



INAOE

DESARROLLO DE FILTROS DE ALTA FRECUENCIA CON OPERACIÓN DIFERENCIAL

Por
Johanny Alberto Escobar Peláez

Una disertación
Presentada al departamento de electrónica
Como requerimiento parcial para la obtención del grado
de:

**DOCTOR EN CIENCIAS
EN LA ESPECIALIDAD DE ELECTRÓNICA**

En
**EL INSTITUTO NACIONAL DE ASTROFÍSICA
ÓPTICA Y ELECTRÓNICA**

Diciembre 2016
Tonantzintla, Puebla

Dirigida por:
Dr. José Luis Olvera Cervantes, INAOE
Dr. Alonso Corona Chávez, INAOE

© INAOE 2016
Todos los derechos reservados
El autor concede permiso al INAOE para reproducir y distribuir
copias de manera parcial o total de este documento



Resumen.

Resumen general.

En esta sección, se hace una breve descripción de la temática trabajada en este documento de tesis, su contenido y alcances.

Idealmente, un filtro pasa-banda es un dispositivo que permite únicamente el paso de las señales que se encuentran contenidas en el rango de frecuencias de interés, a la vez que rechazan todas aquellas que se encuentran fuera de su banda de paso. En el área de las microondas, sin embargo, el comportamiento de los filtros difiere de este ideal. Debido a la naturaleza de los resonadores con los que son realizados, los filtros de microondas presentan frecuencias espurias, que básicamente introducen bandas de paso por fuera de la frecuencia fundamental de diseño, un efecto no deseado en la mayoría de aplicaciones. Adicionalmente, las pérdidas por inserción asociadas a la naturaleza real de los materiales, el rechazo en modo común, en el caso de filtros balanceados, el tamaño, la simplicidad de modelado, simulación y fabricación, entre otros, son parámetros que guardan una relación mutua entre ellos. Por esta razón, la búsqueda de estructuras que permitan tener un balance adecuado entre las características de forma y desempeño, es un área llena de oportunidades para la investigación científica. De la misma manera, el desarrollo de nuevos materiales, las exigencias tecnológicas en relación a frecuencia de operación y velocidades de transmisión, así como la disponibilidad de herramientas de simulación cada vez más complejas, han sido factores que han impulsado de manera vertiginosa la investigación en el área de dispositivos de alta frecuencia [1]. En consecuencia, una tendencia que ha ido ganando importancia en los últimos años, es la del desarrollo de dispositivos balanceados, esto debido a las múltiples ventajas que los mismos presentan en relación a sus contrapartes *single-ended*. Es precisamente esta área en particular en la cual se encuentra enfocado el presente trabajo de tesis.

El primer circuito presentado, es una red para la supresión de modo común (CMSN, de sus siglas en inglés *common mode suppression network*), que es una estructura planar de microcinta que toma ventaja de la presencia de la tierra virtual presente en los dispositivos balanceados y un arreglo de *stubs* lambda cuartos, para mejorar el desempeño en modo común del circuito al que se encuentra conectada. De esta manera, se logra incrementar hasta en 30 decibeles la supresión de un circuito con respuesta en modo común pobre. Debido a su simplicidad, la estructura propuesta presenta ventajas en comparación con otros enfoques usados en la literatura en términos de modelado, análisis, simulación y fabricación, además, puede ser conectada a un circuito ya existente sin la necesidad de que el mismo sea rediseñado. Posteriormente, se introduce una nueva metodología para el diseño de filtros balanceados; la cual consiste en realizar la combinación de dos dispositivos *single-ended* idénticos, a través de una CMSN diseñada para dicho propósito. El circuito balanceado resultante, hereda en su modo diferencial las características de desempeño en sus contrapartes *single-ended*, al mismo tiempo que exhibe una supresión de modo común por encima de 20 dB sin hacer uso estructuras complementarias adicionales. La técnica propuesta, no solo es útil para diseñar filtros balanceados, sino que también permite transformar dispositivos *single-ended* ya existentes en dispositivos balanceados de una manera simple y directa. Finalmente, se presenta un filtro doble banda balanceado de dos capas, en el cual, cada una de sus bandas puede ser diseñada de manera independiente entre sí, exhibiendo niveles de supresión para señales modo de 58dB y 45dB, para la primera y segunda banda, respectivamente, alrededor de 57dB de atenuación para el punto medio entre ambas bandas de paso, y un tamaño compacto. Adicionalmente, cabe destacar que los resultados obtenidos en cada uno de los circuitos propuestos fueron reportados en reconocidas revistas internacionales.

Finalmente, es importante mencionar que cada una de las metodologías de diseño descritas, son escalables a valores de frecuencia diferentes a aquellos que fueron usados para el desarrollo de los prototipos presentados en este documento.

Agradecimientos.

Agradecimientos a quienes formaron parte de este proceso.

A Dios, por guiarme de la mano en mis triunfos y fracasos. A México y al Conacyt por la oportunidad que me dieron de crecer como profesional. A mis profesores, por sus enseñanzas y su paciencia. A mi familia por su apoyo y sacrificio. Y a Mitzi, el amor de mi vida.

Al proyecto Ciencia Básica: CB-SEP-2012-01-180061.

Contenido.

Capítulo 1.	Introducción general	7
1.1	Motivación	8
1.2	Estado del arte	9
1.3	Objetivos	10
1.4	Organización de la tesis	11
	Referencias del capítulo 1	12
Capítulo 2.	Marco teórico	14
2.1	Líneas de transmisión	15
	2.1.1 Descripción general	15
	2.1.2 Análisis de líneas de transmisión	15
2.2	Líneas de microcinta	18
2.3	Parámetros de dispersión	20
2.4	Diseño de filtros de microondas	21
	2.4.1 Descripción general	21
	2.4.2 Metodología de diseño	22
2.5	Caracterización de dispositivos diferenciales	26
	Referencias del capítulo 2	28
Capítulo 3.	Estructura <i>single-layer</i> para la supresión de modo común	29
3.1	Descripción general	30
3.2	Metodología de diseño general	31
3.3	Simulación, fabricación, caracterización y discusión de resultados	37
	Referencias del capítulo 4	39
Capítulo 4.	Transformación de estructuras <i>single-ended</i> a balanceadas	40
4.1	Descripción general	41
4.2	Metodología de diseño general	41
4.3	Simulación, fabricación, caracterización y discusión de resultados	45
	Referencias del capítulo 5	48
Capítulo 5.	Filtro balanceado con doble banda de paso (DBBPF)	49
5.1	Descripción general	50
5.2	Metodología de diseño general	50
5.3	Simulación, fabricación, caracterización y discusión de resultados	55
	Referencias del capítulo 6	57
Conclusiones.		58
Apéndice.		60

Capítulo 1.

Introducción general.

En este capítulo, se introduce a la temática alrededor de la cual se desarrolló este trabajo de tesis, las razones por las cuales es un área de investigación de interés, así como una breve descripción del estado del arte y los objetivos del trabajo.

1.1 Motivación.

El espectro electromagnético utilizable, es un rango de frecuencias limitado no solo por la naturaleza, sino también por las capacidades tecnológicas modernas. Actualmente, en el rango de las microondas, se pueden encontrar un gran número de aplicaciones comerciales que comparten frecuencias de operación muy cercanas entre sí: GPS, telefonía móvil, satélite, WIFI, radar, WIMAX, Bluetooth, entre otras. Esta creciente saturación del espectro electromagnético, junto con otras tendencias tecnológicas como la miniaturización, el incremento de las velocidades operación, el desarrollo de nuevos materiales y herramientas cada vez más sofisticadas para el diseño asistido por computadora (CAD), han sido factores que han estimulado a lo largo de las últimas décadas el estudio de dispositivos de alta frecuencia [1]. Un ejemplo de esto, son los filtros de microondas, componentes indispensables para eliminar señales interferentes externas o evitar que un sistema en particular produzca interferencia que pudiera afectar el funcionamiento de otros servicios adyacentes. Como se muestra en la Figura 1.1, los filtros son componentes claves en el *front-end* de muchas aplicaciones inalámbricas, en este caso una BTS (de su nombre en inglés, *base transceiver station*) de telefonía celular. Para garantizar un adecuado funcionamiento del servicio, se requieren filtros de microondas de alto desempeño, tanto a la entrada como a la salida de la estación radio base; si el filtro de recepción tiene pérdidas por inserción muy altas, no será posible captar las débiles señales entrantes enviadas por los abonados, de la misma manera, un filtro de transmisión no óptimo, implicará pérdidas de potencia y, en consecuencia, aumentos de costo debido a la baja eficiencia del sistema. Sin embargo, las pérdidas por inserción de los filtros no son sino una de las muchas características que se pueden enumerar en estos dispositivos.

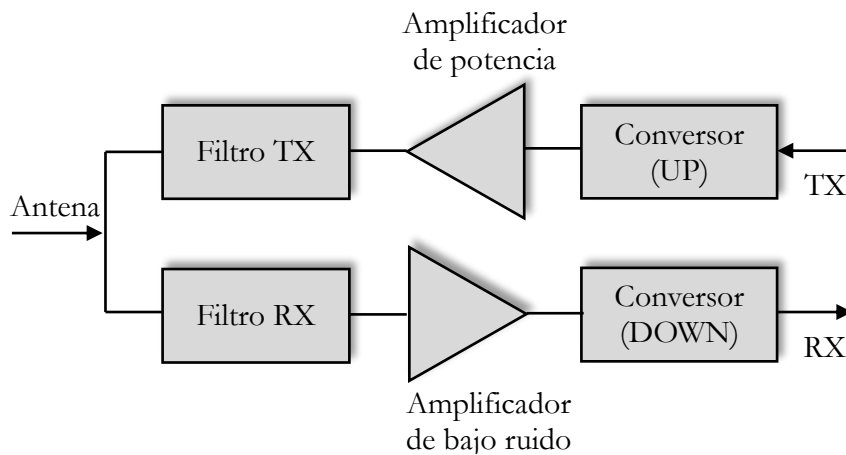


Figura 1.1. Diagrama del *front-end* de una estación de radio base celular [2].

Así pues, el tamaño de los filtros tendrá un impacto directo en el tamaño del receptor completo, la presencia de frecuencias espurias comprometerá la labor de filtrado del dispositivo, la selectividad determinará que tan bien limitado en frecuencia estará o no un servicio en particular, la tecnología de fabricación restringirá los tipos de materiales se pueden usar para la implementación de un *layout* en particular, etc. Adicionalmente, es necesario tener en cuenta que

el diseño de filtros de microondas, es un compromiso constante entre sus características de desempeño y forma. Por esta razón, la búsqueda de dispositivos electrónicos que permitan mantener un buen balance de costo-desempeño-forma, resulta ser un área desafiante y llena de oportunidades en términos de investigación científica.

Por otro lado, un campo de investigación que ha ido creciendo a lo largo de los últimos años, es el del desarrollo de estructuras balanceadas. Menor sensibilidad a la interferencia electromagnética externa, mayor confinamiento de los campos electromagnéticos que se manifiesta en menos interferencia electromagnética EMI (de su nombre en inglés, *electromagnetic interference*) radiada, operación con menores niveles de potencia y reducción en los caminos de retorno de las señales, son algunas de las principales ventajas que los esquemas diferenciales poseen en comparación con sus contrapartes *single-ended*. Por esta razón, en este trabajo se presenta un grupo de dispositivos de microondas balanceados que han sido diseñados para superar deficiencias o proveer alternativas diferentes, a aquellas que ya han sido exploradas en el estado del arte.

1.2 Estado del arte.

A lo largo de los últimos años, las estructuras balanceadas han tomado un gran interés en el diseño de circuitos de microondas; prueba de esto es el creciente número de publicaciones que se pueden encontrar en la literatura en relación al tema: mezcladores [3], amplificadores de bajo ruido [4], antenas [5], filtros [6-8] y diplexores [9-12], son algunos ejemplos de los dispositivos con operación diferencial que están siendo estudiados actualmente. Sin embargo, tal vez la principal desventaja de estas estructuras, en comparación con sus equivalentes *single-ended*, es su inherente aumento en el tamaño. Por esta razón, el desarrollo de técnicas de miniaturización, así como el aumento del rechazo a señales en modo común (CM) resulta ser un área de interés en la investigación de este tipo de dispositivos.

Un área particularmente interesante en términos de dispositivos balanceados, es el desarrollo de filtros doble banda. En [13] se presenta un filtro de doble banda balanceado basado en resonadores de anillo con salto de impedancia (SIR, de su nombre en inglés *stepped impedance resonator*), sin embargo, el filtro presenta altas pérdidas por inserción, bandas de paso poco-planas y selectividad pobre (principalmente en la banda de frecuencia más alta). Posteriormente, en [14] los autores presentaron un filtro doble banda balanceado haciendo uso nuevamente de resonadores de salto de impedancia. El comportamiento doble banda se obtiene controlando la posición del primer espurio mediante variaciones en la geometría del resonador. Al modificarse la relación de ancho entre la sección de alta impedancia y la de baja impedancia de cada resonador, la posición del primer espurio puede ser modificada, sin embargo, este enfoque presenta varios inconvenientes: el primero, es que el filtro presenta muy pobre rechazo a señales en modo común, por lo cual se requiere hacer uso de resistencias y/o capacitancias como cargas en cada uno de los resonadores. Estos componentes al ser incluidos en la estructura de los resonadores, modifican los acoplamientos en modo común, mejorando significativamente el desempeño de éste tipo de señales. Sin embargo, añadir resistencias y/o capacitancias con amplio ancho banda de operación, aumenta la complejidad del diseño y fabricación del circuito. Más recientemente, en [15] se presentó un filtro balanceado con doble banda de operación basado en resonadores embebidos. La estructura presenta un tamaño compacto, debido al

concepto de resonador embebido, donde el resonador de más alta frecuencia se encuentra contenido en la estructura del resonador de más baja frecuencia. Sin embargo, nuevamente el filtro presenta un pobre desempeño para señales con operación en modo común, razón por la cual se hace necesario el uso de DGS (de su nombre en inglés *Defected Ground Structures*) para compensar dicha deficiencia, aumentando la complejidad de diseño y fabricación. Más importante aún, el uso de resonadores embebidos hace que el diseño de cada banda de paso del filtro doble banda, no sea completamente independiente, debido a que se deben satisfacer simultáneamente, de forma parcial, las condiciones de diseño de cada filtro [16].

De esta manera, se hace notorio que en el proceso de migrar de estructuras *single-ended* a balanceadas, uno de los retos más importantes es el de alcanzar altos niveles de supresión de modo común. Para lograr esto, uno de los métodos más destacados es el de uso de DGS, estructuras que introducen características pasa-bajas en el modo común de los circuitos que las usan sin afectar su modo diferencial, razón por la cual diferentes clases de geometrías son propuestas en la literatura con dicho propósito, incluyendo DSPP (de su nombre en inglés, *dumbbell-shaped periodic patterns*) [17], CSR (de su nombre en inglés, *complementary split rings*) [18], entre otras. Aun cuando el uso de DGS efectivamente permite mejorar el modo común de circuitos con comportamientos deficientes en este aspecto, para lograr niveles de supresión significativos se hace necesario el uso de múltiples etapas en cascada de DGSs a la entrada y/o salida del circuito, aumentando su complejidad de modelado, simulación y fabricación, además de que es recomendable que el efecto de las DGS sea tenido en cuenta desde el diseño inicial del circuito, haciendo aún más complejo el proceso de diseño, sin mencionar el hecho de que las perturbaciones en los planos de tierra son componentes no deseados en el diseño de circuitos de alta frecuencia.

Por otro lado, Los resonadores de anillo con stub-cortocircuitado han mostrado ser componentes que mantienen un buen balance entre algunas de las características más importantes que debe tener un resonador, como lo son la simplicidad, flexibilidad de diseño, tamaño y supresión de espurios [19-20]. Un resonador de anillo con stub cortocircuitado consiste básicamente en 3 líneas de transmisión con características de impedancia y longitud eléctrica bien definidas a la frecuencia de resonancia. En [21], se introdujo el uso de este tipo de resonadores en estructuras balanceadas. Debido a que en una estructura balanceada existe una tierra virtual en el eje de simetría, los resonadores de anillo con stub cortocircuitado resultan ser estructuras particularmente convenientes para éste tipo de circuitos, ya que la necesidad de vías a tierra es eliminada precisamente por la presencia de la tierra virtual, además de que presentan de manera natural un buen rechazo a señales en modo común, esto debido a su gran disparidad de operación de modo común en relación a su operación en modo diferencial. Debido a estas características, en este trabajo se hará uso de este tipo de resonadores en estructuras balanceadas más complejas.

1.3 Objetivos.

Objetivo general:

Proponer dispositivos electrónicos aplicados al área de las microondas que presenten características novedosas en aspectos como tamaño, simplicidad, desempeño, u otras.

Permitiendo marcar nuevos estándares de referencia en relación a operación y/o forma o mejorando aquellos ya existentes.

Objetivos particulares:

- Tomar ventaja de la presencia de la tierra virtual en el eje de simetría de las estructuras balanceadas mediante el uso de resonadores de anillo con stub cortocircuitado.
- Poner a prueba alternativas diferentes para la mejora de la respuesta a señales en modo común en circuitos balanceados.
- Proponer una metodología para el diseño de filtros balanceados aplicando el principio de redes de acople a la entrada y salida.
- Presentar las ventajas de usar redes planares para la mejora de señales en modo común sobre otros esquemas usados en la literatura.
- Describir la metodología para la conversión de dispositivos *single-ended* en balanceados.
- Verificar la validez de los modelos y metodologías propuestas, mediante la fabricación y medición de prototipos.

1.4 Organización de la tesis.

Este documento de tesis está organizado de la manera en que se describe a continuación.

Resumen general: En esta sección se describe el área de interés alrededor de la cual se desarrolló este trabajo de tesis. Adicionalmente, se mencionan de manera general las principales características de los resultados obtenidos.

Capítulo 1. Introducción general: En este capítulo, se hace una breve descripción de la temática trabajada en este documento de tesis, su contenido, estado del arte y alcances del trabajo desarrollado.

Capítulo 2. Marco teórico: En este capítulo, se describen los principales conceptos de relevancia técnica que son tratados a lo largo del presente trabajo de tesis; teoría de líneas de transmisión, diseño de filtros de microondas y parámetros de dispersión.

Capítulo 3. Estructura *single-layer* para la supresión de modo común: En este capítulo, se presenta una estructura planar para la supresión de señales en modo común. se hace una introducción general de los elementos que la constituyen, su procedimiento de diseño, y para finalizar, se realiza un análisis de resultados basado en los datos experimentales y de simulación obtenidos.

Capítulo 4. Transformación de estructuras *single-ended* a balanceadas: En este capítulo, se introduce el uso de la estructura planar para la supresión de señales en modo común, como herramienta para la transformación de dispositivos *single-ended* en balanceados. Posteriormente, se describe el procedimiento de diseño de un filtro balanceado a partir de un filtro *single-ended* convencional, finalmente, se realiza un análisis de resultados basado en los datos experimentales y de simulación obtenidos.

Capítulo 5. Filtro balanceado con doble banda de paso(DBBPF): En este capítulo, se presenta una metodología de diseño para filtros balanceados con doble banda de paso. Se hace una introducción general de sus principales características constituyentes, posteriormente se describe su procedimiento de diseño, y para finalizar, se realiza un análisis de resultados basado en los datos experimentales y de simulación obtenidos.

Conclusiones: En esta sección, se presentan las principales conclusiones en relación al trabajo de tesis presentado; características principales, aportaciones y perspectivas a futuro en el área trabajada.

Apéndice: Finalmente, en esta sección, se enlistan las publicaciones logradas en el periodo correspondiente a los cuatro años de doctorado.

Referencias.

Referencias del capítulo 1.

- [1] J.S Hong, M.J. Lancaster, *microstrip filters for RF/microwave applications*, John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [2] I.C. Hunter, L. Billonet, B. Jarry, P. Guillon, *microwave filters applications and technology*, IEEE transactions on microwave theory and techniques, Vol. 50, pp 794-805, marzo 2002.
- [3] G. Chattopadhyay, F. Rice, D. Miller, H.G. Leduc, J. Zmuidzinas, *a 530-GHz balanced mixer*, IEEE microwave and guided wave letters, Vol. 9, pp. 467-469, noviembre 1999.
- [4] G. Sun, J. Bao, *analysis and simulation of balanced low noise amplifier*, IEEE circuits and systems international conference on testing and diagnosis, pp. 1-4, abril 2009.
- [5] E. Colin-Beltran, A. Corona-Chavez, T. Itoh, J.E. Mendoza-Torres, *circular aperture slot antenna with common-mode rejection filter based on defected ground structures for broad band*, IEEE transactions on antennas and propagation, Vol. 61, pp. 2425-2431, mayo. 2013.
- [6] H.C. Chen, C.H. Tsai, T.L. Wu, *a compact and embedded balanced bandpass filter with wideband common-mode suppression on wireless SIP*, IEEE transactions on components, packaging and manufacturing technology, Vol. 2, pp. 1030-1028, junio 2012.
- [7] C.H. Wu, C.H. Wang, S.Y. Chen, C.H. Chen, *balanced-to-unbalanced bandpass filters and the antenna application*, IEEE transaction on microwave theory and techniques, Vol. 56, pp. 2474-2482, noviembre 2008.
- [8] J. Chen, J. Chen, *compact balanced bandpass filter using inter-digital line resonator with high common-mode noise suppression*, microwave and optical technology letters, Vol. 54, pp. 918-920, abril 2012.
- [9] H. Lobato-Morales, S. Jim, A. Corona-Chavez, T. Itoh, J.L. Olvera-Cervantes, *UWB and WLAN microstrip diplexer for differential-mode operation*, IEEE microwave symposium Digest (MTT), pp.1-3, junio 2012.
- [10] C.H. Wu, C.H. Wang, C.H. Chen, *a novel balanced to unbalanced diplexer based on four port balanced to balanced bandpass filter*, EuMC microwave conference, pp. 28-31, octubre 2008.
- [11] Q. Xue, J. Shi, J.X. Chen, *unbalanced to balanced and balanced to unbalanced diplexer with high selectivity and common mode suppression*, IEEE transaction on microwave theory and techniques, Vol. 59, pp. 2848-2855, noviembre 2011.
- [12] H. Denga, Y. Zhaoa, Y. Fua, Y. Hea, X. Zhaoa, *high selectivity and CM suppression microstrip balanced BPF and balanced to- balanced diplexer*, progress in electromagnetics research PIER, Vol. 27, pp. 1047-1058, mayo 2013.
- [13] J. Shi, Q. Xue, *novel balanced dual-band bandpass filter using coupled stepped-impedance resonators*, IEEE microwave and wireless components letters. Vol. 20, pp. 19-21, enero 2010.

- [14] J. Shi, Q. Xue, *dual-band and wide-stopband single-band balanced bandpass filters with high selectivity and common-mode suppression*, IEEE transactions on microwave theory and techniques, Vol. 58, pp. 2204-2212, agosto 2010.
- [15] A. Fernandez-Prieto, J. Martel-Villagr, F. Medina, F. Mesa, S. Qian, J.S. Hong, J. Naqui, F. Martin, *dual-band differential filter using broadband common-mode rejection artificial transmission line*, progress in electromagnetics research, Vol. 139, pp. 779-797, mayo 2013.
- [16] Y. Ping, M. Sun, *dual-band microstrip bandpass filter using stepped-impedance resonators with new coupling schemes*, IEEE transaction microwave theory and technique, Vol. 54, pp. 3779-3785, octubre 2006.
- [17] A. Fernández-Prieto, J. Martel, et al., *dual-band differential filter using broad-band common-mode rejection artificial transmission line*, progress in electromagnetics research PIER, Vol. 139, pp. 779-797, mayo 2013.
- [18] J. Naqui, A. Fernández-Prieto, et al., *common-mode suppression in microstrip differential lines by means of complementary split ring resonators: theory and applications*, IEEE transaction on microwave theory and technique, Vol. 60, pp. 3023-3034, Agosto 2012.
- [19] J. Escobar-Pelaez, J. Olvera-Cervantes, I.E. Zaldívar-Huerta, et al, *novel microwave bandpass filter with compact size and good out-of-band performance for microwave photonic filter applications*, IEEE international Midwest symposium on circuits and systems (MWSCAS), pp. 129-133, agosto 2012.
- [20] J. Escobar-Peláez, J. Olvera-Cervantes, I.E. Zaldívar-Huerta, *filtros de microondas tipo pasa banda basados en una nueva familia de resonadores de anillo con stub-cortocircuitado, con aplicación en filtro fotónico*, tesis de maestría INAOE, agosto 2010.
- [21] J.L. Olvera-Cervantes, A. Corona-Chavez, *microstrip balanced bandpass filter with compact size, extended-stopband and common-mode noise suppression*, IEEE microwave and wireless components letters, Vol. 23, pp. 530-532, octubre 2013.

Capítulo 2.

Marco teórico.

En este capítulo, se hace una breve introducción a los principales aspectos teóricos de líneas de transmisión y diseño de filtros de microondas que son necesarios para el adecuado entendimiento de este trabajo de tesis.

2.1 Líneas de transmisión.

2.1.1 Descripción general.

Una línea de transmisión es un medio físicamente limitado a través del cual se realiza el transporte de energía electromagnética. A diferencia del espacio libre, las condiciones de propagación de una señal pueden ser controladas mediante la variación de las características físicas y eléctricas del medio guiado a través del cual se propaga. Microcinta, cable coaxial, cable bifilar, *stripline*, guía de onda, entre otras, son algunos de los principales tipos de líneas de transmisión (Figura 2.1). A pesar de que de todas las líneas de transmisión cumplen con una función similar, las condiciones de funcionamiento entre tipos diferentes de líneas de transmisión pueden variar drásticamente: impedancia característica, pérdidas, frecuencias de operación, dispersión, radiación electromagnética, modos de propagación, velocidades de transmisión, entre otras, son todas características que van a diferir de un tipo de línea de transmisión a otro. En los sistemas electrónicos de altas frecuencias, las líneas de transmisión encuentran aplicaciones diferentes al transporte de energía. Entre estas aplicaciones se encuentra la fabricación de capacitancias, inductancias, circuitos resonadores, filtros, acopladores de impedancia, divisores de potencia, entre muchas otras [1].

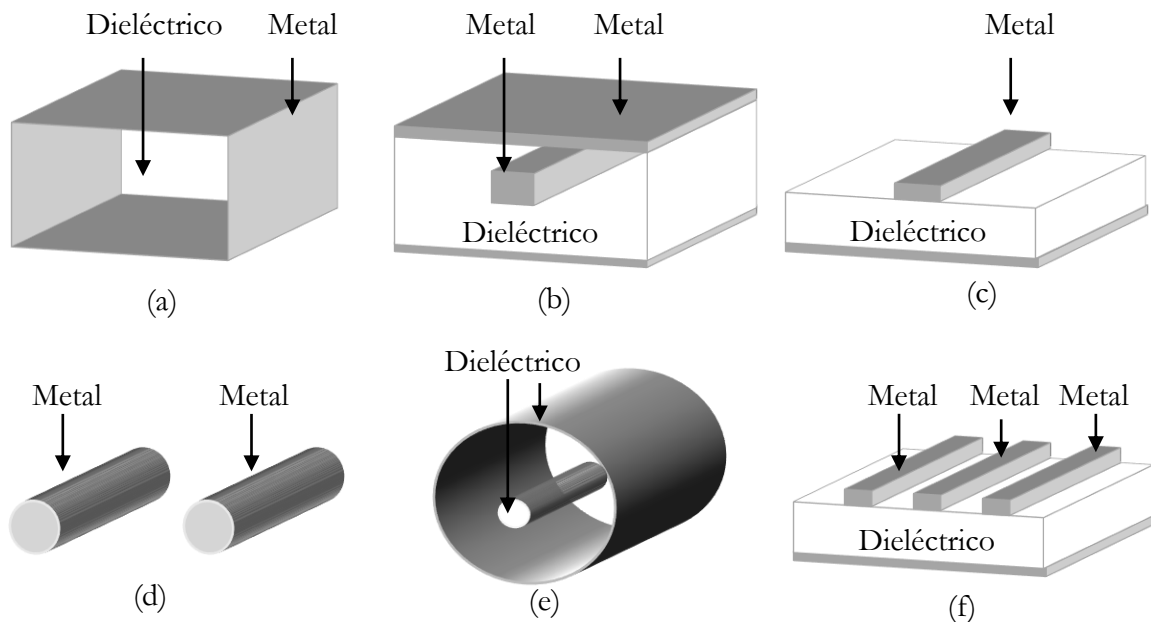


Figura 2.1. (a) Guía de onda. (b) *Stripline*. (c) Microcinta. (d) Cable bifilar. (e) Fibra óptica. (f) Líneas coplanares

2.1.2 Análisis de líneas de transmisión.

La principal diferencia entre la teoría de circuitos y el análisis de líneas de transmisión, tiene que ver con el tamaño eléctrico [2]. En teoría de circuitos se considera que la longitud física de los circuitos es tan pequeña en comparación con las longitudes de onda de las señales que los atraviesan que estos pueden ser considerados puntuales, de esta manera un capacitor, resistor u otro componente tiene una posición determinada en el circuito eléctrico. Sin embargo, al aumentar las frecuencias de operación -disminuir las longitudes de onda-, esta aproximación deja

de ser correcta, y, en consecuencia, es necesario considerar que los elementos que constituyen la línea de transmisión se encuentran distribuidos a lo largo de la misma, tal y como se presenta en la Figura 2.2. Las resistencias e inductancias describen la naturaleza real de los materiales con los que está construido la línea de transmisión, siendo R la resistencia eléctrica asociada a las pérdidas en los conductores y G la conductancia asociada a las pérdidas a través del material dieléctrico. De la misma manera, L y C , representan la inductancia y capacitancia entre las líneas de transmisión de ida y regreso del sistema[2].

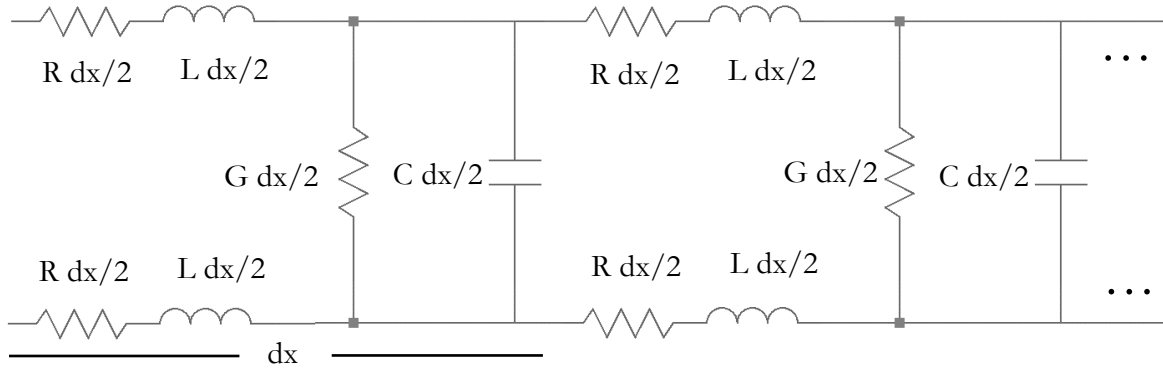


Figura 2.2. Modelo de línea de transmisión con parámetros distribuidos.

De esta manera, se tiene que:

R es la resistencia en serie por unidad de longitud, en (Ω/m).

L es la inductancia en serie por unidad de longitud, en (H/m).

G es la conductancia a tierra por unidad de longitud, en (S/m).

C es la capacitancia a tierra por unidad de longitud, en (F/m).

Aplicando análisis de circuitos, se puede determinar que las ecuaciones de corriente y voltaje que a la línea de transmisión son:

$$dv = i(R + j\omega L)dx \quad (2.1)$$

$$di = v(G + j\omega C)dx \quad (2.2)$$

$$\frac{dv}{dx} = i(R + j\omega L) = zi \quad (2.3)$$

$$\frac{di}{dx} = v(G + j\omega C) = yv, \quad (2.4)$$

con la impedancia por unidad de longitud siendo igual a $z = R + j\omega L$. Derivando las ecuaciones (2.1) y (2.2) se obtiene que:

$$\frac{d^2v}{dx^2} = zyv \quad (2.5)$$

$$\frac{d^2i}{dx^2} = zyi, \quad (2.6)$$

cuyas soluciones son de la forma

$$V(x) = V^+ e^{-\gamma x} + V^- e^{\gamma x} \quad (2.7)$$

$$I(x) = I^+ e^{-\gamma x} + I^- e^{\gamma x} \quad (2.8)$$

donde

$$\gamma = \sqrt{zy} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.9)$$

siendo γ la constante de propagación, una de las variables fundamentales en la teoría de líneas de transmisión [2]. De manera general, su forma es

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2.10)$$

donde α es la constante de atenuación, en Neper/m y β es la constante de fase, en rad/m.

A partir de (2.7) y (2.8) se puede encontrar que la ecuación que describe la impedancia característica es:

$$z_0 = \sqrt{\frac{z}{y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.11)$$

las ecuaciones (2.7) y (2.8), describen el voltaje y corriente de una onda que viaja a lo largo de la línea de transmisión; el cual está compuesto por una componente que viaja desde el generador y otra que viaja hacia el generador. De esta manera, el voltaje reflejado viene dado por:

$$V(z) = V_L e^{-\gamma z} \quad (2.12)$$

Mientras que la corriente la corriente viene expresada por:

$$I(z) = -\frac{V(z)}{z_0} = -\frac{V_L e^{-\gamma z}}{z_0} \quad (2.13)$$

De esta manera, el voltaje y la corriente en cualquier punto de la línea puede ser expresado como

$$V(z) = V_L \cosh(\gamma z) + I_L z_0 \sinh(\gamma z) \quad (2.14)$$

$$I(z) = I_L \cosh(\gamma z) + \frac{V_L}{z_0} \sinh(\gamma z) \quad (2.15)$$

siendo

$$\cosh(\gamma z) = \frac{e^{\gamma z} + e^{-\gamma z}}{2} \quad (2.16)$$

$$\sinh(\gamma z) = \frac{e^{\gamma z} - e^{-\gamma z}}{2} \quad (2.17)$$

Finalmente, la impedancia de entrada de la línea queda descrita según la ecuación (2.18), siendo l la longitud de la línea y Z_{in} la impedancia vista desde la entrada de la línea [2], tal y como se muestra en la Figura 2.3

$$Z_{in} = \frac{Z_L \cosh(\gamma l) + Z_0 \sinh(\gamma l)}{Z_0 \cosh(\gamma l) + Z_L \sinh(\gamma l)} \quad (2.18)$$

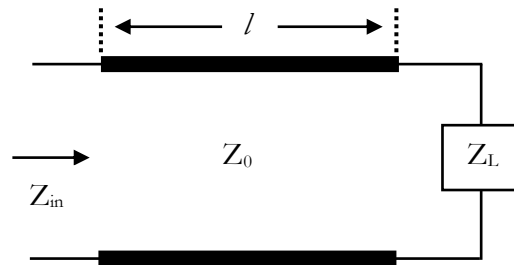


Figura 2.3. Línea de transmisión con impedancia de carga.

Dos casos particulares de la ecuación (2.18) que resultan de interés en este trabajo, ocurren cuando la impedancia de carga es un corto circuito o un circuito abierto. De esta manera, para una impedancia de carga $Z_L=0 \Omega$, se puede encontrar que la impedancia de entrada está descrita por la ecuación (2.19), mientras que para $Z_L=\infty \Omega$, la impedancia de carga puede ser descrita según (2.20)

$$Z_{inCC} = jZ_0 \frac{\sin(\beta l)}{\cos(\beta l)} \quad (2.19)$$

$$Z_{inOC} = -jZ_0 \frac{\cos(\beta l)}{\sin(\beta l)} \quad (2.20)$$

2.2 Líneas de microcinta.

En esta sección se describen algunas características importantes en relación con las líneas de microcinta, debido a que es el tipo de línea de transmisión que fue usada para el desarrollo de esta tesis. Las líneas de microcinta son un caso especial de líneas de transmisión ampliamente usado en circuitos planares de alta frecuencia, principalmente debido a sus facilidades de construcción, amplio rango de operación y capacidad de integración en dispositivos activos y pasivos [2]. Una línea de microcinta, está compuesta básicamente por un par de planos conductores separados por un material dieléctrico. El plano superior, es aquel a través del cual se propaga la señal de información que está siendo transmitida. En consecuencia, el plano inferior es el plano de retorno de la señal. Por otro lado, el medio dieléctrico sirve como medio para la propagación de los campos electromagnéticos, a la vez de que permite dar soporte mecánico a los planos conductores [3]. Las propiedades eléctricas de propagación de una señal siendo transmitida en una microcinta, dependerán entonces de las propiedades físicas de los conductores, así como de las del medio dieléctrico usado como sustrato. En la Figura 2.4 se muestra una sección de línea de

microcinta, en la que se pueden identificar cada una de sus partes, junto con los componentes físicos que la constituyen.

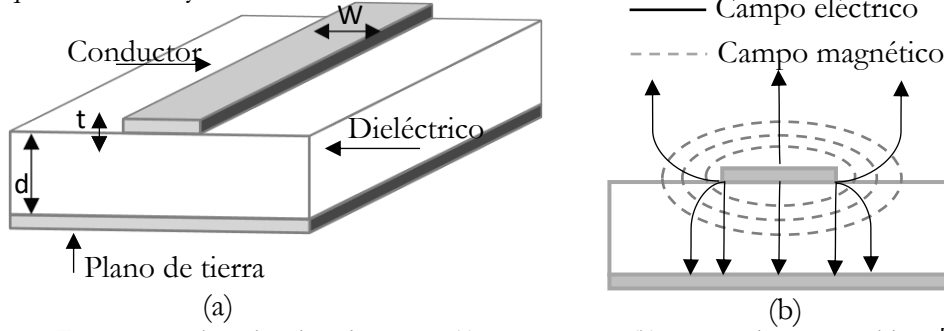


Figura 2.4. Línea de microcinta y sus (a) componentes (b) campos electromagnéticos [3]

Los campos electromagnéticos de una señal propagándose a través de una microcinta, ocuparán tanto el sustrato como el aire encima de él. Debido a la presencia de esta discontinuidad entre los medios, las líneas de microcinta no poseen un modo de propagación puramente transversal electromagnético (TEM, de su nombre en inglés *transversal electromagnetic*), sin embargo, las componentes longitudinales de los campos, son despreciable en comparación con las transversales, a esto se le conoce como aproximación cuasi-TEM de la microcinta, la cual es válida en la mayor parte de su rango de operación [3]. Si se remueve el material dieléctrico, la homogeneidad del medio permite un modo de propagación TEM puro, en el cual la señal se propaga a la velocidad de la luz. Sin embargo, en presencia del medio dieléctrico, los campos electromagnéticos que van ‘sumergidos’ en el medio mismo viajan a una velocidad menor que aquellos en el aire. De esta manera, la velocidad de la onda estará en un punto intermedio entre la velocidad en el vacío y la velocidad en el medio sumergido, este efecto se puede observar en la ecuación (2.21), donde la permitividad efectiva, considera el efecto combinado del aire y el medio dieléctrico.

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.21)$$

Considerando un espesor de conductor mucho más pequeño que el grosor del dieléctrico, la permitividad efectiva y la impedancia característica se pueden describir con buena precisión, según las ecuaciones de Hammerstad y Jensen (2.22) y (2.23) [4]:

$$\begin{aligned} \epsilon_e &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-ab} \\ a &= 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{u^4 + (u/54)^2}{u^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18.1} \right)^3 \right] \\ b &= 0.564 \left[\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right]^{0.053} \end{aligned} \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} Z_0 &= \frac{\eta}{2\pi} \ln \left[\frac{\xi h}{W} + \sqrt{1 + \left(\frac{2h}{W} \right)^2} \right] \\ \xi &= 6 + (2\pi - 6) e^{-(30.666h/W)^{0.7528}} \\ \eta &= \frac{377}{\sqrt{\epsilon_e}} \end{aligned} \quad (2.23)$$

2.3 Parámetros de dispersión.

Los parámetros de dispersión, son parámetros de redes de dos puertos que permiten caracterizar una red a partir de las relaciones de voltajes incidentes y/o reflejados [5]. Estos parámetros, son de gran utilidad en circuitos electrónicos, debido a que altas frecuencias, no es posible garantizar las condiciones adecuadas para la medición de otros tipos de parámetros, como es el caso de los parámetros de impedancia. Además, su medición puede ser realizada haciendo uso de Analizadores de redes. Los parámetros de dispersión mostrados en la Figura 2.5, están definidos bajo las condiciones que se presentan en las ecuaciones (2.24) a (2.27).

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} \quad (2.24)$$

$$S_{12} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0} \quad (2.25)$$

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} \quad (2.26)$$

$$S_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0} \quad (2.27)$$

Los esquemas que representan dichas condiciones son:

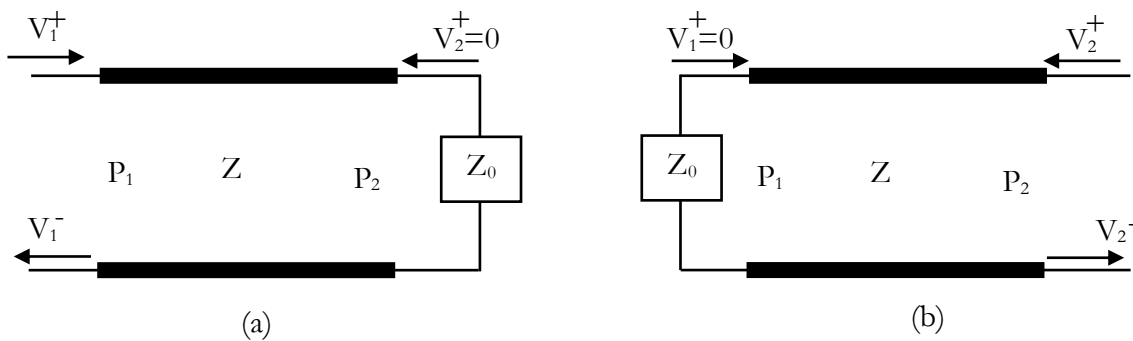


Figura 2.5. Esquemas para el cálculo de los parámetros de dispersión en una red de dos puertos.

Los parámetros S_{11} y S_{22} son conocidos como parámetros de reflexión, mientras que S_{21} y S_{12} son conocidos como los parámetros de transmisión. Con frecuencia, sus amplitudes son expresadas en decibeles (dB), de acuerdo a las ecuaciones (2.28) a (2.31). La conversión a otros tipos de parámetros de dos puertos, puede ser realizada mediante tablas como las presentadas en [6].

$$S_{11}^{dB} = 20 \log |S_{11}| \quad (2.28)$$

$$S_{22}^{dB} = 20 \log |S_{22}| \quad (2.29)$$

$$S_{21}^{dB} = 20 \log |S_{21}| \quad (2.30)$$

$$S_{12}^{dB} = 20 \log |S_{12}| \quad (2.31)$$

2.4 Diseño de filtros de microondas.

2.4.1 Descripción general.

Debido a que en este trabajo de tesis se muestra el desarrollo de filtros de microonda construidos en tecnología de microcinta, en esta sección, se describen algunas de sus principales características, así como un resumen de la metodología que se sigue para su diseño. Los filtros de microondas basados en resonadores, son dispositivos compuestos básicamente por tres tipos de estructuras: líneas de alimentación, resonadores y estructuras complementarias. Las líneas de alimentación son la interfaz que unen los dispositivos conectados al filtro con las partes que constituyen al mismo. Los resonadores son estructuras de microondas que de manera selectiva permiten la transmisión de señales ubicadas en valores puntuales de frecuencia y constituyen el corazón mismo del filtro. Por otra parte, las estructuras complementarias, son elementos que se añaden a los filtros para mejorar una o un conjunto de características en particular.

Existen muchas características que pueden ser enumeradas en relación a este tipo de dispositivos: tamaño, frecuencias espurias, pérdidas por inserción, supresión de modo común, selectividad, facilidad de fabricación, simplicidad de diseño, entre otras. Todas estas características juegan papeles que pueden o no ser determinantes para una aplicación en particular. A continuación, se describen algunas de dichas características y su impacto o influencia en el comportamiento de un filtro de microondas [3].

- **Tamaño del filtro:** el tamaño de un filtro de microondas afecta directamente en el tamaño del *front-end* de un dispositivo determinado. En muchas aplicaciones, principalmente en dispositivos móviles, la miniaturización es una característica crítica la cual generalmente viene acompañada con una disminución en el desempeño de un circuito o un aumento en la complejidad de fabricación del mismo. La tecnología de fabricación, el tipo de materiales y estructuras, tendrán un impacto directo en esta característica.
- **Pérdidas de inserción:** es la atenuación que sufre una señal en la banda de paso de un filtro debido a la presencia del mismo. Evidentemente, es una característica muy importante en cualquier dispositivo de comunicación, principalmente en filtros de *front-end*, donde se busca que las pérdidas por inserción sean bajas, esto se puede lograr usando materiales de alta calidad.
- **Frecuencias espurias:** debido a su naturaleza, los resonadores de microondas no permiten el paso de un único valor de frecuencia. Este fenómeno, produce bandas de paso no deseadas en la respuesta en frecuencia del filtro. Generalmente, se busca que las frecuencias espurias se encuentren alejadas de la frecuencia central de operación, algo que depende principalmente del tipo de estructuras resonantes que son utilizadas para la implementación de un filtro en particular.
- **Supresión de modo común:** en filtros con operación diferencial, se refiere a la supresión natural que presenta un filtro ante las señales en modo común presentes en el mismo. Valores altos de supresión de modo común, son una característica deseada en circuitos balanceados, la cual, muchas veces no es posible de lograr sin el uso de estructuras complementarias.

- **Selectividad:** se refiere a la capacidad de suprimir señales con valores de frecuencia cercanos a la banda de paso de un filtro. Es un parámetro que depende principalmente del orden de los filtros y de los materiales con los que está realizado el mismo.

2.4.2 Metodología de diseño.

La metodología de diseño de filtros de microondas se puede resumir de manera general en los siguientes pasos:

- A. **Establecer las características de diseño:** Consiste en definir la frecuencia central de operación, ancho de banda, tipo de filtro y orden.
- B. **Calcular los acoplamientos o retardos de grupo:** A partir de las características de diseño, se calculan los acoplamientos externos, mutuos o retardos de grupo, según corresponda.
- C. **Selección y sintonización los resonadores:** Se hace la elección del tipo de resonador más conveniente para la estructura en particular, posteriormente, se sintoniza el resonador o resonadores al valor de la frecuencia central del filtro.
- D. **Se determina la posición de cada estructura:** Finalmente, se determina la posición de cada estructura dentro del filtro a partir de los coeficientes de acoplamiento o retardos de grupo de diseño y simulaciones sistemáticas.

A. Establecer las características de diseño.

En esta etapa se establecen las características ideales que se espera que tenga el prototipo. El ancho de banda fraccional, el tipo de filtro, el rizado y su orden, serán parámetros necesarios para establecer los coeficientes que permitirán el cálculo de los acoplamientos o retrasos de grupo, que deberá tener un filtro para que cumpla con las características de diseño deseadas. En la Tabla 2.1 se presenta un conjunto de valores tabulados para un filtro Chebyshev con rizado de 0.1dB. Para obtener tablas para valores diferentes de rizado, orden o tipos de filtros diferentes, se puede consultar la referencia [3].

Tabla 2.1. Tabla de elementos para un Chebyshev con rizado de 0.1dB, $g_0=1$ y $\Omega_c=1$ rad/s.

n	g1	g2	g3	g4	g5	g6
1	0.3052	1.0				
2	0.8431	0.622	1.3554			
3	1.0316	1.1474	1.0316	1		
4	1.0188	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554	
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.371	1.1468	1.0
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.371	1.1468	1.0

B. Calcular los acoplamientos o retardos de grupo.

Una vez establecidas las características de diseño, se procede a calcular los coeficientes de acoplamiento o retardos de grupo que corresponden a dichas características de diseño. Para esto, se hace uso de las ecuaciones (2.32) a (2.34) [3], donde los valores de los g_i , son obtenidos de

tablas como la Tabla 2.1. Una técnica alternativa es la descrita en [7], donde en lugar de hacer uso de los acoplamientos, se calculan los retardos de grupo para cada estructura haciendo uso de las ecuaciones de la Tabla 2.2.

$$Q_{ext1} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad (2.32)$$

$$Q_{extn} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW} \quad (2.33)$$

$$M_{ij} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_j}} \quad (2.34)$$

Tabla 2.2. Tabla para la obtención de los retrasos de grupos.

Resonador	Retardo
N=1	$\Gamma_1 = \frac{4Q_e}{\omega_0}$
N=2	$\Gamma_2 = \frac{4}{\omega_0 Q_e k_{12}^2}$
N=3	$\Gamma_3 = \Gamma_1 + \frac{4Q_e k_{12}^2}{\omega_0 k_{23}^2}$
N=4	$\Gamma_4 = \Gamma_2 + \frac{4k_{23}^2}{\omega_0 Q_e k_{12}^2 k_{34}^2}$
N=5	$\Gamma_5 = \Gamma_3 + \frac{4Q_e k_{12}^2 k_{34}^2}{\omega_0 k_{23}^2 k_{45}^2}$

C. Selección y sintonización de los resonadores.

Establecida la frecuencia de operación del filtro y el tipo de material que se usará para su fabricación, se procede a la selección de la estructura resonante. En la literatura, se pueden encontrar muchas clases de resonadores, lambda medios, lambda cuartos, de impedancia uniforme, de salto de impedancia, de anillo, entre otros. En la Figura 2.6 se muestran algunos de los resonadores convencionales usados para el diseño de filtros de microondas.

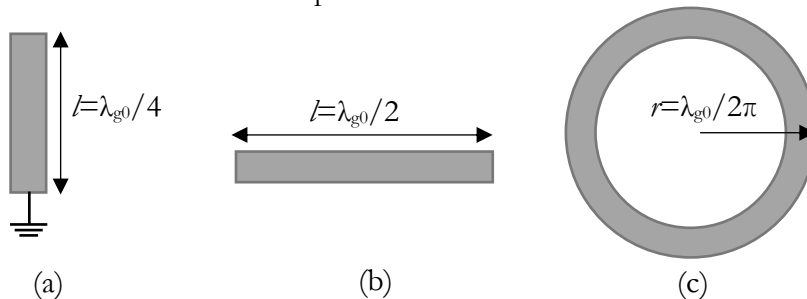


Figura 2.6. Ejemplos de resonadores de microcinta. (a) Lambda cuartos. (b) Lambda medios. (c) De anillo.

Los resonadores mostrados en la Figura 2.6, no son sino algunos de los innumerables tipos diferentes de resonadores que se pueden encontrar en la literatura. La adecuada elección del tipo de resonador es fundamental, ya que va a afectar el filtro final tanto en forma como en desempeño. Factores como el tamaño, respuesta fuera de banda, supresión de modo común, selectividad, entre otros, son parámetros fuertemente dependientes del tipo resonador.

D. Se determina la posición de cada estructura.

Finalmente, se procede a establecer la posición de cada estructura dentro del filtro. Para esto, se modifica sistemáticamente la posición de cada uno de los resonadores hasta lograr el acoplamiento o retardo de grupo deseado. En general, el proceso puede llegar a ser largo, por lo cual, para minimizar el número de interacciones necesarias se suele hacer uso de gráficas de acoplamiento versus posición.

El proceso comienza realizando el cálculo de los acoplamientos externos, esto es: el acoplamiento entre el puerto de entrada o salida con el primer o último resonador, respectivamente. La configuración para el cálculo de dicho acoplamiento se muestra en la Figura 2.7. Posteriormente se hace el cálculo de los acoplamientos mutuos entre cada par consecutivo de resonadores, siguiendo el esquema de acoplamiento presentado en la Figura 2.8.

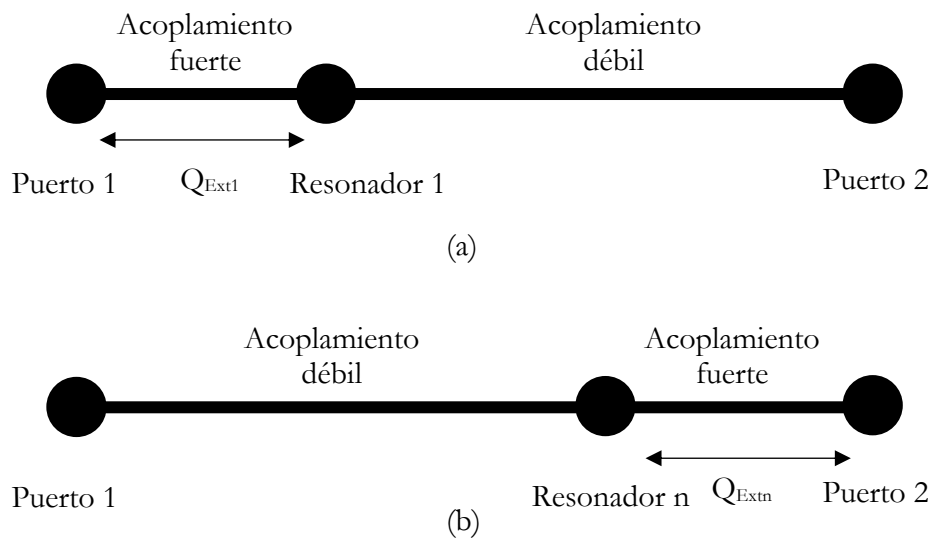


Figura 2.7. Esquemas para el cálculo de acoplamientos externos. (a) Acoplamiento externo de entrada y (b) acoplamiento externo de salida.

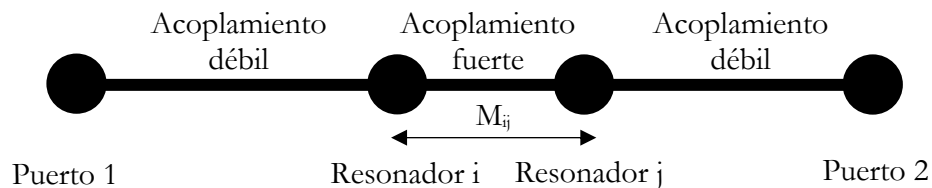


Figura 2.8. Esquema para el cálculo del acoplamiento mutuo, M_{ij} .

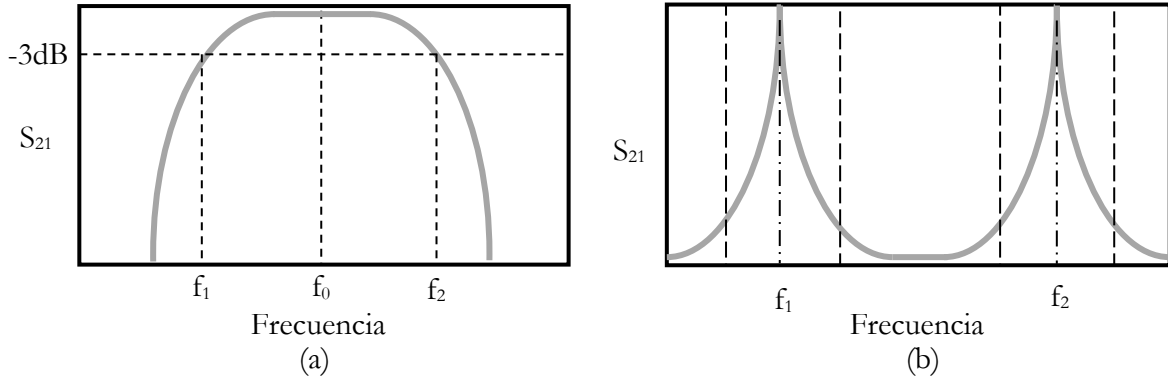


Figura 2.9. Respuesta típica de un acoplamiento (técnica de acoplamientos) (a) externo y (b) mutuo.

Cuando se usan configuraciones como las mostradas en las Figuras 2.7 y 2.8, se obtienen respuestas en frecuencias similares a las presentadas en la Figura 2.9. A partir de éstas y las ecuaciones (2.35) y (2.36) se puede determinar el acoplamiento de una estructura en particular [3].

$$Q_e = \frac{f_0}{\Delta_{FBW}} \quad (2.35)$$

$$M_{ij} = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (2.36)$$

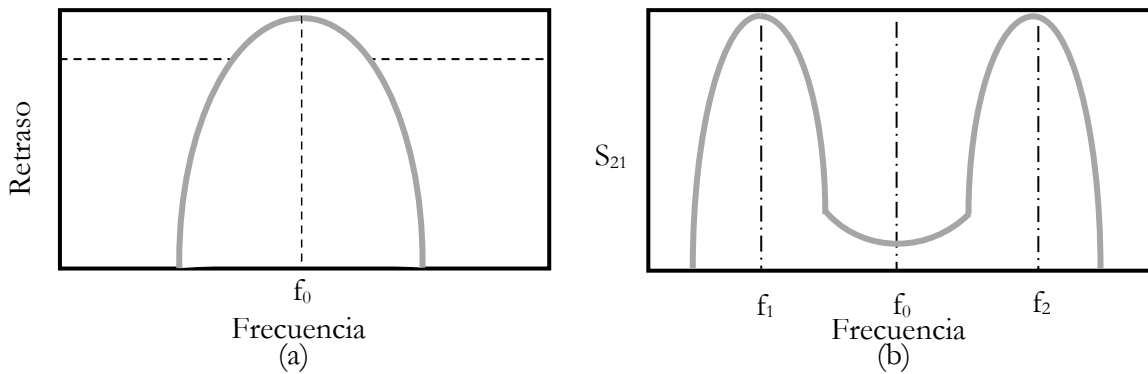


Figura 2.10. Respuesta típica de un acoplamiento (técnica de retraso de grupos) (a) externo y (b) mutuo.

Para el caso de la técnica de diseño mediante el uso de los retardos de grupo, se obtienen gráficas como las presentadas en la Figura 2.10, las cuales se logran obtener a partir de la derivada respecto a la frecuencia de la fase del parámetro S_{11} , como se muestra en la ecuación (2.37) [7].

$$\Gamma_d(\omega) = -\frac{\partial \phi}{\partial \omega}, \quad (2.37)$$

donde ϕ es la fase de S_{11} y ω es la frecuencia angular.

2.5 Caracterización de dispositivos diferenciales.

En esta sección, se describe la metodología que fue usada para la obtención experimental de los parámetros de transmisión de los prototipos presentados en esta tesis. Uno de los principales retos en el área de microondas al trabajar con dispositivos diferenciales, es que la mayor parte de los equipos de medida existentes, fueron desarrollados para medición de dispositivos *single-ended*. Sin embargo, es posible realizar una obtención indirecta de los parámetros de dispersión de un dispositivo diferencial, a través de la transformación de los parámetros de dispersión tradicionales medidos con un analizador de redes de dos puertos [8].

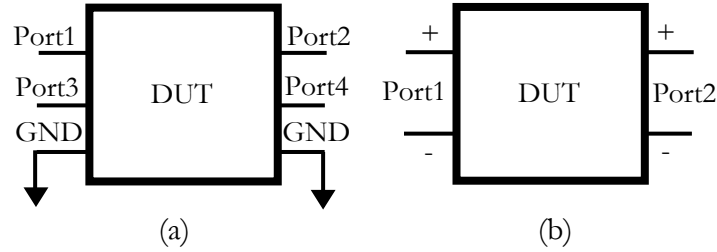


Figura 2.11. (a) Red de 4 puertos. (b) Red diferencial de dos puertos.

Para una red de cuatro puertos, como la presentada en la Figura 11(a), se tiene que [9]:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

O de manera simplificada:

$$B_{std} = S_{std} A_{std} \quad (2.39)$$

Donde la matriz de parámetros B_{std} y A_{std} , son las matrices de ondas de respuesta y estímulo, respectivamente, relacionada a través de la matriz de parámetros de dispersión (S_{std}) de cuatro puertos.

De manera similar, se puede organizar una matriz de parámetros combinados para un circuito como el de la figura 2.11(b), donde cada fila y columna está asociada a una condición de estímulo y respuesta diferente.

$$\begin{bmatrix} b_{d1} \\ b_{d2} \\ b_{c1} \\ b_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{d1d1} & S_{d1d2} & S_{d1c1} & S_{d1c2} \\ S_{d2d1} & S_{d2d2} & S_{d2c1} & S_{d2c2} \\ S_{c1d1} & S_{c1d2} & S_{c1c1} & S_{c1c2} \\ S_{c2d1} & S_{c2d2} & S_{c2c1} & S_{c2c2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{d1} \\ a_{d2} \\ a_{c1} \\ a_{c2} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Donde los parámetros S_{dd} y S_{cc} , son los parámetros de modo diferencial y común, mientras que S_{cd} y S_{dc} son los parámetros de conversión de modo, o modo cruzado.

o de manera simplificada:

$$B_{mm} = S_{mm} A_{mm} \quad (2.41)$$

Haciendo la conversión de las matrices de estímulo y respuesta, de los circuitos de la Figura 2.11 se puede obtener que [8]:

$$\begin{bmatrix} a_{d1} \\ a_{d2} \\ a_{c1} \\ a_{c2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$\begin{bmatrix} b_{d1} \\ b_{d2} \\ b_{c1} \\ b_{c2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Definiendo:

$$M = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Finalmente, se llega a la relación entre la matriz de parámetros combinados con los parámetros estándar de cuatro puertos (2.45) y (2.46).

$$S_{mm} = M S_{std} M^{-1} = \begin{pmatrix} \begin{bmatrix} S_{d1d1} & S_{d1d2} \\ S_{d2d1} & S_{d2d2} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} S_{d1c1} & S_{d1c2} \\ S_{d2c1} & S_{d2c2} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} S_{c1d1} & S_{c1d2} \\ S_{c2d1} & S_{c2d2} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} S_{c1c1} & S_{c1c2} \\ S_{c2c1} & S_{c2c2} \end{bmatrix} \end{pmatrix} \quad (2.45)$$

$$S_{mm}^{-1} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \begin{bmatrix} (S_{11} - S_{13} - S_{31} + S_{33}) & (S_{12} - S_{14} - S_{32} + S_{34}) \\ (S_{21} - S_{23} - S_{41} + S_{43}) & (S_{22} - S_{24} - S_{42} + S_{44}) \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} (S_{11} + S_{13} - S_{31} - S_{33}) & (S_{12} + S_{14} - S_{32} - S_{34}) \\ (S_{21} + S_{23} - S_{41} - S_{43}) & (S_{22} + S_{24} - S_{42} - S_{44}) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} (S_{11} - S_{13} + S_{31} - S_{33}) & (S_{12} - S_{14} + S_{32} - S_{34}) \\ (S_{21} - S_{23} + S_{41} - S_{43}) & (S_{22} - S_{24} + S_{42} - S_{44}) \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} (S_{11} + S_{13} + S_{31} + S_{33}) & (S_{12} + S_{14} + S_{32} + S_{34}) \\ (S_{21} + S_{23} + S_{41} + S_{43}) & (S_{22} + S_{24} + S_{42} + S_{44}) \end{bmatrix} \end{pmatrix} \quad (2.46)$$

De esta manera, los parámetros de dispersión de un dispositivo diferencial de dos puertos, pueden ser obtenidos mediante la medición de los parámetros de dispersión estándar de cuatro puertos (usando los esquemas de medición presentados en la Figura 2.12) y su posterior transformación usando (2.46).

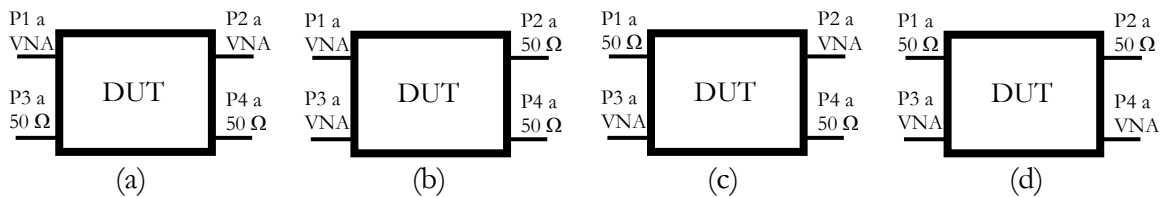


Figura 2.12. Esquemas para la medición en laboratorio de parámetros de dispersión usando un VNA de dos puertos. (a) S_{21} , S_{12} , S_{22} , S_{11} (b) S_{31} , S_{13} , S_{11} , S_{33} (c) S_{24} , S_{42} , S_{22} , S_{44} (d) S_{34} , S_{43} , S_{33} , S_{44} .

Referencias.

Referencias del capítulo 2.

- [1] C. Pérez-Vega, *guía de líneas de transmisión*, departamento de ingeniería de comunicaciones, universidad de Cantabria.
- [2] D.M. Pozar, *Microwave engineering*, segunda edición, John Wiley & Sons, Inc., cap. 4.
- [3] H Jia-Sheng., M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, Inc., cap. 1,2,3,4.
- [4] S.H. Hall, H.L. Heck, *Advanced signal integrity for high-speed digital designs*, Wiley, Capítulo 3.
- [5] R.S. Murphy-Arteaga, *Teoría electromagnética*, Trillas, Apéndice B.
- [6] G. Gonzales, *Microwave transistor amplifiers analysis and design*, segunda edición, Prentice Hall, cap.1.
- [7] J.B. Ness, *a unified approach to the design, measurement, and tuning of coupled-resonator filters*, IEEE transaction microwave theory and technique, Vol. 46, pp. 343-351, agosto 2002.
- [8] W. Fan, Albert Lu, L. Wai, B.K. Lok, *Mixed-mode s-parameter characterization of differential structures*, Electronics packaging technology, pp. 533-537, diciembre 2003.
- [9] D.E. Bockelman, W.R. Eisenstadt, *Pure-mode network analyzer for on-wafer measurements of mixed-mode s-parameters of differential circuits*, IEEE transaction microwave theory and technique, Vol. 43, pp. 1071-1077, julio 1997.

Capítulo 3.

Estructura *single-layer* para supresión de modo común.

En este capítulo, se introduce una estructura planar para la supresión de señales en modo común. Primero se hace una descripción general de la misma, remarcando sus principales elementos constituyentes, posteriormente se describe su metodología de diseño. Finalmente, se presentan los resultados experimentales y de simulación, junto con una tabla comparativa en la que se compara el desempeño del circuito en relación con otros trabajos similares en el estado del arte. La publicación asociada al circuito presentado en este capítulo se puede encontrar en el apéndice del trabajo de tesis.

Estructura *single-layer* para supresión de modo común.

3.1 Descripción general.

Uno de los principales retos en relación a filtros balanceados, es la búsqueda de mejores niveles de supresión a señales en CM, algunos filtros exhiben inherentemente una buena respuesta en este aspecto, sin embargo, cuando no es así, se hace necesario el uso de elementos adicionales para compensar esta deficiencia. Como se mencionó en el capítulo 1, la incorporación de estas estructuras adicionales, aumenta de manera significativa la complejidad de la fabricación y simulación, además de que suele ser necesario hacer reajustes en el circuito inicial para compensar el efecto introducido por las mismas. En esta sección se presenta una red que puede ser usada para mejorar el desempeño en modo común de un circuito, de una manera sencilla y efectiva. La red de supresión de modo común propuesta (CMSN, de su nombre en inglés *common mode suppression network*), es una estructura balanceada de líneas de transmisión cargadas con un *stubs* de $\lambda/4$, tal y como se muestra en la Figura 3.1(a). Esta red, puede ser usada para mejorar el comportamiento en modo común de un circuito, sin afectar su desempeño en modo diferencial. Para esto, se diseñan las líneas de transmisión L_1, L_2 y sus respectivos pares simétricos (L_1' y L_2'), con una impedancia característica (Z_L) igual a la del circuito a la cual estará conectada. Por otra parte, los *stubs*, son diseñados con una longitud eléctrica de noventa grados a la frecuencia de interés $\theta_s=90^\circ$. Aun cuando el uso de *stubs* para introducir ceros de transmisión es una técnica conocida [1], su uso en estructuras balanceadas es aún muy escaso, a pesar de las múltiples ventajas que presenta sobre otras técnicas disponibles en la literatura.

Bajo operación diferencial (Figura 3.1(b)), el circuito presenta una tierra virtual en su eje de simetría. De esta manera, cada *stub* está cargado con una impedancia $Z_{1,2}=0\Omega$, que, al ser desplazada noventa grados, puede ser vista como un circuito abierto en los extremos opuestos de los *stubs* ($Z_{1,2}'=\infty\Omega$). En consecuencia, la CMSN se comporta como una sección de línea acoplada, que no modificara el desempeño en modo diferencial del circuito que sea conectado a la misma.

Por otro lado, bajo operación en modo común (Figura 3.1(c)), la red presenta un circuito abierto en su eje de simetría. De esta manera, cada *stub* está conectado a una impedancia $Z_{1,2}=\infty\Omega$, que al ser desplazada noventa grados puede ser vista como un corto circuito en los extremos opuestos de los *stubs* ($Z_{1,2}'=0\Omega$). En consecuencia, una señal en modo común atravesando la CMSN, será desviada a través del *stub*, evitando alcanzar el circuito que está conectado a la misma.

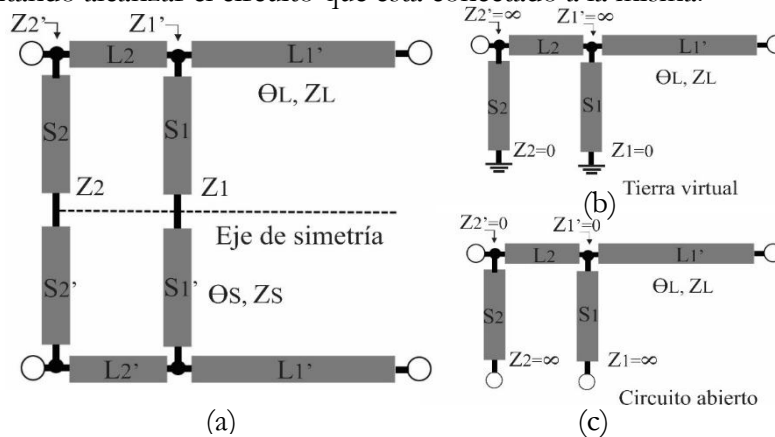


Figura 3.1. (a)Diagrama general de la CMSN y su equivalente (b) modo diferencial y (c) modo común.

Capítulo 3. Estructura *single-layer* para la supresión de modo común.

3.2 Metodología de diseño general.

La metodología de diseño puede ser resumida de manera general en 3 pasos.

A. Se determinan las características de la CMSN a partir del circuito de interés.

Se determinan las frecuencias en las cuales se encuentran las bandas de modo común no deseadas, así como la impedancia característica de las líneas de entrada del circuito.

B. Diseño del *stub* o *stubs*.

Se diseña el *stub* o *stubs* con una longitud eléctrica de 90 grados a la frecuencia deseada de supresión. El *stub* o *stubs*, son integrados a las líneas de transmisión diferenciales que se conectan al circuito cuya respuesta en modo común se pretende mejorar.

C. Se conecta la red diseñada al circuito de interés.

La CMSN diseñada, es conectada al circuito al cual se le quiere mejorar el desempeño en modo común o incluida en su *layout*, según corresponda.

3.2.1 Ejemplo práctico del desarrollo de una red de supresión de modo común.

A. Se determinan las características de la CMSN a partir del circuito de interés.

Con el fin de demostrar el funcionamiento de la CMSN, se hizo el diseño de un filtro balanceado pasa-banda, haciendo uso de resonadores lambda medios y lambda cuartos. El BBPF, (de su nombre en inglés, *Balanced band-pass filter*), es un filtro de tercer orden, del tipo Chebyshev, con una frecuencia de operación $f_0=1\text{GHz}$ y un ancho de banda fraccional de 10%. Los retardos de grupo asociados para su diseño son: $\Gamma_1 = 5.21, \Gamma_2 = 6.93$. El filtro fue diseñado mediante la metodología descrita en [2]. En las Figuras 3.2 y 3.3, se muestra el *layout* de los resonadores cuartos y lambda medios usados, así como sus respectivos parámetros de transmisión, puede observarse que, para el resonador de lambda cuartos, la primera frecuencia espuria aparece a 3 veces la frecuencia central de resonancia (Figura 3.2(b)), mientras que para el resonador de lambda medios se presenta a dos veces la frecuencia central (Figura 3.3(b)), razón por la cual la primera frecuencia espuria del filtro total aparecerá alrededor de 2GHz. De la misma manera, las configuraciones usadas para el cálculo del primer y segundo retardo de grupo son presentadas en las Figuras 3.4 y 3.5, respectivamente.

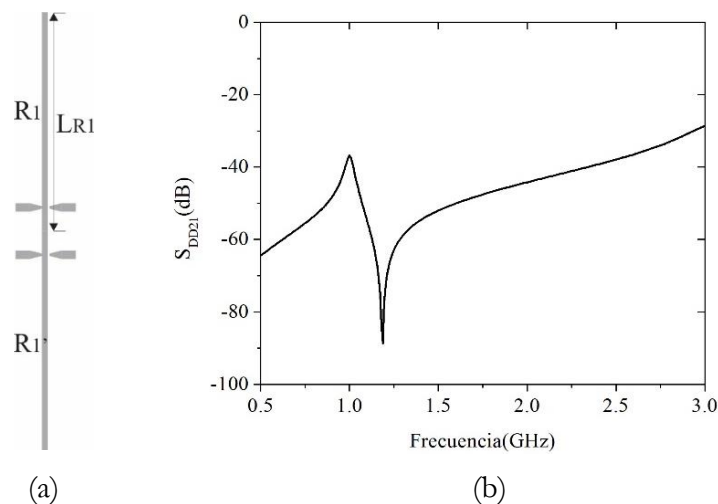


Figura 3.2. (a) Resonador lambda cuartos de 1GHz y sus (b) parámetros de transmisión. $L_{R1}=46.5\text{mm}$.

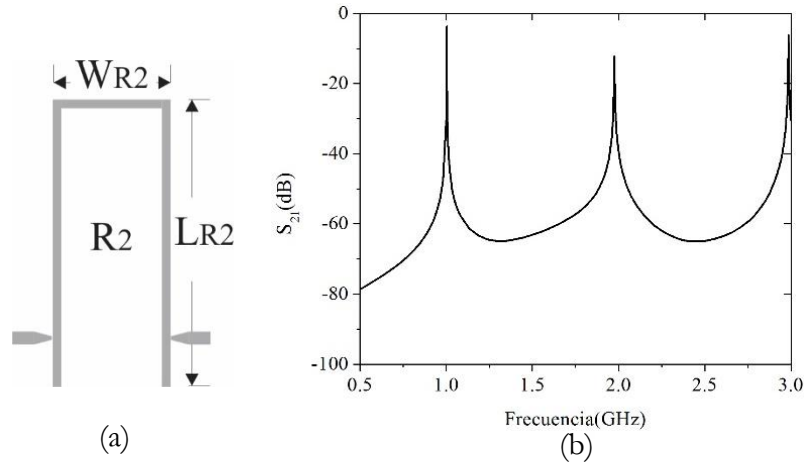


Figura 3.3. (a) Resonador lambda medios de 1GHz y sus (b) parámetros de transmisión. $WR_2=16.4\text{mm}$, $LR_2=40\text{mm}$.

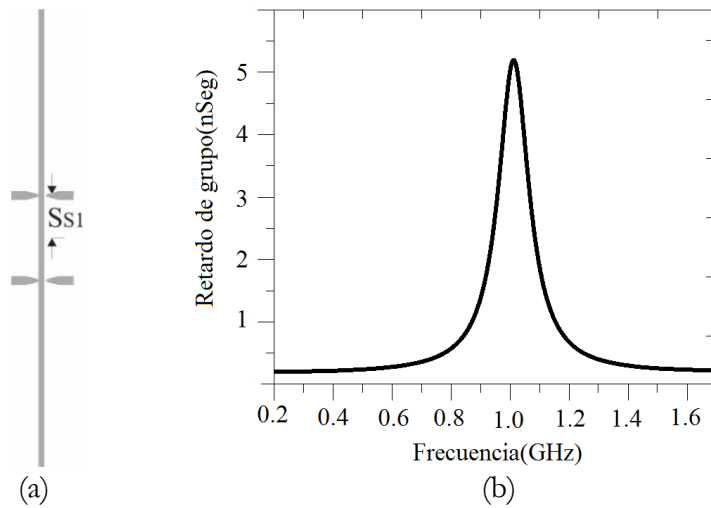


Figura 3.4. (a) Esquema de acoplamiento externo y su (b) retardo de grupo. $Ss_1=8.7\text{mm}$.

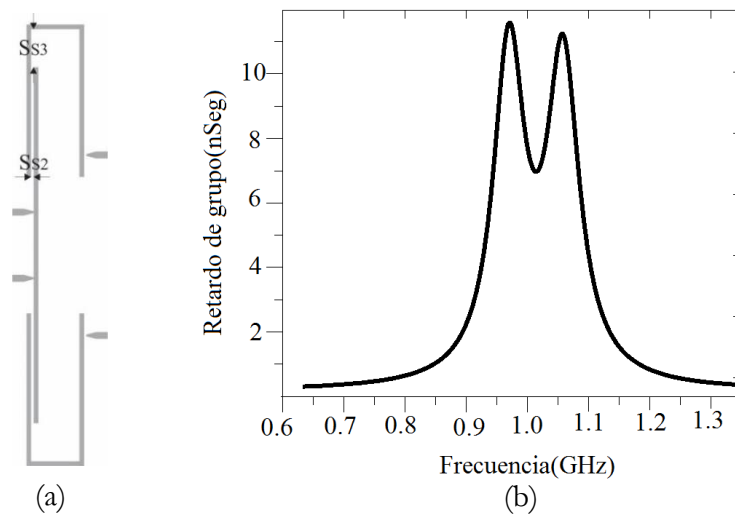


Figura 3.5. (a) Esquema de acoplamiento mutuo y su (b) retardo de grupo. $Ss_2=0.6\text{mm}$, $Ss_3=10\text{mm}$.

Capítulo 3. Estructura *single-layer* para la supresión de modo común.

Finalmente, el BBPF diseñado es presentado en la Figura 3.6. Este filtro presenta un pico no deseado de transmisión en modo común (Figura 3.6(c)), a la frecuencia de 1GHz, el cual es introducido por los resonadores en forma de ‘U’ invertida (R_3 y R_3'). Debido a que dichos resonadores no están cerca del eje de simetría de la estructura, no es posible solucionar el problema de modo común usando la metodología tradicional basada en incluir dispositivos discretos, ya que no habría manera de que estos dispositivos no afecten en desempeño en modo diferencial. Sin embargo, mediante el uso de la CMSN propuesta, es posible mejorar el desempeño en modo común de este filtro, sin importar la posición del elemento que produce la respuesta indeseada.

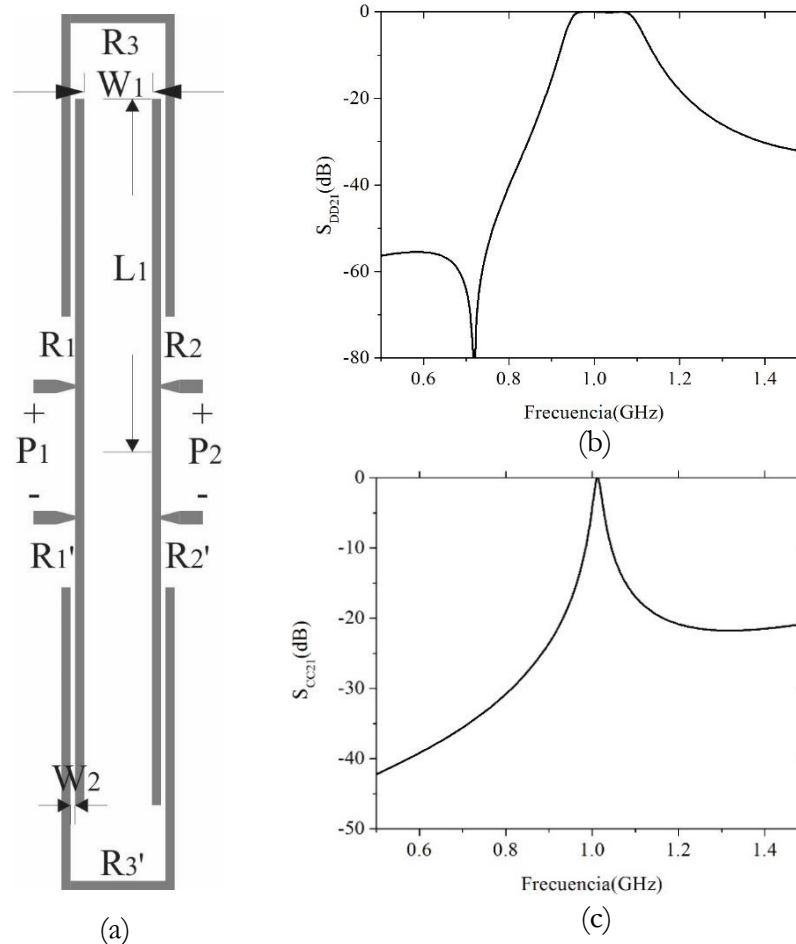


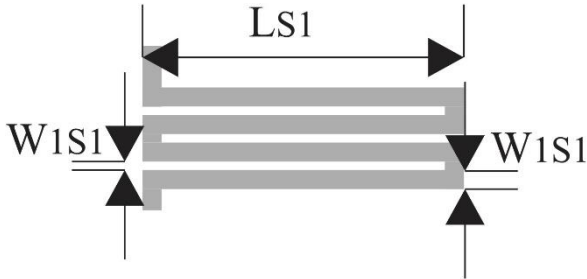
Figura 3.6. (a) *Layout* del filtro balanceado con sus respectivos parámetros de (b) transmisión en modo diferencial y (c) en modo común. $W_1=8.9\text{mm}$, $W_2=0.7\text{mm}$, $L_1=46.7\text{mm}$.

B. Diseño del *stub* o *stubs*.

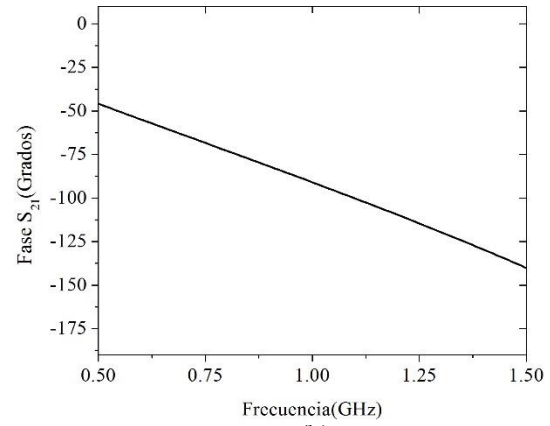
Una vez conocidas las características de la estructura que se desea mejorar, se realiza la CMSN para la frecuencia de interés, en este caso 1GHz. Con dicho propósito, se diseña un *stub* con una longitud eléctrica de noventa grados a dicha frecuencia, el cual es conectado a un par de líneas balanceadas de impedancia característica igual a la del filtro previamente diseñado. El *stub* y su fase son presentados en la Figura 3.7. Una opción para aumentar el rechazo en modo común es cubrir el ancho de banda del pico de transmisión no deseado con más de un *stub* sintonizado alrededor de la frecuencia de

Capítulo 3. Estructura *single-layer* para la supresión de modo común.

interés, (Figuras 3.8 y 3.9). Las CMSN con un *stub* y dos *stubs* son presentados en las Figuras 3.10 y 3.11, respectivamente.

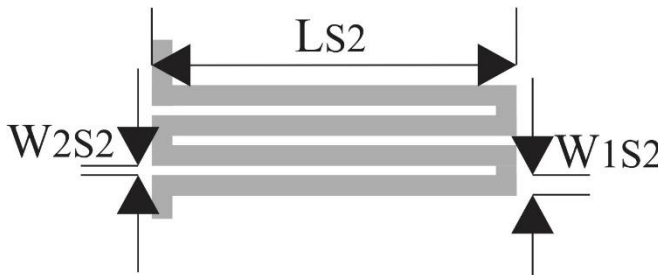


(a)

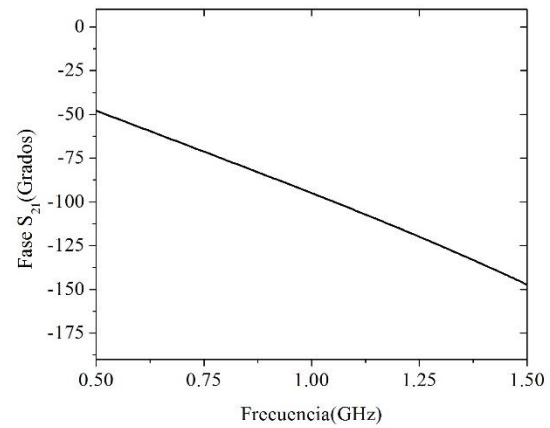


(b)

Figura 3.7. (a) *Layout* del *stub* sintonizado a 1GHz y su (b) fase de transmisión. $L_{S1}=15.2\text{mm}$, $W_{1S1}=0.9\text{mm}$, $W_{2S1}=0.4\text{mm}$.

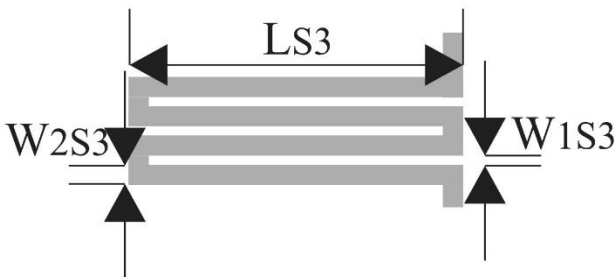


(a)

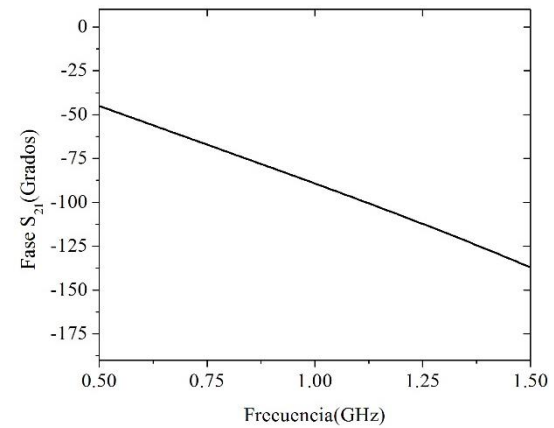


(b)

Figura 3.8. (a) *Layout* del *stub* sintonizado a 947MHz y su (b) fase de transmisión. $L_{S2}=15.9\text{mm}$, $W_{1S2}=0.9\text{mm}$, $W_{2S2}=0.4$



(a)



(b)

Figura 3.9. (a) *Layout* del *stub* sintonizado a 1.15GHz y su (b) fase de transmisión. $L_{S3}=14.9\text{mm}$, $W_{1S3}=0.9\text{mm}$, $W_{2S3}=0.4\text{mm}$.

Capítulo 3. Estructura *single-layer* para la supresión de modo común.

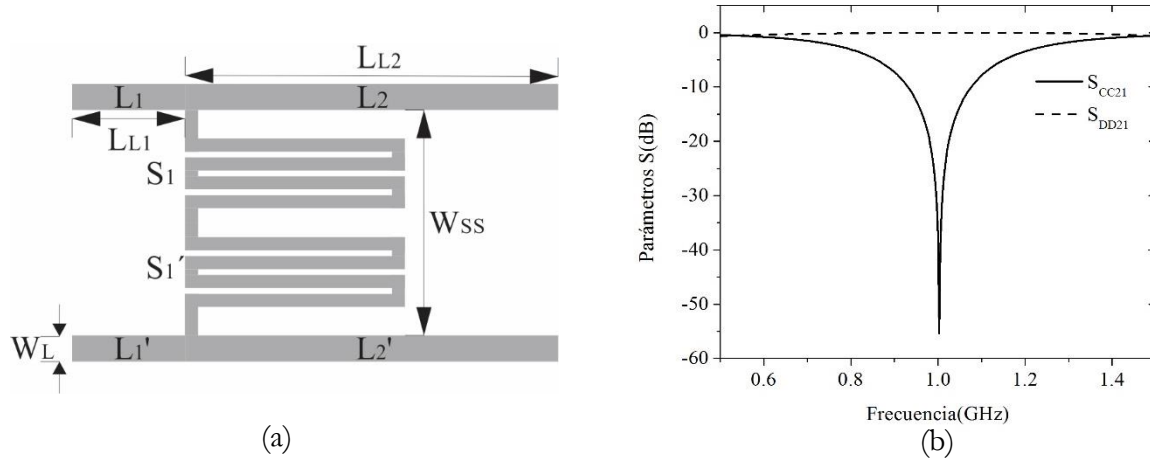


Figura 3.10. (a) *Layout* de la CMSN con un *stub* y sus (b) parámetros de transmisión. $L_{L1}=7.8\text{mm}$, $L_{L2}=25.8\text{mm}$, $W_{SS}=15.5\text{mm}$, $W_L=1.8\text{mm}$.

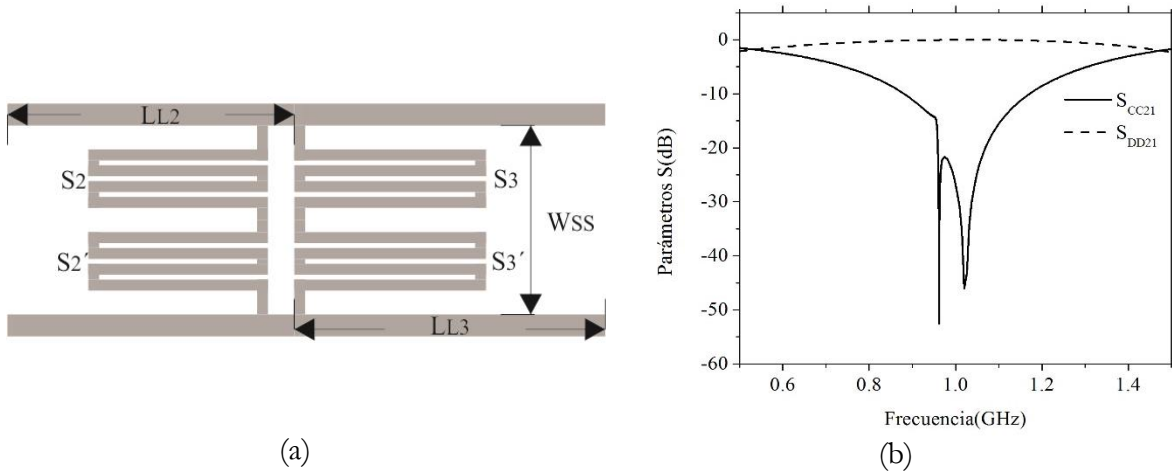


Figura 3.11. (a) *Layout* de la CMSN con dos *stubs* y sus (b) parámetros de transmisión. $L_{L2}=23.8\text{mm}$, $L_{L3}=25.8\text{mm}$, $W_{SS}=15.5\text{mm}$.

En las Figuras 3.10(b) y 3.11(b), se presentan los parámetros de transmisión de cada una de las CMSN, tanto para modo diferencial como para modo común. En ambos casos, puede observarse que las redes se comportan como una línea de transmisión acoplada, con pérdidas por inserción cercanas a 0dB (líneas punteadas). Sin embargo, para el modo común, un gran pico de atenuación se hace presente a la frecuencia de diseño. En el caso de la CMSN con un *stub*, la supresión de modo común se da para la frecuencia de 1GHz, mientras que, para el caso de la CMSN con dos *stubs*, se presentan dos ceros de transmisión, asociados cada uno a un *stub*.

Para ubicar los ceros de transmisión en un valor de frecuencia exacto, puede llegar a ser necesario hacer una sintonización de las redes, la cual se logra al cambiar ligeramente las longitudes eléctricas de los *stubs*, hasta que se logra el valor deseado. Esto es algo opcional, ya que siguiendo la metodología descrita se logra una buena precisión.

Capítulo 3. Estructura *single-layer* para la supresión de modo común.

C. Se conecta la red diseñada al circuito de interés.

Finalmente, las CMSN diseñadas son conectadas al circuito con problemas de modo común para mejorar su desempeño. La Figura 3.12 muestra el *layout* del BBPF conectado a la red con uno y dos *stubs*. Las respuestas en modo diferencial y modo común son presentadas en la Figura 3.13. Para el modo diferencial, puede observarse que la respuesta del filtro no se ve afectada por la conexión de ninguna de las redes, la frecuencia de resonancia, el ancho de banda, la selectividad y las demás características en modo diferencial del filtro sin CMSN se conservan aún luego de la conexión de las redes.

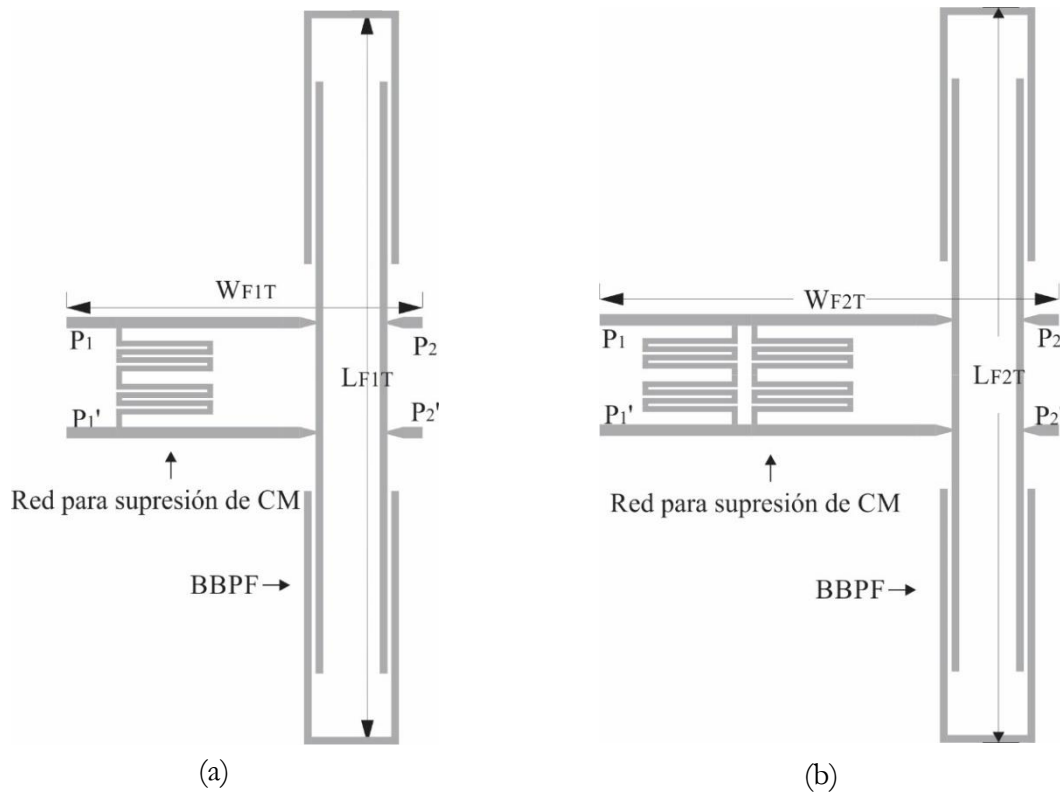


Figura 3.12. (a) *Layout* del BBPF con modo común mejorado haciendo uso de la CMSN con un *stub* y (b) dos *stubs*. $W_{FIT}=55.9\text{mm}$, $L_{FIT}=115.8\text{mm}$, $W_{F2T}=71.9\text{mm}$, $L_{F2T}=115.8\text{mm}$.

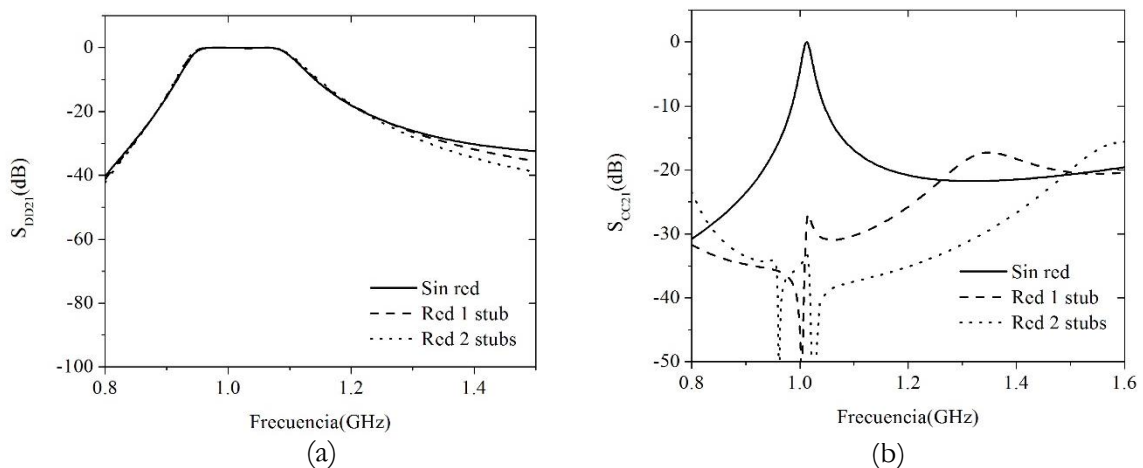


Figura 3.13. (a) Comparación del desempeño en modo diferencial y (b) modo común.

Capítulo 3. Estructura *single-layer* para la supresión de modo común.

Por otra parte, para las señales en modo común, se hace evidente una mejora significativa, ya que, tanto para el caso de la red con un *stub*, como para la red con dos *stubs*, el pico de 0dB, presente en el BBPF original, es suprimido hasta 25dB y 30dB, respectivamente.

3.3 Simulación, fabricación, caracterización y discusión de resultados.

Para obtener resultados experimentales, se fabricó un prototipo del BBPF con la CMSN de un *stub*. Haciendo uso de un proceso de fabricación mediante fotolitografía estándar, se obtuvo el prototipo mostrado en la Figura 3.14. Se usaron conectores SMA para su medición, la cual fue realizada con un analizador de redes SPARQ-3002E. Los parámetros de dispersión en modo diferencial y común fueron obtenidos a partir de la transformación de los parámetros en modo mixto medidos haciendo uso de la técnica descrita en [3].

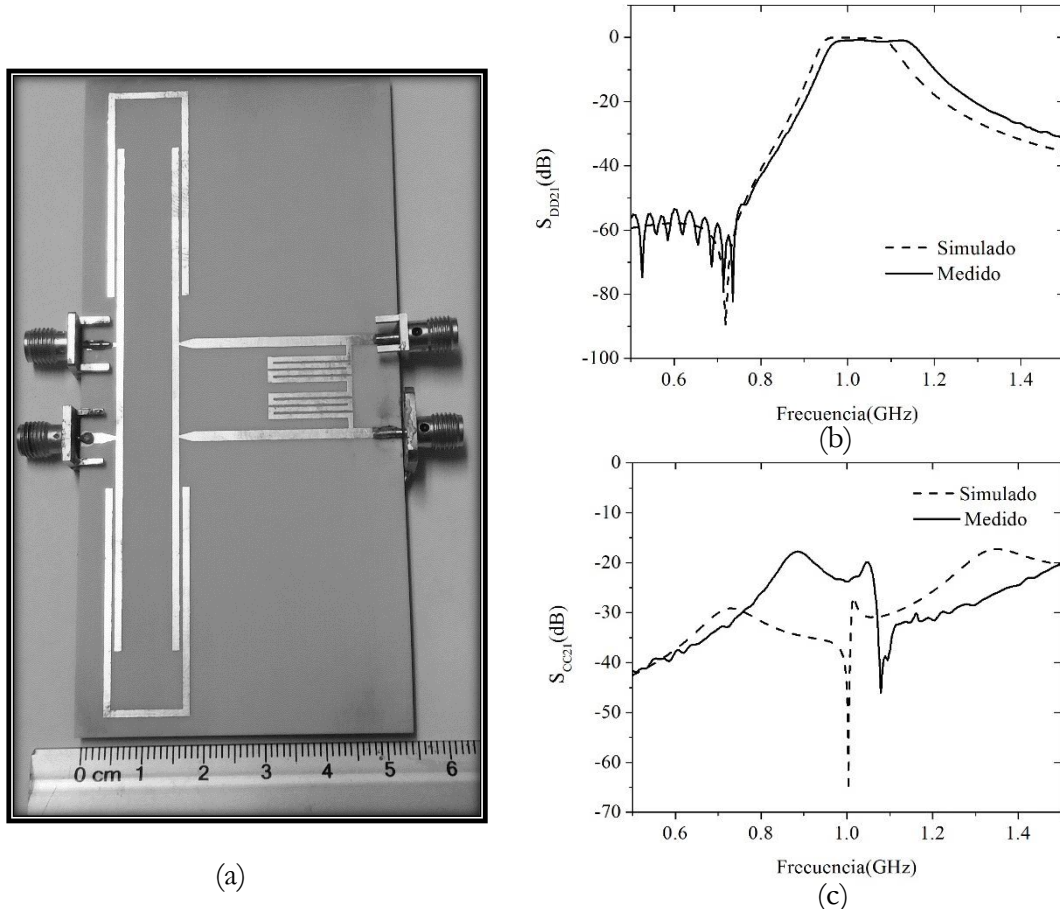


Figura 3.14. (a) Fotografía del prototipo y comparación de datos para el (b) modo diferencial y el (c) modo común.

En los resultados, se puede observar una buena concordancia entre los datos experimentales y medidos, principalmente para el modo diferencial (Figura 3.14(b)), con unas pérdidas por inserción de 1dB y una frecuencia central $f_0=1.05$ GHz. Para el modo común se logró una atenuación por encima de 25dB en los datos simulados, y 20dB para los resultados medidos. Es importante destacar nuevamente, que una vez diseñado el BBPF, no fue necesario hacer un rediseño del mismo luego de que fue conectado a la CMSN.

Capítulo 3. Estructura *single-layer* para la supresión de modo común.

En la Tabla 3.1, se hace una comparación entre la red presentada y estructuras reportadas en la literatura que usan diferentes enfoques. La CMSN, presenta ventajas en términos de integración, facilidad de simulación, análisis, además de ser compatible con técnicas de fabricación *single-layer*; aunque su principal desventaja es el tamaño. Sin embargo, cabe mencionar, que el prototipo fue desarrollado haciendo uso de un filtro balanceado basado en resonadores lambda medios, el cual no es el más adecuado para la obtención de prototipos miniaturizados, así pues, es evidente que hacer uso de un filtro enfocado a la miniaturización permitiría mejorar este aspecto en la estructura final. En [4], se muestra el uso de componentes discretos adicionales, la cual es una alternativa conveniente, cuando la estructura que introduce el problema de modo común se encuentra cercana al eje de simetría del filtro balanceado, debido a que se puede adicionar capacitores y/o resistores a la misma para mejorar el modo común del mismo sin afectar el modo diferencial. Así pues, se pueden obtener altos niveles de supresión de modo común usando esta técnica, pero se requiere de hacer uso de capacitores y resistores que operen adecuadamente en el ancho de banda del filtro. Finalmente, el uso de perturbaciones en el plano de tierra, también resulta ser ventajoso en relación a tamaño [5], sin embargo, la fabricación y simulación de estas estructuras es más compleja, además de que las perturbaciones en el plano de tierra, no podrían ser introducidas en un circuito ya diseñado, sin comprometer el funcionamiento del mismo, algo que no ocurre con la CMSN propuesta, la cual puede ser simplemente conectada a un circuito ya existente.

Tabla 3.1. Comparación de las principales características de la estructura propuesta.

	Propuesto	[4]	[5]	[6]
Estructuras completarias	CMSN	Capacitores y resistores discretos	Resonadores LC en el plano de tierra	SIR y fuente cargada
Tamaño total	$0.11\lambda g^2$	$0.02\lambda g^2$	$0.013\lambda g^2$	No mencionado
Estructuras requeridas	1	4	2	2
Fabricación de única capa	Si	No	No	Si
Nivel de supresión CM	20-35dB	40dB	~30dB	50dB
Ventaja principal	Diseño planar, fácil integración	Tamaño reducido y alta supresión de modo común	Tamaño reducido	Alta supresión de modo común
Desventaja principal	Tamaño y ancho de banda	Requiere elementos LC de banda ancha	No es planar. Modifica el circuito original	Uso de múltiples técnicas para mejorar CM

Referencias.

Referencias del capítulo 3.

- [1] D. Hong-wei, Z. Yong-Jiu, et al., *high CM suppression balanced BPF with two CM transmission zeros*, microwave and optical technology letters, Vol. 56, pp. 135-144, enero 2014.
- [2] J.B. Ness, *a unified approach to the design, measurement, and tuning of coupled-resonator filters*, IEEE transaction microwave theory and technique, Vol. 46, pp. 343-351, agosto 2002.
- [3] W. Fan, Albert Lu, L. Wai, B.K. Lok, *Mixed-mode s-parameter characterization of differential structures*, Electronics packaging technology, pp. 533-537, diciembre 2003.
- [4] J. Shi, Q. Xue, *dual-band and wide-stopband single-band balanced bandpass filters with high selectivity and common-mode suppression*, IEEE transactions on microwave theory and techniques, Vol. 58, pp. 2204-2212, agosto 2010.
- [5] A. Fernández-Prieto, J. Martel, et al., *compact balanced FSIR bandpass filter modified for enhancing common-mode suppression*, IEEE microwave and wireless components letters, Vol. 25, pp. 154-156, marzo 2015.
- [6] D. Hong-wei, Z. Yong-jiu, et al., *High cm suppression balanced BPF with two cm transmission zeros*, IEEE microwave and wireless components letters, Vol. 56, pp. 135-141, enero 2014.

Capítulo 4.

Transformación de estructuras *single-ended* a balanceadas.

En este capítulo, se introduce una estructura planar para transformar dispositivos single-ended en dispositivos balanceados. Primero se hace una descripción general de la misma, remarcando sus principales elementos constituyentes, posteriormente se describe su metodología de diseño. Finalmente, se presentan los resultados experimentales y de simulación, junto con una tabla comparativa en la que se compara el desempeño del circuito en relación con otros trabajos similares en el estado del arte. La publicación asociada al circuito presentado en este capítulo se puede encontrar en el apéndice del trabajo de tesis.

Transformación de estructuras *single-ended* a balanceadas.

4.1 Descripción general.

La red de supresión de modo común (CMSN, de su nombre en inglés *common mode suppression network*) presentada en el capítulo 3, puede ser usada para transformar dispositivos de terminación simple en dispositivos balanceados. Dicha transformación, se realiza diseñando una CMSN adecuada, en la que su frecuencia de operación dependerá básicamente de la frecuencia de operación del dispositivo *single-ended* objetivo. Como se describió el capítulo 3.1, en el rango de frecuencias de operación, la CMSN se comporta como un par de líneas acopladas, por lo cual no afecta el comportamiento del dispositivo que se encuentra conectado a la misma (Figura 4.1(b)); sin embargo, para señales en modo común, la red desvía la señal de entrada a través de la trayectoria que atraviesa al stub, evitando que la señal alcance el circuito al cual está conectada (Figura 4.1(c)). En consecuencia, es posible diseñar un dispositivo balanceado a partir de dos dispositivos *single-ended* idénticos, al conectarlos mediante una CMSN operando en el mismo rango de frecuencias, tal y como se muestra en la Figura 4.1(a).

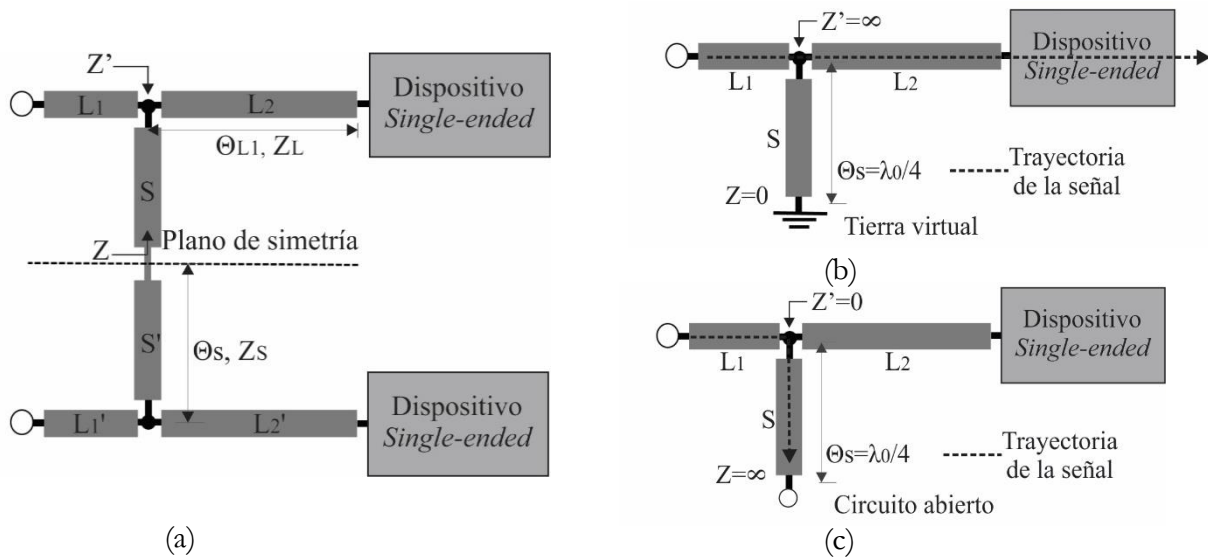


Figura 4.1. (a) Diagrama del circuito para la transformación *single-ended* a balanceados y su equivalente (b) modo diferencial y (c) modo común.

4.2 Metodología de diseño general.

La metodología de diseño puede ser resumida de manera general en 3 pasos.

A. Se define o diseña el dispositivo *Single-ended* objetivo.

Se define o diseña el dispositivo *single-ended* del cual se quiere obtener un comportamiento balanceado, considerando que es necesario el uso de dos unidades idénticas del mismo.

B. Diseño de la red de supresión de modo común.

Se diseña la red de supresión de modo común que será utilizada para combinar los dos dispositivos *single-ended* idénticos. La red es diseñada de manera para comportarse como un par de líneas acopladas en modo diferencial y una red de supresión en modo común.

C. Combinación de todos los elementos en un único *layout*.

Todas las estructuras son combinadas en un único *layout* para conformar el dispositivo con operación balanceada.

4.2.1 Ejemplo práctico del desarrollo de un filtro balanceado a partir de uno *single-ended*.

A. Se define o diseña el dispositivo *Single-ended* objetivo.

El primer paso es establecer el dispositivo *single-ended* del cual se quiere obtener un comportamiento balanceado. Con el objetivo de demostrar el funcionamiento de la metodología propuesta, se hizo el diseño de un filtro pasa-banda del tipo Hairpin, usando resonadores convencionales de lambda medios como el presentado en la Figura 4.2. De esta manera, se diseñó un filtro Chebyshev de tercer orden con un ancho de banda fraccional de 5% y unos acoplamientos de diseño iguales a: $Q_{ext1}^d = Q_{ext4}^d = 16.37, M_{12}^d = M_{23}^d = 0.053$ y una frecuencia central $f_0=1\text{GHz}$. El filtro fue diseñado mediante la metodología descrita en [1]; las estructuras utilizadas para el cálculo de los acoplamientos externos y mutuos, son presentados en las Figuras 4.3 y 4.4, respectivamente; en dichas figuras, se puede observar que los elementos que constituyen el filtro total son conectados de manera sistemática para la obtención de los coeficientes de acoplamiento o retardos de grupo de la misma, esta metodología permite un gran control de la respuesta en frecuencia de filtro deseado. La estructura final es presentada en la Figura 4.5, donde se puede observar que el primer espurio se encuentra alrededor de dos veces la frecuencia central de resonancia, una consecuencia directa del tipo de resonadores usados para la implementación del filtro Hairpin.

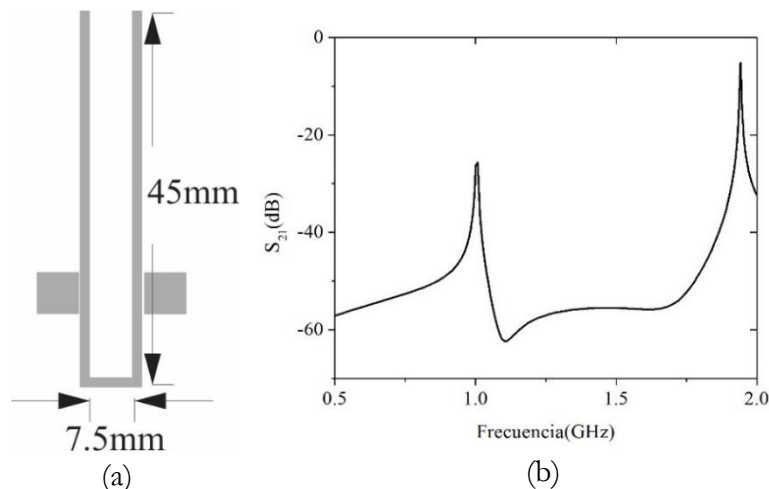


Figura 4.2. (a) *Layout* del resonador y (b) sus parámetros de transmisión.

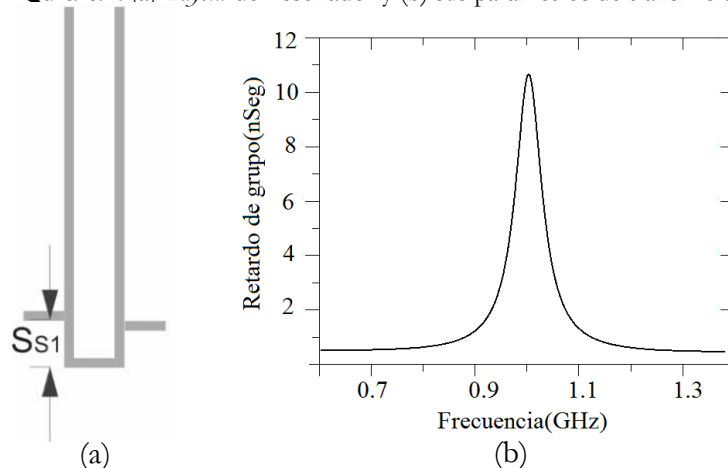


Figura 4.3. (a) Estructura para el cálculo del acoplamiento externo (b) y su retraso de grupo. $S_{s1}=5.88\text{mm}$.

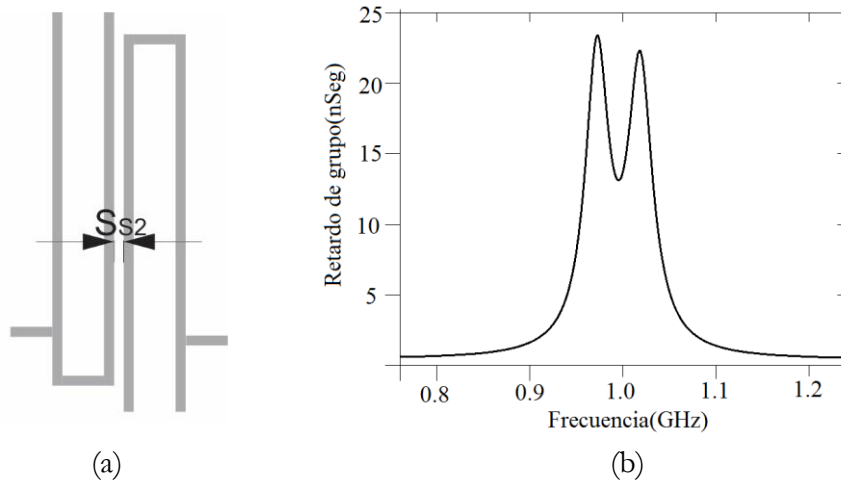


Figura 4.4. (a) Estructura para el cálculo del acoplamiento mutuo (b) y su retraso de grupo. $S_{s2}=1.14\text{mm}$.

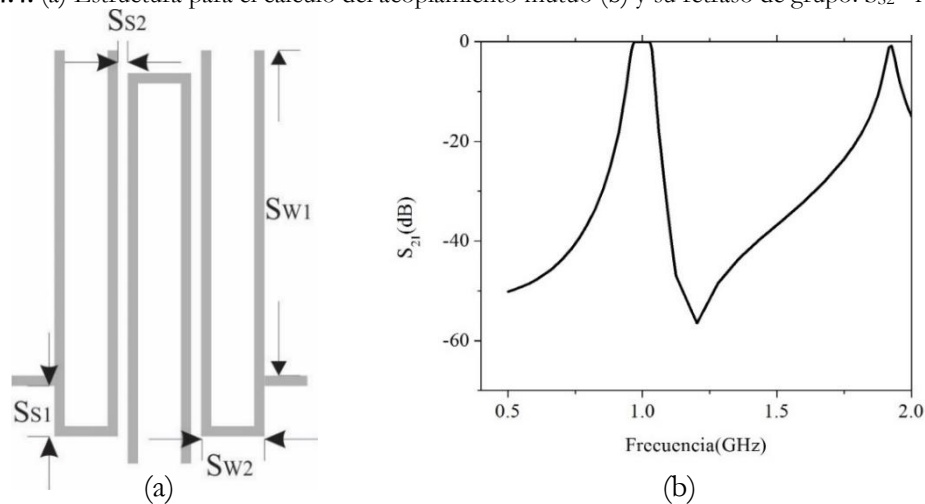


Figura 4.5. (a) *Layout* del filtro *single-ended* and (b) y sus parámetros de transmisión. $S_{s1}=5.88\text{mm}$, $S_{s2}=1.14\text{mm}$, $S_{w1}=37.92\text{mm}$, $S_{w2}=7.4\text{mm}$.

B. Diseño de la red de supresión de modo común.

Debido a que en este caso el objetivo es usar la CMSN para conectar los dos filtros *single-ended*, se diseña la red para un stub con una longitud eléctrica de 90 grados a la frecuencia de resonancia central del filtro diseñado. De esta manera, se ajusta la longitud y forma de la red de supresión de modo común hasta que se obtiene el retraso en el parámetro de transmisión S_{21} deseado, el diagrama del stub con la correspondiente fase de sus parámetros de transmisión es presentado en la Figura 4.6.

De esta manera se obtiene la red de la Figura 4.7, donde se puede verificar que existe un cero de transmisión en el modo común (línea continua) para la frecuencia de diseño (1GHz), mientras que para el modo diferencial (línea punteada), la red se comporta como un par diferencial acoplado con pérdidas cercanas a los 0dB. En consecuencia, el desempeño en modo diferencial del circuito que sea conectado a la red de supresión en modo común no va a ser modificado de manera significativa, así pues, el circuito balanceado conservara en modo diferencial las características de desempeño del filtro *single-ended* original, mientras que las señales en modo común, seguirán el camino de baja impedancia a través del stub.

Capítulo 4. Transformación de estructuras *single-ended* a balanceadas.

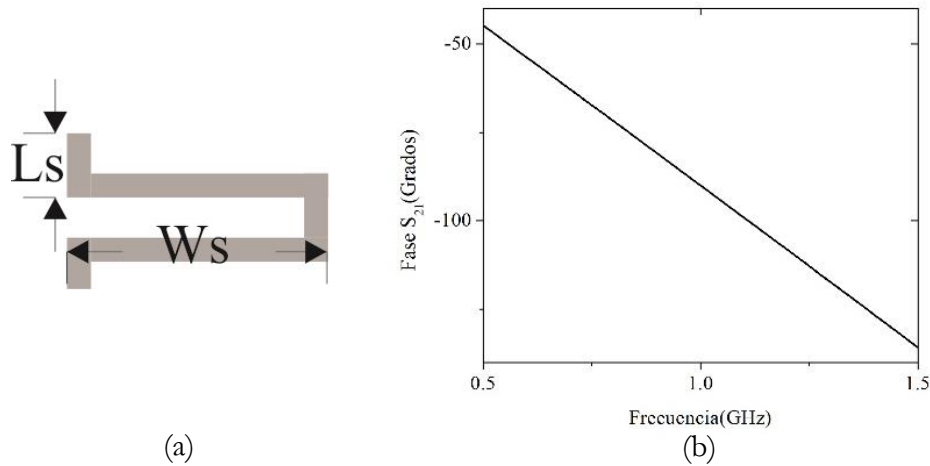


Figura 4.6. (a) Stub y su (b) fase del parámetro de trasmisión. $L_s=5\text{mm}$, $W_s=23.5\text{mm}$

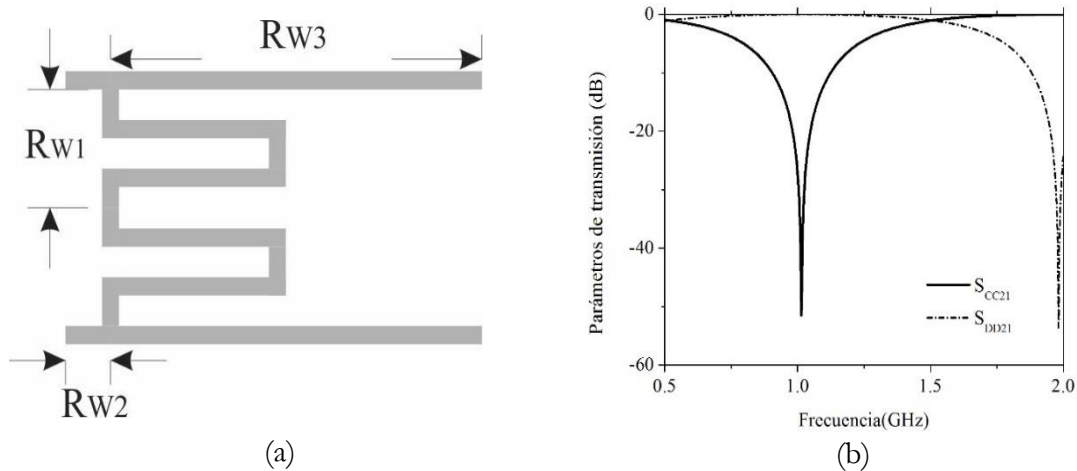


Figura 4.7. (a) *Layout* de la CMSN para la transformación *single-ended* a balanceado y sus respectivos (b) parámetros de trasmisión. $R_{w1}=12.1\text{mm}$, $R_{w2}=5\text{mm}$, $R_{w3}=41.2\text{mm}$.

C. Combinación de todos los elementos en un único *layout*.

Finalmente, ya establecidos los dispositivos *single-ended* y la red de conexión, se procede a combinar todas las estructuras en un único *layout* como el presentado en la Figura 4.8(a). De la misma manera, en la Figura 4.8(b), se muestra la comparación de los parámetros de trasmisión de la estructura *single-ended* con los parámetros de trasmisión en modo diferencial del filtro obtenido, donde puede observarse, que alrededor de la frecuencia de trabajo, el dispositivo balanceado conserva las características del filtro *single-ended*. Adicionalmente, se puede verificar una mejora en la respuesta fuera de banda del filtro balanceado, debido a que el primer espurio (cercano a 2GHz), fue atenuado en más de 20dB. En la Figura 4.8(c), se muestra la respuesta en modo común del dispositivo balanceado, donde puede observarse que la supresión es de 20dB, que corresponde a una atenuación del 99.9% de la potencia de una señal. Es importante recalcar, que aun cuando en el estado del arte se presentan valores de atenuación para modo común superiores, dichos valores son obtenidos haciendo uso de estructuras complementarias más complejas, que pueden influenciar el desempeño en modo diferencial del circuito, sí su efecto no es tenido en cuenta desde el principio del diseño del mismo.

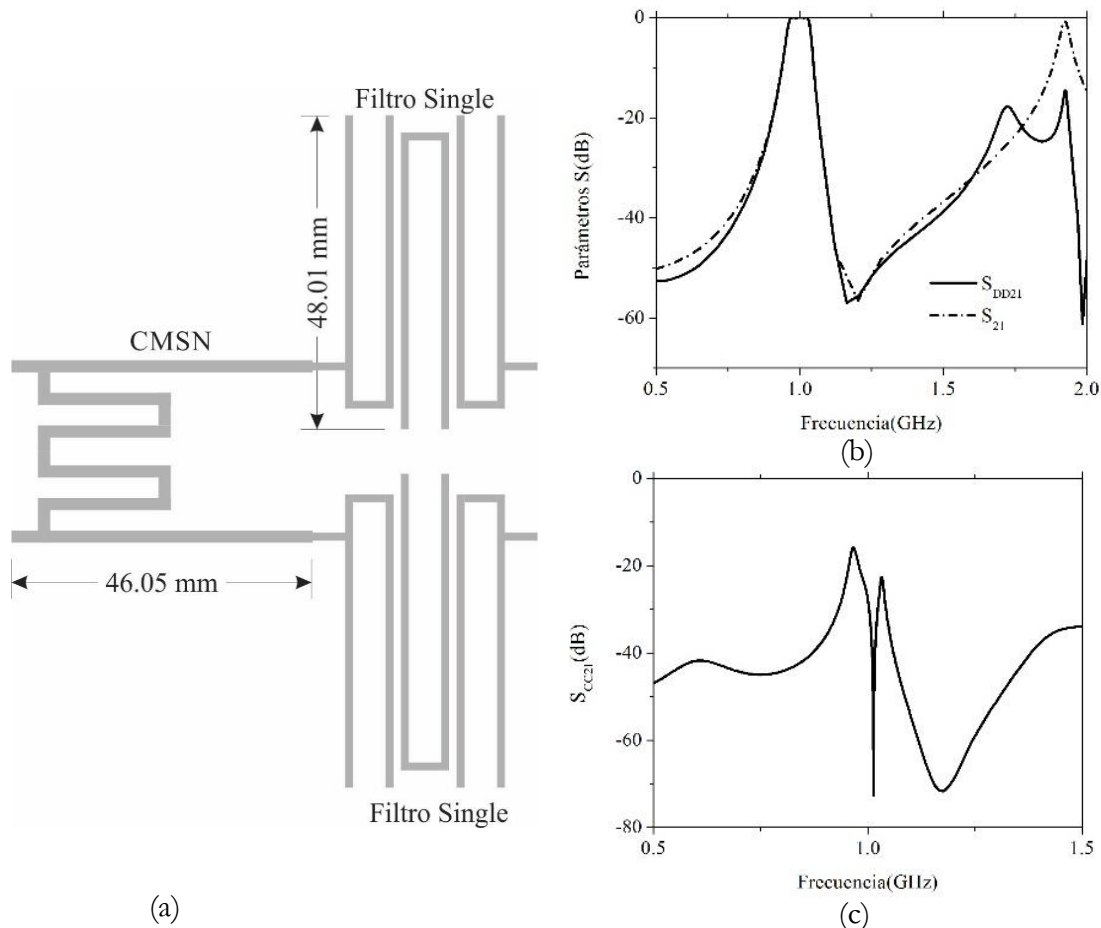
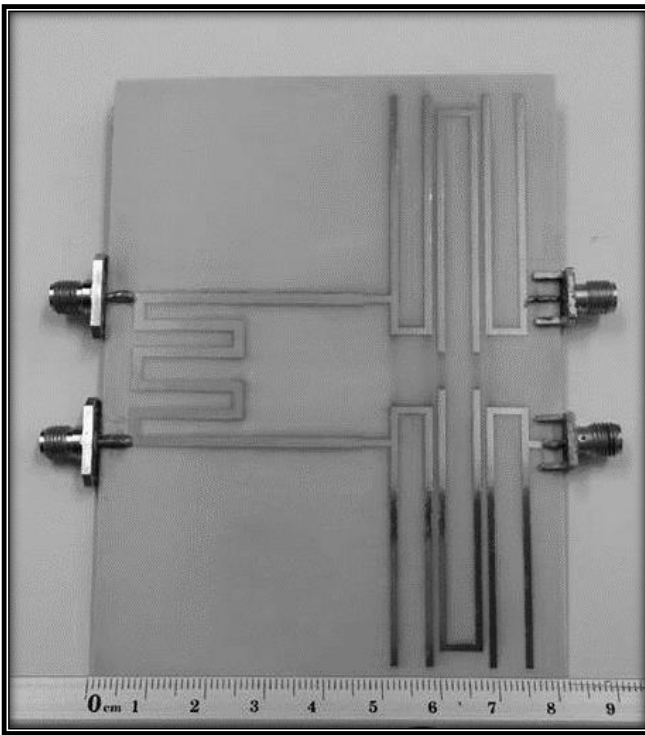


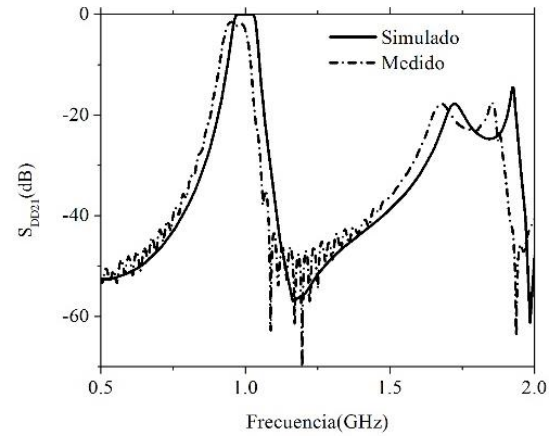
Figura 4.8. (a) *Layout* del filtro balanceado y su (b) transmisión en modo diferencial comparada con la transmisión del filtro *single-ended*. (c) Respuesta en modo común.

4.3 Simulación, fabricación, caracterización y discusión de resultados.

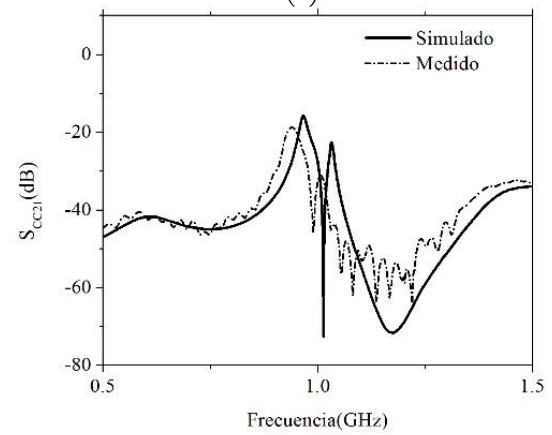
El prototipo del filtro (Figura 4.9(a)), fue fabricado usando la técnica tradicional de devastado químico mediante cloruro férrico. Se usaron conectores SMA para su medición, la cual fue realizada con un analizador de redes SPARQ-3002E de dos puertos, donde posteriormente se hizo la transformación de parámetros mixtos a parámetros de dos puertos diferenciales [2]. A pesar de la simplicidad de la técnica de fabricación, se puede observar una excelente concordancia entre los datos experimentales y simulados, tanto para el modo diferencial (Figura 4.9(b)) como para el modo común (Figura 4.9(c)). Las pérdidas por inserción fueron de 2dB, con una frecuencia central $f_0=0.97$ GHz. Una ventaja adicional del uso de la red de supresión de modo común, es que la misma permite acentuar el comportamiento del filtro alrededor de la frecuencia de operación, este efecto puede ser observado en la Figura 4.9(a) donde se muestra que la frecuencia espuria, presente en el filtro *single-ended*, es atenuada alrededor de 20dB, tanto en el dispositivo simulado como en el medido. Este efecto es particularmente conveniente para filtros de banda estrecha, debido a que como se describió en el capítulo 2, la presencia de frecuencias espurias es un efecto presente en todos los filtros de microondas basados en resonadores. De esta manera, la concordancia entre las simulaciones y el prototipo fabricado, así como el hecho de que la respuesta del filtro *single-ended* es conservada en el dispositivo balanceado, permite verificar que la metodología propuesta, es una forma efectiva y simple de diseñar filtros balanceados o proveer de un comportamiento balanceado a estructuras *single-ended* existentes.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.9. (a) Fotografía del prototipo fabricado y comparación de datos para el (b) modo diferencial y el (c) modo común.

En la Tabla 4.1, se presenta una comparación entre las principales características del dispositivo propuesto con otros trabajos similares en el estado del arte. Donde se puede ver, que una de las principales ventajas de la estructura propuesta es su simplicidad, ya que no hace uso de DGS (de su nombre en inglés, *defected ground structures*), CSR (de su nombre en inglés, *complementary split ring*), dispositivos discretos, u otros elementos, disminuyendo la complejidad de simulación, diseño y fabricación. Por otro lado, la estructura es competitiva en términos de tamaño, aun teniendo en cuenta que el obtener una estructura miniaturizada, nunca fue el propósito del trabajo presente. Filtros balanceados más pequeños, podrían ser obtenidos siguiendo la metodología propuesta, simplemente reemplazando el filtro *single-ended* Hairpin con uno más compacto. Así pues, la estructura de supresión de modo común se puede diseñar de manera directa y sencilla, y su implementación planar evita que se requieran grandes esfuerzos adicionales en todo el proceso de diseño, a diferencia de otros enfoques (como las DGS), donde se requiere hacer reajustes del circuito objetivo con el fin de compensar el efecto introducido por las perturbaciones en el plano de tierra, además de la necesidad de hacer uso de esquemas de fabricación multicapa, complejos modelos y mayores tiempos de simulación.

Finalmente, es importante destacar que la principal ventaja de la técnica propuesta, es la capacidad de obtener dispositivos balanceados de manera simple y directa, o de proveer operación balanceada, a circuitos *single-ended* ya existentes, sin la necesidad de que estos sean rediseñados.

Capítulo 4. Transformación de estructuras *single-ended* a balanceadas.

Tabla 4.1. Comparación de las principales características de la estructura propuesta.

	Propuesto	[3]	[4]	[5]
Estructuras completarías	Ninguna	Capacitores y resistores discretos	Estructuras de anillo complementarias	Estructuras de anillo complementarias
Tamaño total	0.4λg x 0.28λg	0.13λg x 0.19λg	0.64λg x 0.13λg	0.43λg x 0.14λg
Estructuras requeridas	1	4	2	3
Fabricación de única capa	Si	No	No	No
Nivel de supresión CM	20dB	40dB	40dB	10dB-30dB
Ventaja principal	Transformación <i>single</i> a balanceado	Tamaño reducido y alta supresión de modo común	Diseño de dos capas y alta supresión de modo común	Diseño novedoso de dos capas

Referencias.

Referencias del capítulo 4.

- [1] J.B. Ness, *a unified approach to the design, measurement, and tuning of coupled-resonator filters*, IEEE transaction microwave theory and technique, Vol. 46, pp. 343-351, agosto 2002.
- [2] W. Fan, Albert Lu, L. Wai, B.K. Lok, *Mixed-mode s-parameter characterization of differential structures*, Electronics packaging technology, pp. 533-537, diciembre 2003.
- [3] J. Shi, Q. Xue, *dual-band and wide-stopband single-band balanced bandpass filters with high selectivity and common-mode suppression*, IEEE transactions on microwave theory and techniques, Vol. 58, pp. 2204-2212, agosto 2010.
- [4] J. Naqui, A. Fernández-Prieto, et al., *common-mode suppression in microstrip differential lines by means of complementary split ring resonators: theory and applications*, IEEE transaction on microwave theory and technique, Vol. 60, pp. 3023-3034, agosto 2012.
- [5] J. Naqui, A. Fernández-Prieto, et al., *split rings-based differential transmission lines with common mode suppression*. IEEE microwave symposium Digest (MTT), pp1-4, junio 2011.

Capítulo 5.

Filtro balanceado con doble banda de paso (DBBPF).

En este capítulo, se presenta una metodología para el diseño de filtros balanceados con doble banda de paso. Primero se hace una descripción general de la misma, remarcando sus principales elementos constituyentes, posteriormente se describe su metodología de diseño. Finalmente, se presentan los resultados experimentales y de simulación, junto con una tabla comparativa en la que se compara el desempeño del circuito en relación con otros trabajos similares en el estado del arte. La publicación asociada al circuito presentado en este capítulo se puede encontrar en el apéndice del trabajo de tesis.

Filtro balanceado con doble banda de paso (DBBPF).

5.1 Descripción general.

El filtro doble banda balanceado (DBBPF, de su nombre en inglés *dual band balanced band-pass filter*) propuesto, está constituido por tres grupos de elementos: un par de filtros de microondas pasa-banda balanceados (BBPF, de su nombre en inglés, *Balanced band-pass filter*), un par de estructuras de alimentación con *crossover* y un grupo de líneas de conexión.

La respuesta de cada una de las bandas que constituirán el DBBPF, son determinadas a partir de la respuesta individual del BBPF asociado a dicha banda; éstos, son diseñados de manera totalmente independiente entre sí y unidos mediante las líneas de conexión y las estructuras de alimentación tal y como se muestra en la Figura 5.1.

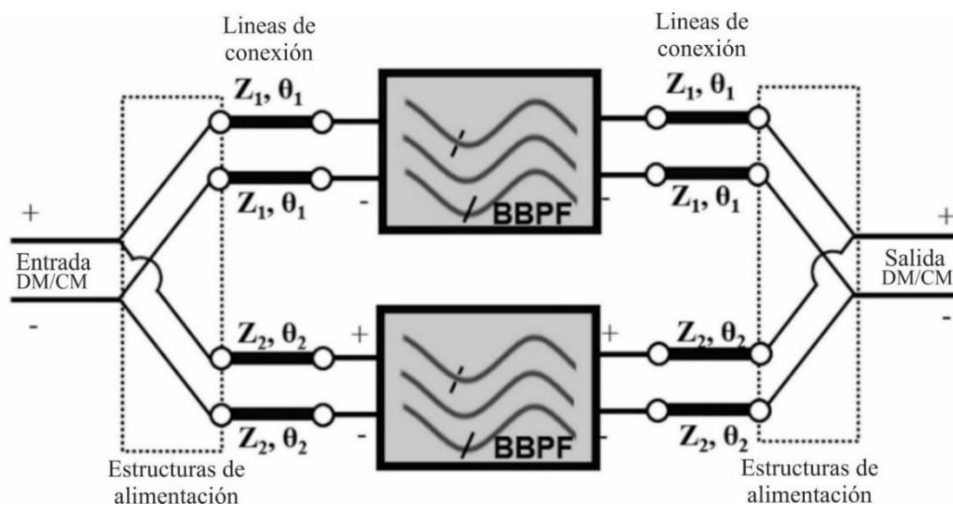


Figura 5.1. Esquema general del filtro doble banda balanceado (DBBPF) y sus componentes.

5.2 Metodología de diseño general.

La metodología de diseño puede ser resumida de manera general en 4 pasos.

A. Diseño de cada uno de los BBPF.

Usando la metodología convencional, se hace el diseño independiente de dos BBPF, uno para cada banda del DBBPF.

B. Diseño de las estructuras de alimentación.

Se diseñan las redes de alimentación de 3 puertos. Para el filtro completo, se requerirá de dos estructuras de alimentación en la entrada y dos a la salida, para dividir y combinar la señal, respectivamente.

C. Diseño de las líneas de conexión.

Se diseñan las líneas de conexión para unir cada uno de los BBPF a sus correspondientes estructuras de alimentación.

D. Combinación de todos los elementos en un único layout.

Todas las estructuras son combinadas para constituir el DBBPF.

Capítulo 5. Filtro balanceado con doble banda de paso (DBBPF).

A. Diseño de cada uno de los BBPF.

Para el diseño de los BBPF, se escogieron las frecuencias de 1GHz y 1.8GHz, un ancho de banda fraccional de 10% y un sustrato RO4003C con ($\epsilon_r=3.48$, $h=0.81\text{mm}$). Los coeficientes de acoplamiento asociados son $Q_{ext1}^d=Q_{ext2}^d=7.65$, $M_{12}^d=M_{34}^d=0.084$ y $M_{23}^d=0.0541$. Estos acoplamientos son obtenidos a partir de las características de diseño de los filtros y las ecuaciones (2.32) a (2.34) [1].

La posición vertical y horizontal de cada estructura que conforma los BBPF es ajustada de manera sistemática hasta que se logran los acoplamientos deseados. En la Figura 5.2 se muestran las gráficas de acoplamiento asociadas a los acoplamientos mutuos M_{12} y M_{23} . Este tipo de gráficas pueden ser usadas para mapear el valor de un acoplamiento deseado a una posición o distancia asociada a dicho valor, minimizando así el número de interacciones necesarias en el proceso de diseño. En la Figura 5.3 se presenta el *layout* de los BBPF.

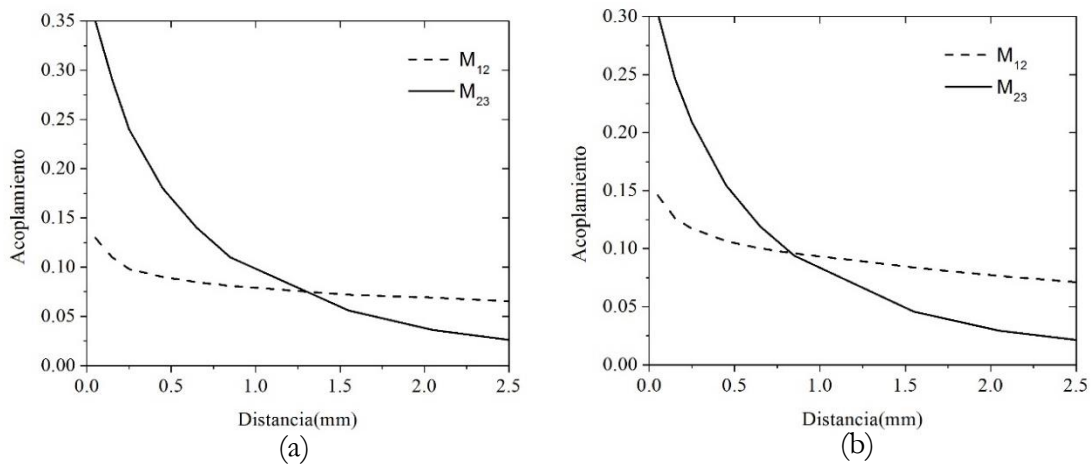


Figura 5.2. Gráficas de acoplamientos para el filtro de (a) 1GHz y (b) 1.8GHz.

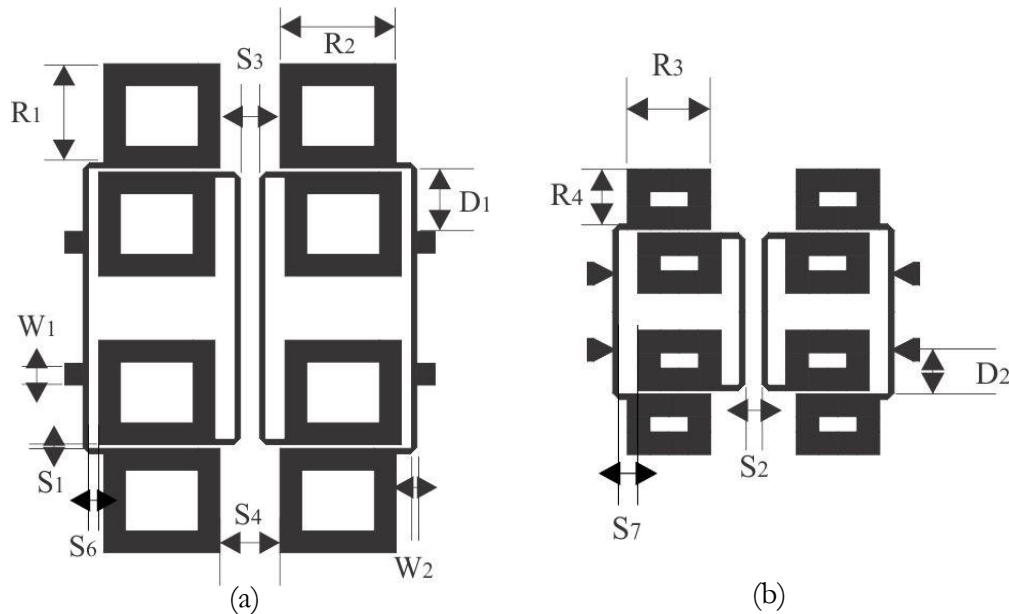


Figura 5.3. Layout de los BBPF de (a) 1GHz y (b) 1.8GHz. $R_1=8.13$ mm, $R_2=9.6$ mm, $R_3=6.6$ mm, $R_4=4.8$ mm, $W_1=1.8$ mm, $W_2=0.46$ mm, $S_1=0.3$ mm, $S_2=4.93$ mm, $S_3=1.6$ mm, $S_4=1.33$ mm, $S_5=0.25$ mm. $D_1=5.6\text{mm}$, $D_2=3.9\text{mm}$.

Capítulo 5. Filtro balanceado con doble banda de paso (DBBPF).

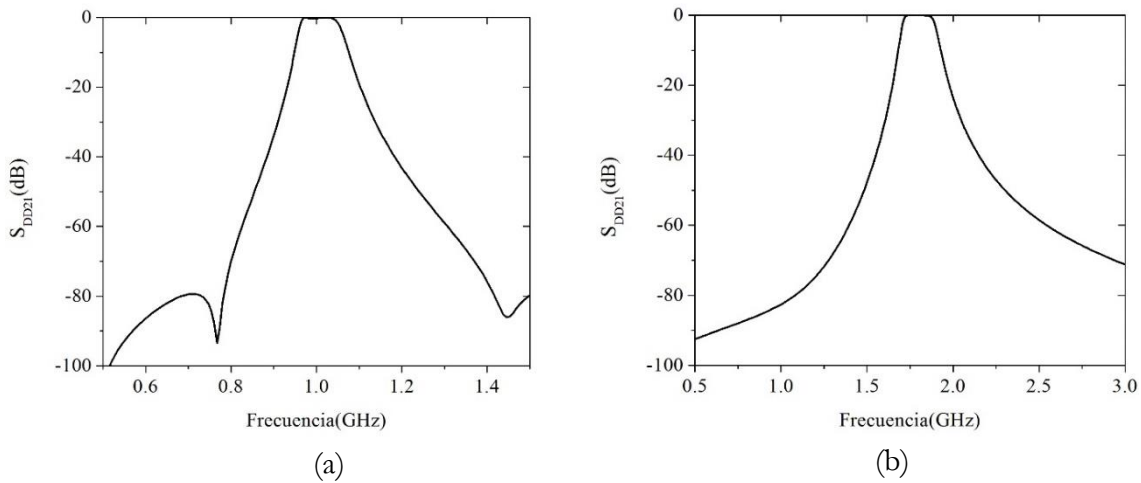


Figura 5.4. Respuesta en frecuencia de los BBPF de (a) 1GHz y (b) 1.8GHz.

Las respuestas en frecuencia de cada uno de los BBPF son presentadas en la Figura 5.4. Se puede observar que ambas bandas de paso están claramente definidas y no presentan valores espurios alrededor de las frecuencias de trabajo. Las características mencionadas, garantizarán que cuando se utilicen los BBPF para formar el DBBPF se tendrá una respuesta libre de picos de transmisión que puedan comprometer el funcionamiento general del mismo. De manera general, la separación mínima entre las bandas del DBBPF, será dependiente de la selectividad de los BBPF individuales, mientras que su separación máxima dependerá principalmente del valor de frecuencia en el que se encuentre el primer espurio del BBPF de menor frecuencia. Por otro lado, el uso de resonadores de anillo con stub cortocircuitado, representa una ventaja en términos de miniaturización y respuesta fuera de banda, además de que toma ventaja de la tierra virtual presente en el eje de simetría de las estructuras balanceadas [2].

B. Diseño de las estructuras de alimentación.

Una implementación completamente planar del DBBPF, requeriría el uso de líneas de conexión con *crossover* operando en un amplio ancho de banda (todo el rango de operación del DBBPF), aumentando la complejidad y el tamaño de la estructura final. Para evitar esto, se propone el uso de un conjunto de estructuras de alimentación de 3 puertos como la presentada en la Figura 5.5.

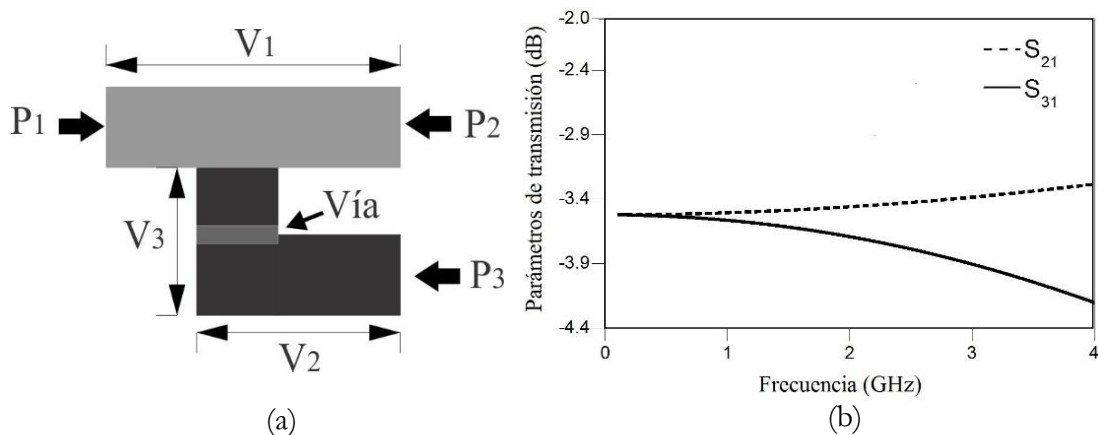


Figura 5.5. (a) *Layout* y (b) respuesta en frecuencia de las estructuras de alimentación. $V_1=6.5$ mm, $V_2=4.5$ mm, $V_3=3.3$ mm

Capítulo 5. Filtro balanceado con doble banda de paso (DBBPF).

Las estructuras de alimentación son una red simple de 3 puertos, en la cual, el puerto P_1 es el puerto de entrada y los puertos P_2 y P_3 son los puertos de salida, los cuales, son conectados a las redes de los filtros de 1GHz y 1.8GHz, respectivamente. Como se puede apreciar en la Figura 5.5(b), la potencia en la red es dividida en partes aproximadamente iguales. El filtro de 1GHz y sus líneas de conexión son alimentados a través del P_2 en el plano superior del DBBPF, mientras que el filtro de 1.8GHz y sus líneas de conexión son alimentados a través del P_3 , en el plano inferior del DBBPF. En total, cuatro vías de alimentación son requeridas para conformar el DBBPF, dos a la entrada y dos a la salida.

C. Diseño de las líneas de conexión.

Las líneas de conexión, son líneas balanceadas de microcinta que se ubican en el plano superior e inferior del DBBPF, tal y como se muestra en la Figura 5.6. Dichas líneas, están completamente caracterizadas por su impedancia característica (Z_{L1} , Z_{L2}) y longitud eléctrica (θ_{L1} , θ_{L2}). Para evitar reflexiones en el circuito, la impedancia característica de las líneas de conexión es escogida para ser igual a la impedancia características de los BBPF y las vías de alimentación, esto es $Z_{L1} = Z_{L2} = 50\Omega$. En consecuencia, el único parámetro que queda para ser determinado es la longitud eléctrica de cada par de líneas de conexión, para lo cual, se usan las herramientas de optimización del simulador ADS y se modifica la longitud eléctrica de las líneas, hasta que se logran las condiciones de circuito abierto correspondientes, obteniéndose que $\theta_{L1} = 28^\circ$ y $\theta_{L2} = 88^\circ$. Posteriormente, se diseñan las líneas de microcinta, modificando su longitud y forma (Figura 5.6) de manera que permitan conectar todas las otras partes del DBBPF, manteniendo al mismo tiempo, las longitudes eléctricas (Figura 5.7) e impedancias características ya establecidas.

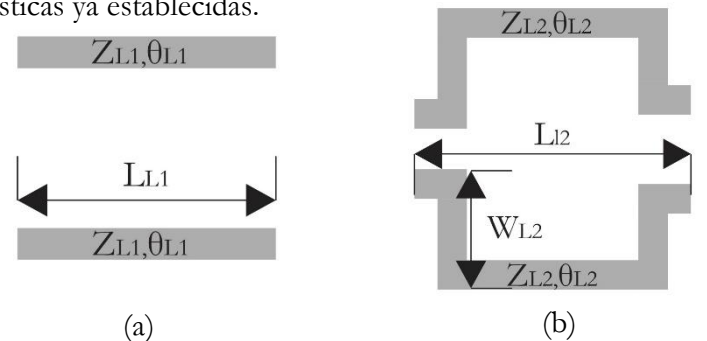


Figura 5.6. Layout de las líneas de conexión de las capas (a) superior e (b) inferior. $L_{L1} = L_{L2} = 16.1\text{mm}$, $W_{L2} = 7.35\text{mm}$.

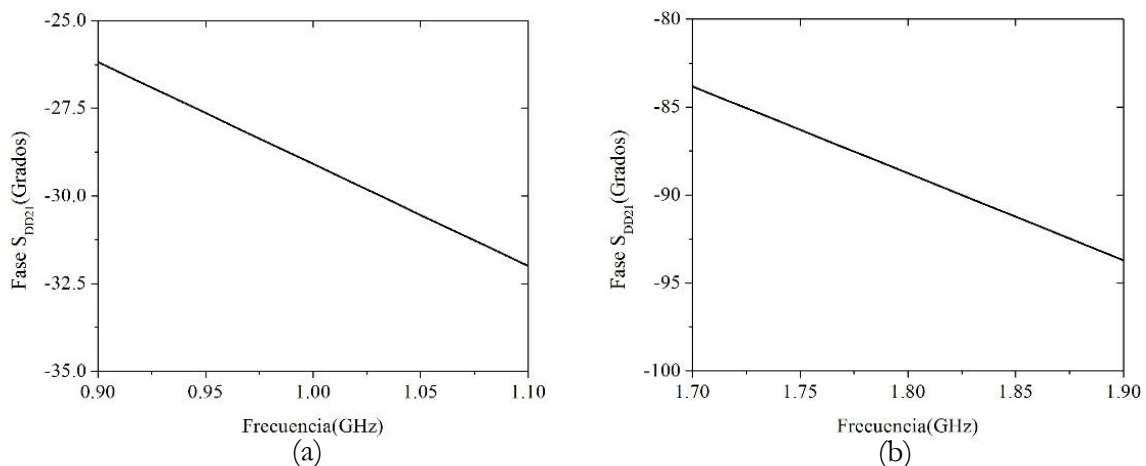


Figura 5.7. Fase de los parámetros de transmisión de las líneas de conexión (a) superior e (b) inferior.

Capítulo 5. Filtro balanceado con doble banda de paso (DBBPF).

D. Combinación de todos los elementos en un único *layout*.

En este punto, todas las estructuras que conforman el DBBPF ya han sido establecidas y diseñadas; por lo cual, ahora se procede a combinarlas en un único *layout*. En la Figura 5.8 se presentan las capas superior e inferior del DBBPF, con indicadores que muestran cada uno de los componentes que lo conforman. A partir de éstas gráficas, se puede observar que el DBBPF está compuesto por 4 vías de alimentación (dos a la entrada y dos a la salida), dos grupos de líneas de conexión dispuestas tanto en la capa superior como inferior y los correspondientes BBPFs. La Figura 5.9 muestra de manera tridimensional el dispositivo completo, con las respectivas capas de material que lo conforman, de esta manera, puede observarse que el *stack* del filtro está conformado por un plano superior de señal, un plano de tierra común en el medio, y un plano de señal inferior conectado a través de un conjunto de vías incluidas en las vías de alimentación remarcadas en la Figura 5.8.

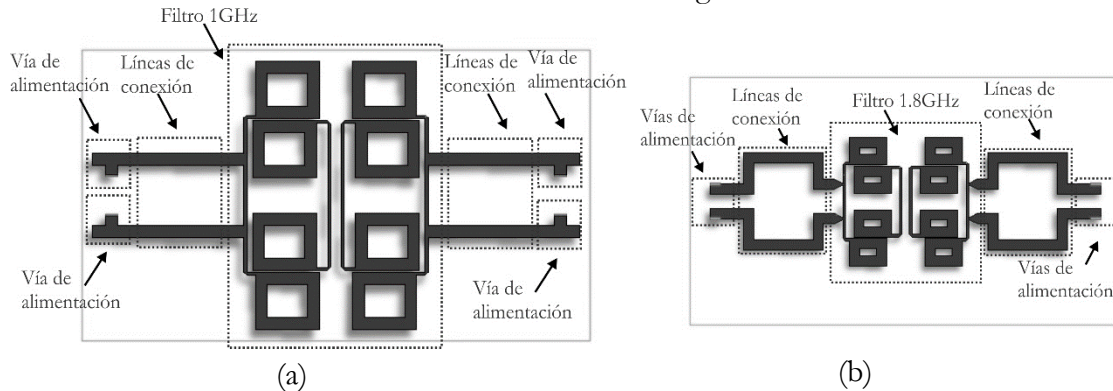


Figura 5.8. *Layout* de las capas (a) superior e (b) inferior del DBBPF y sus componentes.

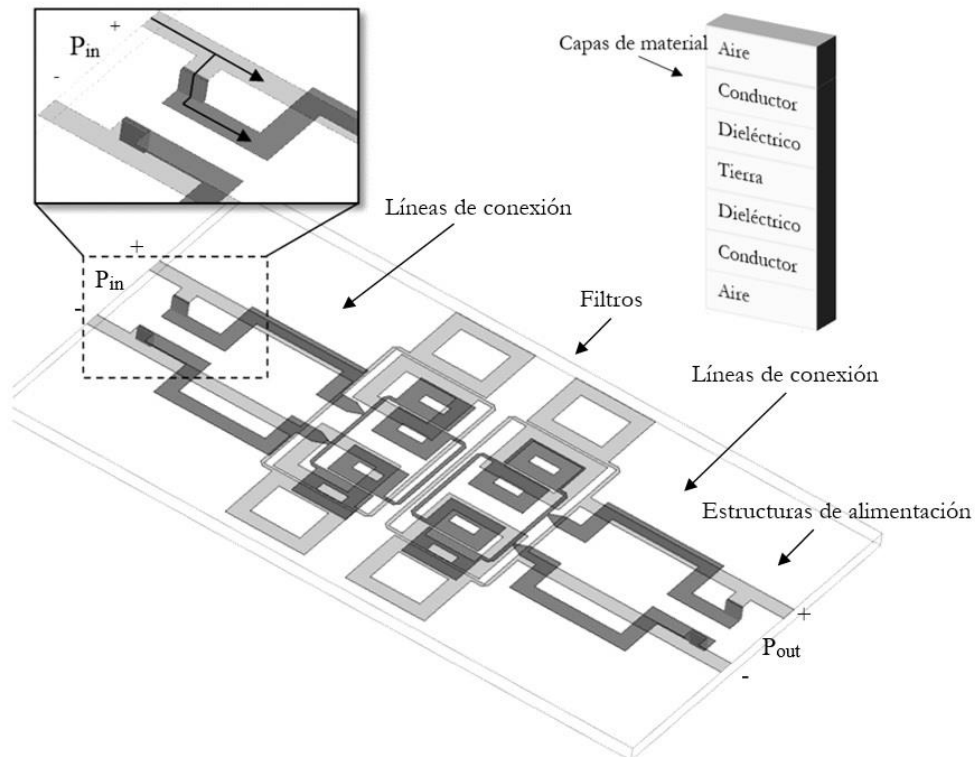


Figura 5.9. Vista 3D del DBBPF y sus secciones. Capa superior (gris claro) y capa inferior (gris oscuro).

Capítulo 5. Filtro balanceado con doble banda de paso (DBBPF).

5.3 Simulación, fabricación, caracterización y discusión de resultados.

Cada una de las capas del prototipo del filtro, fueron fabricadas usando fotolitografía estándar. Posteriormente, se unieron las capas superior e inferior en una configuración de tierra común. De esta manera, en la capa superior (Figura 5.10(a)) del DBBPF se encuentran el BBPF de 1GHz con sus correspondientes estructuras de alimentación y conexión, mientras que el circuito de 1.8GHz, con sus correspondientes estructuras, se encuentra en el plano inferior (Figura 5.10(b)). Las vías, que son parte de las estructuras de alimentación, se implementaron usando alambres de cobre de 0.6mm de diámetro. Finalmente, se usaron conectores SMA para medir los parámetros de dispersión del prototipo [3] mediante un analizador de redes SPARQ-3002E.

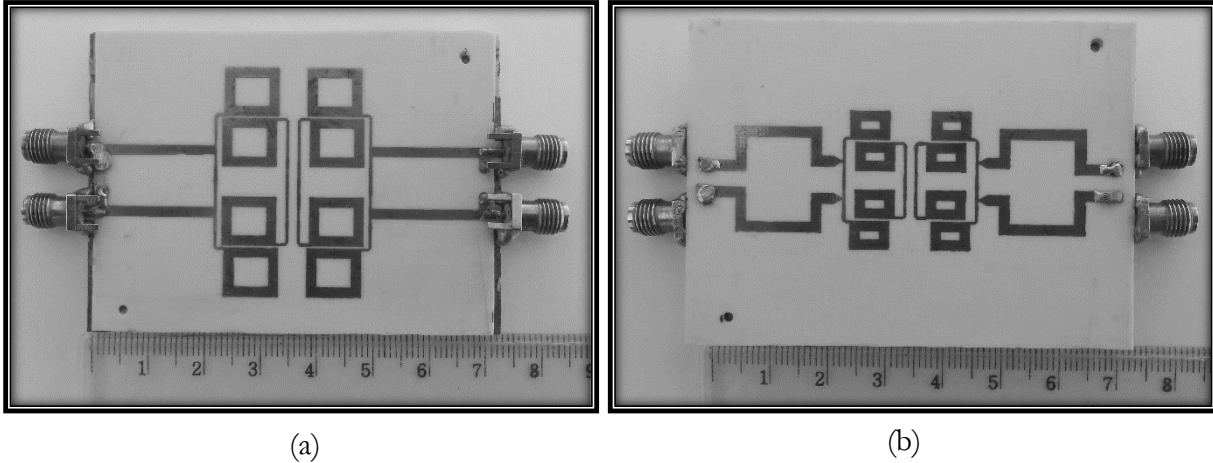


Figura 5.10. Fotografías del prototipo. (a) Capa superior y (b) capa inferior.

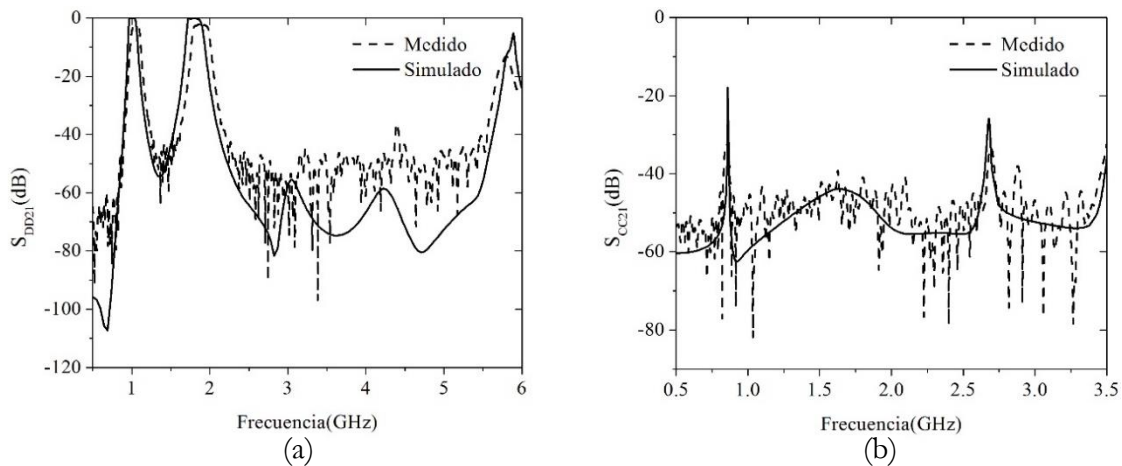


Figura 5.11. Parámetros de transmisión del prototipo. (a) modo diferencial y (b) modo común.

En la Figura 5.11, se presenta una comparación entre los parámetros de transmisión simulados y medidos del prototipo. Aunque la técnica de fabricación es artesanal, la buena concordancia entre los datos simulados y medidos, permite inferir que el circuito es robusto ante variaciones en el proceso de fabricación. Por otro lado, se pueden observar que ambas bandas de paso del DBBPF están claramente definidas, con unas pérdidas por inserción de 2.8 dB y 2.1dB para la primera y segunda banda de paso, respectivamente. Las frecuencias centrales medidas y simuladas son: $f_{0S}=1.03\text{GHz}$,

Capítulo 5. Filtro balanceado con doble banda de paso (DBBPF).

$f_{0M}=1.05\text{GHz}$, $f_{1S}=1.8\text{GHz}$, $f_{1M}=1.89\text{GHz}$, $\text{FBW}_{0S}=0.06$, $\text{FBW}_{0M}=0.1$, $\text{FBW}_{1S}=0.1$, $\text{FBW}_{1M}=0.1$. De la misma manera, de la Figura 5.11(a), se puede observar que se logró una atenuación alta en los puntos medios de las dos bandas de paso, con 57dB de supresión para los datos experimentales y 52 dB para los datos simulados. Por otro lado, se obtuvo una respuesta fuera de banda limpia de espurios, ya que la primera frecuencia espurio se encuentra a 5.6 veces la frecuencia central más baja y atenuada a más de -13dB. Finalmente, se puede observar que el filtro tiene una buena respuesta a las señales en modo común, con una supresión de 58dB y 45dB para la primera y segunda banda de paso del DBBPF, respectivamente.

En la Tabla 5.1. se muestra la comparación de los principales aspectos del filtro propuesto en comparación con otros trabajos disponibles en la literatura. Se puede observar que la estructura propuesta presenta niveles de supresión a señales de modo común superiores para ambas bandas de paso, una característica muy destacable, considerando que, para esto, no se hizo uso de DGS (de su nombre en inglés, *defected ground structures*), componentes discretos, CSR (de su nombre en inglés, *complementary split ring*), u otro tipo de estructuras adicionales. Por otro lado, para señales en modo diferencial, la supresión entre los puntos medios de las bandas de paso es también una ventaja que presenta la estructura propuesta, ya que esto garantiza una alta supresión a señales que se encuentren entre las bandas de paso del DBBPF. Debido a su implementación multicapa el filtro propuesto presenta un tamaño compacto, aunque esto por supuesto implica mayor dificultad en los procesos de simulación y fabricación. Finalmente, la principal ventaja de la estructura propuesta es la posibilidad de diseñar bandas completamente independientes entre sí, como se demostró a lo largo de la sección presente.

Tabla 5.1. Comparación de las principales características del DBBPF propuesto.

	Propuesto	[4]	[5]
Supresión CM medida 1 ^{era} / 2 ^{da} banda	58dB/ 45dB	22dB/ 17dB	36.2dB/ 31.1dB
Supresión en la frecuencia media	57dB	38dB	40dB
Bandas totalmente independientes	Si	No	No
Estructuras complementarias	Ninguna	DGS	Capacitores y resistores discretos
Tamaño total	$0.4\lambda_g \times 0.22\lambda_g$	No mencionado	$0.413\lambda_g \times 0.31\lambda_g$
Orden de los filtros	4	2	4

Referencias.

Referencias del capítulo 5.

- [1] H Jia-Sheng., M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, Inc., cap. 1,2,3,4.
- [2] J.L. Olvera-Cervantes, A. Corona-Chavez, *microstrip balanced bandpass filter with compact size, extended-stopband and common-mode noise suppression*, IEEE microwave and wireless components letters, Vol. 23, pp. 530-532, octubre 2013.
- [3] W. Fan, Albert Lu, L. Wai, B.K. Lok, *Mixed-mode s-parameter characterization of differential structures*, Electronics packaging technology, pp. 533-537, diciembre 2003.
- [4] A. Fernandez-Prieto, J. Martel-Villagr, F. Medina, et al., *dual-band differential filter using broadband common-mode rejection artificial transmission line*. progress in electromagnetics research PIER, Vol. 139, pp.779–797, mayo 2013.
- [5] Y.P Zhang, M. Sun, *dual-band microstrip bandpass filter using stepped-impedance resonators with new coupling schemes*, IEEE transaction on microwave theory and technique, Vol. 54, pp. 3779-3785, octubre 2006.

Conclusiones.

Conclusiones del trabajo.

En esta sección, se presentan las principales conclusiones en relación al trabajo de tesis presentado; características principales, aportaciones y perspectivas a futuro en el área trabajada.

- Los resonadores de anillo con *stub* cortocircuitado ha demostrado ser estructuras particularmente adecuadas para su uso en circuitos balanceados, debido a que toman ventaja de la presencia de la tierra virtual en el eje de simetría de dichas estructuras, razón por la cual, se evita la necesidad de vías a tierra, disminuyendo así, la complejidad en los procesos de simulación y fabricación.
- Se introdujo una nueva clase de filtros balanceados de doble banda, cuyas bandas de paso pueden ser diseñadas de manera completamente independiente entre sí, permitiendo obtener gran flexibilidad de diseño en parámetros como ancho de banda, orden y tipo de filtro. Por otro lado, el filtro exhibe excelentes características de supresión ante señales en modo común, con atenuaciones de 58dB y 45dB, un tamaño compacto, y alrededor de 57dB de atenuación para el punto medio entre ambas bandas de paso.
- Se introdujo una nueva metodología para el diseño de dispositivos balanceados haciendo uso únicamente de líneas de transmisión *single-layer*. La precisión de la técnica de diseño, fue verificada a través de simulaciones y mediciones experimentales, con una excelente concordancia entre ambas. Por otra parte, el uso de la red de supresión de modo común, también permite mejorar la respuesta fuera de banda del circuito al que se encuentra conectada, como pudo verificarse en el prototipo presentado donde se logró una atenuación de más de 20dB en la primera frecuencia espurio del filtro. Adicionalmente, la técnica propuesta, permite también la transformación directa de dispositivos *single-ended* ya existentes en equivalentes balanceados, sin la necesidad de que los mismos sean rediseñados.
- Se presentó una red de supresión de modo común, que permite mejorar el modo común de un circuito balanceado sin comprometer su operación en modo diferencial. Aun cuando el uso de *stubs* para introducir ceros de transmisión es una técnica conocida, su uso en estructuras balanceadas es muy limitado, a pesar de sus múltiples ventajas, entre las que principalmente se destacan su simplicidad y facilidad de integración a circuitos ya existentes. Como consecuencia directa de estas características, el circuito presenta ventajas en términos de simulación, análisis y fabricación, en relación a otros esquemas como las DGS, donde se requieren de complejas estructuras multicapa en cascada para obtener mejoras significativas en la respuesta en modo común.
- La investigación realizada a lo largo del doctorado ha llevado a resultados interesantes que han permitido innovar en el estado del arte de filtros balanceados, mejorando características tanto de forma como de desempeño, que han sido presentados en importantes revistas internacionales enfocadas en el área de dispositivos de alta frecuencia.
- Cada una de las estructuras propuestas, así como sus metodologías de diseño pueden ser escalables a frecuencias de operación diferentes a las de los prototipos presentados en este trabajo de tesis.
- La tecnología de microondas demuestra ser un área llena de retos y oportunidades; el desarrollo de nuevos materiales, simuladores, estructuras, estándares y otros, es un constante recordatorio de que siempre habrá un área de oportunidad para la investigación e innovación científica.

Apéndice.

Publicaciones realizadas en el doctorado.

En esta sección, se enlistan las publicaciones logradas en el periodo correspondiente a los cuatro años de doctorado. Todas las publicaciones mencionadas fueron realizadas en revistas internacionales arbitradas, solo una se encuentra aún en proceso de revisión.

A. Arbelaez-Nieto, J.L. Olvera-Cervantes, **J.A Escobar-Peláez**, and A. Corona-Chavez, “A Novel Via-Free Microstrip Balanced-To-Balanced Diplexer for Narrow-Band Applications”, Wiley, Microwave and optical technology letters, 2014.

J.A Escobar-Peláez, J.L. Olvera-Cervantes, A. Corona-Chavez, “Balanced-to-balanced dual-band bandpass filter with common-mode rejection spurious suppression and independent bands”, Taylor & Francis, Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2015.

J.A Escobar-Peláez, J.L. Olvera-Cervantes, A. Corona-Chavez, “Plana common-mode suppression network in balanced structures”, Wiley, Microwave and optical technology letters, 2016.

J.A Escobar-Peláez, J.L. Olvera-Cervantes, A. Corona-Chavez, “Novel common mode suppression network for the transformation of single-ended to balanced filters”, Wiley, Microwave and optical technology letters, 2016.