplicación de celdas CRLH genera mayor selectividad de la banda de frecuencias en un circuito.
- Se implementaron las celdas CRLH en acopladores direccionales, los cuales también se diseñaron, construyeron y caracterizaron. También se realizaron comparaciones entre los resultados obtenidos de las simulaciones con los obtenidos de las mediciones, observando que los datos concuerdan en todo el rango de frecuencias.

- Se observó que un acoplador direccional con celdas CRLH puede mantener un mismo valor de acoplamiento en un rango mayor a 2 GHz.
- Se desarrolló un método alterno para obtener los elementos del circuito equivalente de una celda unitaria CRLH, que es mucho más sencillo de implementar que el propuesto por *Caloz et.al* y que al aplicarse predicen mejor el comportamiento de la celda unitaria CRLH, lo cual es útil al momento de modelar el circuito equivalente en un software de simulación de circuitos de microondas.
- Se desarrolló un artículo derivado de este trabajo de investigación titulado Ïmproved method for extracting the equivalent circuit elements of a CRLH-TL unit cell", que se publicó en la Revista Mexicana de Física (2015) (Obiala-Ezenwa *et al.* (2015)).

6.4. Líneas futuras de investigación

El uso de nuevos conceptos para el desarrollo y mejora de los dispositivos de microondas está creciendo a grandes escalas y es de mi opinión que se puede seguir analizando las cualidades del concepto metamaterial para aplicarse en el campo de las microondas, por tanto se recomienda principalmente lo siguiente:

→ Revisar las características del stub inductor de la celda CRLH, con la finalidad de conocer que parámetros del stub influyen en el comportamiento de la celda CRLH.

→ Incluir las pérdidas en el análisis del circuito equivalente de una celda CRLH.

→ Proponer el diseño de otros dispositivos de microondas como aisladores, divisores/combinadores, redes de adaptación de impedancias para amplificadores con celdas CRLH, con la finalidad de mejorar su funcionamiento convencional, ya que se ha observado que el uso de celdas CRLH modifica positivamente el desempeño de los circuitos de microondas.

→ Estudiar, proponer y analizar otras configuraciones de celdas CRLH para conocer sus ventajas y compararlas con las celdas CRLH existentes.

Lista de referencias bibliográficas

Abdelaziz, A. F., Abuelfadl, T. M., y Elsayed, O. L. (2009). Realization of composite right/left handed transmission line using coupled lines. *Progress In Electromagnetics Research*, **92**: 299–315.

Akhtarzad, S., Rowbotham, T., y Johns, P. B. (1975). The design of coupled microstrip lines. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, **23**(6): 486–492.

Alley, G. D. (1970). Interdigital capacitors and their application in lumped element microwave integrated circuits. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **18**: 1028–1033.

Antoniades, M. A. y Eleftheriades, G. V. (2003). Compact linear lead/lag metamaterial phase shifters for broadband applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, **2**(1): 103–106.

Antoniades, M. A. y Eleftheriades, G. V. (2005). A broadband series power divider using zero-degree metamaterial phase-shifting lines. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **15**(11): 808–810.

Bahl, I. J. (2003). *Lumped elements for RF and microwave circuits*. Artech House, Inc., primera edición. Norwood Massachusetts. 509 pp.

Bahl, I. J. y Barthia, P. (2003). *Microwave Solid State Circuit Design*. Wiley and Sons, Inc., segunda edición. New Jersey. 919 pp.

Bolotovskii, B. M. (2009). Vavilov-cherenkov radiation: its discovery and application. *Physics-Uspekhi*, **52**(11): 1099–1110.

Bryant, T. y Weiss, J. (1968). Parameters of microstrip transmission lines and of coupled pairs of microstrip lines. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, **16**(12): 1021–1027.

Caloz, C. e Itoh, T. (2004a). A novel mixed conventional microstrip and composite right/left-handed backward-wave directional coupler with broadband and tight coupling characteristics. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, **14**(1): 31–33.

Caloz, C. e Itoh, T. (2004b). Transmission line approach of left-handed (lh) materials and microstrip implementation of an artificial lh transmission line. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, **52**(5): 1159–1166.

Caloz, C. e Itoh, T. (2006). *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*. Wiley and Sons, Inc., primera edición. New Jersey. 470 pp.

Choi, J., Yang, S., Moon, Y., Park, C., Jang, B.-J., J.-K., C., y Seo, C. (2010). Quad-band inverse class-f power amplifier using novel composite right/left-handed transmission line. *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, pp. 1078–1081.

Dupuy, A., Leong, K., y Itoh, T. (2005). Class-f power amplifier using a multi-frequency composite right/left-handed transmission line harmonic tuner. *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, pp. 2023–2026.

Eccleston, K. y Zong, J. (2009). Implementation of a microstrip square planar n -way metamaterial power divider. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, **57**(1): 189–195.

Ekmekçi, E. y Turhan-Sayan, G. (2007). Investigation of effective permittivity and permeability for a novel v-shaped metamaterial using simulated s-parameters. *5th International Conference On Electrical And Electronics Engineering Papers*.

Eleftheriades, G. V., Iyer, A. K., y Kremer, P. C. (2002). Planar negative refractive index media using periodically l-c loaded transmission lines. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, **50**(12): 2702–2712.

Esfandiari, R., Maki, D. G., y Siracusa, M. (1983). Design of interdigitated capacitors and their application to gallium arsenide monolithic filters. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, **31**(1): 57–64.

Espinoza Salinas, M. A. (2012). *Caracterización de líneas de transmisión uniformes*. Tesis de maestría, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada.

Fooks, E. H. y Zakarevičius, R. A. (1990). *Microwave Engineering Using Microstrip Circuits*. Prentice Hall., primera edición. Australia. 333 pp.

Gil, M., Bonache, J., Gil, I., Garcia-Garcia, J., y Martin, F. (2006). Artificial left-handed transmission lines for small size microwave components: Application to power dividers. *Microwave Conference, 2006. 36th European*, pp. 1135–1138.

Gruszczynski, S. y Wincza, K. (2007). Broadband multisection asymmetric 8.34-db directional coupler with improved directivity. *Microwave Conference, 2007. APMC 2007. Asia-Pacific*, pp. 1–4.

Gupta, K. C., Garg, R., Bahl, I., y Bhartia, P. (1996). *Microstrip Lines and Slotlines*. Artech House, Inc., segunda edición. Norwood Massachusetts. 547pp.

Hashemi, M. y Itoh, T. (2012). Dual-band composite right/left-handed metamaterial concept. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, **22**(5): 248–250.

Islam, R. y Eleftheriades, G. (2003). A planar metamaterial co-directional coupler that couples power backwards. *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, **1**: 321–324 vol.1.

Islam, R. y Eleftheriades, G. (2006). Printed high-directivity metamaterial ms/nri coupled-line coupler for signal monitoring applications. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, **16**(4): 164–166.

Jansen, R. (1978). High-speed computation of single and coupled microstrip parameters including dispersion, high-order modes, loss and finite strip thickness. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, **26**(2): 75–82.

Ji, S. H., Hwang, G. S., Cho, C. S., Lee, J., y Kim, J. (2006). 836 mhz/1.95ghz dual-band class-e power amplifier using composite right/left-handed transmission lines. *Microwave Conference, 2006. 36th European*, pp. 356–359.

Ji, S. H., Cho, C. S., Lee, J., y Kim, J. (2007). Concurrent dual-band class-e power amplifier using composite right/left-handed transmission lines. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, **55**(6): 1341–1347.

Kirschning, M. y Jansen, R. (1984). Accurate wide-range design equations for the frequency-dependent characteristic of parallel coupled microstrip lines. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, **32**(1): 83–90.

Lai, A., Leong, K., y Itoh, T. (2005). A novel n-port series divider using infinite wavelength phenomena. *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, pp. 1001–1004.

Laverghetta, T. S. (2005). *Microwave and Wireless Simplified*. Artech House, Inc., segunda edición. Norwood Massachusetts. 274pp.

Mocanu, I., Militaru, N., Lojewski, G., Petrescu, T., y Banciu, M. (2010). Backward couplers using coupled composite right/left-handed transmission lines. *Communications (COMM), 2010 8th International Conference on*, pp. 267–270.

Obiala-Ezenwa, E., Maya-Sánchez, M. C., y Reynoso-Hernández, J. A. (2015). Improved method for extracting the equivalent circuit elements of a crlh-tl unit cell. *Revista Mexicana de Física*, **61**(2): 112–116.

Pendry, J. B., Holden, A. J., Robbins, D. J., y Stewart, W. J. (1999). Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, **47**(11): 2075–2084.

Pozar, D. M. (2012). *Microwave Engineering*. Wiley and Sons, Inc., cuarta edición. New Jersey. 756pp.

Ryu, Y.-H., Park, J.-H., Lee, J.-H., y Tae, H. (2007). A novel planar left-handed transmission line using defected ground structure with inter-digital gap. *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE*, pp. 4991–4994.

Saenz, E., Cantora, A., Ederra, I., Gonzalo, R., y de Maagt, P. (2007). A metamaterial t-junction power divider. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, **17**(3): 172–174.

Sajin, G., Simion, S., Craciunoiu, F., Bunea, A.-C., Muller, A., y Dinescu, A. (2010). Metamaterial millimeter wave directional coupler on silicon substrate. *Semiconductor Conference (CAS), 2010 International*, **01**: 269–272.

Sanada, A., Caloz, C., y Itoh, T. (2004). Planar distributed structures with negative refractive index. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, **52**(4): 1252–1263.

She, X. y Chow, Y. L. (1986). Interdigital microstrip capacitor as a four-port network. *IEEE Proceedings*, **133**: 191–197.

Sihvola, A. (2007). Metamaterials in electromagnetics. *Metamaterials*, **1**(1): 2 – 11.

Simion, S., Sajin, G., y Craciunoiu, F. (2006). Full-wave electromagnetic design and analysis of broadband crlh couplers. *International Semiconductor Conference, 2006*, **1**: 123–126.

Smith, D. R., Padilla, W. J., Vier, D. C., Nemat-Nasser, S. C., y Schultz, S. (2000). Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. *Physical Review Letters*, **84**(8): 4184–4187.

Van Nguyen, H. y Caloz, C. (2007). Generalized coupled-mode approach of metamaterial coupled-line couplers: Coupling theory, phenomenological explanation, and experimental demonstration. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, **55**(5): 1029–1039.

Veselago, V. G. (1968). The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ. *Soviet Physics Uspekhi*, **10**(4): 509–514.

Weiland, T., Schuhmann, R., Greegor, R. B., Parazzoli, C. G., Vetter, A. M., Smith, D. R., Vier, D. C., y Schultz, S. (2001). Ab initio numerical simulation of left-handed metamaterials: Comparison of calculations and experiments. *Journal of Applied Physics*, **90**(10): 5419–5424.

Wu, M.-F., Meng, F.-Y., Wu, Q., Wu, J., y Li, J. L.-W. (2005). Srrs' artificial magnetic metamaterials modeling using transmission line theory. *Progress In Electromagnetics Research Symposium 2005, Hangzhou, China*, **1**: 630–633.

Zhao, S., Tang, Z., Dai, W., y Zhang, B. (2010). A novel dual-layer high-directivity directional coupler using printed metamaterial ms/nri coupled-line. *Microwave and Optical Technology Letters*, **52**(12): 2706–2708.

Zheng, K., Tarn, W., y Ge, D. (2008). Impedance matching of rectangular microstrip antennas partially loaded with dng metamaterials. *Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European*, pp. 678–681.

Apéndice A. Diseño de celdas CRLH

Una celda CRLH (Composite Right/Left Handed) puede ser implementada mediante un capacitor interdigitado y un stub inductor conectado a tierra con vias holes. Por tanto se presenta un análisis de cada uno de los componentes de la celda unitaria, así como la programación en MATLAB® utilizando una interfaz gráfica.

A.1. Análisis de capacitores interdigitados

En la literatura se han reportado varios métodos para analizar y caracterizar los capacitores interdigitados. (Esfandiari *et al.* (1983) y She y Chow (1986)). El método con mayor precisión consiste en dividir la geometría del capacitor en secciones de microcinta, como una línea de microcinta o líneas de microcinta acopladas Bahl (2003).

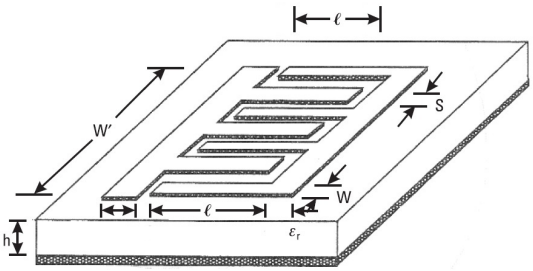


Figura A.1: Configuración de un capacitor interdigitado.Bahl (2003)

La figura A.1 muestra la configuración de un capacitor interdigitado, a partir de ella podemos presentar una expresión dada por [Alley (1970)] para calcular la capacitancia del interdigitado:

$$C = \frac{\epsilon_r + 1}{W'} l\,[(N-3)A_1 + A_2] \tag{86}$$

donde C es la capacitancia por unidad de longitud a lo largo de W', A_1 y A_2 son las capacitancias por unidad de longitud de los dedos del capacitor, N es el número de dedos y las variables W' y l son mostradas en la figura A.1 y están expresadas en micras. Para un substrato sin plano de tierra o grosor infinito $A_1 = 4.409 \times 10_{-6} pF/\mu m$ y $A_2 = 9.92 \times 10_{-6} pF/\mu m$. La capacitancia total de una estructura interdigitada con una longitud l es

$$C = (\epsilon_r + 1)l\,[(N-3)A_1 + A_2] \tag{87}$$

Para un substrato con grosor finito, el efecto de h debe incluirse en A_1 y A_2. En el diseño final, usualmente $S = W$ y $l \leq \lambda/4$. Por tanto,

$$A_1 = 4.409 \tanh\left[0.55\left(\frac{h}{W}\right)^{0.45}\right] \times 10^{-6} \;\; (pF/\mu m) \tag{88}$$

$$A_2 = 9.92 \tanh\left[0.52\left(\frac{h}{W}\right)^{0.5}\right] \times 10^{-6} \;\; (pF/\mu m) \tag{89}$$

Una expresión general para calcular la capacitancia total de un capacitor interdigitado fue dado por Bahl y Barthia (2003),

$$C = 2\epsilon_0\epsilon_{re}\frac{K(k)}{K'(k)}(N-1)l \;\; (F) \tag{90}$$

$$C = \frac{10^{-11}}{18\pi}\epsilon_{re}\frac{K(k)}{K'(k)}(N-1)l \times 10^{-4} \;\; (F) \tag{91}$$

o

$$C = \frac{\epsilon_{re}10^{-3}}{18\pi}\frac{K(k)}{K'(k)}(N-1)l \;\; (pF) \tag{92}$$

donde l está en micras, N es el número de dedos, y ϵ_{re} es la constante dieléctrica efectiva en la línea de microcinta de ancho W. $K(k)$ y su complemento $K'(k)$ están dadas por

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi}\ln\left\{2\frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}}\right\} \;\; para \;\; 0.707 \leq k \leq 1 \tag{93}$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln\left[2\frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}}\right]} \tag{94}$$

y $k = \tan^2\left(\frac{a\pi}{4b}\right)$, $a = W/2$, $b = (W+S)/2$ y $k' = \sqrt{1-k^2}$

A.2. Proceso para calcular el capacitor interdigitado

Se presenta a continuación el proceso que fue realizado para el cálculo de una celda CRLH basándose en la ecuaciones descritas, en la sección anterior.

1. Escoger el valor nominal del capacitor interdigitado a diseñar.
2. Indicar el valor de la permitividad y el grosor del substrato a utilizar.
3. Elegir el ancho de la estructura del capacitor intergitado.
4. Seleccionar el ancho de los dedos del capacitor interdigitado.
5. Calcular la constante dieléctrica efectiva a partir de los datos anteriores.
6. Calcular el número y lo largo de los dedos del capacitor interdigitado.

Las fórmulas utilizadas para realizar el proceso descrito son:

$$W' = (W+S)N - S \tag{95}$$

donde W' es el ancho de la estructura del capacitor interdigitado. W es el ancho del dedo del capacitor interdigitado. S es el espaciado entre los dedos del capacitor.

Partiendo de la ecuación 95 podemos calcular el número de dedos que tendrá el capacitor interdigitado con valores iniciales de W', W y S

$$N = \frac{W'+S}{W+S} \tag{96}$$

con el valor de obtenido de la ecuación 96 se recalcula W' y con las curvas que pueden ser calculadas con las ecuaciones descritas en la sección A.1 tenemos el valor de la capacitancia por unidad de área ($C_{AT} pf/cm^2$) cuya ecuación es

$$C_{AT} = \frac{C}{Area} \tag{97}$$

donde C es el valor del capacitor que se desea diseñar. Entonces el área es

$$Area = \frac{C}{C_{AT}} = W' l \tag{98}$$

Finalmente, se calcula la longitud del dedo del capacitor interdigitado como sigue

$$l = \frac{Area}{W'} \tag{99}$$

A.3. Análisis del Stub Inductor.

Se presenta el proceso que fue realizado para el cálculo del stub inductor de una celda CRLH.

1. Escoger el valor nominal del stub inductor a diseñar.
2. Indicar el valor de la permitividad y el grosor del substrato a utilizar.
3. Seleccionar la longitud eléctrica del stub en radianes.
4. Indicar la frecuencia de operación.

Las fórmulas utilizadas para realizar el proceso descrito son:

$$Z_0 = \frac{\omega * L}{\tan \theta_i} \tag{100a}$$

$$\lambda_e = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \tag{100b}$$

$$anchoL = u \times h \tag{100c}$$

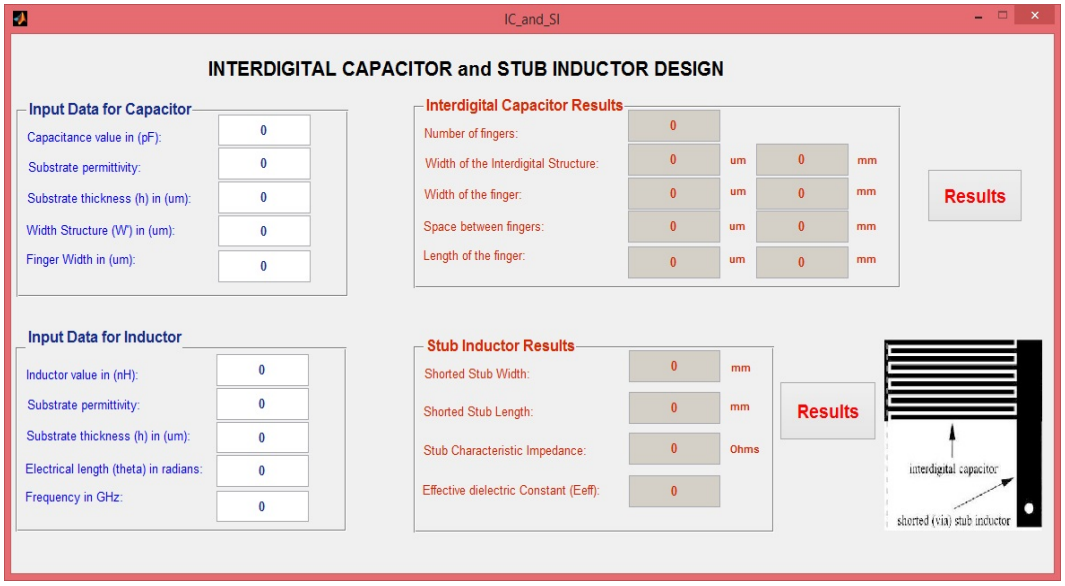
$$largoL = \Re \left[\frac{\theta_i \times \lambda_e}{2\pi} \right] \tag{100d}$$

A.4. Programa para el cálculo de las dimensiones de la celda CRLH

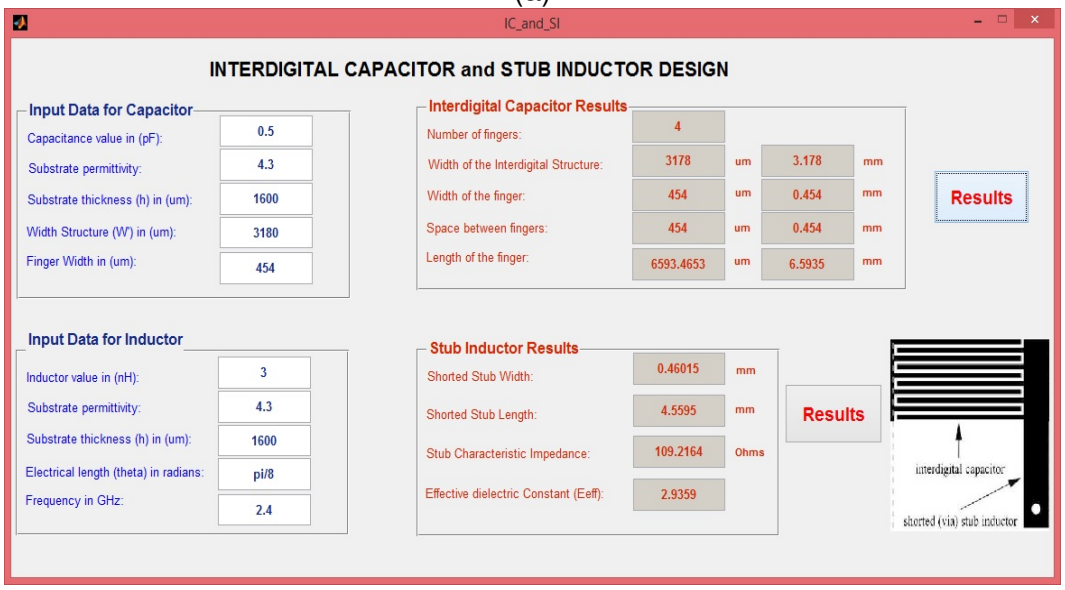
En esta sección se presenta el programa realizado en la interfaz gráfica de MATLAB con la finalidad de contar con una herramienta que facilite el diseño de celdas CRLH.

La figura A.2 muestra la pantalla inicial del programa realizado donde la primera columna se introduce los datos iniciales como son el valor nominal del capacitor, la permitividad y el espesor del substrato a utilizar, el valor inicial del ancho del capacitor interdigitado que generalmente estará asociado al ancho de la línea de microcinta, y el valor inicial o propuesto del ancho del dedo del capacitor interdigitado. De ahí, se pulsa el botón de resultados y se mostrará el número de dedos que contendrá el capacitor interdigitado, el valor final de ancho de la estructura del capacitor, el ancho y el espaciado entre los dedos y la longitud del dedo del capacitor interdigitado.

Luego, se introducirá el valor nominal del inductor, la longitud eléctrica en radianes y la frecuencia de diseño de la celda CRLH. Se pulsa el botón de resultados y la pantalla mostrará el ancho y largo del stub inductor, su impedancia característica y la constante eléctrica effectiva.



(a)



(b)

Figura A.2: Pantalla inicial del programa realizado en MATLAB® para calcular las dimensiones de una celda unitaria CRLH